

ИТЕРАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ СОВМЕСТНОЙ ДЕМОДУЛЯЦИИ И ФИЛЬТРАЦИИ ПАРАМЕТРОВ КАНАЛА СВЯЗИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ (OFDM)

Крейнделин В.Б., Колесников А.В.

Введение

К современным системам передачи информации, использующим ортогональное частотное мультиплексирование (OFDM), предъявляются высокие требования по спектральной и энергетической эффективности. Для достижения высокой энергетической эффективности необходимо использовать когерентный прием [1]. Это требует высокой точности фильтрации комплексного множителя канала связи, который может изменяться во времени.

Для фильтрации комплексного множителя канала связи в системах OFDM обычно используются известные на приемной стороне пилот-сигналы, которые передаются через определенные промежутки времени [2]. На интервалах времени между пилот-сигналами передаются информационные символы. При использовании энергии только пилот-сигналов для фильтрации комплексного множителя канала связи с целью демодуляции информационных символов применяются оценки этого множителя, полученные с помощью пилот-сигналов. При этом для достижения высокой точности фильтрации параметров канала связи требуется увеличивать число пилот-сигналов. Это возможно только за счет уменьшения числа передаваемых информационных символов, что влечет за собой снижение скорости передачи полезной информации в системе связи и, таким образом, происходит снижение ее спектральной эффективности.

Для достижения высокой энергетической и спектральной эффективности цифровой системы передачи информации для фильтрации параметров канала связи целесообразно использовать энергии как пилот-сигналов, так и информационных сигналов. Отсюда можно сделать вывод, что должна быть решена задача совместного оценивания информационных символов и фильтрации комплексного множителя канала связи. Известны оптимальные алгоритмы решения такой задачи [3,4], однако на практике их применение весьма затруднено (а часто и совсем невозможно) из-за очень высокой вычислительной сложности.

Цель данной работы – разработать итерационный алгоритм совместной демодуляции информационных символов и фильтрации комплексного множителя канала связи в системах OFDM, обладающий высокой эффективностью при приемлемой вычислительной сложности.

Модель принимаемого сигнала

Рассмотрим следующую обобщенную модель принимаемого сигнала в системе OFDM [2, 5, 10] с K поднесущими:

Рассматривается итерационный алгоритм совместной демодуляции информационных символов и фильтрации комплексного множителя канала связи в системах OFDM, использующий энергии как пилот-сигналов, так и информационных сигналов. Полученный алгоритм обладает высокой эффективностью при приемлемой вычислительной сложности.

$$Y(i) = A(i)\theta(i) + \eta(i), \quad i = 1; 2; \dots, I, \quad (1)$$

где: $Y(i)$ - K -мерный комплексный вектор принимаемого сигнала; $\theta(i)$ - K -мерный вектор-столбец M -ичных комплексных символов, каждая компонента которого может принимать M возможных значений; $A(i)$ - диагональная матрица комплексных множителей канала размерности $K \times K$, содержащая комплексные множители всех поднесущих; i - номер текущего временного интервала (дискретное время); $\eta(i)$ - комплексная некоррелированная во времени последовательность K -мерных гауссовских векторов шумов наблюдения с нулевым средним и известной корреляционной матрицей V_{η} ; I - число информационных тактовых интервалов, определяющее время наблюдения.

Рассмотрим синтез алгоритма фильтрации комплексного множителя канала связи, используя модель (1).

Алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи, использующий энергию только пилот-сигналов

Предположим, что для $i \in J_p$, где $J_p = \{i_1; i_2; \dots; i_p; \dots; i_P\}$, P - число пилот-сигналов, векторы комплексных символов $\theta(i)$ известны на приемной стороне. Это означает, что векторы $\theta(i)$ являются пилот-сигналами.

Модель (1) для $i \in J_p$ можно переписать в следующей эквивалентной форме:

$$Y(i_p) = \mathcal{G}(i_p)a(i_p) + \eta(i_p), \quad p = 1; 2; \dots, P, \quad (2)$$

где дополнительно обозначено: $\mathcal{G}(i_p)$ - известная на приемной стороне квадратная диагональная матрица, диагональные элементы которой есть элементы вектора $\theta(i_p)$, т.е., $\mathcal{G}(i_p) = \text{diag}\{\theta_1(i_p); \theta_2(i_p); \dots; \theta_K(i_p)\}$; $a(i_p)$ - K -мерный вектор-столбец, элементы которого есть диагональные элементы матрицы $A(i_p)$, т.е., $a(i_p) = [A_{11}(i_p); A_{22}(i_p); \dots; A_{KK}(i_p)]^T$.

