

Из графика частотной зависимости мнимой части диэлектрической проницаемости (рис. 5) можно отметить, что проводящий пластик практически полностью поглощает КВЧ-излучение. Такое явление обуславливается нахождением в составе проводящего пластика углеродных нанотрубок.

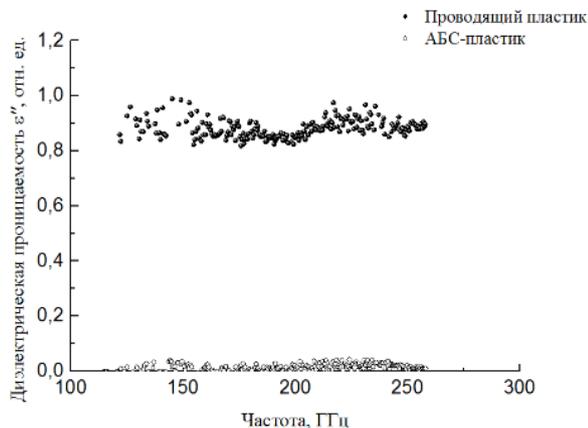


Рис. 5. Частотная зависимость мнимой части диэлектрической проницаемости АБС и токопроводящего пластика

Заключение

В представленной работе рассмотрена возможность применения аддитивной технологии для создания поглотителей электромагнитного излучения в КВЧ-области. Представлены результаты измерения электромагнитного отклика от композитного материала на основе акрилонитрилбутадиенстирола и углеродосодержащих включений, на базе которых можно сделать вывод о практически полном поглощении излучения электропроводящим пластиком. Данный факт даёт нам возможность развить аддитивную технологию создания поглотителей КВЧ излучения.

УДК 621.372.2

М.В. Рыжова

Аналитические выражения для вычисления временного отклика трехпроводной линии передачи на воздействие в форме трапеции

Получены аналитические выражения для вычисления формы сигнала на концах отрезка трехпроводной линии передачи на воздействие импульса в форме трапеции на крайний проводник. Использован метод модального разложения во временной области. Рассмотрены согласованный и рассогласованный случаи. Выполнено моделирование и сравнение результатов.

Ключевые слова: модальное разложение, линия передачи, временной отклик, коэффициент отражения.

Аналитические подходы по вычислению временного отклика на концах отрезка многопроводной линии передачи позволяют дать быструю оценку искаженного сигнала, вызванного электромагнитными наводками от соседних межсоединений. Анализ форм сигнала с учетом каждого проводника

Благодарности

Авторы выражают благодарность за помощь в проведении эксперимента К.В. Дорожкину. Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 18 32 00810.

Литература

1. Gnanasekaran K. et al. 3D printing of CNT- and graphene-based conductive polymer nanocomposites by fused deposition modeling // *Applied materials today*. – 2017. – Vol. 9. – P. 21–28.
2. García-Tuñón E. et al. Printing in three dimensions with graphene // *Advanced materials*. – 2015. – Vol. 27, No. 10. – P. 1688–1693.
3. De la Osa G. et al. Printing of graphene nanoplatelets into highly electrically conductive three-dimensional porous macrostructures // *Chemistry of Materials*. – 2016. – Vol. 28, No. 17. – P. 6321–6328.
4. Gardner J.M. et al. 3-D printing of multifunctional carbon nanotube yarn reinforced components // *Additive Manufacturing*. – 2016. – Vol. 12. – P. 38–44.
5. Leigh S. J. et al. A simple low-cost conductive composite material for 3D-printing of electronic sensors // *PloS one*. – 2012. – Vol. 7, No. 11. – P. e49365.
6. Dunaevskii G.E., Suslyaev V.I., Zhuravlev V.A., Badin A.V., Dorozhkin K.V. Ferromagnetic resonance in hexagonal ferrite Ba₃Co₂Fe₂₄O₄₁ at the THz frequency range // 41st International Conference on Infrared, Millimeter and Terahertz Waves (IRMMW-THz): conference proceedings. Copenhagen, Denmark, 25–30 September 2016. – NY USA: IEEE, 2016. – P. 7758771 (1-2).

