

# РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 621.37.01

И. Д. ЗОЛОТАРЁВ  
В. А. БЕРЕЗОВСКИЙ  
Д. Д. ПРИВАЛОВ

Омский научно-исследовательский  
институт приборостроения

Омский государственный университет  
им. Ф. М. Достоевского

## ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В КВАРЦЕВОМ РЕЗОНАТОРЕ С ТОЧНОСТЬЮ ДО ФАЗЫ РАДИОСИГНАЛА

Исследована с точностью до фазы реакция кварцевого фильтра на радиоимпульс с прямоугольной огибающей. Соотношения для огибающей и фазы радиосигнала на выходе кварцевого фильтра получены без упрощающих допущений, что особенно важно для разработки современных радиоэлектронных систем, в которых тонкая фазовая структура радиосигнала является носителем информации.

**Ключевые слова:** кварцевый резонатор, переходные процессы, фаза радиосигнала.

### I. Введение

Высокая стабильность и большая добродательность кварцевых резонаторов обусловила их широкое применение в современных радиоэлектронных устройствах (РЭУ). В известной литературе, как правило,

акцент делается на стационарный режим работы кварцевых фильтров. При этом особое внимание уделяется рассмотрению АЧХ кварцевых резонаторов [1–3]. Однако стационарный режим работы кварцевых фильтров можно рассматривать лишь как частный случай их использования в РЭУ. В реальных устройствах

обработки информации в настоящее время съем данных осуществляется в динамическом режиме работы фильтра, когда возбуждающий фильтр радиосигнал имеет переменные информативные параметры (амплитуду, фазу/частоту (АФЧ)). При этом съем информации осуществляется в течение времени прохождения сигнала через кварцевый фильтр.

Возникающие при этом неизбежные переходные процессы приводят к искажению информативных параметров — огибающей и фазы радиосигнала на выходе фильтра. Особенно легко уязвимым параметром является фаза радиосигнала, хотя именно она несет основную информативную нагрузку [4–8]. Однако в известной литературе рассмотрение переходных процессов в кварцевых резонаторах отсутствует. В данной работе, благодаря использованию быстрого обратного преобразования Лапласа (БОПЛ) [8, 9], который специально направлен на исследование поведения фазы радиосигнала на выходе фильтра, получены точные соотношения и проведен анализ для реакции кварцевых резонаторов на радиоимпульс с прямоугольной огибающей. Впервые показано, что фаза реакции кварцевого резонатора на радиоимпульсное возмущение может претерпевать сильные искажения. Отметим, что БОПЛ наряду с существенным упрощением исследования переходных процессов в радиосистемах обеспечивает получение огибающей и фазы, соответствующие их физическому содержанию [8, 10–12].

## II. Теория

Эквивалентная схема цепи с кварцевым резонатором показана на рис. 1 [1–3], где  $C_1$ ,  $L_1$  и  $R_i$  — его эквивалентные параметры,  $C_0$  — емкость монтажа,  $R_s$  — сопротивление источника ЭДС.

Кварцевый резонатор возбуждается сигналом, который может быть представлен в форме:

$$u_{bx}(t) = U_m \sin(\omega_n t + \psi)[1(t) - 1(t - \tau)] = u_{bx0}(t) - u_{bx\tau}(t),$$

где  $1(t)$  — функция единичного скачка.

Тогда изображение входного радиоимпульса имеет вид:

$$\bar{u}_{bx}(p) = \bar{u}_{bx0}(p) - \bar{u}_{bx\tau}(p) = \\ = U_m \left[ \frac{p \sin \psi + \omega_n \cos \psi}{p^2 + \omega_n^2} - \frac{p \sin \psi_\tau + \omega_n \cos \psi_\tau e^{-p\tau}}{p^2 + \omega_n^2} e^{-p\tau} \right], \quad (1)$$

где  $\psi_\tau = \omega_n \tau + \psi$ .

Операторное сопротивление кварцевого резонатора запишем в виде:

$$z(p) = \frac{1}{R_i C_0} \frac{p^2 + 2\alpha p + \omega_{p1}^2}{p^2 + 2\alpha p + \omega_{p2}^2}, \quad (2)$$

где коэффициент затухания последовательного колебательного контура  $\alpha = R_i / (2L_1)$ , частота последовательного резонанса  $\omega_{p1}$ , частота параллельного резонанса  $\omega_{p2}$ .

Представим передаточную характеристику цепи в форме:

$$k(p) = \frac{z(p)}{z(p) + R_i} =$$

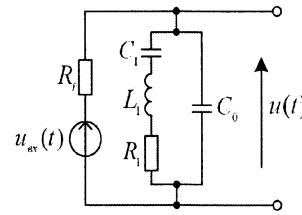


Рис. 1. Эквивалентная схема цепи с кварцевым резонатором

$$= \frac{1}{R_i C_0} \frac{p^2 + 2\alpha p + \omega_{p1}^2}{p^3 + p^2 \left( 2\alpha + \frac{1}{R_i C_0} \right) + p \left( \omega_{p2}^2 + \frac{2\alpha}{R_i C_0} \right) + \frac{\omega_{p1}^2}{R_i C_0}} \quad (3)$$

или

$$k(p) = \frac{1}{R_i C_0} \frac{p^2 + 2\alpha p + \omega_{p1}^2}{[(p + \alpha_1)^2 + \omega_1^2][p + \alpha_0]}.$$

Изображающую функцию для сигнала на кварцевом резонаторе представим как

$$\bar{u}(p) = k(p) \bar{u}_{bx}(p), \quad (4)$$

где из (1) и (3) получаем изображающую функцию с «вынужденными» полюсами  $p_{1,2} = \pm j\omega_n$  и «свободными» полюсами  $p_{3,4} = -\alpha_1 \pm j\omega_1$ ,  $p_5 = -\alpha_0$ .

Выражение (4) представим в форме

$$\bar{u}(p) = \frac{U_m}{R_i C_0} \left[ \frac{p \sin \psi + \omega_n \cos \psi}{(p - p_1)(p - p_1^*)} - \frac{p \sin \psi_\tau + \omega_n \cos \psi_\tau e^{-p\tau}}{(p - p_1)(p - p_1^*)} e^{-p\tau} \right] \times \\ \times \frac{p^2 + 2\alpha p + \omega_{p1}^2}{(p - p_3)(p - p_3^*)(p - p_5)}. \quad (5)$$

Переход в пространство оригиналов с использованием БОПЛ [6, 8] дает из (5) комплексный сигнал  $\dot{u}(t)$ :

$$\dot{u}(t) = \dot{u}_{bxn}(t) + \dot{u}_{c_b}(t), \quad (6)$$

где  $\dot{u}_{bxn}(t)$  — удвоенный вычет от изображающей функции (5) для полюса  $p_1$ .

После тривиальных преобразований получим:

$$\dot{u}_{bxn}(t) = U_m k(\omega_n) e^{j(\omega_n t + \beta)} [1(t) - 1(t - \tau)], \quad (7)$$

где  $u_{bxn}(t) = \text{Im}\{j\dot{u}_{bxn}(t)\}$ ,  $k(j\omega_n) = k(\omega_n) e^{j\gamma_k(\omega_n)}$ ,  $\beta = \psi + \psi_k$ .

Согласно выражению (5) свободная составляющая переходного процесса (ССПП)  $\dot{u}_{c_b}(t)$  будет в соответствии с БОПЛ содержать четыре члена. Первые два члена представляют собой сумму удвоенного вычета в «свободном» полюсе  $p_3$  и вещественной составляющей в полюсе  $p_5$  при включении возбуждающего радиоимпульса, вторые два члена имеют аналогичные выражения для ССПП с момента выключения возбуждающего радиоимпульса.

Колебательный член ССПП определяется полюсами  $p_{3,4} = -\alpha_1 \pm j\omega_1$  в виде алгебраической суммы ССПП от включения радиоскачка при  $t = 0$  и выключения радиоскачка при  $t = \tau$ :

$$\dot{u}_{c_b}(t) = U_m [G_0 e^{-\alpha_1 t + j(\omega_1 t + \gamma_0)} 1(t) - G_\tau e^{(-\alpha_1 + j\omega_1)(t - \tau) + j\gamma_\tau} 1(t - \tau)], \quad (8)$$

$$\text{где } G_0 = \frac{1}{\omega_1 R_i C_0} \frac{(-\alpha_1 + j\omega_1 + \alpha)^2 + \omega_{p01}^2}{(-\alpha_1 + \alpha_0 + j\omega_1)} \times$$

$$\times \frac{(-\alpha_1 + j\omega_1) \sin \psi + \omega_n \cos \psi}{(-\alpha_1 + j\omega_1)^2 + \omega_n^2}, \quad \gamma_0 = \arg G_0, \quad G_0 = |G_0|,$$

$$\begin{aligned}\omega_{p01} &= \sqrt{\omega_{p1}^2 - \alpha^2}, \\ \dot{G}_\tau &= \frac{1}{\omega_1 R_i C_0} \frac{(-\alpha_1 + j\omega_1 + \alpha)^2 + \omega_{p01}^2}{(-\alpha_1 + \alpha_0 + j\omega_1)} \times \\ &\times \frac{(-\alpha_1 + j\omega_1) \sin \psi_\tau + \omega_n \cos \psi_\tau}{(-\alpha_1 + j\omega_1)^2 + \omega_n^2}, \quad \gamma_\tau = \arg \dot{G}_\tau, \quad G_\tau = |\dot{G}_\tau|, \\ u_{cbl}(t) &= \operatorname{Im}\{j\dot{u}_{cbl}(t)\}.\end{aligned}$$

Полюс  $p_5 = -\alpha_0$  является вещественным. Поэтому ССПП, определяемая этим полюсом, не имеет колебательного характера. Эта составляющая не вносит искажений в фазовую структуру реакции кварцевого фильтра. Поэтому при рассмотрении тонкой фазовой структуры радиосигнала эту составляющую не учитываем.

Итоговое выражение для напряжения на кварцевом фильтре находим как сумму составляющих:

$$u(t) = \operatorname{Im}\{j\dot{u}_{byh}(t) + j\dot{u}_{cbl}(t)\}. \quad (9)$$

Для обеспечения большей общности результатов исследований в качестве независимой переменной будем рассматривать переходный процесс в безразмерном времени  $\alpha t$ . Тогда ВСПП может быть представлена в форме

$$\begin{aligned}\dot{u}_{byh}(\alpha t) &= U_m k \left( \frac{\omega_n}{\alpha} \right) e^{j\left(\frac{\omega_n}{\alpha}\alpha t + \beta\right)} [1(\alpha t) - 1(\alpha t - \alpha\tau)], \\ \dot{k}\left(j\frac{\omega_n}{\alpha}\right) &= \\ &= 2nmQ^2 \frac{-(\omega_n/\alpha)^2 + 2j\omega_n/\alpha + 4Q^2}{[(j\omega_n/\alpha + \alpha_1/\alpha)^2 + (\omega_1/\alpha)^2][j\omega_n/\alpha + \alpha_0/\alpha]},\end{aligned}$$

где  $\frac{\omega_n}{\alpha} = \frac{\omega_p + \Delta\omega}{\alpha}$  — частота ВЧ-заполнения возбуждающего радиоимпульса,  $\omega_p$  — частота последовательного или параллельного резонанса,  $\omega_p/\alpha = 2Q$ ,  $\omega_2/\alpha = 2Q\sqrt{1+m}$ ,  $Q$  — добротность эквивалентного последовательного колебательного контура,  $n = R_i/R_s$ ,  $m = C_s/C_0$ .

Для свободной составляющей переходного процесса имеем выражение:

$$\begin{aligned}\dot{u}_{cbl}(\alpha t) &= \\ &= U_m \left[ G_0 e^{-\frac{\alpha_1}{\alpha}\alpha t + j\left(\frac{\omega_n}{\alpha}\alpha t + \gamma_0\right)} 1(\alpha t) - G_\tau e^{(-\frac{\alpha_1}{\alpha} + j\frac{\omega_1}{\alpha})(\alpha t - \alpha\tau) + j\gamma_\tau} 1(\alpha t - \alpha\tau) \right],\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\dot{G}_0 &= \frac{2nmQ^2}{\omega_1/\alpha} \frac{(-\alpha_1/\alpha + j\omega_1/\alpha + 1)^2 + (4Q^2 - 1)}{(-\alpha_1/\alpha + \alpha_0/\alpha + j\omega_1/\alpha)} \times \\ &\times \frac{(-\alpha_1/\alpha + j\omega_1/\alpha) \sin \psi + (\omega_n/\alpha) \cos \psi}{(-\alpha_1/\alpha + j\omega_1/\alpha)^2 + (\omega_n/\alpha)^2},\end{aligned}$$

причем выражение для  $\dot{G}_\tau$  аналогично  $\dot{G}_0$ , только вместо  $\psi$  нужно подставить  $\psi_\tau$ .

Для исследования переходных процессов введем комплексную функцию искажений  $\dot{N}(\alpha t)$  (КФИ), модуль которой  $N(\alpha t)$  определяет поведение огибающей, а аргумент  $\delta(\alpha t) = \arg \dot{N}(\alpha t)$  — вариацию фазы реакции кварцевого резонатора на возбуждающий радиоимпульс. Для этого запишем комплексную функцию  $\dot{u}(\alpha t)$  в виде:

$$\dot{u}(\alpha t) = U_m k(\omega_n/\alpha) e^{j\left(\frac{\omega_n}{\alpha}\alpha t + \beta\right)} \dot{N}(\alpha t),$$

$$\text{где } \dot{N}(\alpha t) = \frac{\dot{u}_{cbl}(\alpha t)}{U_m k(\omega_n/\alpha) e^{j\left(\frac{\omega_n}{\alpha}\alpha t + \beta\right)}}.$$

$$\text{Обозначим } d_0 = \frac{G_0}{k(\omega_n/\alpha)}, \quad d_\tau = \frac{G_\tau}{k(\omega_n/\alpha)},$$

$$\Omega = -(\omega_1 - \omega_n), \quad \zeta_0 = \gamma_0 - \beta, \quad \zeta_\tau = \gamma_\tau - \beta - \omega_n \tau,$$

тогда

$$\begin{aligned}\dot{N}(\alpha t) &= [1(\alpha t) - 1(\alpha t - \alpha\tau)] + \\ &+ d_0 e^{-\frac{\alpha_1\alpha t - j(\frac{\Omega}{\alpha}\alpha t - \zeta_0)}{\alpha}} 1(\alpha t) - d_\tau e^{-\frac{\alpha_1(\alpha t - \alpha\tau) - j(\frac{\Omega}{\alpha}(\alpha t - \alpha\tau) - \zeta_\tau)}{\alpha}} 1(\alpha t - \alpha\tau). \quad (10)\end{aligned}$$

### III. Анализ реакции кварцевого резонатора на радиоимпульс с прямоугольной огибающей

Исследуем реакцию кварцевого резонатора на возбуждающий радиоимпульс напряжения с прямоугольной огибающей. Для расчетов используем параметры, типичные для кварцевого резонатора: добротность  $Q = 50\ 000$ , отношение эквивалентного сопротивления  $R_s$  к сопротивлению источника ЭДС для двух случаев  $n_1 = 2 \times 10^{-2}$  и  $n_2 = 2 \times 10^{-4}$ , отношение эквивалентной емкости к параллельной  $m = 2 \times 10^{-2}$ . Длительность радиоимпульса выбираем из условия согласования ширины спектра радиоимпульса с полосой пропускания кварцевого резонатора а именно:  $\alpha_1\tau = 1,16\pi$ , т. е.  $\tau = 1,46\pi/\alpha_1$  [13]. Как видно из рис. 2, при  $n_1 = 2 \times 10^{-2}$  кварцевый резонатор действует как резекторный фильтр в окрестности частоты последовательного резонанса, а при  $n_2 = 2 \times 10^{-4}$  — как полосовой фильтр в окрестности частоты параллельного резонанса. Следовательно, реакция резонатора на возбуждающий радиоимпульс сильно зависит от параметров источника ЭДС.

