

Методами узагальненої матриці розсіювання і часткових областей розв'язано задачу розсіювання на багатоланкової структурі, що утворена ланцюжком зв'язаних резонаторів, які частково заповнюють поза межний хвилевід по ширині. Досліджено вплив обліку вищих мод на збіжність алгоритму розрахунку АЧХ одно-трьох і п'ятиланкових НВЧ-фільтрів. Отримана багатомодова модель дозволяє знизити похибку інтелектуальної САПР конструкцій багатоланкових фільтрів

Ключові слова: НВЧ-фільтр, хвилеводно-діелектричні резонатори, метод узагальненої матриці розсіювання, інтелектуальна САПР, багатомодова модель

Методами обобщенной матрицы рассеяния и частичных областей решена задача рассеяния на многозвенной структуре, образованной цепочкой связанных резонаторов, частично заполняющих запредельный волновод по ширине. Исследовано влияние учета высших мод на сходимость алгоритма расчета АЧХ одно-трех и пятизвенных СВЧ-фильтров. Полученная многомодовая модель позволяет снизить погрешность интеллектуальной САПР конструкций многозвенных фильтров

Ключевые слова: СВЧ-фильтр, волноводно-диэлектрические резонаторы, метод обобщенной матрицы рассеяния, интеллектуальная САПР, многомодовая модель

УДК 007:159.955:519.768:621.372.852: 621.372.413

DOI: 10.15587/1729-4061.2015.47992

ИССЛЕДОВАНИЕ СХОДИМОСТИ МЕТОДА МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ В ЗАДАЧЕ РАСЧЕТА СВЧ-ФИЛЬТРОВ С КВАЗИ-Н МОДАМИ

Д. Б. Мамедов

Аспирант*

E-mail: m.davlet@hotmail.com

А. Г. Ющенко

Кандидат физико-математических наук, профессор*

E-mail: agyu@kpi.kharkov.ua

*Кафедра "Системы информации"

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
ул. Фрунзе, 21, г. Харьков, Украина, 61002

1. Введение

Недавняя стандартизация диапазонов 3–5 миллиметровых волн позволяет ожидать бурного роста развития высококачественных радио-телекоммуникационных сетей этого диапазона [1–3]. Поэтому возникает необходимость в разработке соответствующей высококачественной элементной базы, включая полосовые фильтры.

Среди известных СВЧ-фильтров – конструкции на основе частично заполненного волновода лейкосапфировыми или кварцевыми диэлектрическими резонаторами, помещенные в область запредельного волновода отличаются своими высокими параметрами качества. Такие фильтры имеют редкий спектр паразитных колебаний и высокий уровень передаваемой мощности, при этом они сохраняют конструктивную реализуемость даже в миллиметровом диапазоне излучения [4]. Разработанные ранее оригинальные интеллектуальные САПР СВЧ-фильтров опираются на электродинамическую модель, в которой затруднительно построить эффективный численный алгоритм, позволяющий учесть много мод в области запредельного волновода. При переходе в миллиметровый диапазон волн возникает необходимость в снижении погрешности расчетов, что достигается созданием более точных электродинамических моделей, основанных на методе обобщенной матрицы рассеяния.

2. Анализ литературных данных и постановка проблемы

Снижение погрешности электродинамических моделей может быть достигнуто использованием хорошо зарекомендовавшего себя метода обобщенной матрицы рассеяния [5]. Отличие обобщенной матрицы рассеяния от обычной заключается в том, что учитываются не только распространяющиеся, но и затухающие волны, зачастую радикально влияющие на характеристики волноводного рассеивателя со сложной геометрией [6]. Для решения задачи дифракции на подобных объектах вначале применяют декомпозицию, разбивая всю задачу на несколько более простых подзадач, а затем – рекомпозицию [5, 7].

