

**КОМПЕНСАЦИЯ ПОТЕРЬ В ЛИНИЯХ  
С ЧАСТОТНОЗАВИСИМЫМИ ПЕРВИЧНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ  $R$  И  $G$   
С ПОМОЩЬЮ ЭКСПОФУНКЦИОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ**

**КОМПЕНСАЦІЯ ВТРАТ У ЛІНІЯХ  
З ЧАСТОТНОЗАЛЕЖНИМИ ПЕРВИЧНИМИ ПАРАМЕТРАМИ  $R$  ТА  $G$   
ЗА ДОПОМОГОЮ ЕКСПОФУНКЦІЙНИХ СИГНАЛІВ**

**LOSSES COMPENSATION IN LINES  
WITH FREQUENCY-DEPENDENT PRIMARY PARAMETERS  $R$  AND  $G$   
BY MEANS OF THE EXPOFUNCTIONAL SIGNALS**

**Аннотация.** Дана математическая модель линии с частотнозависимыми потерями при экспофункциональном воздействии. Доказана эффективность компенсации частотнозависимых потерь в однородной линии с помощью экспофункционального воздействия.

**Анотація.** Дано математичну модель лінії з частотнозалежними втратами при експофункціональних діях. Доведено ефективність компенсації частотнозалежних втрат в однорідній лінії за допомогою експофункційних дій.

**Summary.** The mathematical model of a line with frequency-dependent losses under expofunctional excitation is given. The efficiency of the frequency-dependent losses compensation in a homogeneous line is proved with the help the expofunctional excitation.

Линии связи широко применяются в различных отраслях техники, электроники и средствах связи. Развитие электротехники и средств связи обуславливает тенденцию повышения требований к характеристикам проводных линий связи, в частности, возникает проблема компенсации потерь в линии. Принципиально новым подходом к компенсации распределенных потерь в однородной линии является решение, основанное на явлении выделения активной мощности реактивными элементами электрической цепи [1].

Исследования однородных линий при экспофункциональных воздействиях уже проводились. В работе [2] исследованы амплитудно-частотные и переходные характеристики систем, содержащих электрические цепи с распределенными параметрами, которые эквивалентны коротким однородным линиям без искажений, при экспогармоническом воздействии; исследованы отклики таких систем на последовательность прямоугольных импульсов. В работе [3] рассмотрены телеграфные уравнения однородных линий при экспофункциональных сигналах и исследованы амплитудно-частотные характеристики длинных однородных линий без искажений. В работе [4] дано понятие экспо-П-образного сигнала и рассмотрены особенности прохождения таких сигналов через длинную однородную линию без искажений. В работе [5] представлены исследования однородной линии с произвольными потерями при экспофункциональном воздействии. Однако исследования, проведенные в указанных выше работах, ограничены рассмотрением однородных линий с постоянными первичными параметрами, а исследования линий с частотнозависимыми первичными параметрами  $R$  и  $G$  при экспофункциональных воздействиях не проводились. Поэтому цель данной статьи – исследовать возможность компенсации частотнозависимых потерь в однородной линии с помощью экспофункционального воздействия.

Для того чтобы аналитически исследовать возможность компенсации частотно-зависимых потерь в однородной линии с помощью экспофункционального воздействия, необходимо создать математическую модель однородной линии при экспофункциональном воздействии.

**1. Математическая модель однородной линии с частотнозависимыми первичными параметрами  $R$  и  $G$  при экспофункциональном воздействии.** Математическая модель линии при гармоническом воздействии подробно описана, например, в литературе [6, 7], где отрезок однородной линии рассматривается как симметричный четырехполюсник, нагруженный на сопротивление  $Z_n$  (рис. 1).

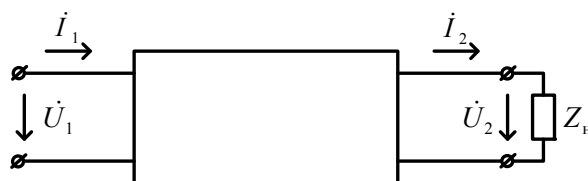


Рисунок 1 – Изображение симметричного четырехполюсника, нагруженного на  $Z_{\text{н}}$

Рассматривая линию как симметричный четырехполюсник, авторы работ [6, 7] определяют частотные функции, которые характеризуют данный четырехполюсник, нагруженный на  $Z_{\text{н}}$ . В качестве таких функций рассматриваются амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и фазочастотная характеристика (ФЧХ). Для того чтобы получить АЧХ и ФЧХ четырехполюсника, нагруженного на сопротивление  $Z_{\text{н}}$ , запишем его комплексную передаточную функцию по напряжению [6, 7]

$$\dot{K}_U(\omega) = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = K(\omega) \cdot e^{-j\varphi(\omega)} = \frac{Z_{\text{н}}}{A_{11}Z_{\text{н}} + A_{12}} = \frac{Z_{\text{н}}}{Z_{\text{н}} \operatorname{ch}(\gamma l) + Z_{\text{в}} \operatorname{sh}(\gamma l)}, \quad (1)$$

где  $K(\omega)$  – АЧХ;  $\varphi(\omega)$  – ФЧХ;  $\omega = 2\pi f$  – угловая частота;  $\dot{U}_1$  и  $\dot{U}_2$  – напряжение в комплексном виде на входе и выходе четырехполюсника соответственно;  $Z_{\text{н}}$  – комплексное сопротивление нагрузки;  $Z_{\text{в}}$  – комплексное волновое сопротивление;  $A_{11}$ ,  $A_{12}$  – элементы матрицы  $[A]$  для отрезка однородной линии;  $\gamma$  – коэффициент распространения линии;  $l$  – длина отрезка линии.