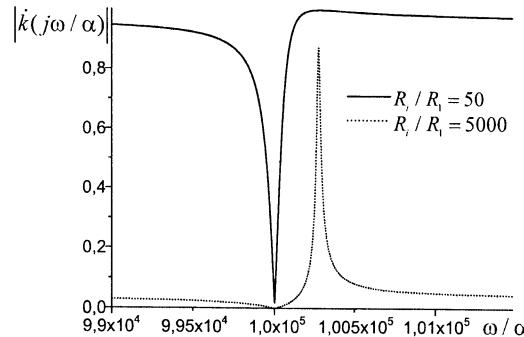


Рис. 2. АЧХ кварцевого резонатора в зависимости от сопротивления источника ЭДС

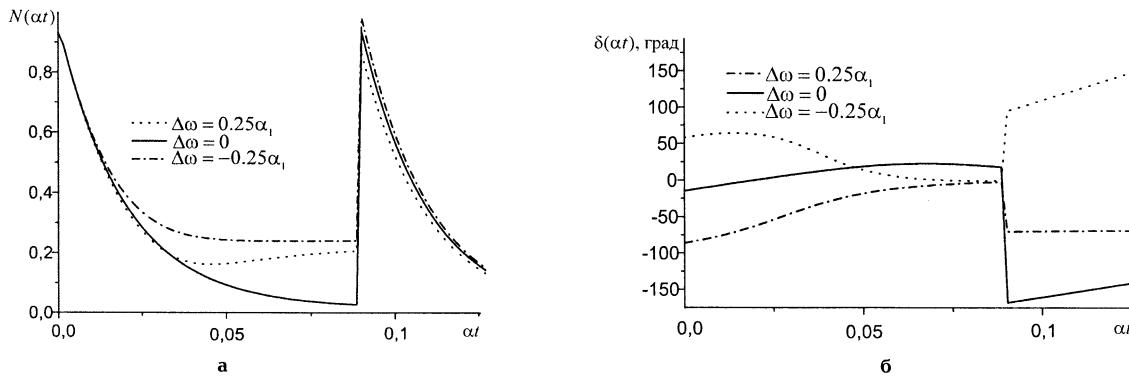


Рис. 3. Поведение огибающей (а) и вариация фазы (б) реакции кварцевого резонатора на радиоимпульс с прямоугольной огибающей для различных расстроек  $\Delta\omega = \omega_n - \omega_{p1}$  относительно частоты последовательного резонанса и  $n_1 = 2 \times 10^{-2}$

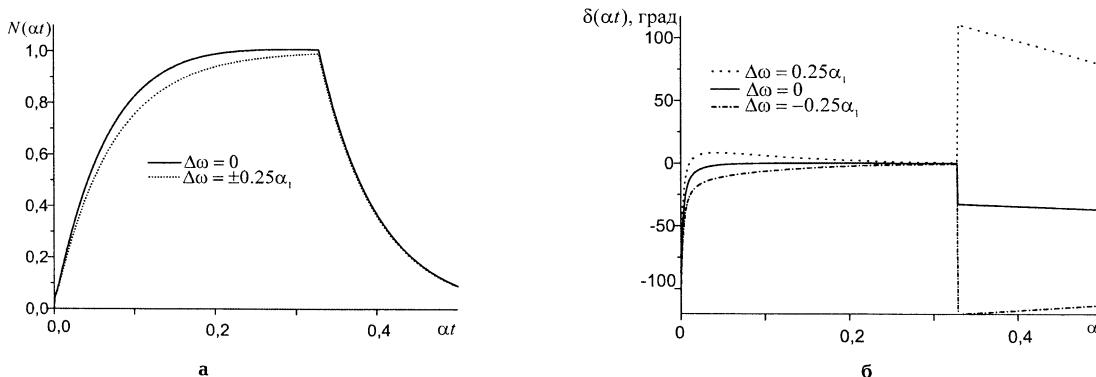


Рис. 4. Поведение огибающей (а) и вариация фазы (б) реакции кварцевого резонатора на радиоимпульс с прямоугольной огибающей для различных расстроек  $\Delta\omega = \omega_n - \omega_{p2}$  относительно частоты параллельного резонанса и  $n_2 = 2 \times 10^{-4}$

Как видно из рис. 3, расстройка  $\Delta\omega$  существенно влияет на поведение огибающей фазы радиосигнала, снимаемого с кварцевого резонатора. После выключения возбуждающего радиоимпульса отклонение фазы принимает линейный характер, что объясняется наличием только ССПП. Поведение огибающей реакции резонатора для рис. 4 мало зависит от расстройки, в то время как стационарный режим устанавливается относительно медленно. Можно заметить, что при точной настройке вариация фазы имеет существенное значение только в момент включения возбуждающего радиоимпульса. При расстройке отклонение фазы резко увеличивается.

#### IV. Заключение

Как следует из выполненного анализа, для сопротивления источника ЭДС  $R_i$ , сравнимого по величине или больше сопротивления потерь эквивалентного последовательного колебательного контура, кварцевый фильтр целесообразно использовать в режиме режектирования узкой полосы частот в окрестности частоты последовательного резонанса. Если  $R_i$  лежит в диапазоне 10–100 кОм, то кварцевый резонатор работает как узкополосный фильтр в окрестности частоты параллельного резонанса. В зависимости от требуемой задачи используются оба режима работы кварцевого резонатора. Исследования показали, что такой фильтр может использоваться в фазовых радиоэлектронных системах, но требуется осторожный подход в выборе его режима работы, чтобы не потерять информацию о тонкой фазовой структуре

радиоимпульсного сигнала. Полученные соотношения, являясь точными для данной эквивалентной схемы кварцевого резонатора, позволяют рассчитывать с точностью до фазы сигнала реакцию кварцевого фильтра на радиоимпульсное возмущение.

#### Библиографический список

1. Альтшуллер, Г. Б. Кварцевые генераторы : Справ. пособие [Текст] / Г. Б. Альтшуллер, Н. Н. Ефимов, В. Г. Шакулин. — М. : Радио и связь, 1984. — 232 с.
2. Андросова, В. Г. Пьезоэлектрические резонаторы [Текст] / В. Г. Андросова, Е. Г. Бронникова, А. М. Васильев ; под ред. П. Е. Кандыбы и П. Г. Позднякова. — М. : Радио и связь, 1992. — 392 с.
3. Глюкман, Л. И. Пьезоэлектрические кварцевые резонаторы [Текст] / Л. И. Глюкман. — М. : Радио и связь, 1981. — 232 с.
4. Пистолькорс, А. А. Многократная телеграфия изменением фазы [Текст] / А. А. Пистолькорс // ИЭСТ. — 1935. — № 3. — С. 51–58.
5. Петрович, Н. Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией [Текст] / Н. Т. Петрович. — М. : Сов. радио, 1965. — 263 с.
6. Золотарёв, И. Д. Нестационарные процессы в резонансных усилителях фазово-импульсных измерительных систем [Текст] / И. Д. Золотарёв. — Новосибирск : Наука, 1969. — 176 с.
7. Оппенхайм, А. В. Важность фазы при обработке сигналов [Текст] / А. В. Оппенхайм, Дж. С. Лим // ТИИЭР. — Т. 69. — № 5. — 1981. — С. 39–54.
8. Золотарёв, И. Д. Исследование переходных процессов в колебательных системах и цепях [Текст] / И. Д. Золотарёв, Я. Э. Миллер. — М. : Радиотехника, 2010. — 304 с.

9. Золотарёв, И. Д. О возможности упрощения выполнения обратного преобразования Лапласа (случай кратных полюсов) [Текст] / И. Д. Золотарёв // Изв. СО АН СССР. Сер. техн. наук. — Вып. 2. — № 10. — 1964. — С. 162—166.

10. Zolotarev, I. D. The new Approach in Determination of the problem «Amplitude, Phase, Frequency» in the Theory of Signals and Systems [Текст] / I. D. Zolotarev // Abstracts of the XXV General Assembly URSI. — France : Lille, 1996. — P. 148.

11. Zolotarev, I. D. Solution of the Amplitude, Phase, Frequency Problem in Electronics [Текст] / I. D. Zolotarev // Proceedings of the International Symposium «Acoustoelectronics, Frequency Control and Signal Generation». — Moscow : MPEI Publishers, 1996. — P. 277—281.

12. Zolotarev, I. D. Solution of the Problem «Amplitude, Phase, Frequency» in Electronics with the use of Laplace Transform Proceedings of the Progress in Electromagnetics Research Symposium [Текст] / I. D. Zolotarev // PIERS-97. — USA : Massachusetts, Cambridge, 1997. — P. 282.

13. Харкевич, А. А. Спектры и анализ [Текст] / А. А. Харкевич. — М. : Физматгиз, 1962. — 236 с.

**ЗОЛОТАРЁВ Илья Давыдович**, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского, заведующий лабораторией Омского научно-исследовательского института приборостроения.

Адрес для переписки: e-mail. izolotarev@navsystem.ru

**БЕРЕЗОВСКИЙ Владимир Александрович**, кандидат технических наук, профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского, директор Омского научно-исследовательского института приборостроения.

Адрес для переписки: e-mail. info@oniip.ru

**ПРИВАЛОВ Денис Дмитриевич**, научный сотрудник Омского научно-исследовательского института приборостроения, магистрант кафедры экспериментальной физики и радиофизики Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского.

Адрес для переписки: e-mail. den\_phisicist@mail.ru

Статья поступила в редакцию 26.10.2010 г.

© И. Д. Золотарёв, В. А. Березовский, Д. Д. Привалов

УДК 621.393.3

**В. Б. МАЛИНКИН  
Е. В. МАЛИНКИН  
Е. Ф. КУРАШ  
О. В. СОБОЛЕВА**

Сибирский государственный  
университет телекоммуникаций  
и информатики, г. Новосибирск

## МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ

Предложен метод передачи сигналов с последующей обработкой в частотной области. Для реализации такой обработки предложена структура, основанная на прямом и обратном преобразовании Фурье с элементом деления, позволяющим осуществить частное информационных сигналов и обучающих сигналов, находящихся соответственно на текущем и последующем блоках обработки.

**Ключевые слова:** помехоустойчивость, инвариант, инвариантная относительная амплитудная модуляция, вероятность попарного перехода, отношение сигнал/шум.

### 1. Введение

В волоконно-оптических системах передачи (ВОСП) используется классическая дискретная амплитудная модуляция. В качестве передающих устройств используются лазеры. В качестве приемных устройств — фотоприемные устройства (ФПУ).

Для уменьшения вероятности ошибки до  $10^{-14}$  рекомендуются циклические коды [1], реализация которых при скоростях передачи выше 10 Гбит/с сопряжена с техническими трудностями. Однако, уменьшить вероятность ошибочного приема как минимум на три порядка можно другими методами. Один из таких методов предполагает использование отно-

сительной амплитудной модуляции [2], введение избыточности в сигнал передачи в виде обучающего сигнала, специальном кодировании на передаче и декодировании на приеме и обработке в частотной области.

### 2. Постановка задачи

Имеем волоконно-оптический тракт, образованный каскадным соединением передатчика, волоконно-оптической линии связи и ФПУ. Данный тракт использует второе окно прозрачности и при мощности сигнала передачи меньше 1 мВт является линейным, ограниченным полосой пропускания от  $f_L$  до  $f_H$ , и по-

нему передаются амплитудно-модулированные прямогоугольной огибающей сигналы [3]. Последовательность сигналов информационной части и обучающей части объединены в блоки. Передаваемые сигналы подвергаются действию аддитивной помехи, амплитудно-частотным и фазо-частотным искажениям.

Временная динамика канала связи описывается интервалами стационарности, на которых коэффициент передачи канала связи можно считать постоянным, а также АЧХ среды распространения можно считать постоянным [2].

Для борьбы с аддитивной помехой введено накопление с усреднением обучающих сигналов.

Необходимо синтезировать алгоритм обработки сигналов, устойчивый к воздействию комплекса помех.

### 3. Решение поставленной задачи

Для решения поставленной задачи потребуется, во-первых, сформировать сигнал передачи (противоположная сторона) и, во-вторых, синтезировать алгоритм обработки на приеме.

Сигнал передачи сформируем блоками. Каждый блок будет состоять из обучающего сигнала и информационного сигнала. Сигнал обучения будет одинаковым на всех последующих блоках. Для простоты формирования обучающий сигнал  $S_{ob}(nT)$  представим в виде отсчетов равной амплитуды.

В соответствии с законами цифровой обработки сигналов обучающему сигналу  $S_{ob}(nT)$  соответствует энергетический спектр  $S_{ob}(jk\omega_1)$ . Энергетический спектр информационного сигнала представим в виде:

$$S_{inf}(jk\omega_1) = S_{ob}(jk\omega_1) \cdot S_{mog}(jk\omega_1), \quad (1)$$

где  $S_{ob}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр сигнала обучения;  $S_{mog}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр сигнала передачи;  $\omega_1$  — круговая частота первой гармоники.

На рис. 1 представлена структура передающей части.

Таким образом, энергетический спектр сигнала передачи на входе блока ОБПФ будет иметь вид:

$$\{S_{ob}(jk\omega_1), S_{inf}(jk\omega_1)\}_i; \{S_{ob}(jk\omega_1), S_{inf}(jk\omega_1)\}_{i+1} \dots \{S_{ob}(jk\omega_1), S_{inf}(jk\omega_1)\}_r \dots \quad (2)$$

В блоке ОБПФ производится преобразование отсчетов энергетических спектров в отсчеты сигнала передачи  $S_{imp}(nT)$ . С помощью модулятора производится модуляция информационного сигнала с помощью АМ-модуляции.

Впоследствии обучающие сигналы в элементе памяти усредняются с целью борьбы с аддитивной помехой, что повышает помехоустойчивость всей системы передачи информации.

Усреднение с накоплением требует времени и поэтому необходимо вхождение в связь, за время которого накапляются и усредняются первые отсчеты обучающих сигналов.

На рис. 2 представлены отсчеты информационной и обучающей последовательности сигналов (рис. 2а) и их энергетические спектры (рис. 2б). Следует отметить, что отсчеты обучающего сигнала на входе канала связи и его энергетический спектр одинаковы, в то время как информационные блоки последовательности отличны друг от друга на разных блоках.

Тогда для сигнала информационной последовательности  $i$ -го блока его энергетический спектр будет равен:

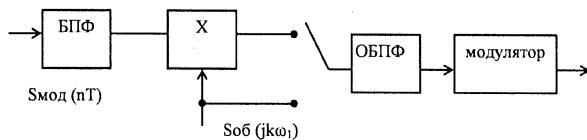


Рис. 1. Структура передающего устройства

$$S_{imp}(jk\omega_1) = S_{imp}(jk\omega_1) \cdot H_i(jk\omega_1) + N_{1i}(jk\omega_1), \quad (3)$$

где  $k$  — номер гармоники;  $\omega_1$  — круговая частота появления первой гармоники;  $S_{imp}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр сигнала передачи на  $i$ -ом блоке;  $S_{imp}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр сигнала приёма на  $i$ -ом блоке;  $H_i(jk\omega_1)$  — амплитудно-частотная характеристика канала связи (среды распространения);  $N_{1i}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр аддитивного шума на  $i$ -ом блоке обработки.

Аналогично, для сигнала обучения имеем:

$$S_{ob\_prm}(jk\omega_1) = S_{ob\_prm}(jk\omega_1) \cdot H_i(jk\omega_1) + N_{2i}(jk\omega_1), \quad (4)$$

где  $S_{ob\_prm}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр обучающего сигнала приёма на  $i$ -ом блоке;  $S_{ob\_prm}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр обучающего сигнала передачи на  $i$ -ом блоке;  $N_{2i}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр аддитивной помехи в обучающей части.

Следует заметить, что после усреднения сигналов обучения величина  $N_{2i}(jk\omega_1)$  много меньше, чем  $N_{1i}(jk\omega_1)$  за счёт эффекта накопления с усреднением.  $N_{1i}(jk\omega_1)$  больше, чем  $N_{2i}(jk\omega_1)$  в 1000 раз, т.е.  $N_{1i}(jk\omega_1) \approx 1000N_{2i}(jk\omega_1)$  при количестве усреднений равном 1000 [4].

Как сказано ранее, модулирующий параметр на передаче модулирует отношение энергетических спектров информационной и обучающей частей.

Тогда для демодуляции сигналов приёма необходимо поделить энергетический спектр информационной части на энергетический спектр обучающей части.

В результате получим:

$$\begin{aligned} S_{mog\_prm}(jk\omega_1) &= \frac{S_{imp}(jk\omega_1)}{S_{ob\_prm}(jk\omega_1)} = \\ &= \frac{S_{imp}(jk\omega_1) \cdot H_i(jk\omega_1) + N_{1i}(jk\omega_1)}{S_{ob\_prm}(jk\omega_1) \cdot H_i(jk\omega_1) + N_{2i}(jk\omega_1)}. \end{aligned} \quad (5)$$

В силу того, что энергетический спектр аддитивного шума в обучающей последовательности существенно меньше величины энергетического спектра аддитивного шума информационной последовательности, то величиной  $N_{2i}(jk\omega_1)$  в выражении (4) можно пренебречь [4].

Тогда выражение (4) после элементарных преобразований сводится к виду:

$$S_{mog\_prm}(jk\omega_1) = S_{mog\_prm}(jk\omega_1) + \frac{N_{1i}(jk\omega_1)}{S_{ob\_prm}(jk\omega_1) \cdot H_i(jk\omega_1)}, \quad (6)$$

где  $S_{mog\_prm}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр последовательности приёма на  $i$ -ом блоке;  $S_{mog\_prm}(jk\omega_1)$  — энергетический спектр модулирующей последовательности сигнала передачи.

Второе слагаемое в выражении (6) является дополнительным шумом по отношению к сигналу приема.

Оценим значение  $N_{1i}(jk\omega_1)$ . Пусть заданы следующие параметры шумового напряжения:  $U_{\text{шфф}} = 2$  В, энергетический спектр  $N_{1i}(jk\omega_1)$  равномерен в полосе частот от 0 до  $f_1 = 10$  МГц [5].