Кремзер Роман Александрович

Студент НИ ТГУ

Эл. почта: kremzer-roman@mail.ru;

Бадьин Александр Владимирович

Канд. физ.-мат. наук, доцент

Эл. почта: thzlab@mail.ru

числения формы сигнала для двухпроводной линии. Однако выражения для трехпроводной линии передачи в [2] не приведены.

Цель работы – получить выражения для вычисления форм сигнала на концах отрезка трехпроводной линии передачи.

Для вывода аналитических выражений необходимо определиться с матрицами преобразования мод. Для трехпроводной линии в общем виде они взяты из [2]:

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 1 & -\beta & \frac{1}{2} \\ 1 & 1-\beta & \frac{2}{0} \\ 1 & -\beta & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} \frac{1-\beta}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \\ \beta & 1 & 0 \\ \frac{1-\beta}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

$$\text{где } \beta = \frac{C_{22}}{(2C_{11} + C_{22})}.$$

Затем на основе теории, изложенной в [2], получены выражения для вычисления форм напряжения на ближнем и дальнем концах отрезка трехпроводной линии передачи. Для активного проводника получено:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(0,t) = & (\mathbf{V}_{0a}(t) - \beta \mathbf{V}_{0b}(t) + \mathbf{V}_{0c}(t)/2) + [\Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa}) - \\ & - \beta(\Gamma_{Laa} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) + (\Gamma_{Sca} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Laa})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - 2T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Sac} - \beta [\Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})] + \\ & + (\Gamma_{Lca}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [\Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa}) - \\ & - \beta(\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sbc}) + (\Gamma_{Lcb}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - (T_a + T_b + T_c)) + \\ & + [\Gamma_{Lac}(1 + \Gamma_{Saa}) - \beta(\Gamma_{Lbc}(1 + \Gamma_{Sbb})) + (\Gamma_{Lbc} \Gamma_{Lac} \Gamma_{Scb} \Gamma_{Sca})/2] \times \\ & \times \mathbf{V}_{0c}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [(\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) - \\ & - \beta(\Gamma_{Lbb}(1 + \Gamma_{Sbb})) + (\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Scb})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - 2T_b) + \\ & + [(\Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sac} \Gamma_{Sbc}) - \beta(\Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sac} \Gamma_{Sbc}) + \\ & + (\Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - 2T_c), \quad (2) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(l,t) = & [(1 - \Gamma_{Laa}) - \beta(\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca}) + (\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} - \beta(1 - \Gamma_{Lbb}) + (\Gamma_{Lab} + \Gamma_{Lcb})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \\ & + [(\Gamma_{Lac} \Gamma_{Lbc}) - \beta(\Gamma_{Lac} \Gamma_{Lbc}) + (1 - \Gamma_{Lcc})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - T_c), \quad (3) \end{aligned}$$

где \mathbf{V}_{0a} , \mathbf{V}_{0b} , \mathbf{V}_{0c} – векторы источников падающих волн, Γ_{Laa} , Γ_{Lab} , Γ_{Lac} , Γ_{Lba} , Γ_{Lbb} , Γ_{Lbc} , Γ_{Lca} , Γ_{Lcb} , Γ_{Lcc} , Γ_{Saa} , Γ_{Sab} , Γ_{Sac} , Γ_{Sba} , Γ_{Sbb} , Γ_{Sbc} , Γ_{Sca} , Γ_{Scb} , Γ_{Scc} – элементы матриц $\mathbf{\Gamma}_S$, $\mathbf{\Gamma}_L$, а T_a , T_b , T_c – время распространения волн в линии.