Указанная выше математическая модель однородной линии разработана, опираясь на известные телеграфные уравнения однородной линии при гармоническом воздействии [6].

При экспофункциональном воздействии телеграфные уравнения для ядер экспофункций  $\tilde{u}(x, t) \equiv \tilde{u}$ ,  $\tilde{i}(x, t) \equiv \tilde{i}$  выглядят следующим образом [3]:

$$-\frac{d\tilde{u}}{dx} = (R \pm \lambda L)\tilde{i} + L \frac{d\tilde{i}}{dt}; \quad (2)$$

$$-\frac{d\tilde{i}}{dx} = (G \pm \lambda C)\tilde{u} + C \frac{d\tilde{u}}{dt}, \quad (3)$$

где  $\lambda > 0$  – параметр, характеризующий экспофункциональное воздействие [8];  $\tilde{u}$ ,  $\tilde{i}$  – произвольные функции напряжения и тока соответственно, не имеющие множителя  $e^{\mp \lambda t}$  [8]. Из (2) и (3) видно, что появились новые первичные параметры  $(R \pm \lambda L)$  и  $(G \pm \lambda C)$ , которые характеризуют потери в линии при экспофункциональном воздействии (используя нижний знак при  $\lambda$ , можно добиться компенсации потерь в линии).

Опираясь на равенства (2) и (3), запишем выражения для составляющих передаточной функции по напряжению (1) при экспофункциональном воздействии для линии, первичные параметры  $R$  и  $G$  которой зависят от частоты:  $\gamma$  – коэффициент распространения линии

$$\gamma(\lambda, f) = \sqrt{((R(f) - \lambda L) + j\omega L)((G(f) - \lambda C) + j\omega C)}; \quad (4)$$

$Z_{\text{в}}$  – волновое сопротивление

$$Z_{\text{в}}(\lambda, f) = \sqrt{\frac{(R(f) - \lambda L) + j\omega L}{(G(f) - \lambda C) + j\omega C}}. \quad (5)$$

Подставив выражения (4) и (5) в выражение (1), получим передаточную функцию по напряжению для модели однородной линии с частотнозависимыми потерями при экспофункциональном воздействии. Из выражений (4) и (5) также видно, что при частотно-зависимых потерях в линии возможна полная компенсация потерь, но лишь на одной конкретно заданной частоте. При этом параметр  $\lambda$ , который характеризует экспофункциональное воздействие, рассчитывается по формуле

$$\lambda(f) = \frac{R(f)C + G(f)L}{2LC} \quad (6)$$

для одной конкретно заданной частоты.

Таким образом, используя инструмент в виде передаточной функции по напряжению для модели однородной линии с частотно-зависимыми потерями при экспофункциональном воздействии, приступим к решению задачи, поставленной в данной статье.

Одной из причин возникновения частотнозависимых потерь в линии является так называемый скин-эффект (поверхностный эффект), второй – потери обусловленные поляризацией изоляции между проводниками.

Проведем анализ однородной цепи с распределенными частотнозависимыми первичными параметрами на примере полосковой линии, исследуемой в литературе [9]. Указанный отрезок полосковой линии, длиной  $l = 36$  дюймов, имеет следующие первичные параметры:  $R = 422 \cdot 10^{-3}$  Ом/дюйм (на частотах до 100 МГц);  $G = 38 \cdot 10^{-6}$  См/дюйм (на частоте 100 МГц);  $L = 10,8 \cdot 10^{-9}$  Гн/дюйм;  $C = 3 \cdot 10^{-12}$  Ф/дюйм. Сопротивление нагрузки  $R_n = 60$  Ом. На частотах свыше 100 МГц сопротивление линии возрастает согласно выражению [9]:

$$R(f) = R \sqrt{\frac{f}{f_1}}, \quad (7)$$

где  $R$  – распределенное сопротивление линии на частотах до 100 МГц;  $f_1$  – пороговая частота (100 МГц);  $f$  – значение частоты свыше 100 МГц. Значение проводимости изоляции линии на частотах свыше 100 МГц возрастает согласно следующему выражению [9]

$$G(f) = G \frac{f}{f_1}, \quad (8)$$

где  $G$  – проводимость изоляции линии на частоте 100 МГц.

Проанализируем амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) указанной выше однородной полосковой линии с частотнозависимыми первичными параметрами  $R$  и  $G$ .