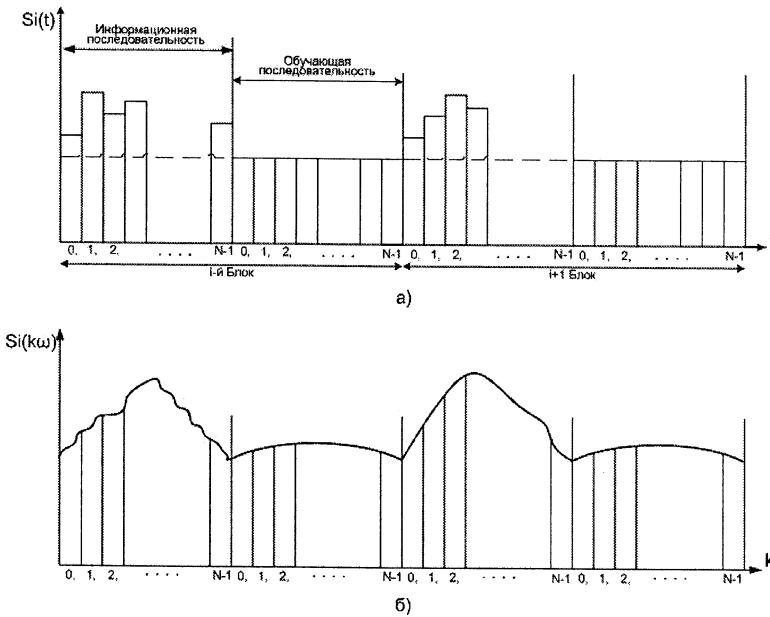


Рис. 2. Информационные и обучающие последовательности и их энергетические спектры

В данном случае

$$N_{li}(jk\omega) = \frac{U_{\text{эфф}}^2}{2f_1} = 2 \cdot 10^{-7} \text{ В}^2/\text{Гц}.$$

С учетом полученного значения  $N_{li}(jk\omega)$  вторым слагаемым в выражении (6) можно пренебречь.

Оценку помехоустойчивости произведем во временной области. Для этого обратимся к рис. 2, показывающему принцип обработки сигналов. (БПФ — быстрое преобразование Фурье, ОБПФ — обратное быстрое преобразование Фурье).

В точке «а» информационные и обучающие сигналы представлены в виде отсчетов во временной области. На выходе БПФ (точка «б») этот сигнал представлен отсчетами энергетического спектра. В точке «в» сигнал представлен отсчетами энергетического спектра информационной части, а в точке «г» — отсчетами энергетического спектра обучающей части. В точке «г» — отсчетами энергетического спектра модулирующей последовательности совместно с отсчетами энергетического спектра аддитивного шума, величина которой оценивается формулой (6).

В точке «е» сигнал представлен отсчетами модулирующей последовательности, представленной во временной области.

В силу того, что данный метод предполагает специальное кодирование на передаче и декодирование на приеме, приводящее к компенсации АЧИ и ФЧИ ВОЛП и борьбе с аддитивным шумом, будем называть такую систему инвариантной ВОСП.

Произведем расчёт вероятности ошибочного приема. Для этого воспользуемся известным подходом [6]:

$$P_{\text{неп}} = P_1 \int_{-\infty}^{z_p} W_2(z) dz + P_2 \int_{z_p}^{\infty} W_1(z) dz, \quad (7)$$

где  $P_{\text{неп}}$  — вероятность перехода первого инварианта во второй и наоборот;  $P_1$  — вероятность появления первого инварианта;  $P_2$  — вероятность появления второго инварианта; первый интеграл — это вероятность появления второго инварианта, когда послан первый; второй интеграл — это вероятность появления первого инварианта, когда послан второй инвариант;  $z_p$  — по-

роговое значение, необходимое для вычисления  $P_{\text{неп}}$ , при известных  $P_1$  и  $P_2$ .

Величина  $z_p$  определяется с помощью наилучшей байесовской оценки путем минимизации  $P_{\text{неп}}$  по  $z_p$ . Полагаем равновероятным появление первого и второго инвариантов и поэтому выбираем  $P_1 = P_2 = 0,5$  [4].

Как видно из выражения (7), необходимо знать аналитическое выражение  $W_1(z)$  и  $W_2(z)$ .

Для когерентного приёма с синусоидальной поднесущей расчёт функций  $W_1(z)$  и  $W_2(z)$  известен и приведён в [7].

В нашем случае прямоугольная огибающая сигнала выделяется с помощью синхронного детектора, а значит, помеха имеет нормальное распределение [6].

Итак, величина оценки инварианта в нашей системе рассчитывается как:

$$\text{INV}_l^* = \frac{\sum_{i=1}^N (k \cdot \text{INV}_i + \xi(i))}{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \sum_{j=1}^N (k S_{OB} + \eta(m, j))} \cdot S_{OB}, \quad (8)$$

где в числителе:  $\text{INV}_i$  —  $i$ -й передаваемый инвариант;  $\xi(i)$  —  $i$ -е значение гауссовой помехи; в знаменателе:  $S_{OB}$  — значение обучающего сигнала;  $\eta(m, j)$  —  $j$ -е значение гауссовой помехи в  $m$ -ой реализации сигнала  $S_{OB}$ ;  $k$  — коэффициент передачи канала связи;  $N$  — число отсчетов, взятых по огибающей  $\text{INV}_i$  или  $S_{OB}$ ;  $L$  — число обучающих сигналов.

Для расчёта  $P_{\text{неп}}$  необходимо знать математическое ожидание и дисперсию числителя и знаменателя выражения (8). Для их расчёта воспользуемся следующим подходом.

Математическое ожидание числителя (9) и дисперсия (10) будут равны:

$$m_{\text{числ}} = k \cdot N \cdot \text{INV}_l, \quad (9)$$

$$D_{\text{числ}} = N \cdot \sigma^2, \quad (10)$$

где  $\sigma^2$  — дисперсия гауссовой помехи.

Математическое ожидание знаменателя (11) и дисперсия знаменателя (12) после преобразований будут равны:

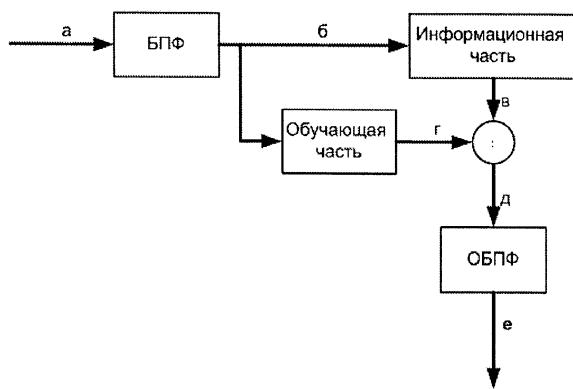
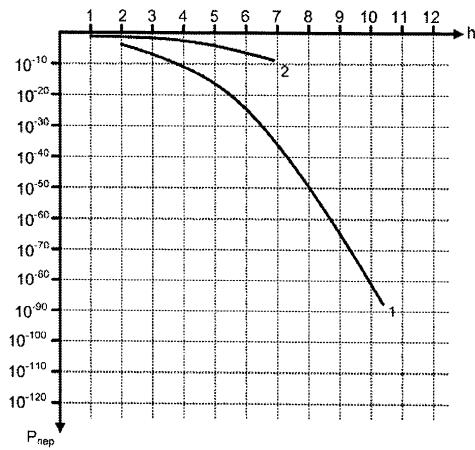


Рис. 3. Структурная схема ИСПИ

Рис. 4. Вероятность попарного перехода одного инварианта в другой при следующих заданных условиях:  
 $k = 1$ ;  $\text{INV}_1 = 1$ ;  $\text{INV}_2 = 2, 3, \dots, 10$ 

$$m_{\text{зnam}} = k \cdot N. \quad (11)$$

$$D_{\text{зnam}} = \frac{N}{LS_{OB}^2} \cdot \sigma^2. \quad (12)$$

Тогда выражение плотности вероятности оценки инварианта будет равно [4] с учетом выражений (8 – 11):

$$W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2} e^{-\frac{(zx-kN\text{INV}_l)^2}{2N\sigma_1^2}} e^{-\frac{LS_{OB}^2(x-kN)^2}{2N\sigma_2^2}} |x| dx, \quad (13)$$

где  $\sigma_1 = \sqrt{D_{\text{зnam}}}$ ;  $\sigma_2 = \sqrt{D_{\text{зnam}}}$ .

Расчет  $P_{\text{пер}}$  проводился численно аппроксимацией формулы (13).

Предложенная система сравнивалась с классической когерентной системой с АМ модуляцией.

Вероятность попарного перехода вычислялась в обоих случаях для одинаковых значений  $h$ -отношения сигнал/шум, которое вычисляется по формуле

$$h^2 = \frac{\sum_{i=1}^N k^2 \text{INV}_{li}^2 \Delta t}{N \Delta t \sigma^2} = \frac{k^2 \text{INV}_l^2}{\sigma^2}. \quad (14)$$

Пороговые значения  $Z_p$  рассчитывались путем минимизации  $P_{\text{пер}}$  в формуле (6). Для  $k = 1$  и  $\text{INV}_1 = 1$ ,

$\text{INV}_2 = 2, 3, 4, 5, 6$  вычисления дают результат  $Z_p = 1,5; 2; 2,5; 3; 3,5$ .

Результаты моделирования приведены на рис. 4. Кривая 1 — когерентный прием, инвариантная относительная амплитудная модуляция, прямоугольная огибающая; кривая 2 — классический когерентный прием (AM модуляция).

Особенностью любой инвариантной системы, основанной на принципе инвариантной относительности амплитудной модуляции, является то, что по каналу передаются амплитудно-модулированные сигналы, образованные  $\text{INV}_1$  и  $S_{OB}$ . Передача этих сигналов обеспечивает на основе классических алгоритмов обработки информации как правило невысокую помехоустойчивость [4].

И только после обработки этих сигналов в соответствии с алгоритмом частного по выражению (8), получаем оценку инварианта, по сути являющуюся числом, а не сигналом. Как видно из рис. 3, вероятность попарного перехода одного инварианта в другой при больших отношениях сигнал/шум определяется величинами ( $10^{-30} \div 10^{-80}$ ). При тех же значениях отношения сигнал/шум вероятность ошибочного приема единичного символа в классических системах лежит в пределах ( $10^{-6} \div 10^{-10}$ ).

По мнению авторов, помехоустойчивость исследуемой инвариантной системы необходимо сравнивать с помехоустойчивостью аналогичных инвариантных систем, что и будет сделано в последующих работах.

### Заключение

Предложена инвариантная когерентная система передачи информации и определены ее качественные характеристики.

Проведенный анализ такой системы показывает, что она обладает высокой помехоустойчивостью. Вероятность ошибки классического алгоритма с амплитудной модуляцией как минимум на три порядка выше вероятности попарного перехода в инвариантной системе.

### Библиографический список

- ITU – T G.975 (1996) Forward error correction for submarine systems.
- Петрович, Н. Т. Передача дискретной информации в каналах с фазовой манипуляцией / Н. Т. Петрович. – М. : Сов. радио, 1965. – 263 с.
- Заславский, К. Е. Оптические волокна для систем связи : учеб. пособие / К. Е. Заславский. – Новосибирск : Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2008. – 96 с.
- Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – 3-е изд. – М. : Радио и связь, 1989.
- Гоноровский, И. С. Радиотехнические цепи и сигналы / И. С. Гоноровский. – М. : Сов. радио, 1971. – 671 с.
- Теплов, Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н. Л. Теплов. – М. : Связь, 1964. – 360 с.
- Инвариантный метод анализа телекоммуникационных систем передачи информации : монография / В. Б. Малинкин и [др.]. – Красноярск, 2006 – 140 с.

**МАЛИНКИН Виталий Борисович**, доктор технических наук, профессор кафедры многоканальной электрической связи и оптических систем, академик РАЕ.

**МАЛИНКИН Евгений Витальевич**, инженер-исследователь, аспирант кафедры многоканальной электрической связи и оптических систем.

**КУРАШ Елена Фёдоровна**, магистр, аспирантка, старший преподаватель кафедры многоканальной электрической связи и оптических систем.

**СОБОЛЕВА Ольга Валерьевна**, магистр, аспирантка кафедры многоканальной электрической связи и

оптических систем, доцент кафедры систем автоматизированного проектирования.

Адрес для переписки: e-mail: mnb@sibutis.ru

Статья поступила в редакцию 24.06.2010 г.

© В. Б. Малинкин, Е. В. Малинкин, Е. Ф. Кураш, О. В. Соболева

УДК 621.372.82

**А. И. ТЮМЕНЦЕВ  
В. А. АРЖАНОВ**

Омский государственный  
технический университет

## АНАЛИЗ СОВРЕМЕННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ РЕАЛИЗАЦИИ СВЧ-УСТРОЙСТВ

Проведен сравнительный анализ современных технологических средств реализации СВЧ-устройств, таких как технология тонких пленок, «сэндвич» и LTCC-технологии. Сделаны выводы по применению каждой из рассмотренных технологий к производству устройств СВЧ-диапазона.

**Ключевые слова:** тонкие пленки, «сэндвич»-технология, LTCC.

В настоящее время известны различные способы реализации СВЧ устройств и их компонентов, отличающихся друг от друга технологией изготовления, используемыми материалами и т.д.

Одним из таких способов является технология тонких пленок, обеспечивающая покрытие из металлов или диэлектриков толщиной не более 8 – 10 мкм [1]. При использовании тонкопленочной технологии пассивные компоненты формируются избирательным осаждением тонких пленок на подложках из различных диэлектрических материалов. Данная технология широко используется в полупроводниковых и гибридных интегральных микросхемах для создания проводниковых соединений, резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности, изоляции между элементами и проводниками, а также для реализации квазисосредоточенных и распределенных элементов СВЧ-устройств.

Основными достоинствами тонкопленочной технологии являются ее сравнительная дешевизна и возможность прецизионного изготовления элементов топологии, обладающих к тому же минимальными размерами, что становится особенно актуальным с ростом частоты.

Однако данная технология мало пригодна для реализации реактивных элементов, так как позволяет реализовать небольшой набор таких компонентов с ограниченными значениями их номиналов. Кроме того, она не позволяет создавать многослойные структуры, что приводит к увеличению площади, занимаемой устройством.

Более приемлемой по сравнению с тонкопленочной технологией для создания многослойных ВЧ- и СВЧ-устройств различного назначения с высокой степенью интеграции является, так называемая, «сэндвич»-технология [2].

Данная технология уже достаточно долгое время используется для изготовления многослойных кера-

мических плат с многоуровневой коммутацией, в том числе и в СВЧ диапазоне. Впервые применение многослойной «сэндвич»-технологии к реализации СВЧ-устройств описано в [2].

В «сэндвич»-технологии, основанной на последовательной трафаретной печати, используется «толстая» диэлектрическая подложка, выступающая в качестве основания, на которую поочередно наносят металлизированные и диэлектрические слои с последовательным обжигом каждого слоя при температурах до 900 °C [2]. Таким образом, можно сформировать несколько проводящих и диэлектрических слоев с разных сторон подложки именно в тех местах, где это необходимо.

Основной недостаток такой технологии — ее низкая технологичность, так как весь процесс изготовления происходит не параллельно, а последовательно, что во много раз увеличивает время изготовления устройства.

В последнее время все более широкое применение находит гибридная технология на основе керамики с низкой температурой обжига — LTCC (*Low Temperature Co-fired Ceramics* — низкотемпературная совместнообжигаемая керамика).

Достоинство данной технологии, как и предыдущей, основано на сравнительно низкой температуре обжига, которая составляет 870 °C и позволяет применять золотые и серебряные проводники, точка плавления которых соответственно 960 °C и 1100 °C.

Благодаря использованию толстопленочной технологии такие устройства обладают низкой себестоимостью, что представляет значительный интерес с точки зрения массового производства СВЧ-устройств.

На современном уровне развития технологии низкотемпературной совместнообжигаемой керамики стало возможным создание сложных керамических плат размером 200×200 мм, с разрешающей способностью проводник/зазор — 50 / 50 мкм [3].