В настоящее время разработаны оригинальные интеллектуальные САПР конструирования полосовых фильтров, на основе частично заполненных волноводно-диэлектрических резонаторах (ВДР). Эти логико-математические системы проектирования содержат базу знаний, которая анализирует прошедший через структуру СВЧ-сигнал, и по его форме принимает решения об изменении геометрии фильтра до тех пор, пока не сформируется требуемая амплитудно-частотная характеристика [8, 9]. Расчет же прошедшего сигнала осуществляется с помощью электродинамической модели, построенной с помощью метода частичных областей [10], который в численной реализации

позволяет учесть большое число волн в регулярном волноводе и один тип – в частично заполненном диэлектриком. Для реализации электродинамической модели, позволяющей учитывать счетное число мод в запредельном волноводе, целесообразно применить метод обобщенной матрицы рассеяния. Число учитываемых волн определяет размер матриц, операции над которыми производит численный алгоритм. Очевидно, что с увеличением количества типов волн растет затрачиваемое процессорное время. Для решения этой задачи необходимо провести исследование сходимости электродинамической модели, что позволит определить количество типов волн, учет которых обоснован с точки зрения снижения погрешности расчета. В качестве «оптимальной стратегии» численного алгоритма предложено учитывать потери в диэлектрике на завершающем этапе САПР, для уточнения формы АЧХ фильтра.

3. Цель и задачи исследования

Целью данного исследования является анализ влияния учета высших мод на сходимость электродинамической модели СВЧ-фильтра с квази-Нп0m модами, построенной на основе обобщенной матрицы рассеяния и метода частичных областей.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- разработать многомодовую электродинамическую модель СВЧ-фильтра с квази-Нп0m модами;
- исследовать сходимость данной модели.

4. Электродинамическая модель СВЧ-фильтра с квази-Нп0m модами

Исследуемая волноводно-диэлектрическая структура изображена на рис. 1. Из области I падает волна H_{10} единичной амплитуды. В соответствии с хорошо известным методом частичных областей, приведем разложения поля Н-волн во всех выделенных однородных областях геометрии задачи.

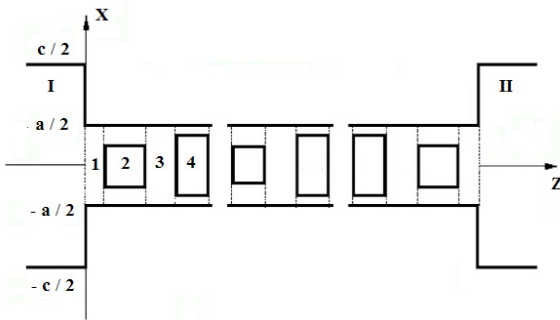


Рис. 1. Геометрия задачи, где на рисунке: I—II регулярные волноводы, 1, 3, .. – запредельный волновод, 2, 4,... – частично заполненный диэлектриком

Область I – входной регулярный волновод шириной c содержит падающую волну H_{10} единичной амплитуды и спектр отраженных волн

$$\begin{cases} H_{zN} = (I_N^l e^{-j\gamma_{0N}z} + R_N e^{j\gamma_{0N}z}) \cos\left(\frac{N\pi}{c}(x+c/2)\right), \\ E_{yN} = -\frac{j\omega\mu_0}{(N\pi/c)} (I_N^l e^{-j\gamma_{0N}z} + R_N e^{j\gamma_{0N}z}) \sin\left(\frac{N\pi}{c}(x+c/2)\right), \\ H_{xN} = \frac{j\gamma_{0N}}{(N\pi/c)} (I_N^l e^{-j\gamma_{0N}z} - R_N e^{j\gamma_{0N}z}) \sin\left(\frac{N\pi}{c}(x+c/2)\right), \end{cases} \quad N=1, 2, \dots \quad (1)$$

Область II – выходной регулярный волновод шириной c содержит спектр волн уходящих от фильтрующей структуры

$$\begin{cases} H_{zN} = (T_N e^{-j\gamma_{0N}(z-L)} + I_N^r e^{j\gamma_{0N}(z-L)}) \cos\left(\frac{N\pi}{c}(x+c/2)\right), \\ E_{yN} = -\frac{j\omega\mu_0}{(N\pi/c)} (T_N e^{-j\gamma_{0N}(z-L)} + I_N^r e^{j\gamma_{0N}(z-L)}) \sin\left(\frac{N\pi}{c}(x+c/2)\right), \\ H_{xN} = \frac{j\gamma_{0N}}{(N\pi/c)} (T_N e^{-j\gamma_{0N}(z-L)} - I_N^r e^{j\gamma_{0N}(z-L)}) \sin\left(\frac{N\pi}{c}(x+c/2)\right), \end{cases} \quad N=1, 2, \dots \quad (2)$$