Для первого пассивного проводника, расположенного между активным и другим пассивным проводником, получено:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(0,t) = & (\mathbf{V}_{0a}(t) + (1 - \beta) \mathbf{V}_{0b}(t)) + [\Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa}) + \\ & + (1 - \beta)(\Gamma_{Laa} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca})] \mathbf{V}_{0a}(t - 2T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Sac} + (1 - \beta)[\Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})] \mathbf{V}_{0a}(t - (T_a + \\ & + T_b + T_c)) + [\Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa}) + (1 - \beta)(\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sbc})] \times \\ & \times \mathbf{V}_{0b}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [(\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) + (1 - \beta)(\Gamma_{Lbb}(1 + \\ & + \Gamma_{Sbb}))] \mathbf{V}_{0b}(t - 2T_b), \quad (4) \end{aligned}$$

$$\mathbf{V}_d(l,t) = [(1 - \Gamma_{Laa}) + (1 - \beta)(\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca})] \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \\ + [\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} + (1 - \beta)(1 - \Gamma_{Lbb})] \mathbf{V}_{0b}(t - T_b). \quad (5)$$

Для второго пассивного проводника, расположенного дальше от активного проводника, получено:

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(0,t) = & (\mathbf{V}_{0a}(t) - \beta \mathbf{V}_{0b}(t) - \mathbf{V}_{0c}(t)/2) + [\Gamma_{Laa}(1 + \Gamma_{Saa}) - \\ & - \beta(\Gamma_{Laa} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) - (\Gamma_{Sca} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Laa})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - 2T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Sac} - \beta[\Gamma_{Lba}(1 + \Gamma_{Sbb})] - (\Gamma_{Lca}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \times \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \times \mathbf{V}_{0a}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [\Gamma_{Lab}(1 + \Gamma_{Saa}) - \beta(\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sbc}) - \\ - (\Gamma_{Lcb}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - (T_a + T_b + T_c)) + [\Gamma_{Lac}(1 + \Gamma_{Saa}) - \\ - \beta(\Gamma_{Lbc}(1 + \Gamma_{Sbb})) - (\Gamma_{Lbc} \Gamma_{Lac} \Gamma_{Scb} \Gamma_{Sca})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - \\ - (T_a + T_b + T_c)) + [(\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sba} \Gamma_{Sca}) - \beta(\Gamma_{Lbb}(1 + \Gamma_{Sbb})) - \\ - (\Gamma_{Lbb} \Gamma_{Sab} \Gamma_{Scb})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - 2T_b) + [(\Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sac} \Gamma_{Sbc}) - \\ - \beta(\Gamma_{Lcc} \Gamma_{Sac} \Gamma_{Sbc}) - (\Gamma_{Lcc}(1 + \Gamma_{Scc})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - 2T_c), \quad (6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_d(l,t) = & [(1 - \Gamma_{Laa}) - \beta(\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca}) - (\Gamma_{Lba} \Gamma_{Lca})/2] \mathbf{V}_{0a}(t - T_a) + \\ & + [\Gamma_{Lab} \Gamma_{Lcb} - \beta(1 - \Gamma_{Lbb}) - (\Gamma_{Lab} + \Gamma_{Lcb})/2] \mathbf{V}_{0b}(t - T_b) + \\ & + [(\Gamma_{Lac} \Gamma_{Lbc}) - \beta(\Gamma_{Lac} \Gamma_{Lbc}) - (1 - \Gamma_{Lcc})/2] \mathbf{V}_{0c}(t - T_c). \quad (7) \end{aligned}$$

Для выполнения моделирования значения параметров сигнала и линии передачи взяты из [4]. Матрицы \mathbf{C} и \mathbf{L} имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1,250 \cdot 10^{-10} & -1,872 \cdot 10^{-12} & -3,790 \cdot 10^{-13} \\ -1,870 \cdot 10^{-12} & 1,251 \cdot 10^{-10} & -1,870 \cdot 10^{-12} \\ -3,790 \cdot 10^{-13} & -1,872 \cdot 10^{-12} & 1,250 \cdot 10^{-10} \end{bmatrix}, \quad \Phi/\text{м}, \\ \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 2,884 \cdot 10^{-7} & 1,263 \cdot 10^{-8} & 3,147 \cdot 10^{-9} \\ 1,263 \cdot 10^{-8} & 2,883 \cdot 10^{-7} & 1,263 \cdot 10^{-8} \\ 3,147 \cdot 10^{-9} & 1,263 \cdot 10^{-8} & 2,884 \cdot 10^{-7} \end{bmatrix}, \quad \text{Гн/м}. \quad (8) \end{aligned}$$

Длина линии 0,1 м. Параметры сигнала: форма трапеции, длительность вершины – 6 нс, фронта – 1,5 нс, спада – 1,5 нс.