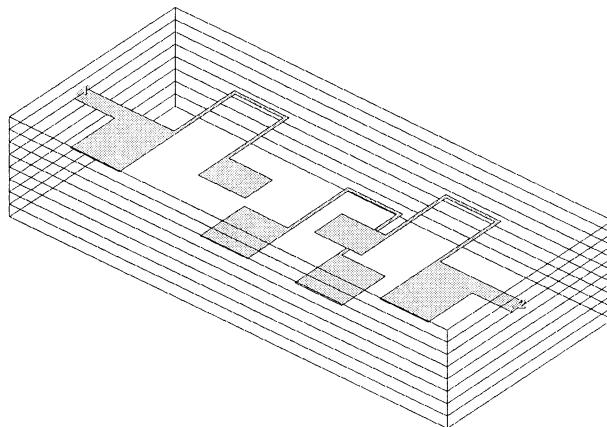


Рис. 1. Трехмерная модель фильтра

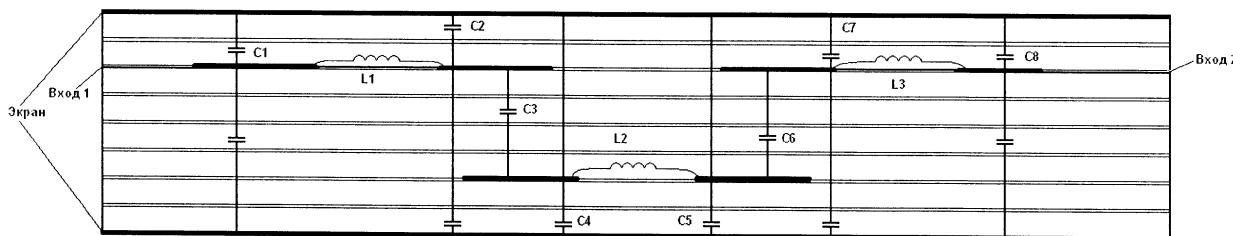


Рис. 2. Послойная топология фильтра

Наряду с улучшением массогабаритных характеристик создаваемых технических средств и повышением их надежности, технология низкотемпературной совместно обжигаемой керамики позволяет повысить и другие тактико-технические характеристики изделий за счет оптимизации общей компоновки электронного модуля и сокращения длины проводников.

Изготовление радиотехнических устройств различного назначения в виде многослойных структур на основе LTCC позволяет обеспечить их малые габариты и низкую себестоимость. Эта технология обладает широким спектром возможностей как по реализации элементов внутри многослойной структуры, так и по интеграции с компонентами, изготовленными с применением других технологий. Многослойная керамическая структура с размещенными внутри конструктивными RLC-элементами выступает в роли подложки, на которую монтируются другие компоненты, в том числе усилительные элементы, преобразователь частоты (смеситель), устройства акустоэлектроники, пьезоэлементы и цифровые схемы — устройства цифровой обработки сигналов, цифровые системы управления, встроенные средства вычислительной техники. Все это позволяет создавать малогабаритные многофункциональные ВЧ- и СВЧ-модули, реализующие концепцию система-в-корпусе (*System-in-Package — SiP*) и система на единой подложке (*System-on-Chip — SoC*) [4].

Сопоставление рассмотренных технологий применительно к изготовлению СВЧ-устройств позволяет выделить следующие основные преимущества LTCC-технологии:

- температура обжига порядка 850 °С позволяет применять материалы с малым удельным сопротивлением, такие как золото и серебро, вместо молибдена и вольфрама, которые используются в высокотемпературной технологии;

- возможность создания трехмерных структур, в том числе и со встроенными в слоях пассивными

элементами, что обеспечивает компактность модулей и плат;

- в качестве основы модулей и плат могут быть использованы пленки с различными термофизическими характеристиками (например, с рабочей частотой выше 30 ГГц и температурой до 3500 °С);

- лучшая теплопроводимость по сравнению с обычными печатными платами;

- каждый слой инспектируется до сборки модуля и, при необходимости, может быть заменен, что повышает процент выхода годных изделий;

- хорошая герметизация слоев;

- отсутствие химических процессов;

- сокращение производственных циклов по сравнению с обычными толстопленочными технологиями (параллельные процессы).

По свойствам применяемых материалов, точности разрешения элементов топологии, надежности и долговечности технология LTCC обеспечивает реализацию перспективных требований к радиотехнической аппаратуре на ближайшие десятилетия.

К основным электрическим характеристикам керамики относятся  $\xi_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость материала и тангенс угла диэлектрических потерь  $\tan\delta$ ; к температурным — линейный коэффициент теплового расширения (ЛКТР) и теплопроводность; к механическим — модуль Юнга и прочность на изгиб.

Для проверки характеристик устройств, получаемых по данной технологии, был рассчитан и изготовлен трехзвенный полосно-пропускающий СВЧ-фильтр на квазисредоточенных LC элементах [5], показанный на рис. 1. Эквивалентная схема устройства представлена на рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика данного фильтра приведена на рис. 3. Фильтр выполнен с использованием керамики *DuPont Green Tape 951* и имеет размеры 27×12×1 мм<sup>3</sup>.

Таким образом, обобщая выше сказанное, для реализации реактивных элементов и многослойных

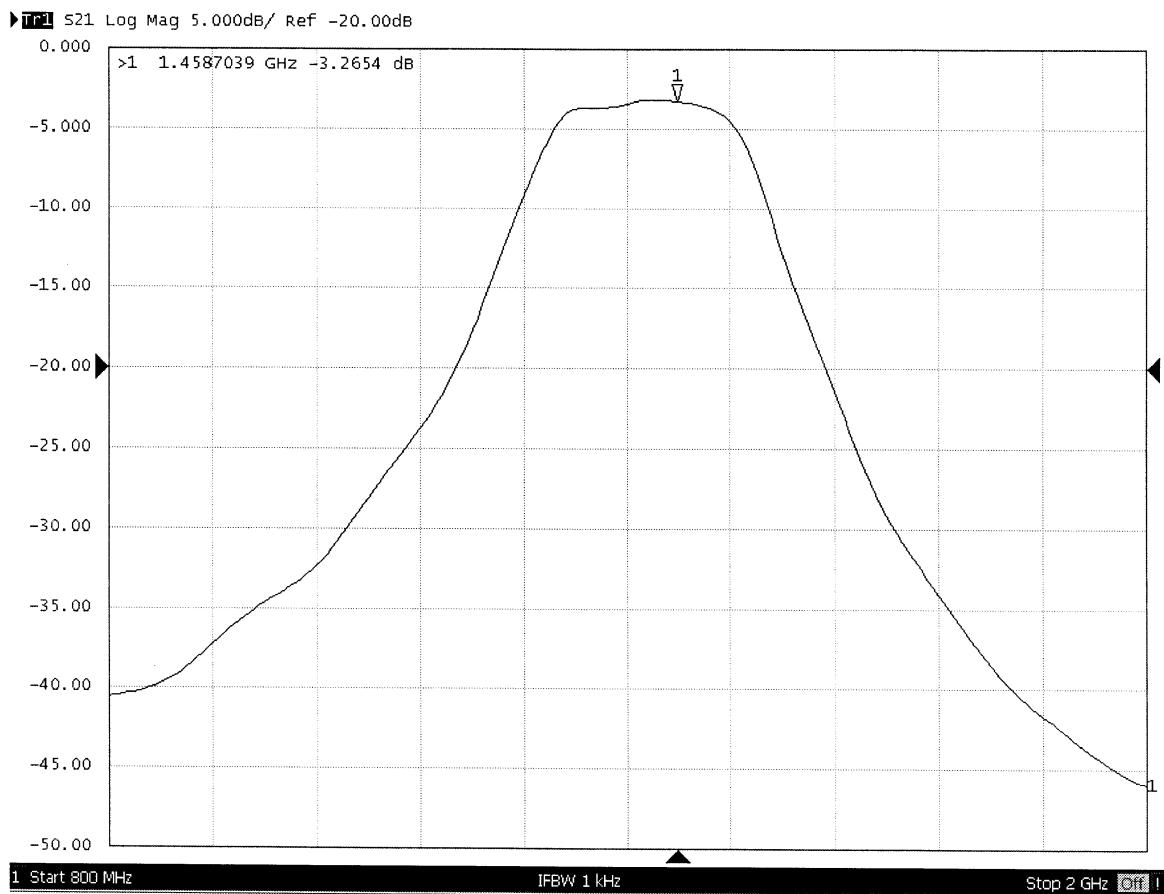


Рис. 3. Экспериментальная амплитудно-частотная характеристика

устройств с высокой степенью интеграции на их основе наиболее перспективной является LTCC керамика. Наряду со стабильной диэлектрической проницаемостью, низким тангенсом угла диэлектрических потерь и сопротивлением проводников, высокой устойчивостью к воздействию внешних факторов достоинствами низкотемпературной керамики является возможность создания трехмерных структур, в том числе и со встроеннымными в слоях пассивными элементами, что обеспечивает компактность модулей и плат.

Результаты проведенных исследований по реализации СВЧ-элементов по LTCC-технологии дают основание прогнозировать проектирование устройств СВЧ-диапазона с высококачественными характеристиками.

#### Библиографический список

1. Романова, М. П. Проектирование полосковых устройств СВЧ: учеб. пособие / М. П. Романова. – Ульяновск: УлГТУ, 2001. – 123 с.
2. Капитанова, П. В. Исследование параметров пассивных СВЧ-компонентов, выполненных по многослойной интегральной технологии / П. В. Капитонова, А. В. Симин, Д. В. Холодняк //

Радиоэлектроника : труды высших учебных заведений России. – 2005. – Вып. 1. – С. 75 – 81.

3. Yoshihiko Imanaka. Multilayered Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC). Technology. Springer, 2005. – 229 p.

4. Венник, И. Б. Многослойные интегральные схемы сверхвысоких частот на основе керамики с низкой температурой обжига / И. Б. Венник, Д. В. Холодняк, А. В. Симин // Компоненты и технологии. – 2005. – № 5. – С. 190 – 196.

5. Тюменцев, А. И. Моделирование СВЧ-фильтров на основе LTCC-технологии / А. И. Тюменцев, А. Н. Лепетаев // Наука, образование, бизнес : материалы регион. науч.-практ. конф. научных, преподавателей, аспирантов, студентов, специалистов пром. и связи, посвящ. Дню радио. – Омск: Изд-во КАН, 2010. – С. 229 – 231.

---

**ТЮМЕНЦЕВ Александр Иванович**, аспирант кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

**АРЖАНОВ Валерий Андреевич**, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: 644050, г. Омск, пр. Мира, 11.

Статья поступила в редакцию 24.12.2010 г.

© А. И. Тюменцев, В. А. Аржанов

# ИССЛЕДОВАНИЕ МАЛОГАБАРИТНЫХ АНТЕНН КОРОТКОВОЛНОВОГО ДИАПАЗОНА

В данной статье рассматривается проблема миниатюризации коротковолновых антенн. Как известно, проблема антенн с уменьшенными размерами остается актуальной и сегодня. В работе дается более точная оценка видов малогабаритных антенн и эффективности их работы в коротковолновом диапазоне. Приводятся результаты численных экспериментов размещенных вариантов антенн в пространстве относительно земли, проведенных компьютерными программами MMANA, Magnetic Loop Antenna Calculator.

**Ключевые слова:** антenna, электромагнитное поле, вибраторная антenna, коротковолновая связь, коэффициент полезного действия антennы, коэффициент усиления, входное сопротивление, волновое сопротивление линии, магнитно-рамочная антenna, MMANA.

**Работа выполнена в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.**

Рамочные антенны являются одним из интереснейших типов малогабаритных приемопередающих антенн. Магнитные антенны часто являются единственным типом передающих антенн, которые могут быть установлены в ограниченном пространстве и обеспечить более эффективную работу в эфире по сравнению с другими типами укороченных антенн.

Усиление, которое может дать рамочная антenna, определяется выражением:

$$G = 4\pi S_{\text{эфф}} / \lambda^2, \quad (1)$$

где  $S_{\text{эфф}}$  — эффективная площадь антennы.

Для коротковолновых антенн вопросу поляризации можно не придавать большого значения, так как в процессе многократного отражения коротких волн от различных слоев ионосферы поляризация приходящей волны случайна и непредсказуема во времени [1].

Реальная коротковолновая антenna всегда располагается над подстилающей поверхностью на высоте, соизмеримой с длиной волны. Переменное электромагнитное поле, создаваемое антennой, вызывает в подстилающей поверхности появление токов. Хорошая коротковолновая антenna может сосредоточить все излучение в пределах углов от  $10^\circ$  до  $20^\circ$  к горизонту. Ненаправленная антenna, например штырь, излучает электромагнитную энергию одинаково во всех направлениях.

Магнитная рамочная антenna имеет вид петли из проводника, которая подключена к конденсатору переменной емкости. Периметр петли обычно находится в пределах от  $0,03\lambda$  до  $0,25\lambda$  и имеет форму круга. Антenna, имеющая форму круга, считается классической рамочной антенной. Эквивалентная схема рамочной антennы показана на рис. 1. Как видно из этой схемы, рамочную антenu можно представить в виде параллельно включенных конденсатора и катушки, последовательно с которыми включены два сопротивления, одно из них, сопротивление потерь  $R_{\text{пот}}$ , а второе — сопротивление излучения  $R_{\text{изл}}$ .

Генератор  $G$ , изображенный на рис. 1, включен в магнитную рамку и отдает определенную мощность. Во многих случаях не представляется труда определить, какая мощность поступает от генератора в нагрузку, в данном случае в магнитную рамку [2]. Однако не вся мощность, которая отдается генератором в антenu, излучается в эфир. Некоторая часть мощности генератора  $P_{\text{пот}}$  безвозвратно теряется виде тепловых потерь в металлических и диэлектрических частях антennы, в окружающих антenu предметах, в земле. Через эту теряемую мощность и выражают сопротивление потерь антennы:

$$R_{\text{пот}} = P_{\text{пот}} / I^2, \quad (2)$$

где  $I$  — действующее значение тока в антenne.

Итак, сопротивление потерь антennы формально представляет собой коэффициент, зная который можно определить мощность потерь в антenne по формуле:

$$R_{\text{пот}} = I^2 R_{\text{пот}}. \quad (3)$$

Та часть мощности, которая не рассеялась в тепло на сопротивлении потерь в рамке, излучается в эфир [3]. На основе измерений можно определить излученную мощность  $P_{\text{изл}}$ . Излучаемую в эфир мощность выражают сопротивление излучения антennы:

$$P_{\text{изл}} = P_{\text{изл}} / I^2. \quad (4)$$

Сопротивление излучения антennы формально представляет собой коэффициент, зная который можно определить мощность излучения антennы:

$$P_{\text{изл}} = I^2 R_{\text{изл}}. \quad (5)$$

В эквивалентной схеме к генератору подключено последовательно два сопротивления, на одном из них мощность генератора теряется, а на другом — выделя-

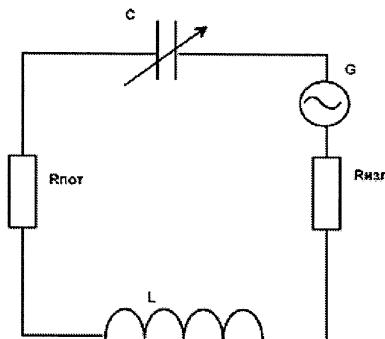


Рис. 1. Эквивалентная схема рамочной антенны

ется мощность, идущая на излучение в эфир. В дальнейшем можно найти коэффициент полезного действия антенны, которой сопротивление потерь и сопротивление излучения антенны выражается:

$$\text{КПД} = (P_{\text{изл}} / (P_{\text{изл}} + R_{\text{пот}})) \cdot 100\%. \quad (6)$$

Значения сопротивления потерь и сопротивления излучения антенны зависят от размеров антенны, от ее размещения в пространстве, от материалов, используемых для конструкции антенны [4]. В лабораторных условиях точно определить эти величины экспериментальным путем достаточно сложно. Однако сопротивление потерь и сопротивление излучения магнитных рамок вполне можно определить при помощи программ расчета антенн, используемых для моделирования магнитных рамок. Были проделаны расчеты магнитных антенн с использованием программы MMANA, а затем полученные результаты были сравнены с теми, что получены с помощью упрощенных специализированных программ. Программа Magnetic Loop Antenna Calculator позволяет произвести расчет параметров магнитной рамки. Было выяснено, что все эти программы выдают примерно одинаковые значения сопротивления потерь и сопротивления излучения. При расчетах емкости конденсатора эти программы выдают результаты, несколько отличающиеся друг от друга, но это в данном случае не столь существенно, так как при конструировании антенны емкость конденсатора все равно нуждается

в подстройке [5]. При помощи программ были вычислены параметры рамочных антенн, выполненных на основе алюминиевых обечай. На рис. 2 приведены графики изменения сопротивлений излучения, сопротивления потерь и емкости конденсатора рамки в частотном диапазоне от 3,5 до 28,5 МГц. На рис. 3 приведены графики изменения добротности и коэффициент полезного действия антенн.

Эквивалентная схема антенны состоит из последовательно включенных катушки, конденсатора и сопротивления потерь и сопротивления излучения. С увеличением частоты настройки антенны емкость конденсатора уменьшается, а индуктивность остается прежней. В этом случае возрастает характеристическое сопротивление контура  $Z_x$ , которое равно:

$$Z_x = (L/C)^{1/2}, \text{ поэтому } Q = Z_x / (R_{\text{пот}} + R_{\text{изл}}). \quad (7)$$

Следовательно, первоначальный рост добротности магнитной антенны можно объяснить большим ростом ее характеристического сопротивления и в тоже время малым ростом сопротивления потерь и сопротивления излучения антенны. График изменения сопротивления излучения рамочной антенны и сопротивления потерь в ней показан на рис. 2. Из этого рисунка видно, что при периметре петли антенны, равном примерно  $0,111\lambda$ , сопротивление излучения антенны начинает резко возрастать. В тоже время, график сопротивления потерь антенны носит монотонный характер. Следовательно, если рост сопротивления излучения антенны значительно превысит рост сопротивления потерь, добротность антенны будет падать, а мощность, подводимая к антенне, будет в основном рассеиваться на сопротивлении излучения или, попросту говоря, излучаться в эфир [6]. Это важный вывод для понятия работы рамочных антенн.