Здесь

$$\gamma_{0N} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{N\pi}{c}\right)^2}, \quad L = \sum_{i=1}^M (l_i + d_i) + l_{M+1}$$

– длина всей структуры, l_i – длина i -го участка однородного запредельного волновода, d_i – длина i -го участка волновода с диэлектрической вставкой, M – число диэлектрических вставок, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

Участки однородного запредельного волновода содержат спектры встречных волн пустого волновода:

$$\begin{cases} H_{zm} = (A_m^i e^{-j\gamma_m(z-z_i)} + B_m^i e^{j\gamma_m(z-z_i-l_{i+1})}) \cos\left(\frac{m\pi}{a}(x+a/2)\right), \\ E_{ym} = -\frac{j\omega\mu_0}{(m\pi/a)} (A_m^i e^{-j\gamma_m(z-z_i)} + B_m^i e^{j\gamma_m(z-z_i-l_{i+1})}) \sin\left(\frac{m\pi}{a}(x+a/2)\right), \\ H_{xm} = \frac{j\gamma_m}{(m\pi/a)} (A_m^i e^{-j\gamma_m(z-z_i)} - B_m^i e^{j\gamma_m(z-z_i-l_{i+1})}) \sin\left(\frac{m\pi}{a}(x+a/2)\right), \end{cases} \quad m=1, 2, \dots \quad (3)$$

Здесь

$$\gamma_m = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2}, \quad z_i = \sum_{k=1}^{i-1} (l_k + d_k)$$

– начало i -го участка однородного волновода

$$(i=1, 2, \dots, M+1), \quad z_i \leq z \leq z_i + l_{i+1}.$$

Участки кусочно-однородного запредельного волновода содержат спектры встречных волн частично заполненного волновода:

$$\begin{cases} H_{zn} = (C_n^i e^{-j\Gamma_n(z-z_{i-1})} + D_n^i e^{j\Gamma_n(z-z_{i+1})}) X_n(x), \\ E_{yn} = j\omega\mu_0 (C_n^i e^{-j\Gamma_n(z-z_{i-1})} + D_n^i e^{j\Gamma_n(z-z_{i+1})}) X_n'(x), \quad n = 1, 2, \dots, (4) \\ H_{xn} = -j\Gamma_n (C_n^i e^{-j\Gamma_n(z-z_{i-1})} - D_n^i e^{j\Gamma_n(z-z_{i+1})}) X_n'(x), \end{cases}$$

здесь Γ_n – постоянные распространения.
 Для участка запердельного волновода с диэлектрической вставкой получаем две независимые системы уравнений:

$$\begin{cases} a_{1m} e_{1m}^- + b_{2m} e_{2m}^- + x_m = \sum_{k=1}^{\infty} N_{mk} (1 + e_k^-) (c_k + d_k), \\ \gamma_{1m} (a_{1m} e_{1m}^- + b_{2m} e_{2m}^- - x_m) = \sum_{k=1}^{\infty} N_{mk} \Gamma_k (1 - e_k^-) (c_k + d_k), \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} a_{1m} e_{1m}^- - b_{2m} e_{2m}^- + y_m = \sum_{k=1}^{\infty} N_{mk} (1 - e_k^-) (c_k - d_k), \\ \gamma_{1m} (a_{1m} e_{1m}^- - b_{2m} e_{2m}^- - y_m) = \sum_{k=1}^{\infty} N_{mk} \Gamma_k (1 + e_k^-) (c_k - d_k). \end{cases}$$