Тогда из (1) получим $\beta = 1/3$ и

$$\mathbf{T}_V = \begin{bmatrix} 1 & -0,333 & 0,5 \\ 1 & 0,666 & 0 \\ 1 & -0,333 & -0,5 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{T}_I = \begin{bmatrix} 0,333 & -0,5 & 1 \\ 0,333 & 1 & 0 \\ 0,333 & -0,5 & -1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Результаты моделирования приведены для двух случаев: согласованного, где величина резисторов равна значению диагональных элементов матрицы \mathbf{Z} , и рассогласованного только со стороны нагрузки, где $R_n = 100$ Ом.

Матрицы модальных коэффициентов отражения в начале (S) и конце (L) отрезка для согласованного и рассогласованного случаев:

$$\begin{aligned} \mathbf{\Gamma}_S = \begin{bmatrix} -0,021 & 0 & 0 \\ 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0,00315 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Gamma}_L = \begin{bmatrix} -0,021 & 0 & 0 \\ 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0,00315 \end{bmatrix}, \quad (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{\Gamma}_S = \begin{bmatrix} -0,021 & 0 & 0 \\ 0 & 0,01 & 0 \\ 0 & 0 & 0,00315 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{\Gamma}_L = \begin{bmatrix} -0,332 & 0 & 0 \\ 0 & 0,367 & 0 \\ 0 & 0 & 0,354 \end{bmatrix}. \quad (11) \end{aligned}$$

Ниже на рис. 1–3 представлены формы сигнала на концах отрезка трехпроводной линии передачи для случая согласования линии из представленных выше аналитических выражений и в TALGAT.

Из рис. 1 видно, что формы сигналов активного проводника, вычисленные по выражениям (2) и (3) на ближнем и дальнем концах, совпадают по задержке, амплитуде и полярности с результатом, полученным в TALGAT. Длительности на ближнем и дальнем концах для двух результатов совпадают.

Из рис. 2 также видно, что формы сигналов совпадают.

Из рис. 3 видно, что форма сигнала второго пассивного проводника, полученная по выведенному выражению, на ближнем конце по амплитуде различается на 60% с результатом, полученным в TALGAT, а на дальнем конце – на 50%. Полярности полученных форм сигнала совпадают. Длительности сигнала на ближнем и дальнем концах для двух результатов совпадают.

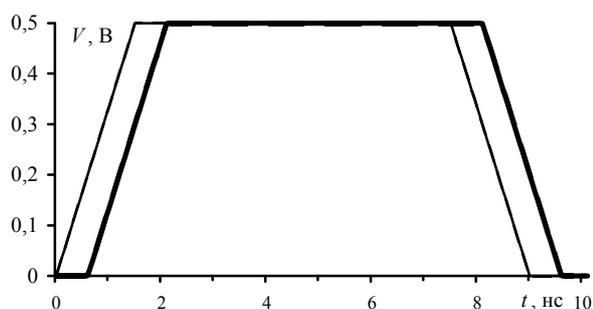


Рис. 1. Формы напряжений в начале и конце активного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (2) и (3) (---) и в TALGAT (—); формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

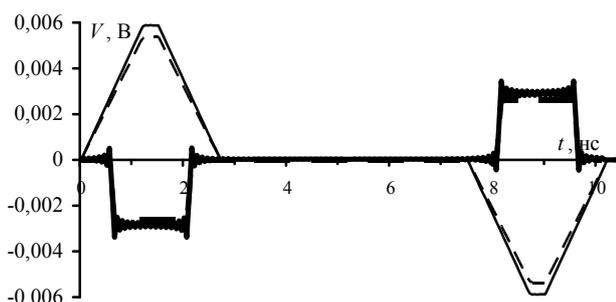


Рис. 2. Формы напряжений в начале и конце первого пассивного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (4), (5) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