Каждая качественно выполненная магнитная рамка имеет свой критический периметр, после которого рост сопротивления излучения происходит быстрее роста сопротивления потерь в ней. В нашем случае этот критический периметр для рамки, выполненной из алюминиевой трубы, оказался равным  $0,111\lambda$ , или частоте 12,5 МГц. Сопротивление излучения магнитной рамки с периметром  $0,111\lambda$  равно 0,025 Ом. Исходя из этого, для конкретной рамки получится значительный

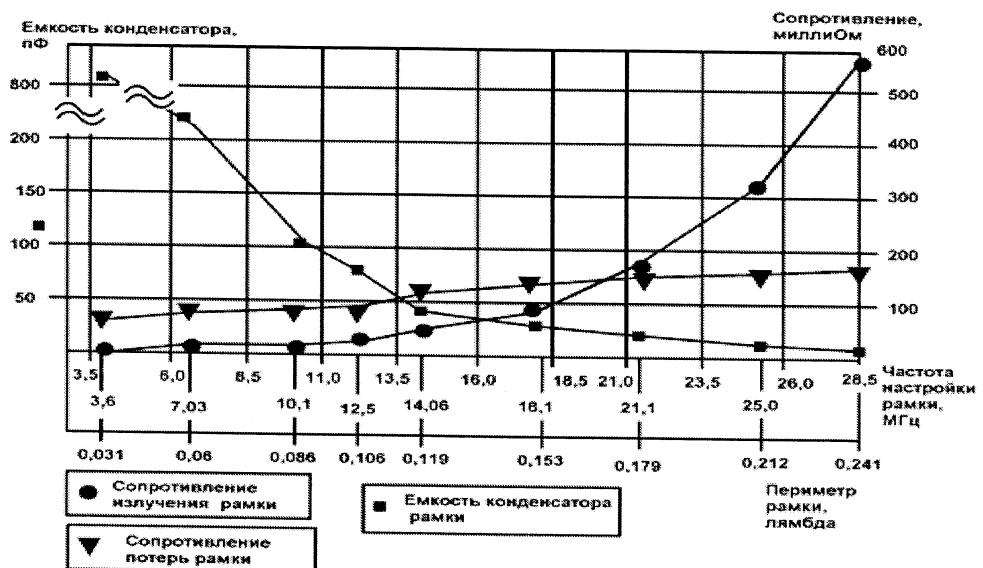


Рис. 2. График изменения сопротивления излучения, сопротивления потерь и емкости конденсатора рамки

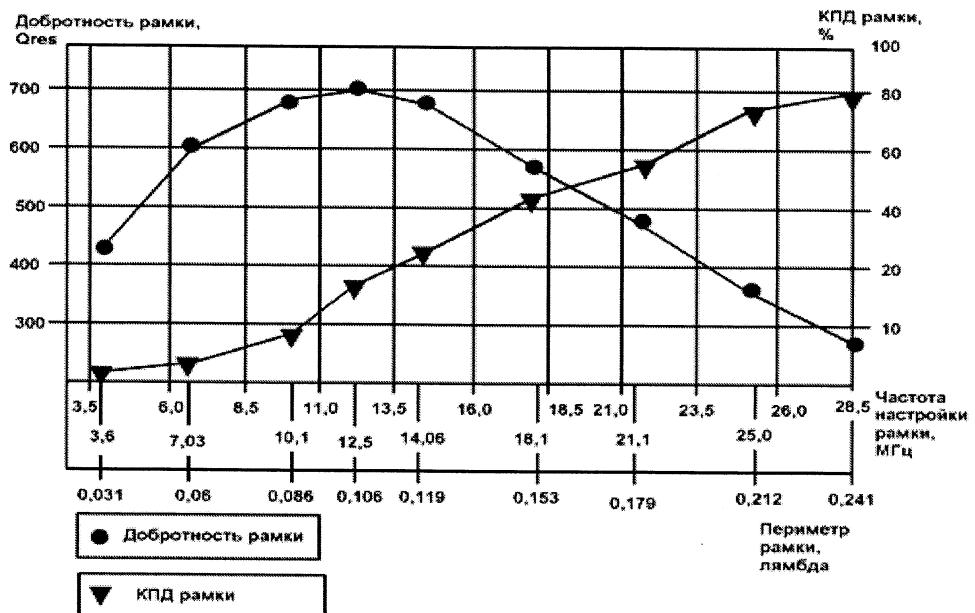


Рис. 3. График изменения добротности и коэффициент полезного действия

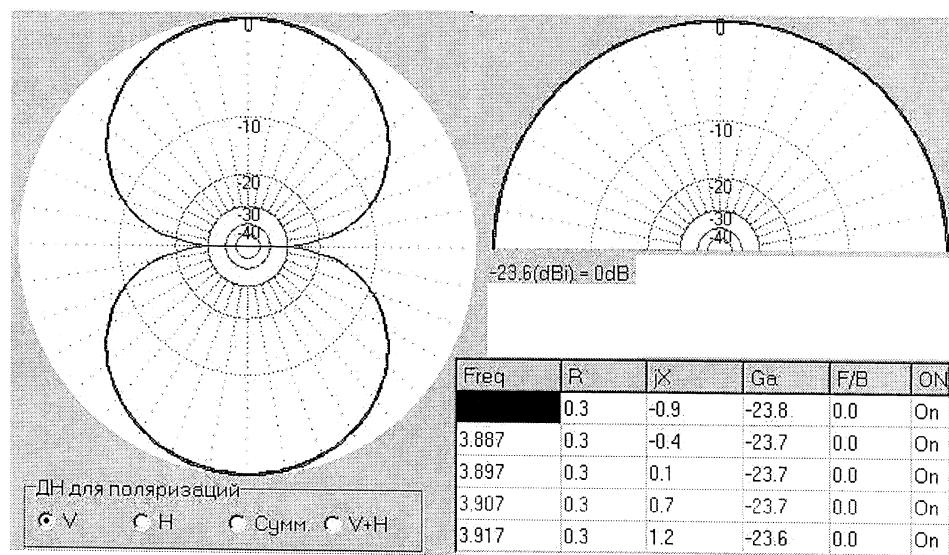


Рис. 4. Диаграмма направленности вертикальной магнитной антенны с вертикальной поляризацией

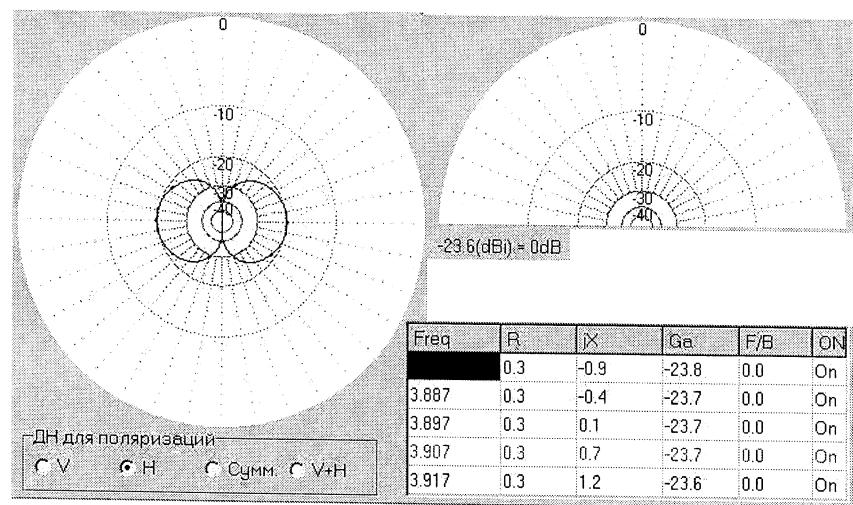


Рис. 5. Диаграмма направленности вертикальной магнитной антенны с горизонтальной поляризацией

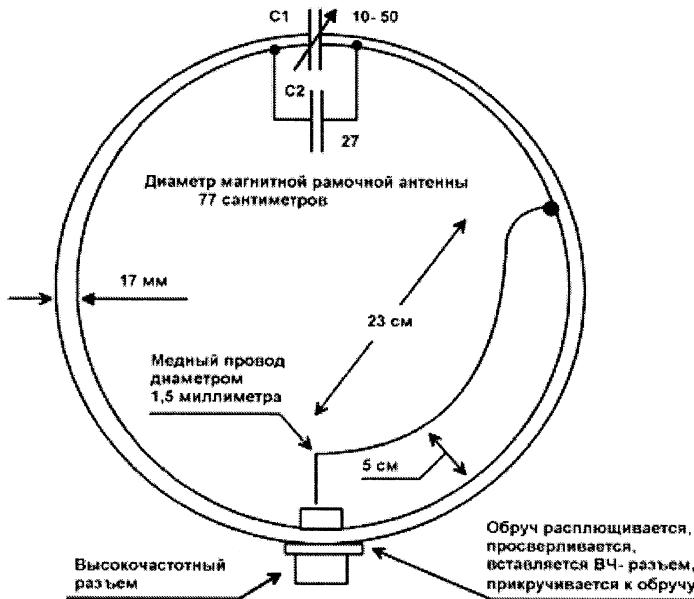


Рис. 6. Рамочная антенна

рост коэффициента полезного действия рамочной антенны по мере роста ее периметра. Если для практического выполнения рамочной антенны использовать тонкий провод и низкодобротный конденсатор, то получится только эквивалент нагрузки антенны. Высокочастотная мощность, поступающая от передатчика в такую антенну, будет греть провод антенны, пластины и диэлектрик переменного конденсатора, а не излучаться в эфир. На рис. 4 показана диаграмма направленности вертикальной магнитной антенны для вертикальной поляризации в свободном пространстве. На рис. 5 показана диаграмма направленности вертикальной магнитной антенны для горизонтальной поляризации в свободном пространстве. Срез диаграммы направленности в горизонтальной плоскости, рассчитанной по программе MMANA, отражает уровень, соответствующий максимальному уровню излучения. Представление срезов диаграммы направленности, а не всей объемной диаграммы, вполне достаточно для исследования антенны. Из рис. 4 видно, что для вертикальной поляризации диаграмма направленности рамочной антенны представляет собой восьмерку, лежащую вдоль полотна антенны. Минимум диаграммы направленности относительно ее максимума составляет -20 дБ. Значит, расположив магнитную антенну вертикально и вращая ее, можно осуществить работу в выбранном направлении по приему или передаче сигнала, используя радиоволны с вертикальной поляризацией [7]. Рис. 5 показывает, что рамочная антenna обладает при вертикальном размещении некоторой диаграммой направленности с горизонтальной поляризацией, что несколько ухудшает общие направленные свойства магнитной антенны. Следовательно, если есть необходимость в малогабаритной антенне с круговой диаграммой направленности, которая излучает под малыми углами к горизонту и имеет небольшое зенитное излучение, то рамочная антenna при горизонтальном размещении является именно этой антенной. Падение усиления размещенной на вертикальной рамке по сравнению с размещенной на расстоянии четверти волны над землей [8] составляет 2,9 дБ, что подтверждено при проведении сеанса радиосвязи с использованием этой антенны. Следовательно, размещение магнитной рамки в горизонтальном положе-

нии является оптимальным для работы рамочной антенны и проведения дальних коротковолновых связей. Данное обстоятельство выполнимо, но с условием, что магнитная рамка должна быть размещена на высоте не менее  $0,16\lambda$  от земли. В противном случае эффективность использования антенны для проведения дальней радиосвязи резко падает.

Оптимальное размещение этой антенны достигается при ее установке выше всех антенн, находящихся на крыше. При этом необходимо соблюдать требования по высоте установки антенны над землей или над крышами. Магнитная антenna весьма неприхотлива к расположению вокруг себя других антенн и предметов. Как показывает программа MMANA, их влияние на работу рамочной антенны не велико. Это одно из самых главных преимуществ магнитных антенн над всеми остальными. Магнитная рамка может быть установлена вблизи другой антенны и не мешать ее работе.

В общем случае рамочная антenna может работать в таких местах установки, в которых обычные укороченные коротковолновые антены уже бессильны обеспечить работу в эфире. Например, магнитные рамочные антены могут работать на передачу внутри бетонных зданий, со дна ям и оврагов.

Магнитные антены в виде алюминиевого обруча, являются идеальным вариантом конструкции рамочной антенны. Пример практического изготовления рамочной антенны с гамма-согласованием показан на рис. 6.

Алюминиевый обруч разрезается на сварном шве, и в этом месте закрепляются конденсаторы настройки антенны. На противоположном конце от конденсаторов обруч расплющивается и в том же месте просверливается отверстие, в котором закрепляют высокочастотный разъем, который должен быть надежно соединен с полотном магнитной рамки. К центральной жиле разъема припаивают провод гамма согласования, он выполнен из медного провода и размещен на определенной высоте от обруча. В антenne не должны использоваться металлы, контакт которых может вызвать электрохимическую коррозию друг друга. В целом конструкция такой антенны неприхотлива к окружающей среде, может достаточно эффективно относительно других конструкций работать

близко к реальной земле, более помехоустойчива по сравнению с электрическими антеннами.

Таким образом, в работе проведено исследование по определению наилучших показателей по совокупности параметров рамочных антенн. При практическом применении магнитной антенны в реальных условиях и расположении рамки в горизонтальной позиции имеет место оптимальная работа на дальних трассах с отражением от ионосферы при условии размещения на высоте  $0,16\lambda$  от земли.

#### Библиографический список

1. Григоров, И. Н. Антенны. Настройка и согласование / И. Н. Григоров. — М. : ИП РадиоСофт, 2003. — 97 с.
2. Дробкин, А. П. Антенны. Радиосвязь / А. П. Дробкин, Е. Б. Хоренберг, С. Е. Меркулов ; под ред. С. Е. Степанов. — М., 2000. — 57 с.
3. Айзенберг, Г. З. Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг. — М. : Радио и связь, 1985. — 123 с.

4. Сапожников, М. Антenna KB-диапазона / М. Сапожников // Радиомир KB и УКВ. — 2008. — № 7. — С. 22.

5. Wheeler, H. A. IEEE Trans / H. A. Wheeler. — Antennas Prog. — 1985. — № 2. — С. 78.

6. Григоров, И. Н. Антенны. Городские конструкции / И. Н. Григоров. — М. : РадиоСофт, 2003. — 135 с.

7. Kazakevich, Yuri Hula — Hoop Magnetic Loop / Yuri Kazakevich. — Antentop. — 2003. — № 1. — С. 69.

8. Лаповок, Я. С. Я строю KB радиостанцию / Я. С. Лаповок — М. : Патриот, 2004. — 61 с.

**БАШКАТОВ Юрий Васильевич**, аспирант кафедры средств связи и информационной безопасности.

**ХОРВАТ Владислав Николаевич**, инженер кафедры средств связи и информационной безопасности.  
Адрес для переписки: 644050, г. Омск, пр. Мира, 11.

Статья поступила в редакцию 09.11.2010 г.

© Ю. В. Башкатов, В. Н. Хорват

УДК 621.396.93

**А. Н. ЮРЬЕВ**

Омский НИИ приборостроения

## МЕТОДИКА РАСЧЕТА МАКСИМАЛЬНОЙ ДАЛЬНОСТИ СВЯЗИ, ОБЕСПЕЧИВАЕМОЙ СИСТЕМОЙ РАДИОСВЯЗИ ПО ЗЕМНОЙ ВОЛНЕ

В статье рассматривается методика расчета дальности радиосвязи, обеспечиваемой системой радиосвязи по земной волне, с учетом мощности передатчика, характеристик приемной и передающей антенн, вида используемого для связи сигнала, рабочей частоты, характеристик подстилающей поверхности.

**Ключевые слова:** система радиосвязи, земная волна, подстилающая поверхность, напряженность поля, коэффициент шума.

Для территорий с низкой плотностью населения и слабо развитой инфраструктурой по-прежнему актуальна задача увеличения дальности связи радиолиний, работающих по земной волне, и увеличения площади зон обслуживания зоновых систем связи.

В системах радиосвязи, использующих рабочие частоты диапазонов УВЧ/ОВЧ, максимальная дальность радиосвязи ограничивается расстоянием прямой видимости. Одним из вариантов увеличения зоны обслуживания является снижение несущих частот в область промежуточных и средних волн, что обеспечивает загоризонтное распространение земных волн за счет процессов дифракции и рефракции. В работах [1] и [2] показано, что сигнал по земной волне может распространяться на сотни километров, при этом ослабление сигнала зависит от вида подстилающей поверхности и рабочей частоты.