Построим АЧХ указанной полосковой линии (рис. 2), используя для этого выражение (1). Параметр  $\lambda$  рассчитаем по формуле (6) для частоты 1 ГГц ( $\lambda = 1,25 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1}$ ) (рис. 2).

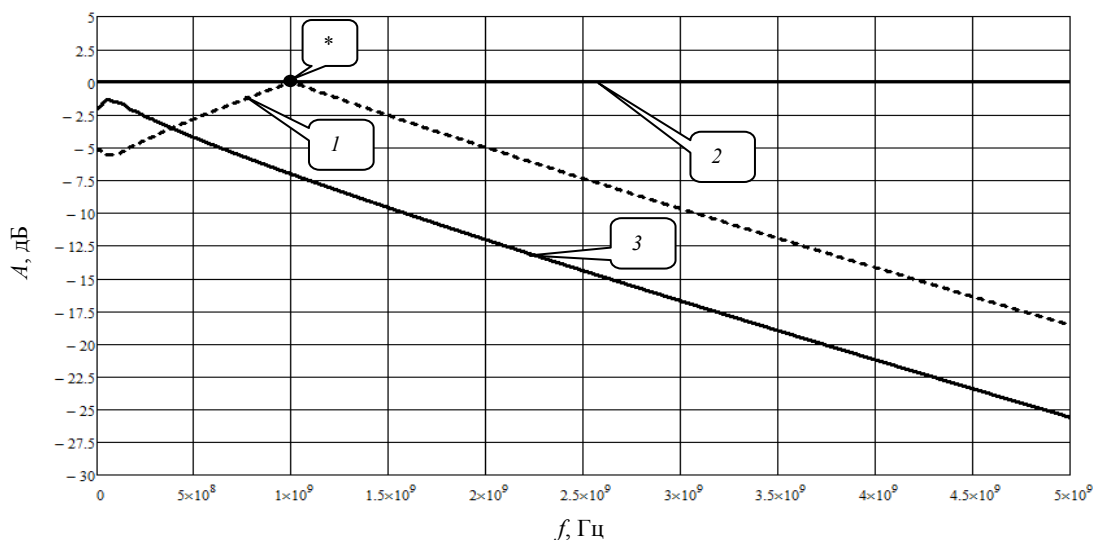


Рисунок 2 – АЧХ модели линии (компенсация на частоте 1 ГГц)

На рис. 2: кривая 1 – АЧХ модели линии с частотнозависимыми потерями при экспофункциональном воздействии (параметр  $\lambda = 1,25 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1}$  рассчитан для частоты 1 ГГц (\* – точка

полной компенсации потерь в линии)); кривая 2 – АЧХ модели линии без потерь ( $R = 0, G = 0$ ); кривая 3 – АЧХ модели линии с частотнозависимыми потерями при гармоническом воздействии.

Анализируя кривые на рис. 2, видим, что при экспофункциональном воздействии полная компенсация потерь в линии выполняется только лишь на той определенной частоте, для которой рассчитан параметр  $\lambda$ . Таким образом, рассчитывая параметр  $\lambda$  для определенной частоты, точку полной компенсации потерь в линии (\*) можно перемещать по частоте как вправо, так и влево по характеристике 2. Также необходимо отметить, что, если допустимый уровень затухания сигнала в линии равен, например, 3 дБ, то с помощью экспофункционального воздействия можно обеспечить полосу пропускания шириной 1,2 ГГц.

При дальнейших исследованиях прохождения П-образных импульсов через модели линии во временной области возникли проблемы с временем задержки сигнала. Указанные проблемы появились вследствие влияния фазочастотной характеристики экспофункционального сигнала.

Для прояснения полной картины, приведем фазочастотную характеристику (ФЧХ) для тех же моделей линии (рис. 3), используя выражение (1). Для экспофункционального воздействия параметр  $\lambda$  рассчитаем по формуле (6) для частоты 1 ГГц ( $\lambda = 1,25 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1}$ ).