Задача фильтрации состоит в том, чтобы получить оценку $\hat{a}(i_p)$ неизвестного вектора комплексных множителей канала, оптимальную по критерию минимума среднеквадратической ошибки. Для решения этой зада-

чи необходимо иметь априорную информацию об изменениях во времени вектора $a(i_p)$. Эта информация содержится в уравнении состояния [4,6]:

$$a(i_p) = a(i_{p-1}) + \mu(i_p), \quad p = 1; 2; \dots P, \quad (3)$$

где $\mu(i_p)$ - вектор шумов возбуждения с нулевым средним и корреляционной матрицей W_p .

Применяя к уравнениям (2) и (3) теорию линейной фильтрации Калмана, нетрудно получить следующий алгоритм фильтрации неизвестного вектора $a(i_p)$ комплексных множителей канала связи [6,7]:

$$\begin{aligned} U_p &= V_{p-1} + W_p; \\ K_p &= \mathcal{G}'(i_p) \cdot U_p \cdot [\mathcal{G}'(i_p) \cdot U_p \cdot \mathcal{G}(i_p) + V]^{-1}; \\ \hat{a}(i_p) &= \hat{a}(i_{p-1}) + K_p \cdot (Y(i_p) - \mathcal{G}(i_p) \cdot \hat{a}(i_{p-1})); \\ V_p &= U_p - K_p \cdot \mathcal{G}(i_p) \cdot U_p; p = 1; 2; \dots P. \end{aligned} \quad (4)$$

В уравнении (4) использованы следующие обозначения: U_p - экстраполированная корреляционная матрица ошибок фильтрации; V_p - апостериорная корреляционная матрица ошибок фильтрации; K_p - матрица коэффициентов усиления фильтра Калмана. Знаком ' обозначена операция эрмитова сопряжения.

Для работы полученного алгоритма фильтрации (4) необходимо задать начальные условия: $\hat{a}(i_0) = a_0$ и V_0 . Поскольку при фильтрации с помощью только пилот-сигналов априорная информация о величине a_0 отсутствует, то целесообразно принять в качестве a_0 нулевое значение. Что касается V_0 , то эта матрица содержит априорные сведения о дисперсиях и взаимных корреляциях компонент вектора $\hat{a}(i_0)$. Логично предположить (в отсутствие априорной информации), что компоненты вектора $\hat{a}(i_0)$ некоррелированы. Таким образом, будем использовать для алгоритма (4) следующие начальные условия:

$$a_0 = a(i_0) = 0; V_0 = D \cdot I \quad (5)$$

где $D > 0$ - некоторое число, равное априорной дисперсии одной компоненты вектора $a(i_0)$.

Алгоритм (4) совместно с начальными условиями (5) осуществляет фильтрацию вектора $a(i_p)$ комплексных множителей канала связи, используя при этом энергию только пилот-сигналов.

Демодуляция информационных символов

Вернемся к рассмотрению модели наблюдения (1). Предположим, что имеется экстраполированная оценка $A(i)$ матрицы $A(i)$ комплексных множителей канала связи:

$$\dot{A}(i) = A(i) + \Delta A(i), \quad (6)$$

где $\Delta A(i)$ - диагональная матрица ошибок оценивания, имеющая нулевое среднее. В простейшем случае экстраполированная оценка $\dot{A}(i)$ равна оценке $A(i-1)$ на предыдущем временном интервале, т.е., $A(i) = \dot{A}(i-1)$.

Подставляя (6) в (1), получим новую модель наблюдения:

$$Y(i) = \dot{A}(i)\theta(i) + \eta(i) + \delta(i), \quad i = 1; 2; \dots I, \quad (7)$$

где $\delta(i) = R(i)\Delta A(i)\theta(i)$ - случайный вектор с нулевым средним. Вектор $\delta(i)$ можно рассматривать как дополнительный шум наблюдения. Его корреляционная матрица $D_\delta(i)$ может быть найдена следующим образом:

$$\begin{aligned} D_\delta(i) &= E \{ \delta(i) \cdot \delta'(i) \} = \\ &= E \{ \Delta A(i) \cdot \theta(i) \cdot \theta'(i) \cdot \Delta A'(i) \} = \tilde{V}(i), \end{aligned} \quad (8)$$

где $\tilde{V}(i) = \text{diag} \{ V(i) \}$ - диагональная матрица, на главной диагонали которой расположены дисперсии ошибок оценивания комплексных множителей канала связи. Символом $E \{ \}$ обозначена операция вычисления математического ожидания. В выражении (8) учтено, что компоненты вектора $\theta(i)$ комплексных информационных символов независимы между собой и имеют единичные дисперсии.