Эти бесконечные системы «точные», но для их практического решения надо применять метод усечения. С этой целью необходимо задать максимальное количество волн, учитываемых в запердельном волноводе N_{max} . Тогда:

$$\begin{cases} a_{1m} e_{1m}^- + b_{2m} e_{2m}^- + x_m = \sum_{k=1}^{N_{max}} N_{mk} (1 + e_k^-) (c_k + d_k), \\ \gamma_{1m} (a_{1m} e_{1m}^- + b_{2m} e_{2m}^- - x_m) = \sum_{k=1}^{N_{max}} N_{mk} \Gamma_k (1 - e_k^-) (c_k + d_k), \end{cases}$$

$$\begin{cases} a_{1m} e_{1m}^- - b_{2m} e_{2m}^- + y_m = \sum_{k=1}^{N_{max}} N_{mk} (1 - e_k^-) (c_k - d_k), \\ \gamma_{1m} (a_{1m} e_{1m}^- - b_{2m} e_{2m}^- - y_m) = \sum_{k=1}^{N_{max}} N_{mk} \Gamma_k (1 + e_k^-) (c_k - d_k). \end{cases} \quad (6)$$

В матричной форме первые уравнения каждой системы имеют вид:

$$\begin{cases} \{a_1 e_1^-\} + \{b_2 e_2^-\} + \{x\} = \\ = [N][I + E_{-K}]\{c + d\}, \\ \{a_1 e_1^-\} - \{b_2 e_2^-\} + \{y\} = \\ = [N][I - E_{-K}]\{c - d\}. \end{cases} \quad (7)$$

Решение задачи рассеяния сводится к определению связи между амплитудами прошедших и падающих волн A_m^{M+1} , B_m^{M+1} и V_m^1 . Для этого необходимо рассчитать набег фаз различных типов волн на участке однородного полого волновода.

Матрицы передачи L_i в данном случае диагональные и содержат аналитически измеряемые экспоненты. Матрицы T_i соответствуют диф-

ракции волны на участках частично заполненного диэлектриком волновода. Связь амплитуд на входе запердельного волновода и его выходе определяются формулой:

$$\begin{pmatrix} \bar{A}^1 \\ \bar{B}^1 \end{pmatrix} = \hat{L}_1 \hat{T}_1 \hat{L}_2 \hat{T}_2 \dots \hat{L}_M \hat{T}_M \hat{L}_{M+1} \begin{pmatrix} \bar{A}^{M+1} \\ \bar{B}^{M+1} \end{pmatrix},$$

здесь

$$\hat{L}_i = \begin{pmatrix} \hat{L}_{Ai} & \hat{0} \\ \hat{0} & \hat{L}_{Bi} \end{pmatrix}$$

матрицы участка запердельного волновода длиной l_i , $i = 1, 2, 3, \dots, M + 1$, а матрицы

$$(\hat{L}_{Ai})_{mm'} = e^{-j\gamma_m l_i} \delta_{mm'}, \quad (\hat{L}_{Bi})_{mm'} = e^{j\gamma_m l_i} \delta_{mm'}$$

– диагональные квадратные матрицы.

Приведенная формула определяет матрицу передачи запердельного волновода. Объединив ее с матрицами передачи волноводных скачков на входе и выходе, определим полную матрицу передачи всей структуры в целом, а затем и коэффициенты отражения и прохождения волн регулярного волновода. Использование матрицы рассеяния дает возможность проектирования фильтров с высокой точностью в миллиметровом диапазоне волн, так как позволяет учитывать большое количество волн в запердельном волноводе при численной реализации алгоритма.

5. Исследование сходимости расчета СВЧ-фильтра

Исследование сходимости расчета производилось для частот миллиметрового диапазона 73,5 и 83,5 ГГц, используемых для приемников и передатчиков современных радиорелейных станций (рис. 2) [11–13].