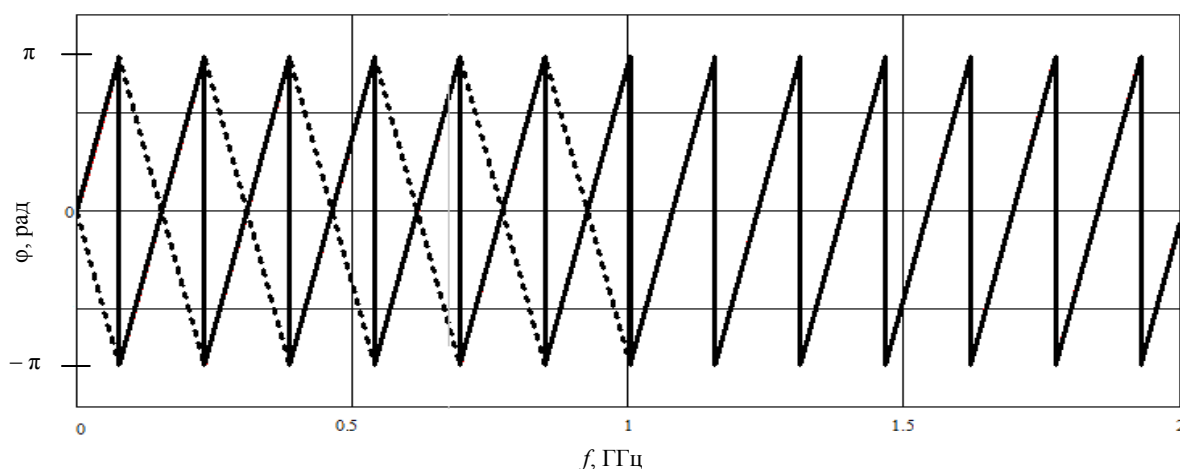


Рисунок 3 – ФЧХ моделей линии ( $\lambda = 1,25 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1}$ )

На рис. 3 кривая, представленная в виде сплошной линии, соответствует ФЧХ для моделей линий без потерь и с частотнозависимыми потерями при гармоническом воздействии, а кривая, представленная пунктирной линией, соответствует ФЧХ для модели линии с частотнозависимыми потерями при экспофункциональном воздействии. На рисунке видно, что в диапазоне частот от 0 до 1 ГГц ФЧХ модели линии при гармоническом воздействии находится в противофазе по отношению к ФЧХ модели линии при экспофункциональном воздействии. На частоте, соответствующей полной компенсации потерь в линии (1 ГГц), ФЧХ модели линии при экспофункциональном воздействии изменяется скачкообразно и становится синфазной с ФЧХ модели линии при гармоническом воздействии на всем диапазоне частот свыше 1 ГГц. В связи с представленным фактом необходимо внести коррективы в выражение (6), которое предназначено для расчета значения параметра  $\lambda$ , т.е. для компенсации частотнозависимых потерь величину  $\lambda$  следует рассчитывать для частоты, которая на 1 МГц меньше той частоты, на которой необходимо скомпенсировать потери. В результате, такая методика расчета параметра  $\lambda$  даст возможность получить синфазную ФЧХ на той частоте, на которой необходимо скомпенсировать потери. Например, если потери в линии нужно скомпенсировать на частоте 1 ГГц, то параметр  $\lambda$  следует рассчитывать для частоты 999 МГц, что, в свою очередь, приведет к полной компенсации потерь на частоте 999 МГц и незначительной недокомпенсации на частоте 1 ГГц, но ФЧХ на частоте 1 ГГц при экспофункциональном и гармоническом воздействиях будут синфазны (рис. 4).

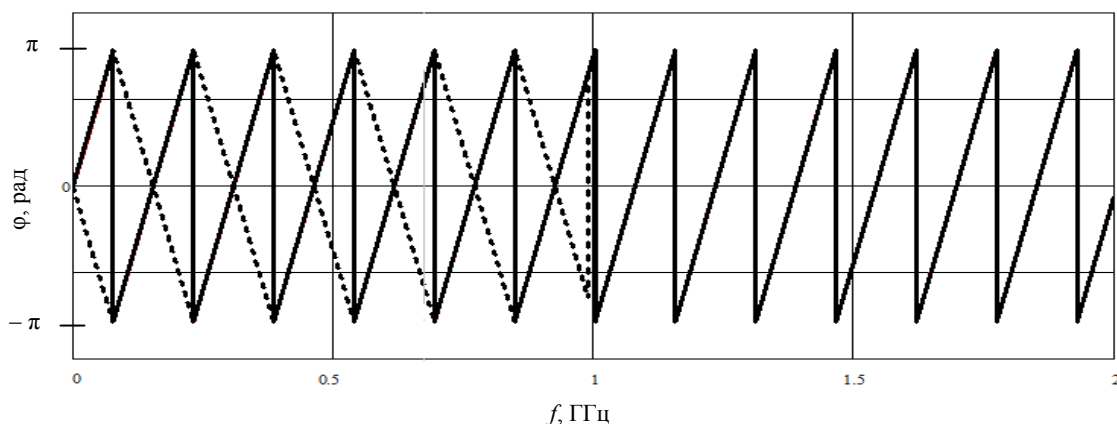


Рисунок 4 – ФЧХ моделей линии ( $\lambda = 1,24 \cdot 10^8 \text{ c}^{-1}$ )

На рис. 4 кривая в виде сплошной линии соответствует ФЧХ для моделей линий без потерь и с частотнозависимыми потерями при гармоническом воздействии, а кривая, представленная пунктирной линией, соответствует ФЧХ для модели линии с частотнозависимыми потерями при экспофункциональном воздействии (параметр  $\lambda$  рассчитаем по формуле (6) для частоты 999 МГц ( $\lambda = 1,24 \cdot 10^8 \text{ c}^{-1}$ )).

Использование описанного выше подхода к расчету параметра  $\lambda$  дало возможность в дальнейших исследованиях обеспечить синфазность сигналов на выходе моделей линий.