Задача демодуляции применительно к модели наблюдения (7) сводится к задаче оценивания неизвестного вектора комплексных информационных символов $\theta(i)$, линейно наблюдаемого на фоне шума $\eta(i) + \delta(i)$, имеющего нулевое среднее и корреляционную матрицу $V_\eta(i) = V_\eta + \tilde{V}(i)$.

В настоящее время известно много алгоритмов решения указанной задачи оценивания [8]. Оптимальный по критерию максимума правдоподобия алгоритм предполагает вычисление значений функции правдоподобия для всех возможных комбинаций комплексных информационных символов, входящих в состав вектора $\theta(i)$. При больших значениях K размерности вектора $\theta(i)$ и при высоких порядках модуляции M сложность реализации такого оптимального алгоритма демодуляции, которая пропорциональна M^K , оказывается чрезмерно высокой.

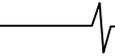
Поэтому целесообразно использовать какой-либо квазиоптимальный алгоритм демодуляции, сложность которого позволяет реализовать его на практике. Например, возможно использование линейного алгоритма оценивания [4,8]:

$$\hat{\theta}(i) = [\dot{A}'(i) \cdot V_\delta^{-1}(i) \cdot \dot{A}(i)]^{-1} \cdot \dot{A}'(i) \cdot V_\delta^{-1}(i) \cdot Y(i) \quad (9)$$

При этом корреляционная матрица $V_\theta(i)$ ошибок оценивания (демодуляции) выражается следующим образом [1, 2,8]:

$$\begin{aligned} V_\theta(i) &= [\dot{A}'(i) \cdot V_\delta^{-1}(i) \cdot \dot{A}(i)]^{-1} = \\ &= [\dot{A}'(i) \cdot (V_\eta + \tilde{V}(i))^{-1} \cdot \dot{A}(i)]^{-1} \end{aligned} \quad (10)$$

Заметим, что линейный алгоритм демодуляции не учитывает тот факт, что компоненты вектора комплексных информационных символов $\theta(i)$ могут принимать только конечное множество значений, определяемое видом используемой модуляции. Например, при использовании модуляции BPSK каждый информационный символ может принимать только 2 значения, а при использовании модуляции QPSK число значений составляет 4, и т.д. Для того, чтобы учесть конечность множества значений комплексных информационных символов



(и тем самым повысить точность оценивания), используется нелинейное преобразование оценок $\hat{\theta}(i)$, конкретный вид которого зависит от вида используемой в системе модуляции:

$$\hat{\theta}^{\text{soft}}(i) = f(\hat{\theta}(i), V_{\delta}(i)). \quad (11)$$

Например, при использовании модуляции BPSK вид функции $f(\cdot)$ в выражении (11) следующий [4,9]:

$$\hat{\theta}^{\text{soft}}(i) = \text{th}\left(\frac{\hat{\theta}(i)}{\text{diag}(V_{\delta}(i))}\right), \quad (12)$$

где $\text{diag}(V_{\delta}(i))$ - вектор, состоящий из диагональных элементов матрицы $V_{\delta}(i)$.

При использовании модуляции QPSK функция $f(\cdot)$ принимает следующий вид [9]:

$$\hat{\theta}^{\text{soft}}(i) = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \text{th}\left(\frac{\text{Re}(\hat{\theta}(i))}{\sqrt{2} \cdot \text{diag}(V_{\delta}(i))}\right) + j \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \text{th}\left(\frac{\text{Im}(\hat{\theta}(i))}{\sqrt{2} \cdot \text{diag}(V_{\delta}(i))}\right), \quad (13)$$

В выражениях (12) и (13) операции деления и вычисления функции $\text{th}(\cdot)$ осуществляются поэлементно. Для других видов модуляции вид функции $f(\cdot)$ приведен в [9].

Алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи, использующий энергию как пилот-сигналов, так и информационных сигналов

Вернемся снова к рассмотрению исходной модели (1) наблюдаемого сигнала и перепишем ее для всех $i = 1; 2; \dots; I$ в следующей эквивалентной форме:

$$Y(i) = \mathcal{G}(i)a(i) + \eta(i), \quad (14)$$

где обозначения аналогичны принятым в (2).

Предположим теперь, что на i -м интервале времени имеется оценка матрицы $\mathcal{G}(i)$ комплексных информационных символов:

$$\hat{\mathcal{G}}(i) = \mathcal{G}(i) + \Delta \mathcal{G}(i) \quad (15)$$

где $\Delta \mathcal{G}(i)$ - диагональная матрица ошибок оценивания, имеющая нулевое среднее.