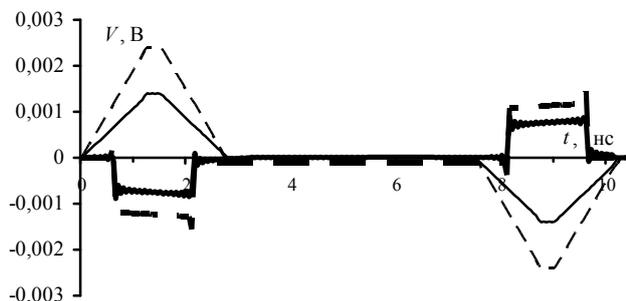


Рис. 3. Формы напряжений в начале и конце второго пассивного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (6), (7) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

На рис. 4–6 представлено сравнение форм сигнала на концах отрезка трехпроводной линии передачи для случая согласования со стороны генератора, полученные из представленных выше аналитических выражений и в TALGAT.

Из рис. 4 видно, что формы сигналов активного проводника, вычисленные по выражениям (2) и (3), совпадают по задержке и амплитуде с результатом, полученным в TALGAT.

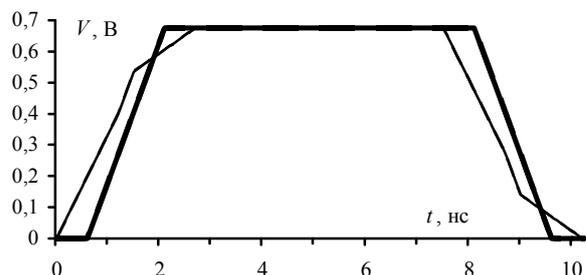


Рис. 4. Формы напряжений в начале и конце активного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (2) и (3) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

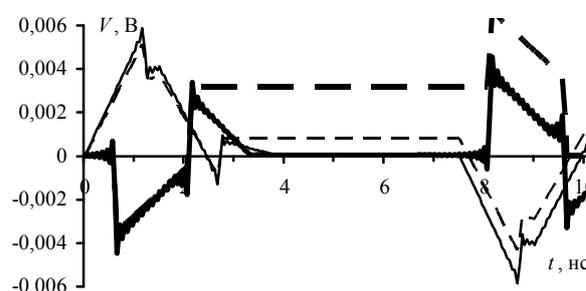


Рис. 5. Формы напряжений в начале и конце первого пассивного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (4) и (5) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

Из рис. 5 видно, что форма сигнала первого пассивного проводника на дальнем конце, вычисленная по выражению (5), совпадает с результатом, полученным в TALGAT, но с 2 нс увеличивается в три раза. На ближнем конце результат, полученный по выражению (4), по амплитуде совпадает с результатом, полученным в TALGAT. Полярности полученных форм сигнала и задержка совпадают.

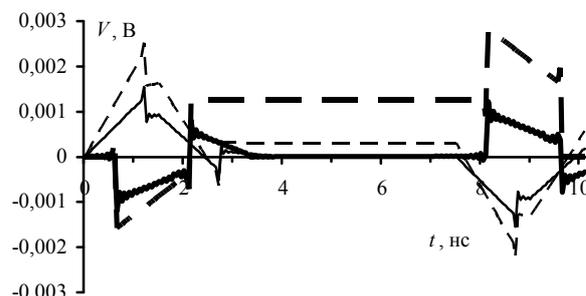


Рис. 6. Формы напряжений в начале и конце второго пассивного проводника трехпроводной линии, полученные на основе выражений (6) и (7) (---) и в TALGAT (—), формы сигнала на дальнем конце выделены цветом

Из рис. 6 видно, что форма сигнала второго пассивного проводника на дальнем конце, вычисленная по выражению (7), по амплитуде различается на 30% с результатом, полученным в TALGAT, а также с 2 нс увеличивается в три раза. На ближнем

конец результат, полученный по выражению (6) по амплитуде различается на 30% по сравнению с результатом, полученным в TALGAT. Полярности полученных форм сигнала и задержка совпадают.