Таким образом, согласно проведенным выше исследованиям следует, что при экспофункциональном воздействии на модель линии можно обеспечить полосу пропускания (максимальное затухание в полосе пропускания 3 дБ) шириной 1,2 ГГц при условии, что фаза выходного сигнала при эксповоздействии будет отличаться на  $180^\circ$  от фазы выходного сигнала без эксповоздействия. Если же необходимо сохранить синфазность выходного сигнала при эксповоздействии с выходным сигналом без эксповоздействия, то ширина полосы пропускания с затуханием не больше 3 дБ при экспофункциональном воздействии уменьшается ровно в два раза и составляет 0,6 ГГц.

**2. Прохождение П-образных и экспо-П-образных импульсов через модель однородной линии с частотно-зависимыми потерями.** В работе [9] автор анализирует описанную выше полосковую линию с целью повысить ее эффективность для передачи П-образных импульсов небольшой длительности. В указанной работе акцентируется внимание на том, что при передаче П-образных импульсов по данной линии частотнозависимые потери, существующие в этой линии, влияют не только на амплитуду импульса на выходе, но и на его форму. В свою очередь искажение формы и уменьшение амплитуды П-образного импульса затрудняет его регистрацию на выходе линии.

Преследуя цель повысить эффективность передачи коротких П-образных импульсов по средствам данной линии, автор работы [9] предлагает включать на выходе линии корректирующую RC-цепь, которая позволит исправлять форму П-образных импульсов, а их амплитуду увеличивать с помощью включенного последовательно усилителя с необходимым коэффициентом усиления (рис. 5 [9]).

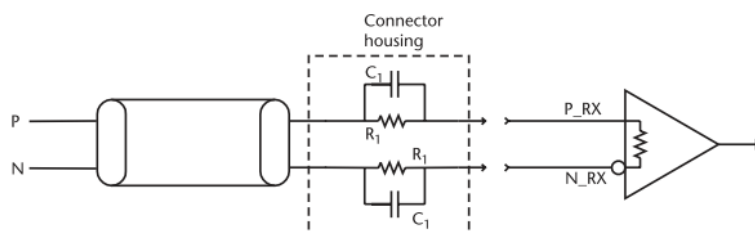


Рисунок 5 – Схема включения корректирующей RC-цепи на выходе линии

На рис. 5:  $C_1$  – корректирующая емкость;  $R_1$  – корректирующее сопротивление;  $R_X$  – сопротивление провода (50 Ом). Для схемы, представленной на рис. 5, приводятся характеристики АЧХ (рис. 6 [9])

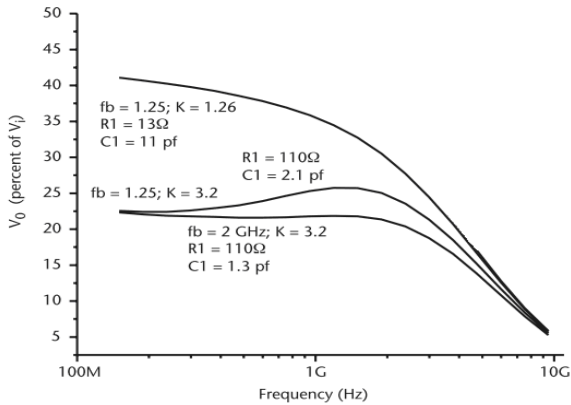


Рисунок 6 – АЧХ линии с корректором, приведенные в работе

линии с включенным на выходе  $RC$ -корректором как каскадное соединение двух четырехполюсников, нагруженное на сопротивление нагрузки  $Z_H$  (рис. 7).

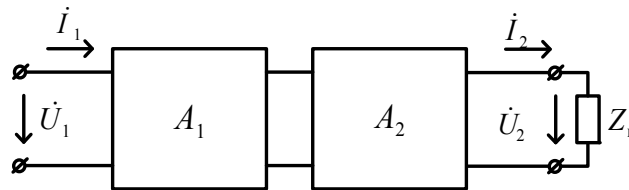


Рисунок 7 – Каскадное соединение четырехполюсников

На рис. 7 четырехполюсник  $A_1$  представляет собой отрезок полосковой линии, математическая модель которого записывается в виде матрицы  $[A]$  [6, 7]. Четырехполюсник  $A_2$  представляет собой  $RC$ -корректор [9], математическую модель которого запишем в виде матрицы  $[A_2]$

$$[A_2] = \begin{bmatrix} \frac{2R_1}{RX(1 + j\omega C_1 R_1)} + 1 & \frac{2R_1}{1 + j\omega C_1 R_1} \\ \frac{1}{RX} & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Тогда эквивалентная матрица каскадного соединения четырехполюсников  $A_1$  и  $A_2$  будет иметь вид:

$$[A_{\text{эkv}}] = [A_1] \cdot [A_2] = \begin{bmatrix} \text{ch}(\gamma l) \cdot \left[ \frac{2R_1}{RX(1 + j\omega C_1 R_1)} + 1 \right] + \frac{Z_B \cdot \text{sh}(\gamma l)}{RX} & Z_B \cdot \text{sh}(\gamma l) + \frac{2R_1 \cdot \text{ch}(\gamma l)}{1 + j\omega C_1 R_1} \\ \frac{\text{ch}(\gamma l)}{RX} + \frac{\text{sh}(\gamma l) \cdot \left[ \frac{2R_1}{RX(1 + j\omega C_1 R_1)} + 1 \right]}{Z_B} & \text{ch}(\gamma l) + \frac{2R_1 \cdot \text{sh}(\gamma l)}{Z_B(1 + j\omega C_1 R_1)} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