В статье рассматривается методика расчета дальности связи, которая обеспечивается системой радиосвязи диапазона частот 10 МГц и ниже, работающей по земной волне.

Величина напряженности поля в точке приема  $E_C$  при распространении радиоволн поверхностными волнами может быть определена по формуле идеальной передачи, дополненной множителем ослабления:

$$E_C = \frac{245\sqrt{P_{[kW]}}D_1}{r_{[km]}}F = \frac{245\sqrt{P_n[kW]}\eta_{\phi 1}G_{a1}}{r_{[km]}}F, \text{ мВ/м, (1)}$$

где  $P$  — излучаемая мощность, кВт;

$P_n$  — мощность передатчика, кВт;

$G_{a1}$  — коэффициент усиления передающей антенны;

$D_1$  — коэффициент направленного действия передающей антенны;

$\eta_{\phi 1}$  — к.п.д. фидера передающей антенны;

$r$  — расстояние между передающей и приемной антеннами, км;

$F$  — множитель ослабления, учитывающий поглощение почвы.

В соответствии с методикой Шулейкина — Вандер-Поля [1] множитель ослабления  $F$  выражается

в виде функции безразмерного параметра  $x$  — «численного расстояния», которое определяется по формуле:

$$x = \frac{\pi r}{\lambda} \cdot \frac{\sqrt{(\epsilon - 1)^2 + (60\lambda\sigma)^2}}{(\epsilon)^2 + (60\lambda\sigma)^2}, \quad (2)$$

где  $\lambda$  — длина волны;  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость почвы;  $\sigma$  — удельная электрическая проводимость почвы, выражаемая в См/м.

С достаточной для практики точностью расчет множителя ослабления  $F$  в формуле для расстояний прямой видимости и расстояний, соответствующих зоне полутени, проводят в соответствии с приближенной формулой

$$F = (2 + 0,3x)/(2 + x + 0,6x^2). \quad (3)$$

Анализ выражений (2) и (3) показывает, что величина множителя ослабления  $F$  для хорошо проводящих подстилающих поверхностей, например, морская вода, приближается к 1, а для плохо проводящих подстилающих поверхностей значение  $F$  приближается к 0.

Описанная выше методика расчета является приближением «плоской земли» и справедлива для зоны прямой видимости. При расчете для зон полутени и тени методика дает ошибку, увеличивающуюся с увеличением расстояния до передатчика. В [2] дана формула, определяющая расстояние до передатчика, при котором ошибка расчета напряженности поля в приближении плоской земли не превысит 10 %.

$$r_{\text{окн}} \leq 7 \cdot \lambda^{1/3} / M_l. \quad (4)$$

Для диапазона частот (1+8) МГц указанные расстояния составят  $r = 23 \pm 47$  км.

Расчет напряженности поля на большие дальности может проводиться по методике предложенной Фоком [3], учитывающей сферичность Земли. При расчете множителя ослабления для сферической земли вводятся понятия «масштаб расстояний»  $M_l$  и «масштаб высот»  $M_h$  следующим образом:

$$M_l = (\lambda a^2 / \pi)^{1/3} \quad \text{и} \quad M_h = 0,5 \cdot (a \lambda^2 / \pi^2)^{1/3}, \quad (5)$$

где  $a = 6,370 \cdot 10^6$  м — радиус земного шара.

Длина трассы  $r$  и высоты антенн  $h_1$  и  $h_2$ , получившие наименования относительного расстояния и относительных высот антенн, определяются из формул:

$$x = r/M_l; \quad y_1 = h_1/M_h; \quad y_2 = h_2/M_h. \quad (6)$$

Множитель ослабления в теории Фока представлен выражением

$$F = 2 \cdot \sqrt{\pi x} \cdot \left| \sum_{s=1}^{\infty} \frac{e^{ixt_s}}{t_s + q^2} \frac{h_2(t_s + y_1)}{h_2(t_s)} \frac{h_2(t_s + y_2)}{h_2(t_s)} \right|, \quad (7)$$

где  $h_2(t)$  — обозначение функции Эйри. Имеются таблицы функций Эйри  $h_2(t)$  и ее первой производной  $h'_2(t)$ ;

$q$  — параметр, учитывающий полупроводящие свойства поверхности Земли, определяется выражением

$$q = i \cdot \sqrt{\frac{\pi \cdot a}{\lambda}} \frac{1}{\sqrt{\epsilon - i60\lambda\sigma}}, \quad (8)$$

$t_s$  — корни уравнения  $h'_2(t) - q \cdot h_2(t) = 0$ .

Значения первых пяти корней  $t_s$  для предельных значений  $q = 0$  и  $q = \infty$ , определяющих соответственно идеально проводящую и идеально непроводящую подстилающие поверхности, приведены в табл. 1.

Значения  $t_s$  для реальных подстилающих поверхностей и, соответственно, конечных значений  $q$  можно вычислить по одной из следующих формул [1]:

$$\text{если } \left| \frac{a}{\sqrt{t_s}} \right| < 1 \quad \text{то} \quad t_{s,q} \approx t_{s,q=0} + \frac{1}{t_{s,q=0}} q; \quad (9)$$

$$\text{если } \left| \frac{a}{\sqrt{t_s}} \right| > 1, \quad \text{то} \quad t_{s,q} \approx t_{s,q=\infty} + \frac{1}{q}. \quad (10)$$

В табл. 2 представлены значения первых пяти корней  $t_s$  в случае реальных подстилающих поверхностей для частоты 1 МГц, рассчитанные в соответствии с формулами (9) и (10). Расчеты по дифракционной формуле (7) для большей части КВ диапазона частот и более низких частот упрощаются, т.к. антенны передатчика и приемника можно считать расположеными непосредственно у поверхности Земли.

Таблица 1

Значения первых пяти корней  $t_s$  для предельных значений  $q$ 

$s$	1	2	3	4	5
$q = 0$	0.509 + i0.882	1.624 + i2.813	2.41 + i4.174	3.082 + i5.337	3.686 + i6.384
$q = \infty$	1.169 + i2.025	2.044 + i3.540	2.76 + i4.781	3.393 + i5.878	3.972 + i6.923

Таблица 2

Значения первых пяти корней  $t_s$  для реальных почв

Типы почв	Влажная почва $\epsilon = 15, \sigma = 10^{-2}$	Мерзлая почва $\epsilon = 5, \sigma = 5 \cdot 10^{-3}$	Суглинок $\epsilon = 13, \sigma = 4 \cdot 10^{-3}$	Город, асфальт $\epsilon = 15, \sigma = 10^{-4}$
$f = 1 \text{ МГц}$				
1	0,944 + i1,781	1,008 + i1,855	1,033 + i1,863	1,163 + i1,929
2	1,819 + i3,296	1,883 + i3,370	1,908 + i3,378	2,038 + i3,444
3	2,535 + i4,537	2,599 + i4,611	2,624 + i4,619	2,754 + i4,685
4	3,168 + i5,633	3,232 + i5,707	3,257 + i5,715	3,387 + i5,781
5	3,747 + i6,636	3,811 + i6,710	3,836 + i6,718	3,966 + i6,784

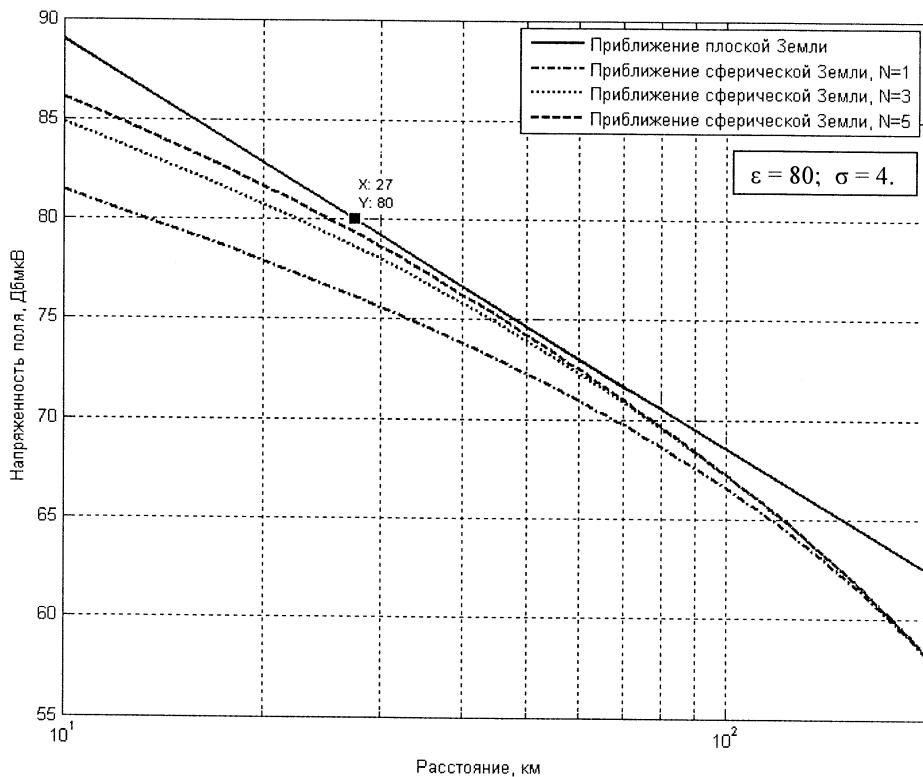


Рис. 1. Зависимости напряженности поля от расстояния, рассчитанные по Шулейкину–Ван-дер-Полю и по Фоку (для числа членов ряда N=1, 3 и 5)

При этом, за счет малости приведенных высот  $y_1$  и  $y_2$  члены  $\frac{h_2(t_s + y_1)}{h_2(t_s)}$  и  $\frac{h_2(t_s + y_2)}{h_2(t_s)}$  стремятся к 1.

На рис. 1 представлены расчеты напряженности поля, проведенные на примере подстилающей поверхности с параметрами  $\epsilon = 80$ ,  $\sigma = 4$  (море) по формуле Шулейкина – Ван-дер-Поля и по формулам Фока с числом членов в сумме ряда для множителя ослабления  $N = 1, 3$  и  $5$  соответственно. Из рисунка видно, что результаты расчетов по Шулейкину – Ван-дер-Полю приближаются результатам расчетов по Фоку для  $N = 5$  на границе зон прямой видимости и полути и расходятся как с удалением от передатчика, так и с приближением к передатчику. Результаты, расчетов по Фоку для разного числа членов ряда  $N$  сходятся при удалении в зону тени. Таким образом, расчет напряженности поля в области прямой видимости должен проводиться в соответствии с приближением Шулейкина – Ван-дер-Поля, в области полути и тени — в соответствии с приближением Фока, при этом в зоне полути для уменьшения ошибки расчет должен вестись с большим количеством членов ряда.

Для использования в инженерной практике в рекомендации МККР № 368 [4] представлены кривые распространения земной волны для частот ниже 10 МГц, представляющие собой зависимости напряженности поля в точке приема от расстояния до передатчика для ряда частот и пяти видов подстилающей поверхности. Значения напряженности поля, приведенные на графиках соответствуют излученной мощности, равной 1 кВт, и короткой вертикальной передающей антенне, стоящей на поверхности идеальной Земли. Для излучаемой мощности, отличной от 1 кВт, и произвольной передающей антенны напряженность поля в точке приема определяется из формулы

$$E_c = E'_c \cdot (P_{\text{кВт}} \cdot D)^{1/2} = E'_c \cdot (P_{\text{кВт}} \cdot \eta_{\phi 1} \cdot G_{a1})^{1/2}. \quad (11)$$

По найденной с помощью формул (1) или (11) величине напряженности поля  $E_c$  может быть определено значение э.д.с. сигнала  $\epsilon_c$ , наводимого на приемную антенну

$$\epsilon_c = E_c \cdot l_g, \quad (12)$$

где  $l_g$  — действующая высота приемной антенны.

Величина  $l_g$  для любой вибраторной антенны может быть определена согласно [5] из формулы

$$l_g = \frac{\lambda}{\pi} \cdot \sqrt{\frac{D_{\max} R_{\Sigma}}{120}}, \quad (13)$$

где  $D_{\max}$  — максимальное значение к.н.д. антенны;  $R_{\Sigma}$  — сопротивление излучения антенны.

Мощность сигнала на входе приемника  $P_{c,np}$ , при согласовании антенны и приемника и с учетом потерь в фидере, может быть определена из формулы

$$P_{c,np} = \frac{1}{2} \frac{(\epsilon_c / 2)^2}{R_{bx,np}} = \frac{\lambda^2}{\pi^2} \frac{E_c^2 G_{a2} \eta_{\phi 2}}{960}, \quad (14)$$

где  $R_{bx,np}$  — входное сопротивление приемника;  $\eta_{\phi 2}$  — к.п.д. фидера приемной антенны;  $G_{a2}$  — коэффициент усиления приемной антенны.

Подставляя в формулу (14) значение из формулы (1), получаем выражение для мощности сигнала на входе приемника

$$P_{c,np} = 6,34 \frac{\lambda^2 P_{\text{кВт}} G_{a1} G_{a2} \eta_{\phi,np} \eta_{\phi,np}}{R_{\text{км}}^2} F, \quad (15)$$

Если значение  $E_c$  определяется с помощью кривых МККР (в соответствии с формулой (11)), то выражение для мощности на входе приемника имеет вид

$$P_{c,np} = \frac{\lambda^2}{\pi^2} \frac{P_{\text{кВт}} G_{a1} G_{a2} \eta_{\phi,np} \eta_{\phi,np}}{960} (E_c)^2. \quad (16)$$

На приемную антеннную систему помимо сигнала от передающей радиостанции воздействуют помехи и шумы искусственного и естественного происхождения (индустриальные помехи, атмосферные и галактические шумы). При расчете необходимо также учитывать собственные шумы антенно-фидерного и приемного устройств.

Дисперсия э.д.с. шума, порождаемого сопротивлением потерь антенны в эквивалентной полосе  $\Delta f_{\text{экв}}$ , равна [6]

$$\sigma_w^2 = 4kT R_n \Delta f_{\text{экв}}, \quad (17)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура антенны, К.

Поскольку сопротивление потерь антенны  $R_n$  можно представить в виде

$$R_n = R_a \cdot (1 - \eta_a), \quad (18)$$

где  $R_a$  — полное сопротивление антенны;  $\eta_a$  — к.п.д. антенны;

то, следовательно, из выражения (17) получаем:

$$\sigma_w^2 = 4kT R_a (1 - \eta_a) \Delta f_{\text{экв}}. \quad (19)$$

Дисперсия э.д.с. антенны от внешних источников шума, равна

$$\sigma_{\text{внш}}^2 = 4kT_{\text{внш}} R_\Sigma \Delta f_{\text{экв}} = 4kT_{\text{внш}} R_a \Delta f_{\text{экв}}, \quad (20)$$

где  $T_{\text{внш}}$  — температура, характеризующая уровень внешних шумов;

$R_\Sigma$  — сопротивление излучения,

Таким образом, дисперсия шумов, создаваемых антенной, равна

$$\sigma_a^2 = \sigma_w^2 + \sigma_{\text{внш}}^2 = 4kR_a \Delta f_{\text{экв}} [T_n(1 - \eta_a) + T_{\text{внш}} \eta_a]. \quad (21)$$

Мощность, выделяемая на согласованной нагрузке (на входе приемника), определяется из формулы

$$P_a = \sigma_a^2 / (4 \cdot R_a) = k \Delta f_{\text{экв}} [T_n(1 - \eta_a) + T_{\text{внш}} \eta_a]. \quad (22)$$

Учитывая, что  $T_{\text{внш}} = T_0 \cdot F_{\text{внш}}$  и  $T_0 \approx T_0$ , получаем

$$P_a = k \Delta f_{\text{экв}} [T_0 \cdot (1 - \eta_a) + T_0 F_{\text{внш}} \eta_a]. \quad (23)$$

Мощность собственного шума приемника, приведенная к его входу, равна

$$P_{\text{ш.пр}} = (F_{\text{пр}} - 1) k T_0 \Delta f_{\text{экв}}, \quad (24)$$

где  $F_{\text{пр}}$  — коэффициент шумов приемника.

Мощность всех шумов на входе приемника

$$P_{\text{ш.пр}} = P_a + P_{\text{ш.пр}} = k T_0 \Delta f_{\text{экв}} (F_{\text{внш}} \eta_a + F_{\text{пр}} - \eta_a). \quad (25)$$

Коэффициенты шума атмосферных помех зависят от географической точки расположения приемника, сезона, времени суток и могут быть определены из соответствующих графиков отчета [7]. Коэффициенты шума индустриальных помех могут быть рассчитаны в соответствии с графиками и таблицами рекомендации [8]. Коэффициент шума приемника может быть взят из ТУ на конкретный приемник.

Зависимость уровня индустриальных помех от частоты имеет вид:

$$F_{\text{ам}} = c - d \cdot \lg f, \quad (26)$$

где параметры  $c$  и  $d$  — константы, определяемые экспериментально.

Значения констант для разных типов местности приведены в табл. 3.