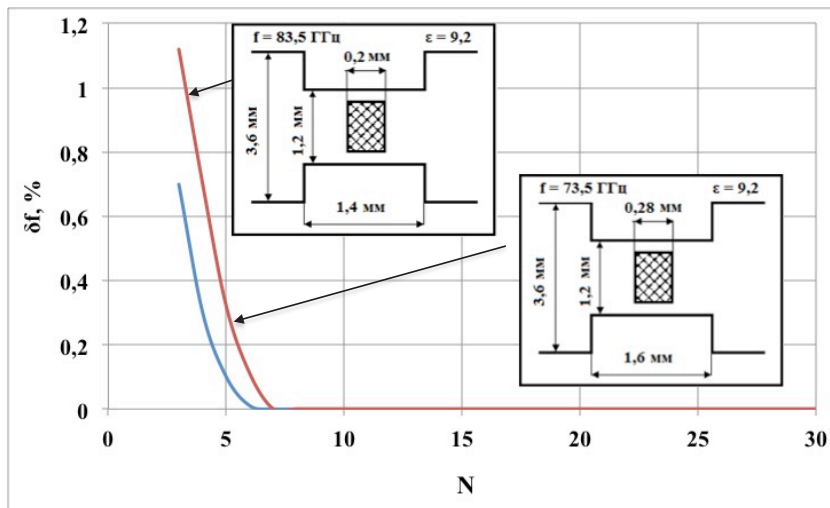


Рис. 2. Графики сходимости расчета для частот 73,5 и 83,5 ГГц, где δf – изменение частоты в процентах, N – число учитываемых волн в запердельном волноводе

Как видно из рис. 2, увеличение числа волн в волноводе, частично заполненном диэлектриком свыше семи, не приводит к дальнейшему изменению частоты более 0,1 %, в результате чего можно полагать, что учет такого количества волн обеспечит высокую точность расчета.

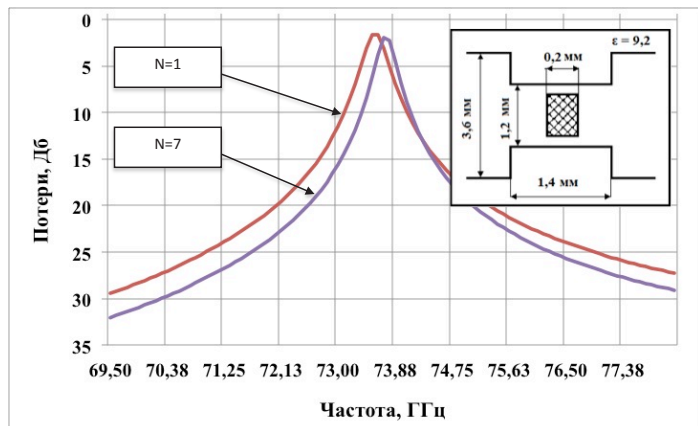


Рис. 3. Сравнение графиков АЧХ однозвенных фильтров, рассчитанных при учете одной и семи волн в волноводе, частично заполненном диэлектриком

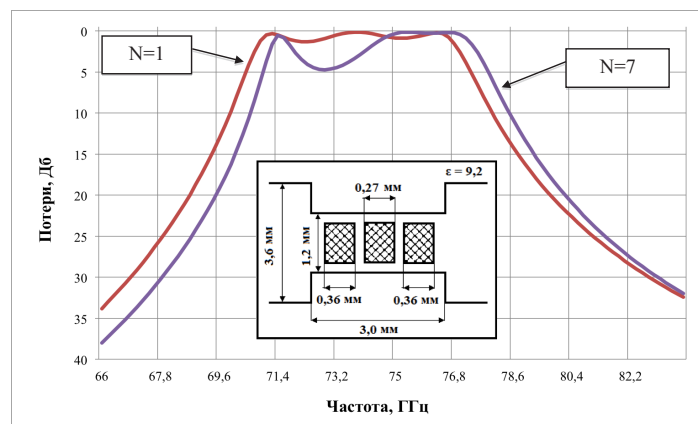


Рис. 4. Сравнение графиков АЧХ трехзвенных фильтров, рассчитанных при учете одной и семи волн в волноводе, частично заполненном диэлектриком