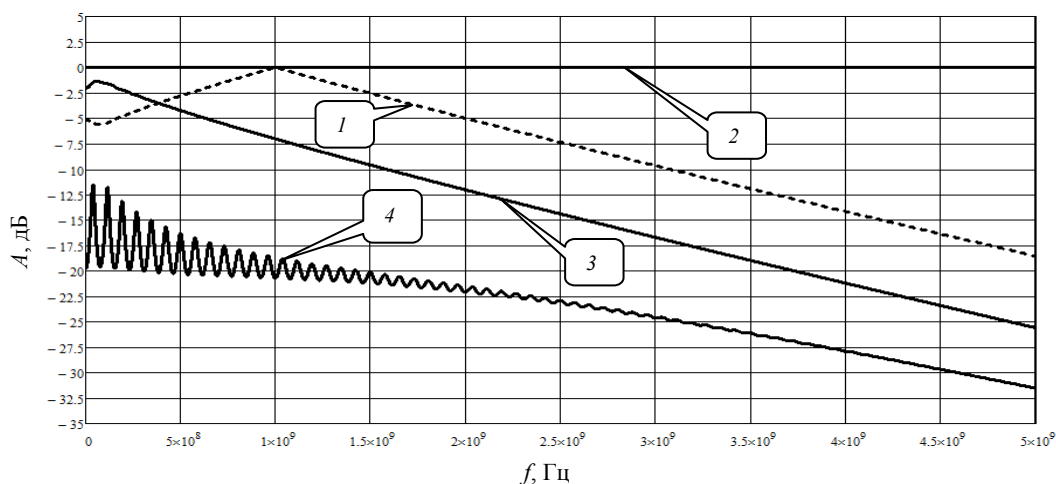


Рисунок 8 – АЧХ модели полосковой линии с частотно-зависимыми потерями

Опираясь на выражение матрицы (10) и используя формулу (1), построим АЧХ указанной выше полосковой линии с корректором при условии, что  $C_1 = 1,3$  пФ;  $R_1 = 110$  Ом;  $RX = 50$  Ом (рис. 8).

На рис. 8 кривая 1 – АЧХ модели линии с частотнозависимыми потерями при экспофункциональном воздействии (параметр  $\lambda$  рассчитан для частоты 999 МГц ( $\lambda = 1,24 \cdot 10^8 \text{ с}^{-1}$ )); кривая 2 – АЧХ модели линии без потерь ( $R = 0, G = 0$ ); кривая 3 – это АЧХ модели линии с частотнозависимыми потерями при гармоническом воздействии; кривая 4 – АЧХ модели линии с частотнозависимыми потерями при гармоническом воздействии с учетом  $RC$ -корректора на выходе линии. Анализируя кривую 4, видно, что ход данной кривой на рис. 8 совпадает с ходом кривой (для таких же параметров  $RC$ -корректора) на рис. 6, однако на рис. 8 четко видна неравномерность на низких частотах, а на рис. 6 указанная неравномерность отсутствует. Отсутствие неравномерности на низких частотах на указанной характеристике (см. рис. 6) обусловлено, по всей вероятности, малым количеством точек измерения АЧХ, что, в свою очередь, обуславливает некую аппроксимацию указанной АЧХ.

Сравним эффективность передачи П-образных импульсов, проходящих через модели линии при экспофункциональном воздействии и через модели линии с включенным корректором на выходе. Для этого по известным формулам [6, 10, 11] разложим П-образный сигнал в комплексный ряд Фурье. Параметры П-образного сигнала возьмем следующие: частота следования импульсов  $f = 0,2$  ГГц, длительность П-импульса  $t_{\text{и}} = 2,5$  нс, количество членов ряда Фурье  $n = 9$  (рис. 9).