Коэффициенты шума индустриальных помех легко рассчитываются и однозначно определяются значением частоты и заданным типом местности.

По описанным выше методикам определяется отношение сигнал/помеха и сравнивается с минимально допустимым для обеспечения связи. В табл. 4 представлены коэффициенты защиты неизменного по уровню сигнала, соответствующие различным уровням достоверности приема.

**Пример оценки дальности связи.** Мощность передатчика 200 Вт. Диапазон рабочих частот 1÷7,5 МГц. Полоса сигнала — 3,1 кГц. Передающая и приемная

Таблица 3  
Значения констант  $c$  и  $d$  для уровня индустриальных помех

Тип местности	$c$	$d$
Город, промышленные районы	76,8	27,7
Город, жилые районы	72,5	27,7
Сельская местность	67,2	27,7
Сельская местность (удаленная)	53,6	28,6

Таблица 4

Коэффициенты защиты неизменного по уровню телефонного сигнала

Качественная оценка приема и разборчивость несвязанных слов	К <sub>1</sub> , дБ				
	AM	OM AM	ЧМ		
			m <sub>i</sub> = 1	m <sub>i</sub> = 3	m <sub>i</sub> = 5
Минимально удовлетворительно, 80 % слов	10	0	6	6	9
Удовлетворительно, 90 % слов	15	6	11	8	11
Хорошо, 95 % слов	25	15	20	11	13
Отлично, 98 % слов	40	30	35	23	18

Таблица 5

## Коэффициенты усиления антенны

Частота, МГц	1.0	1.5	2.0	3.0	5,0	7,5
Штырь 10 м	0,02	0,04	0,08	0,18	0,4	0,56

Таблица 6

## Напряженности поля земной волны в дБ относительно 1 мкВ/м

г	1 МГц	1,5 МГц	2 МГц	3 МГц	5 МГц	7,5 МГц
20	82,5 дБ	79,5	77	71	61 дБ	53 дБ
40	75	71	67	58	47	39,5
60	69,5	64,5	60	50	39	31
80	65	59,5	54	44	32,5	24
100	62	55	49,5	38,5	27,5	18
120	49	39	30	18	4,5	-7,5
140	30	13	0	-13	—	—
160	12	-10	-25	—	—	—

Таблица 7

## Максимальные дальности радиосвязи для разных коэффициентов защиты

Коэффициенты защиты	1 МГц	1,5 МГц	2 МГц	3 МГц	5 МГц	7,5 МГц
$\Delta_1 = 6 \text{ дБ}$ ,	126	107	98	85	67	53
$\Delta_2 = 15 \text{ дБ}$ ,	102	79	63	50	42	37

антенны — десятиметровый полутелескопический штырь на автомашине [9]. Параметры подстилающей поверхности  $\varepsilon = 4$ ,  $\sigma = 3 \cdot 10^{-2}$ . Передаваемый сигнал — однополосная модуляция (ОМ). Расчет проводится для двух уровней разборчивости: 90 % слов и 95 % слов.

В соответствии с табл. 4 требуемые минимальные превышения сигнала над шумом составляют  $\Delta_1 = 6 \text{ дБ}$  и  $\Delta_2 = 15 \text{ дБ}$ .

Коэффициенты усиления антенны, относительно изотропного излучателя представлены в табл. 5. В табл. 6 представлены напряженности поля для ряда расстояний от 20 до 160 км. Максимальные дальности (в км) рассматриваемой радиолинии представлены в табл. 7.

Таким образом, представленная методика позволяет рассчитывать дальность связи по земной волне, для систем радиосвязи диапазона частот 10 МГц и ниже. Расчет напряженности поля в точке приема обеспечивается с использованием формул Шулейкина — Вандер-Поля для расстояний прямой видимости и методики Фока — для зоны полутени и тени, либо с использованием таблиц рекомендации МККР № 368 [4]. Мощность сигнала на входе приемника рассчитывается с учетом характеристик передающей и приемной антенн. Мощность шума на входе приемника определяется в виде суммы мощностей индустриальных помех, атмосферных, галактических шумов, а также собственных шумов антенно-фидерного и приемного устройств. Коэффициенты атмосферного шума определяются по таблицам и графикам отчета 322 МККР [7] для всех используемых частот, а также с учетом времени суток, времени года и координат точки приема. Коэффициенты индустриальных и галактических шумов определяются в соответствии с рекомендациями ITU-R P.372-9 [8]. Коэффициенты собственных шумов антенно-фидерного и приемного устройств определяются либо из ТУ на конкретные устройства, либо

из требований соответствующих стандартов на указанные устройства. Далее определяют отношение мощности сигнала к мощности шума в полосе сигнала на различных дальностях от передатчика и сравнивают с некоторым минимально допустимым отношением сигнал/помеха, обеспечивающим для заданного вида сигнала (сигнально-кодовой конструкции) возможность ведения связи. Указанные пороговые отношения сигнал/помеха для различных видов сигналов могут быть найдены из справочников, либо определены расчетным или экспериментальным путем. Расстояние до передатчика, на котором рассчитанное отношение сигнал/помеха оказывается равным пороговому, является максимальной дальностью связи.

## Библиографический список

1. Долуханов, М. П. Распространение радиоволн : учебник для вузов / М. П. Долуханов. — М.: Связь, 1972. — 336 с.
2. Черенкова Е. Л. Распространение радиоволн : учебник для вузов связи / Е. Л. Черенкова, О. В. Чернышов. — М. : Радио и связь, 1984. — 272 с.
3. Фок, В. А. Проблемы дифракции и распространения электромагнитных волн / А. В. Фок. — М. : Советское радио, 1970. — 520 с.
4. Рекомендация 368. Кривые распространения земной волны для частот ниже 10 МГц // МККР. Документы X пленарной ассамблеи. — Женева, 1963. — М. : Связь, 1964. — 368 с.
5. Фрадин, А. З. Антенно-фидерные устройства : учеб. пособие для вузов связи / А. З. Фрадин. — М. : Связь, 1977. — 440 с.
6. Защита от помех / Под ред. М. В. Максимова. — М. : Сов. радио, 1976. — 496 с.
7. Отчет МККР № 322. Распределение по земному шару атмосферных помех и их характеристики / Документы X пленарной ассамблеи. — Женева, 1963. — М. : Связь, 1965. — 103 с.
8. Recommendation ITU-R P.372-9. Radio noise. [Электронный ресурс]. — URL : <http://www.google.ru/search?hl=ru&source=>

hp&q = Recommendation + ITU-R + P.3729&btng = %D0%  
F%D0%BE%D0%B8%D1%81%D0% BA + %D0%B2 + Google&lr =  
&aq = f&aqi = &aql = &oq = &gs\_rfai = (дата обращения  
24.09.2010 г.)

9. Характеристики антенн радиосистем связи / И. Н. Гвоздев [и др.]. – Л. : ВАС, 1978. – 231 с.

**ЮРЬЕВ Александр Николаевич**, старший научный сотрудник.

Адрес для переписки: e-mail: yurev119@rambler.ru

Статья поступила в редакцию 24.09.2010 г.

© А. Н. Юрьев

УДК 621.396.93

**А. Н. ЮРЬЕВ**

Омский НИИ приборостроения

## ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА МАКСИМАЛЬНЫХ РАЗМЕРОВ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ ТРАНКИНГОВОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ СВ-КВ-ДИАПАЗОНОВ ЧАСТОТ

В статье проводится анализ возможности реализации транкинговой системы связи с использованием поверхностных радиоволн в области промежуточных частот, а также максимально достижимых размеров зоны обслуживания с учетом характеристик приемных и передающих антенн. Рассматривается наиболее проблематичная задача — передача от абонентской станции к базовой станции транкинговой системы связи.

**Ключевые слова:** система радиосвязи, земная волна, подстилающая поверхность, напряженность поля, коэффициент шума.

Современные технологии зоновых систем связи базируются на использовании ОВЧ- и УВЧ-диапазонов частот, что позволяет применить высокие скорости передачи информации, применять высокоеффективные малоразмерные антенны, реализовать миниатюрные абонентские радиостанции.

Наблюдаемая в настоящее время тенденция уменьшения площади зоны обслуживания базовых станций обусловлена необходимостью экономии частотного ресурса, а также обеспечения высокой надежности связи при использовании маломощных передатчиков абонентских радиостанций в условиях многоэтажной застройки современного города. Затраты на большее число базовых станций на территориях с высокой концентрацией населения окупаются за счет большого числа абонентов.

Для территорий с низкой плотностью абонентов (сельской местности, удаленных и труднодоступных районов) по-прежнему актуальна задача увеличения площади зоны обслуживания базовой станции, т.к. содержание базовых станций с малым числом абонентов в зонах обслуживания приводит к неоправданно большим затратам. Для систем связи, использующих рабочие частоты диапазонов УВЧ/ОВЧ, максимальный радиус зоны обслуживания определяется расстоянием прямой видимости и может быть определен из выражения [1]

$$r_0 = 3,57(\sqrt{h_1} + \sqrt{h_2}), \quad (1)$$

где  $r_0$  — максимальный радиус зоны обслуживания (км);  $h_1$  — высота поднятия антенны базовой станции (м);  $h_2$  — высота поднятия антенны абонентской станции (м).

Анализ выражения (1) показывает, что для обеспечения условий прямой видимости, при которых становится возможной связь с мобильными абонентами на расстоянии 50 км, необходимо поднять antennu базовой станции на высоту 130–160 м. Подъем антенн на такую высоту требует возведения специальных дорогостоящих стационарных сооружений (вышек, башен). Для мобильных базовых станций возможности использования высоко поднятых антенн дополнительно ограничены их транспортабельностью, а для мобильных базовых станций, работающих на ходу, — допустимыми габаритами транспортного средства [2].

Альтернативой методу подъема антенн с использованием антенных мачт может служить подъем антенн базовых станций с использованием летательных аппаратов (вертолетов, беспилотных аппаратов, дирижаблей). Однако это также дорогостоящий вариант решения задачи, требующий дополнительной техники и специально обученного персонала.

Другим вариантом организации зоновой связи с большим радиусом зоны обслуживания может быть снижение несущих частот в область промежуточных и средних волн, которые способны распространяться за пределы горизонта за счет явлений дифракции и рефракции. На рис. 1 представлены кривые зависимостей удаления от базовой станции, на котором напряженность поля составляет 1 мВ/м, от частоты для различных значений проводимости почвы  $\sigma$ .

Указанные кривые получены на основе кривых распространения земной волны [3] и справедливы для излучаемой мощности 1 кВт и короткой штыревой антенны. Величина напряженности в 1 мВ/м принята потому, что она близка к критической, определяемой уровнем внешнего шума. Из рис. 1 видно, что удале-

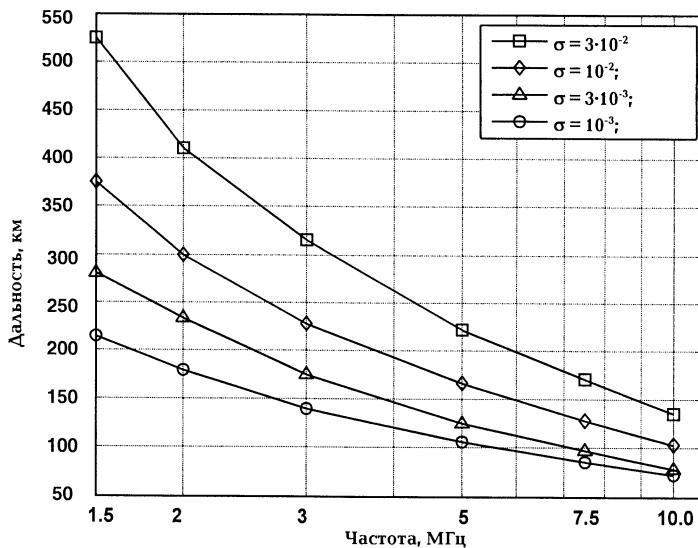


Рис. 1. Удаление от базовой станции, на котором напряженность поля составляет 1 мкВ/м

ние от базовой станции, на котором напряженность поля падает до величины 1 мкВ/м, в значительной степени определяется параметрами подстилающей поверхности и частоты. При этом при работе на частотах ниже 5 МГц, при хорошей проводимости почвы и низком уровне внешних шумов потенциально могут быть получены дальности связи, превышающие 200 км.

Рассмотрим влияние на размер зоны обслуживания транкинговой системы связи СВ-КВ-диапазонов волн характеристик антенн базовой и абонентской радиостанций. Оценки радиуса зоны обслуживания будем проводить в соответствии со следующим алгоритмом:

- расчет мощности полезного сигнала на входе приемника для заданного ряда частот и расстояний до передатчика;

- расчет мощности шума на входе приемника для того же ряда частот и расстояний;

- определение для каждой из рабочих частот расстояния, на котором отношение сигнал/шум оказывается равным заданному для используемого вида сигнала и заданной категории обслуживания пороговому соотношению. Найденное расстояние и является границей зоны обслуживания.

Рассмотрим передачу сообщения абонента на базовую станцию, так как ввиду малой мощности абонентской радиостанции и низкой эффективности малоразмерной антенны именно она определяет размер зоны обслуживания. Пусть базовая станция оснащена радиостанцией с антенной «штырь 10 м». В качестве абонентской станции примем автомобильные радиостанции мощностью 200 Вт с антеннами «штырь 10 м», «штырь 4 м» и портативную радиостанцию мощностью 5 Вт с антенной «штырь 2 м». Коэффициенты

усиления указанных антенн, взятые из справочника [4], представлены в табл. 1. В расчетах распространения земной волны необходимо также учитывать электрические характеристики подстилающей земной поверхности. В табл. 2 представлены электрические параметры ( $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость почвы;  $\sigma$  — удельная электрическая проводимость почвы, выражаемая в См/м) отдельных видов земной поверхности. В табл. 3 представлены величины мощности сигнала на входе приемника базовой станции, для частот 1 – 10 МГц, удалений абонентской станции от базовой 20 ± 160 км и для двух видов подстилающей поверхности, при работе передатчика абонентской радиостанции мощностью 0,2 кВт на антенну «штырь 10 м». Приемная антenna базовой станции — также «штырь 10 м». Величины мощности сигнала приведены в табл. 3 в единицах дБм для параметров земли  $\epsilon = 4$ ,  $\sigma = 3 \cdot 10^{-2}$  (сверху); для параметров земли  $\epsilon = 4$ ,  $\sigma = 10^{-3}$  (снизу). Из табл. 3 видно существенное падение мощности принимаемого сигнала при увеличении частоты сигнала от 1 до 10 МГц, а также сильное влияние параметров земли на величину затухания сигнала.

Определим величину мощности шумов на входе приемника базовой станции.