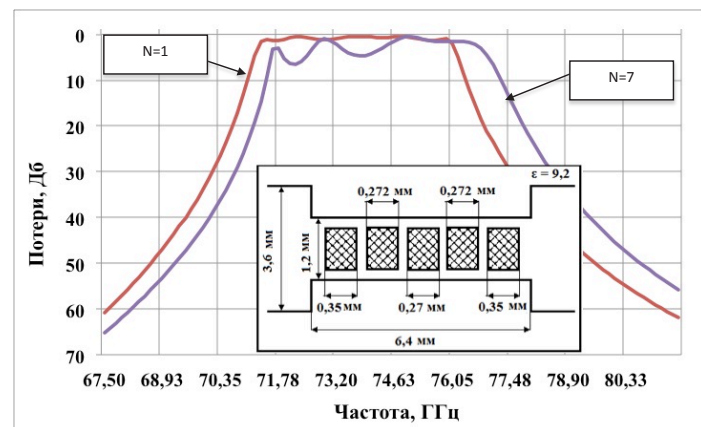


Рис. 5. Сравнение графиков АЧХ пятизвенных фильтров, рассчитанных при учете одной и семи волн в волноводе, частично заполненном диэлектриком

На рис. 3–5 представлено сравнение амплитудно-частотных характеристик фильтров для 73,5 ГГц.

На рис. 3–5 наблюдается значительное отличие амплитудно-частотных характеристик фильтров, а именно смещение частоты и изменение неравномерности АЧХ в пределах 10 %. Поскольку главными параметрами полосовых фильтров являются их центральная (рабочая) частота и уровень потерь в полосе пропускания, подобные расхождения не допустимы при изготовлении реальных устройств.

Таким образом, полученная электродинамическая модель позволяет снизить погрешность автоматизированного проектирования многосвязных фильтров на основе ВДР.

6. Выводы

Исследована сходимость метода матрицы рассеяния в задаче расчета СВЧ-фильтров с квази-Н модами. В результате исследования получены следующие результаты:

- на основе методов частичных областей и обобщенной матрицы рассеяния построена электродинамическая модель конструкции СВЧ-фильтра с волноводно-диэлектрическими резонаторами, частично заполняющими прямоугольный волновод по ширине. Данная модель представляет собой решение задачи рассеяния СВЧ-фильтра с квази-Н модами и позволяет учесть счетное число мод во всех областях геометрии задачи;

- исследовано влияние высших мод на сходимость расчетов, влияющих на форму АЧХ фильтрующей структуры, а именно смещение центральной частоты и изменение неравномерности АЧХ в полосе пропускания фильтра.

Как и следовало ожидать, при недостаточном учете гармоник в области запердельного волновода ($N < 7$) расчетные зависимости существенно различаются от тех, к которым сходится алгоритм, верифицированный экспериментально. Понятно, что погрешность будет расти с ростом диэлектрической проницаемости резонаторов, так как от неё зависит число распространяющихся в них волн, которые на границах энергетически связаны с основной волной. Стыки регулярных и запердельного волноводов являются резкими металлическими скачками поперечного сечения линии передачи, в результате чего на этих участках происходит интенсивное преобразование волн. Поэтому на стыках волноводов велико влияние ближних полей. Чтобы корректно описать эти поля, в общем случае, необходимо учитывать не менее 30 гармоник.

Таким образом, полученная электродинамическая модель позволяет снизить погрешность интеллектуальной САПР конструкций многосвязных фильтров на основе ВДР с квази- H_{nm} модами, повысив тем самым её практическую значимость.