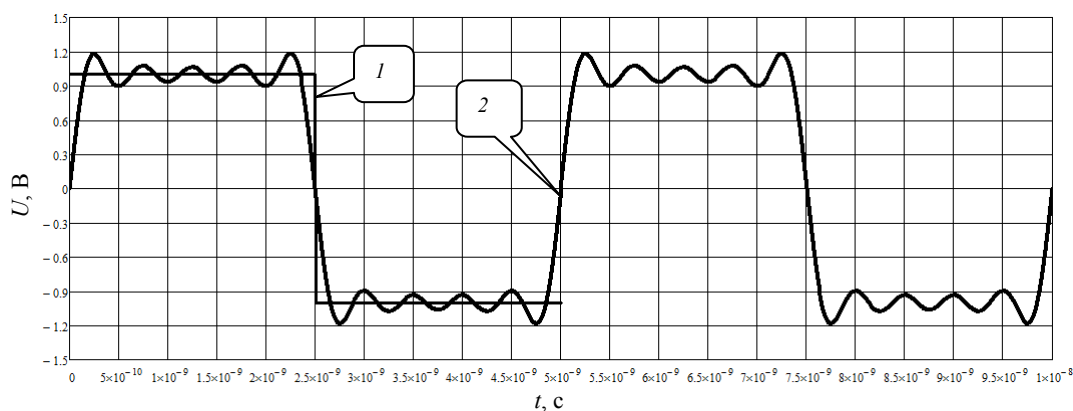


Рисунок 9 – П-образный сигнал ( $t_{\text{и}} = 2,5$  нс)

На рис. 9: кривая 1 – аппроксимирующая функция П-образного импульса; кривая 2 – графическое изображение П-образного сигнала, разложенного в ряд Фурье.

Подадим П-образный импульс, показанный на рис. 9, на вход моделей вышеуказанных линий. Для этого полученный ряд Фурье умножим на передаточные функции моделей линий, в результате чего получим отклик указанных моделей (рис. 10).

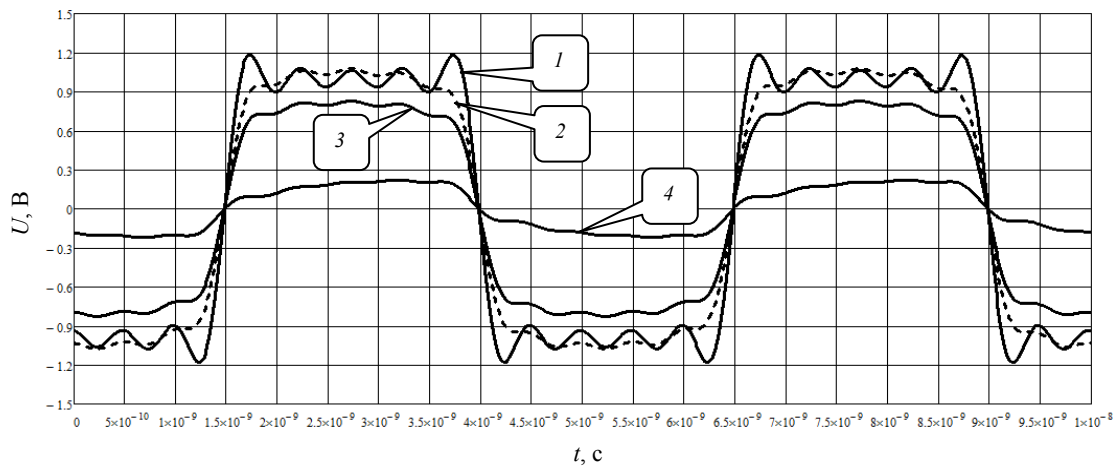


Рисунок 10 – П-образный сигнал на выходе моделей полосковой линии ( $t_{и} = 2,5$  нс)

На рис. 10: кривая 1 – П-образный сигнал на выходе модели линии без потерь; кривая 2 – П-образный сигнал на выходе модели линии с частотнозависимыми потерями при экспофункциональном воздействии (параметр  $\lambda$  рассчитан для частоты 199 МГц ( $\lambda = 4,02 \cdot 10^7 \text{ c}^{-1}$ )); кривая 3 – П-образный сигнал на выходе модели линии с частотно-зависимыми потерями; кривая 4 – это П-образный сигнал на выходе модели линии с частотнозависимыми потерями с RC-корректором.

Для того чтобы детальнее сравнить П-образные импульсы на выходе модели линии при экспофункциональном воздействии и на выходе модели линии с корректором, необходимо усилить П-образные импульсы, полученные на выходе RC-корректора (рис. 11).