Сравнение форм сигналов, полученных в системе TALGAT и на основе выведенных выражений (2)–(7), выявило достоверность результатов с разницей не более 10% для случая согласованной линии. Аналогичное сравнение форм сигналов, полученных для случая согласования со стороны генератора, показало различие более 50% с результатом, полученным в системе TALGAT. Причины различий выясняются.

Работа выполнена при поддержке гранта Президента Российской Федерации МД 365.2018.8.

Литература

1. You H. Crosstalk analysis of interconnection lines and Packages in High-speed integrated circuits/ H.You, M. Soma // IEEE Transactions on Circuits And Systems. – 1990. – Vol. 37. – P. 1019–1026.

2. Park S.W. Analytical approach for crosstalk characterization of multiconductor transmission lines using mode decomposition technique in the time domain / S.W. Park, F. Xiao, Y. Kami // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. – 2010. – Vol. 52. – P. 436–446.

3. Рыжова М.В. Алгоритм вычисления форм сигнала на концах отрезка двухпроводной линии передачи, основанный на методе модального разложения во временной области // Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2018». – Томск, Россия, 16–18 мая 2018. – С. 274–277.

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

Рыжова Мария Витальевна
Магистрант каф. ТУ ТУСУРа
Эл. почта: mariya_rijova@mail.ru

УДК 537.868

Г.Е. Кулешов, А.В. Сбродов

Электромагнитный отклик от композиционных покрытий на основе карбонильного железа с многостенными углеродными нанотрубками и ферритами

Приведено исследование электромагнитного отклика от композиционных материалов на металле. Композиты содержат порошки карбонильного железа с многостенными углеродными нанотрубками и ферритом. Измерения проводились в диапазоне частот от 10 МГц до 18 ГГц. Добавление 2 вес.% углеродных нанотрубок к 40 вес.% карбонильного железа эквивалентно увеличению концентрации карбонильного железа с 40 до 70 вес.%. Это позволит заметно снизить материалоемкость и массу композита.

Ключевые слова: электромагнитные характеристики, композиты, карбонильное железо, ферриты, углеродные нанотрубки, СВЧ.

На сегодняшний день заметно ускорение темпов развития современной радиоэлектронной аппаратуры. К такой аппаратуре можно отнести новые компоненты современной компьютерной техники, всевозможные беспроводные устройства связи и передачи данных (Bluetooth, Wi-fi-устройства и сотовые телефоны), микроволновые печи, а также различную технику, используемую для локации и отслеживания объектов в военной отрасли. Частотная область работы всех таких устройств приходится на СВЧ-диапазон излучения. При этом возникают проблемы электромагнитной безопасности (перехват передаваемых сигналов) и электромагнитной совместимости (взаимное влияние друг на друга отдельных компонент и устройств) [1]. Также электромагнитное излучение оказывает негативное воздействие на биологические объекты. Поэтому имеется необходимость поиска новых радиоматериалов, позволяющих снизить отрицательное воздействие сверхвысокочастотного излучения.

Перспективными в данном направлении являются композиционные материалы. При правильном подборе составляющих композита они позволяют добиться требуемых электромагнитных свойств (высоких значений коэффициента поглощения и малого коэффициента отражения), получить низкую массу и высокую прочность материала. В качестве наполнителей для композиционных поглощающих покрытий достаточно широко используются различные углеродные материалы (сажа, одностенные и многостенные углеродные нанотрубки, фуллерены, луковичные структуры, графен и т.д.), ферриты, а также порошки карбонильного железа [2–5]. Ведутся разработки новых радиопоглощающих покрытий на основе сегнетоэлектриков и мультиферроиков. В ряде работ для снижения электромагнитных помех предлагаются конструкционные анизотропные материалы [6] или композиты с добавлением наноразмерных частиц.

Поэтому исследования композитов на основе карбонильного железа, многостенных углеродных