Литература

1. Шахнович, И. В. Персональные беспроводные сети стандартов IEEE 802.15.3 и 802.15.4 [Текст] / И. В. Шахнович // Электроника: НТБ. – 2004. – № 6. – С. 32–36.
2. Шахнович, И. В. Современные технологии беспроводной связи [Текст] / И. В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2004. – 288 с.
3. Вишневецкий, В. М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / В. М. Вишневецкий, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
4. Yushchenko, A. G. High Unloaded-Qs WDR Filters Designing [Text] / A. G. Yushchenko // International Journal of Infrared and Millimeters Waves. – 2001. – Vol. 22, Issue 12. – P. 1831–1836. doi: 10.1023/a:1015031802727
5. Стешенко, С. А. Метод частичных областей с учетом особенностей во внутренних задачах с произвольными кусочно-координатными границами. Часть 2. Плоско-поперечные соединения и "in-line" объекты [Текст] / С. А. Стешенко, С. А. Приколотин, А. А. Кириленко, Д. Ю. Кулик, Л. А. Рудь, С. Л. Сенкевич // Радиофизика и электроника. – 2013. – Т. 4 (18), № 3. – С. 13–21.
6. Миттра, Р. Аналитические методы теории волноводов [Текст] / Р. Миттра, С. Ли. – М., 1974. – С. 181–242.
7. Никольский, В. В. Декомпозиционный подход к задачам электродинамики [Текст] / В. В. Никольский, Т. И. Никольская. – М.: Наука, 1983. – 304 с.
8. Ющенко, А. Г. Intellectual CAD for Three-Tier Wide Band WDR Filters [Text] / А. Г. Ющенко, Д. Б. Мамедов, Д. М. Зайцев // WET. – 2012. – № 1. – С. 30–35.
9. Ющенко, А. Г. Evolutionary design of seven-tier LM-mode filters optimized with original knowledge-based CAD system [Text] / Д. Б. Мамедов, А. Г. Ющенко // Вест. НТУ «ХПИ» Техніка та електрофізика високих напруг. – 2014. – № 21. – С. 159–171.
10. Приколотин, С. А. Метод частичных областей с учетом особенностей во внутренних задачах с произвольными кусочно-координатными границами. Часть 1 [Текст] / С. А. Приколотин, А. А. Кириленко // Радиофизика и электрон. – 2010. – Т. 15, № 1. – С. 17–29.
11. Xiao, S.-Q. Millimeter wave technology in wireless PAN, LAN, and MAN [Text] / S.-Q. Xiao. – CRC Press, 2008.
12. IEEE Std 802.15.3c-2009. Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) [Text]. – Amendment 2: Millimeter-wave-based Alternative Physical Layer Extension. – IEEE, 2009.
13. IEEE Std 802.15.3 Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for High Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) [Text]. – IEEE, 2003.

Розглянуті теоретичні основи кодів CRC за допомогою математичного апарату лінійних послідовнісних схем (ЛПС). Проаналізована інтерпретація CRC як контрольної суми (Cyclic Redundancy Check) та як вкорочених циклічних кодів (Cyclic Redundancy Code). Дані рекомендації з вибору породжувальних поліномів для CRC. Запропоновано метод паралельного обчислення CRC зі скороченням числа ітерацій в ρ ($\rho \leq r$) разів для довільного поліному степені r

Ключові слова: CRC коди, вкорочені циклічні коди, контрольна сума, породжувальний поліном, лінійна послідовнісна схема

Рассмотрены теоретические основы кодов CRC с помощью математического аппарата линейных последовательностных схем (ЛПС). Проанализирована интерпретация CRC как контрольной суммы (Cyclic Redundancy Check) и как укороченных циклических кодов (Cyclic Redundancy Code). Даны рекомендации по выбору порождающих полиномов для CRC. Предложен метод параллельного вычисления CRC с сокращением количества итераций в ρ ($\rho \leq r$) раз для произвольного полинома степени r

Ключевые слова: CRC коды, укороченные циклические коды, контрольная сумма, порождающий полином, линейная последовательностная схема

УДК 681.32

DOI: 10.15587/1729-4061.2015.47860

ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА CRC КОДОВ: НОВЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ НА ОСНОВЕ АВТОМАТНЫХ МОДЕЛЕЙ

В. П. Семеренко

Кандидат технических наук, доцент
Кафедра вычислительной техники
Винницкий национальный
технический университет
Хмельницьке шоссе, 95,
г. Винница, Украина, 21021
E-mail: VPSemerenco@ukr.net

1. Введение

Важной научно-технической задачей является обеспечение в различных системах передачи данных вы-

сокой надежности и достоверности с помощью помехоустойчивого кодирования.

Среди помехоустойчивых кодов наиболее часто применяются циклические коды, а среди них – мно-