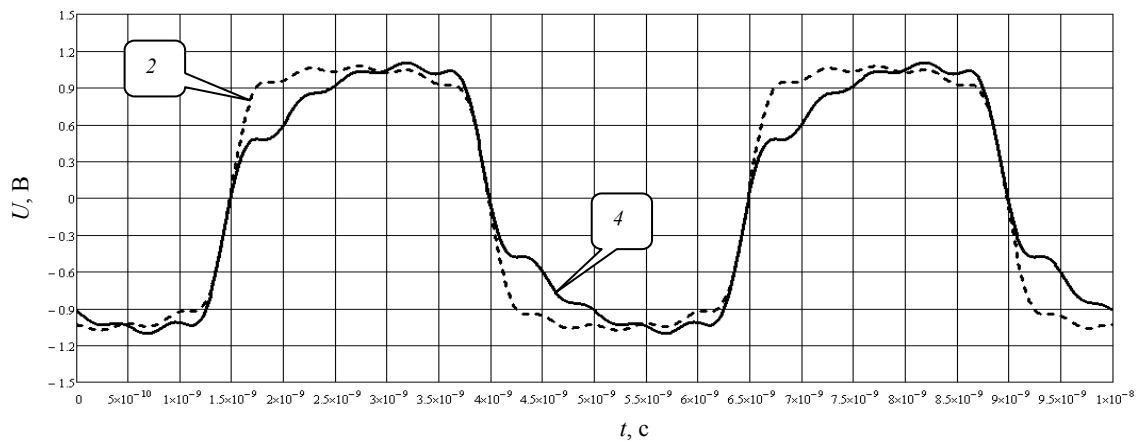


Рисунок 11 – П-образный сигнал на выходе моделей полосковой линии ( $t_{и} = 2,5$  нс)

На рис. 11: кривая 2 описывает П-образные импульсы на выходе модели линии с потерями при экспофункциональном воздействии; кривая 4 – П-образные импульсы на выходе модели линии с RC-корректором, усиленные в 5 раз (14 дБ). Сравнивая выходные сигналы, представленные на рис. 11, видно, что кривая 2 отчетливо описывает П-образные импульсы. Усилив сигнал, который



описывает кривая 4 в 5 раз (14 дБ) видно, что передний фронт полученных П-образных импульсов значительно искажен на уровне 0,3...1 В, а также видны искажения заднего фронта – на уровне – 0,3...–1 В. Указанные искажения обусловлены неравномерностью АЧХ корректора, в то время как указанный корректор, по утверждению автора в литературе [9], предназначен для коррекции формы П-образного импульса. Следует отметить, что указанный корректор с повышением частоты следования импульсов действительно повышает крутизну нарастания переднего фронта П-образных импульсов, однако при этом вносит большое дополнительное затухание сигнала. Так, например, на частоте следования 1 ГГц, чтобы восстановить амплитуду П-образного импульса, необходимо его усилить в 9 раз (19 дБ), на частоте следования 5 ГГц – в 38 раз (31,5 дБ). В то же время экспофункциональный сигнал (экспо-П-образный сигнал) обеспечивает компенсацию частотнозависимых потерь, а следовательно корректирует форму П-образного импульса в описанной выше линии в диапазоне частот 0...5 ГГц.

Таким образом, в результате проведенных в данной статье исследований, получена математическая модель линии при экспофункциональном воздействии, а также доказан тот факт, что экспофункциональный сигнал способен компенсировать частотнозависимые потери, существующие в электрических цепях с распределенными параметрами. В свою очередь, компенсация частотнозависимых потерь в линии с помощью указанного метода позволяет значительно расширить рабочий диапазон частот линии.

### Литература

1. *Іваницький А. М.* Явище виділення активної потужності реактивними елементами електричного кола / Диплом на відкриття НВ № 3, зареєстровано 12.01.99; пріоритет від 30.11.94.
2. *Іваницький А. М.* Исследование прохождения экспофункциональных сигналов через линейные электрические цепи с распределенными параметрами / А. М. Иваницкий, Д. Г. Паску // Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова.– 2008. – № 2. – С. 5 – 9.
3. *Іваницький А. М.* Телеграфные уравнения однородных линий при экспофункциональных сигналах / А. М. Иваницкий, М. В. Рожновский // Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова. – 2009. – № 1. – С. 56 – 53.
4. *Іваницький А. М.* Прохождение экспо-П-образных сигналов через длинную однородную линию без искажений / А. М. Иваницкий, М. В. Рожновский // Цифровые технологии. – 2008. – № 4. – С. 93 – 102.
5. *Іваницький А.М.* Исследование однородной линии с произвольными потерями при экспофункциональном воздействии / А. М. Иваницкий, М. В. Рожновский // Практическое применение в реальных устройствах экспофункциональных сигналов: Отчет по НИР (Шифр «Практика») / Одесская национальная академия связи им. А. С. Попова; ГР №0108u010947. – Одесса, 2008. – С. 36 – 54.
6. *Атабеков Г. И.* Основы теории цепей: учебник для вузов / Атабеков Г. И. – М.: Энергия, 1969. – 424 с.
7. *Зелях Э. В.* Основы общей теории линейных электрических схем / Зелях Э. В. – М.: АН СССР, 1951. – 236 с.
8. *Іваницький А. М.* Зависимость третьего и четвертого уравнений Максвелла от первых двух при произвольном возбуждении электромагнитного поля / А. М. Иваницкий // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова. – 2004. – № 2. – С. 2 – 7.
9. *Thierauf Stephen C.* High-Speed Circuit Board Signal Integrity / Thierauf Stephen C. – Artech House, Inc. Boston, London, 2004. – 243 p.
10. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – [2-е изд., испр.; пер. с англ.] / Скляр Б. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2003. – 1104 с.
11. *Эдвардс Р.* Ряды Фурье в современном изложении. Т. 1 / Эдвардс Р.; пер. с англ. – М.: Мир, 1985. – 260 с.