Мощность шумов на входе приемника определяется из формулы

$$P_{np} = kT_0\Delta f_{\text{экв}} \cdot (F_{\text{вн ш}} \eta_a + F_{\text{np}} - \eta_a). \quad (2)$$

В табл. 4 представлены коэффициенты индустримального шума (сверху), подсчитанные в соответствии с рекомендациями [5] для условий сельской местности (*rural*) и удаленной сельской местности (*quiet rural*), и значения мощности шума на входе приемника

Таблица 1  
Коэффициенты усиления антенн

Частоты, МГц	1,0	1,5	2,0	3,0	5,0	7,5	10
Штырь 10 м	0,02	0,04	0,08	0,18	0,4	0,56	0,6
Штырь 4 м	0,007	0,012	0,022	0,055	0,18	0,35	0,45
Штырь 2 м	0,0004	0,0007	0,0012	0,0027	0,013	0,04	—

**Таблица 2**  
**Электрические параметры различных типов почв**

Вид земного покрова	$\epsilon_{\text{зм}}$	$\sigma_{\text{зм}}, \text{См}/\text{м}$
Морская вода	81	$1 - 6$
Лед ( $t = -10^{\circ}\text{C}$ )	4–5	$10^{-2} - 10^{-1}$
Влажная почва	10–30	$3 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^{-2}$
Пресная вода рек и озер	80	$10^{-3} - 10^{-2}$
Мерзлая почва	3–6	$10^{-3} - 10^{-2}$
Болотистая равнина, густо поросшая лесом	13	$7,5 \cdot 10^{-3}$
Холмы средней высоты, среднее облесение	13	$6 \cdot 10^{-3}$
Среднее облесение, тяжелые глинистые почвы	13	$5 \cdot 10^{-3}$
Каменистая почва, крутые холмы	14	$2 \cdot 10^{-3}$
Сельская местность, слегка холмистая, чернозем	14	$10^{-3}$
Песок	2–5	$2 \cdot 10^{-4} - 2 \cdot 10^{-3}$
Городские и индустриальные районы	30	$10^{-4} - 10^{-3}$
Сухая почва	3–6	$10^{-5} - 5 \cdot 10^{-3}$
Снег ( $t = -10^{\circ}\text{C}$ )	1	$10^{-6}$

**Таблица 3**  
**Величины мощности сигнала на входе приемника в единицах дБм  
для параметров земли  $\epsilon=4$ ,  $\sigma=3 \cdot 10^{-2}$  (сверху); для параметров земли  $\epsilon=4$ ,  $\sigma=10^{-3}$  (снизу)**

Дальность \ Частота	1 МГц	1,5 МГц	2 МГц	3 МГц	5 МГц	7,5 МГц	10 МГц
20 км	–39.61	–40.11	–39.08	–41.56	–49.06	–57.66	–65.56
	–64.11	–68.61	–69.08	–72.56	–75.06	–80.66	–85.56
40 км	–47.10	–48.61	–49.08	–54.56	–63.06	–71.16	–79.56
	–76.61	–81.61	–82.09	–84.56	–88.06	–93.16	–98.96
60 км	–52.60	–55.11	–56.08	–62.56	–71.06	–79.66	–88.56
	–84.91	–88.61	–89.09	–92.56	–96.06	–102.16	–107.6
80 км	–57.10	–60.11	–62.08	–68.56	–77.56	–86.66	–95.56
	–90.11	–94.11	–95.59	–98.56	–102.6	–108.6	–115.0
100 км	–60.10	–64.61	–66.58	–74.06	–82.56	–92.66	–101.5
	–95.11	–98.61	–100.09	–104.6	–108.06	–115.1	–122.5
120 км	–63.60	–67.61	–71.08	–78.56	–88.06	–98.66	–107.5
	–99.11	–103.1	–105.1	–109.0	–113.6	–122.6	–128.5
140 км	–65.80	–71.61	–75.58	–82.56	–92.56	–103.6	–114.5
	–103.1	–107.6	–108.6	–113.6	–118.0	–127.16	–134.5
160 км	–69.10	–74.61	–79.58	–86.56	–97.56	–108.6	–119.5
	–105.1	–111.6	–113.6	–117.6	–123.0	–132.6	–139.5

**Таблица 4**  
**Коэффициенты индустриального шума [дБ]  
и мощность шума на входе приемника базовой станции [дБм]**

Частота шума	1 МГц	1,5 МГц	2 МГц	3 МГц	5 МГц	7,5 МГц	10 МГц
Сельская местность	76.40 –79.65	71.52 –81.52	68.06 –81.97	63.18 –83.32	57.03 –86.00	52.16 –89.42	48.70 –92.58
Удаленная сельская местность	62.80 –93.25	57.76 –95.27	54.19 –95.84	49.15 –97.35	42.81 –100.23	37.77 –103.81	34.20 –107.08

Величины отношения сигнал/шум [дБ] на входе приемника БС.  
Передающая антenna «штырь 10м». Параметры земли  $\epsilon=4$ ,  $\sigma=3 \cdot 10^{-2}$ .  
Сельская местность

Таблица 5

	1 МГц	1,5 МГц	2 МГц	3 МГц	5 МГц	7,5 МГц	10 МГц
20 км	40.04	41.41	42.88	41.76	36.93	31.75	27.01
40 км	32.54	32.91	32.88	28.76	22.93	18.25	13.01
60 км	27.04	26.41	25.88	20.76	14.93	9.754	4.015
80 км	22.54	21.41	19.88	14.76	8.436	2.754	-2.984
100 км	19.54	16.91	15.38	9.260	3.436	-3.246	-8.984
120 км	16.04	13.91	10.88	4.760	-2.063	-9.246	-14.98
140 км	13.84	9.91	6.383	0.760	-6.563	-14.24	-21.98
160 км	10.54	6.91	2.38	-3.239	-11.56	-19.24	-26.98

базовой станции (снизу), рассчитанные для тех же условий.

В табл. 5 представлены рассчитанные отношения сигнал/шум на входе приемника базовой станции, для частот 1 – 10 МГц, удалений абонентской станции от базовой от 20 до 160 км и для подстилающей поверхности с параметрами ( $\epsilon = 4$ ,  $\sigma = 3 \cdot 10^{-2}$ ), при работе передатчика абонентской радиостанции мощностью 0,2 кВт на антенну «штырь 10 м». В табл. 5 заливкой серым цветом отмечены ячейки, в которых значения сигнал/шум, превышающие значение коэффициента защиты 15 дБ, при котором обеспечивается хорошее качество передачи речи; в каждом столбце таблицы подчеркиванием помечены самые нижние значения сигнал/шум, превышающие значение коэффициента защиты 6 дБ, при котором обеспечивается минимально удовлетворительное качество передачи речи.

На рис. 2 для передающей антенны штырь 10 м и мощности передатчика 0,2 кВт представлены максимальные дальности, на которых обеспечивается минимально удовлетворительное качество речи для «хорошей» земли ( $\sigma = 3 \cdot 10^{-2}$ ) — кривая 1 и для «плохой» земли ( $\sigma = 10^{-3}$ ) — кривая 3, а также максимальные дальности, на которых обеспечивается хорошее качество передачи речи для «хорошей» земли ( $\sigma = 3 \cdot 10^{-2}$ ) — кривая 2 и для «плохой» земли ( $\sigma = 10^{-3}$ ) — кривая 4 соответственно. В отличие от кривых рис. 1 кривые рис. 2 построены с учетом характеристик приемной и передающей антенн. Из приведенных кривых видно, что наибольшая дальность связи обеспечивается в диапазоне промежуточных волн на частотах 1 – 3 МГц. При использовании достаточно простых антенн и умеренной мощности передатчика Р = 200 Вт, в местах с низким уровнем индустриальных шумов (rural и quiet rural по классификации рекомендаций [5]) может быть обеспечен радиус зоны обслуживания порядка 100 км. Полученные результаты хорошо согласуются с данными трассовых испытаний, представленными в работе [6].

На рис. 3 и 4 представлены максимальные дальности для передающих антенн штырь 4 м (мощность передатчика 0,2 кВт) и штырь 2 м (мощность передатчика 5 Вт) соответственно.

Полученные результаты расчетов показали следующее.

Реализация транкинговых систем связи в СВ-КВ-диапазонах с работой поверхностными волнами обеспечивает существенно больший радиус зоны обслуживания, чем системы связи ОВЧ/УВЧ-диапазонов, при использовании достаточно крупных штыревых

автомобильных антенн («штырь 10 м» и «штырь 4 м») и мощности передатчика 100 – 200 Вт. Наибольшую дальность связи обеспечивают частоты 1 – 3 МГц. Значительное влияние на дальность связи оказывает уровень внешнего шума, поэтому базовые станции такой системы связи должны устанавливаться вдали от городов и объектов с высоким уровнем индустриального шума. Это вполне реализуемо, т.к. рассматриваемая система связи и предназначена для работы в удаленных и труднодоступных районах с низкой плотностью населения и слаборазвитой инфраструктурой.

Реализуемая дальность связи (радиус зоны обслуживания) в значительной степени определяется проводимостью почвы на длине трассы и при хорошей проводимости почвы ( $\sigma = 3 \cdot 10^{-2}$  См/м) может быть реализована дальность передачи речи до 200 км, при использовании антенн «штырь 10 м» и мощности передатчика 200 Вт. Для почв с низкой проводимостью ( $\sigma = 10^{-3}$  См/м), например, для сухой песчаной почвы, максимальный радиус зоны обслуживания заметно снижается — до 70 – 100 км при использовании антенн «штырь 10 м» и до 50 – 80 км при использовании передающей автомобильной антены «штырь 4 м».

Повышение дальности связи при плохой проводимости почвы возможно не только путем повышения мощности передатчика, но и улучшением характеристик антенн — увеличением электрической длины, прижатием диаграммы направленности к земле путем использования радиалов и др.

Проведенные вычисления показали, что использование штыревых антенн на носимых абонентских радиостанциях малой мощности не обеспечивают существенного выигрыша по дальности связи у систем связи ОВЧ-УВЧ-диапазонов ввиду малой электрической длины и низкой эффективности штыревых антенн в области промежуточных частот. Для носимых радиостанций рассматриваемого диапазона частот значительно лучшие результаты обеспечивает резонансная антenna [7]. Как показали проведенные в Омской области натурные испытания, дальность передачи речевого сигнала между двумя носимыми радиостанциями диапазона 1 – 3 МГц мощностью 5 Вт, оснащенными антеннами [7], достигает 40 – 50 км, в то время как при укомплектовании указанных радиостанций согласованными штыревыми антennами длиной 2 м дальность связи при передаче речи не превышает 8 – 10 км.

Очевидно, что при передаче телеграфного сигнала дальность связи во всех случаях увеличится благо-

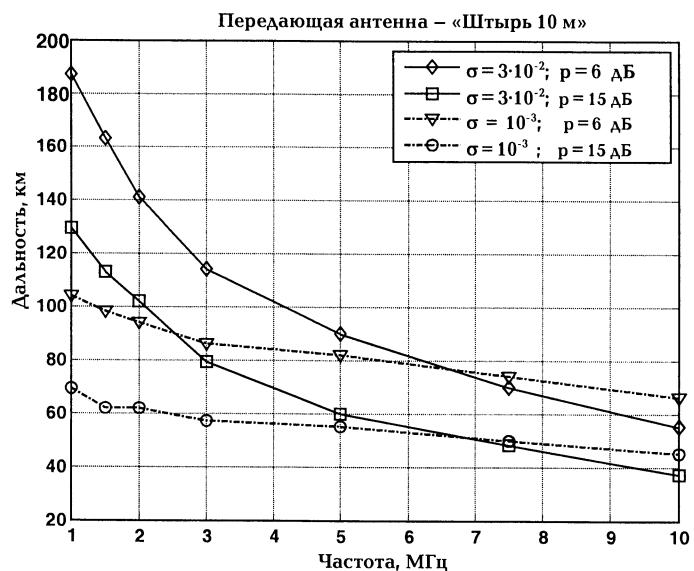


Рис. 2. Максимальные дальности связи для передающей антенны «штырь 10 м» и мощности передатчика 0,2 кВт

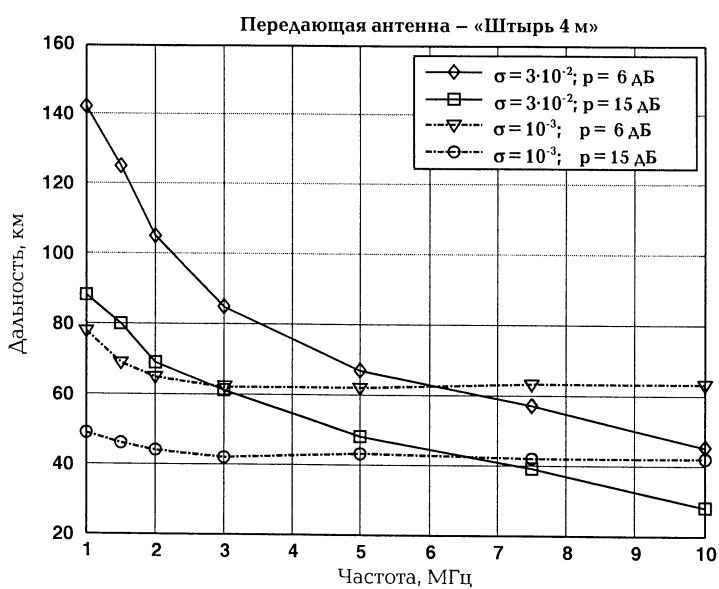


Рис. 3. Максимальные дальности связи для передающей антенны «штырь 4 м» и мощности передатчика 0,2 кВт

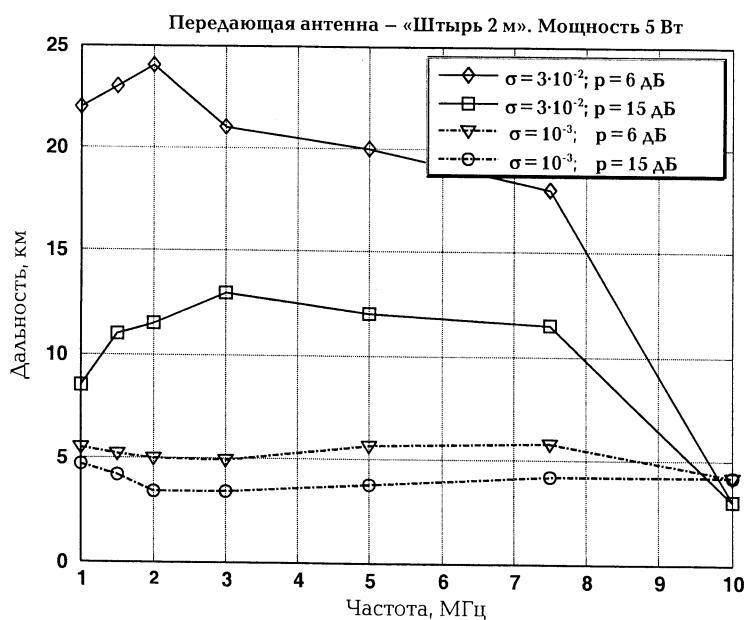


Рис. 4. Максимальные дальности связи для передающей антенны «штырь 2 м» и мощности передатчика 5 Вт

даря уменьшению полосы занимаемой сигналом и соответствующему увеличению отношения сигнал/шум.

#### Библиографический список

1. Маковеева, М. М. Системы связи с подвижными объектами : учеб. пособие для вузов / М. М. Маковеева, Ю. С. Шинаков. — М. : Радио и связь. — 2002. — 440 с.
2. Хазан, В. А. Транкинговые системы связи СВ-КВ-диапазонов радиоволн с мобильной базовой станцией / В. А. Хазан, А. Н. Юрьев, Д. В. Федосов // «Вестник СибАДИ». — 2010 — Вып. № 3(17). — С. 34—40.
3. Рекомендация 368. Кривые распространения земной волны для частот ниже 10 МГц / МКР : документы X пленарной ассамблеи. — Женева, 1963. — М. : Связь, 1964. — 368 с.
4. Характеристики антенн радиосистем связи / И. Н. Гвоздев [и др.]. — Л. : ВАС. — 1978. — 231 с.

5. Recommendation ITU-R P.372-9. Radio noise. [Электронный ресурс]. — URL : <http://webs.uvigo.es/servicios/biblioteca/uit/rec/P/R-REC-P.372-9-200708-I!!PDF-E.pdf> (дата обращения : 24.09.2010 г.)

6. Анализ мешающего влияния ионосферной радиоволны при работе системы связи по поверхностной волне / Д. Е. Зачатейский [и др.] // Техника радиосвязи / Омский НИИ приборостроения. - 2004. — Вып. 9. — С. 27—36.

7. Федосов, Д. В. Вибраторная антенна / Д. В. Федосов, В. Н. Хорват, В. А. Хазан / Заявка на изобретение № 2009145078 от 04.12.2009.

**ЮРЬЕВ Александр Николаевич**, старший научный сотрудник.

Адрес для переписки: e-mail: [yurev119@rambler.ru](mailto:yurev119@rambler.ru)

Статья поступила в редакцию 09.11.2010 г.

© А. Н. Юрьев

## Книжная полка

**Информационные технологии проектирования радиоэлектронных средств [Текст] : учеб. пособие для вузов по специальности «Проектирование и технология радиоэлектронных средств» направления «Проектирование и технология электронных средств» / Ю. Л. Муромцев [и др.]. — М. : Академия, 2010. — 380 с. — ISBN 978-5-7695-6256-3.**

Приведены основные положения, классификация и характеристики информационных технологий (ИТ) и систем; с позиций системного подхода рассматриваются архитектура, принципы и тенденции развития ИТ; изложена методология автоматизированного проектирования радиоэлектронных средств (РЭС); рассмотрены виды обеспечения систем автоматизированного проектирования РЭС, математические модели объектов проектирования, задачи анализа и синтеза РЭС, методы решения задач проектирования изделий и технологических процессов, методы принятия проектных и управлеченческих решений; приведены примеры электронных САПР и информационных систем, используемых на всех этапах жизненного цикла РЭС, данная методика оценки эффективности разрабатываемых и внедряемых ИТ.

**Богачков, И. В. Устройства преобразования и обработки информации в системах подвижной радиосвязи [Текст] : учеб. пособие для вузов по направлению 210400 «Телекоммуникации» / И. В. Богачков ; ОмГТУ. — Омск : Изд-во ОмГТУ, 2010. — 88 с. : рис., табл. — Библиогр.: с. 86—87. — ISBN 978-5-8149-1005-6.**

Учебное пособие содержит основные сведения, контрольные вопросы и список рекомендуемой литературы по 10 темам в соответствии с программой изучения дисциплины «Устройства преобразования и обработки информации в системах подвижной радиосвязи».

**Лобова, Г. Н. Будущему радиоинженеру [Текст] : учеб. пособие / Г. Н. Лобова ; ОмГТУ. — Омск, 2010. — 131 с. : рис., табл. — Библиогр.: с. 126—131. — ISBN 978-5-8149-0977-0.**

Учебное пособие предназначено для студентов радиотехнических специальностей, изучающих историю развития радиотехники, становление и развитие предприятий радиотехнической промышленности г. Омска, а также передовую технологию исследовательской деятельности, свойственной инженерной элите разработчиков. Учебное пособие соответствует требованиям государственных образовательных стандартов высшего профессионального образования.