Подставляя (15) в (14), получим следующую преобразованную модель наблюдения:

$$Y(i) = \hat{\mathcal{G}}(i)a(i) + \varepsilon(i), \quad (16)$$

где $\varepsilon(i) = \Delta \hat{\mathcal{G}}(i)a(i) + \eta(i)$ - случайный вектор с нулевым средним.

Следуя уже использованному в п. 2 подходу, будем рассматривать вектор $\varepsilon(i)$ как шум наблюдения, который имеет следующую корреляционную матрицу:

$$D_{\varepsilon}(i) = V_{\theta}(i) * [a(i) \cdot a'(i)] + V_{\eta} \quad (17)$$

где знак * означает поэлементное умножение матриц. Заметим, что в выражение (17) для $D_{\varepsilon}(i)$ входит неизвестный вектор $a(i)$ комплексных множителей канала, и поэтому использовать (17) для вычисления $D_{\varepsilon}(i)$ невозможно. Заменяя в (17) истинное значение неизвестного вектора $a(i)$ его экстраполированной оценкой

$\hat{a}(i)$, получим следующее приближенное выражение для корреляционной матрицы $D_{\varepsilon}(i)$:

$$D_{\varepsilon}(i) \approx V_{\theta}(i) * [\hat{a}(i) \cdot \hat{a}'(i)] + V_{\eta} \quad (18)$$

Как и в п.1, будем считать, что уравнение состояния для вектора $a(i)$ имеет следующий вид:

$$a(i) = a(i-1) + \xi(i), \quad i = 1; 2; \dots; I \quad (19)$$

где $\xi(i)$ - вектор шума возбуждения с нулевым средним и корреляционной матрицей W_{ξ} .

Матрица W_{ξ} имеет следующую структуру:

$$W_{\xi} = \sigma_{\eta}^2 \begin{bmatrix} \rho_0 & \rho_1 & \dots & \rho_{M-1} \\ \rho_1 & \rho_0 & \dots & \rho_{M-2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \rho_{M-1} & \rho_{M-2} & \dots & \rho_0 \end{bmatrix}$$

где $\rho_m, m = 0, 1, \dots, M-1; r = 0, 1, \dots, M-1$, - коэффициент корреляции между комплексной амплитудой r -й поднесущей и комплексной амплитудой $|r-m|$ -й поднесущими. Коэффициент корреляции между комплексными амплитудами поднесущих зависит только от расстояния между поднесущими. Поэтому матрица W_{ξ} имеет теплицевую структуру.

Теперь, используя модель наблюдения (16) и уравнение состояния (19), с помощью теории линейной фильтрации Калмана [6,7], нетрудно получить следующий алгоритм фильтрации комплексного множителя канала связи:

$$U(i) = V(i-1) + W_{\xi};$$

$$K(i) = \mathcal{G}'(i) \cdot U(i) \cdot [\mathcal{G}'(i) \cdot U(i) \cdot \mathcal{G}(i) + D_{\varepsilon}(i)]^{-1}; \quad (20)$$

$$\hat{a}(i) = \hat{a}(i-1) + K(i) \cdot (Y(i) - R(i) \cdot \mathcal{G}(i) \cdot \hat{a}(i-1));$$

$$V(i) = U(i) - K(i) \cdot \mathcal{G}(i) \cdot U(i); i = 1; 2; \dots; I.$$

где обозначения соответствуют обозначениям, принятым в (4).

Начальные условия для алгоритма (20) задаются уравнениями (5).

Отметим, что корреляционная матрица шумов возбуждения W_p в уравнениях состояния (3) и (19) не является диагональной. Это связано с тем, что замирания поднесущих в системе OFDM определенным образом коррелированы по частоте из-за наличия многолучевого распространения в канале связи. Вид матрицы W_p определяется количеством, мощностями и задержками лучей.

Предлагаемый итерационный алгоритм

Выше были рассмотрены алгоритмы демодуляции и алгоритмы фильтрации параметров канала связи, которые будут использованы далее в качестве составных элементов предлагаемого итерационного алгоритма совместной демодуляции и фильтрации. Рассмотрим работу этого алгоритма по шагам.

Шаг 1. Фильтрация комплексного множителя канала связи с использованием только пилот-сигналов, с помощью уравнений (4) и (5).

Шаг 2. Демодуляция информационных символов с помощью уравнений (8) ... (5).

Шаг 3. Фильтрация комплексного множителя канала связи с использованием как пилот-сигналов, так и полученные на Шаге 2 оценки информационных символов, с помощью уравнений (18) и (20).

Шаг 4. Повторить Шаг 2 и Шаг 3 N раз.

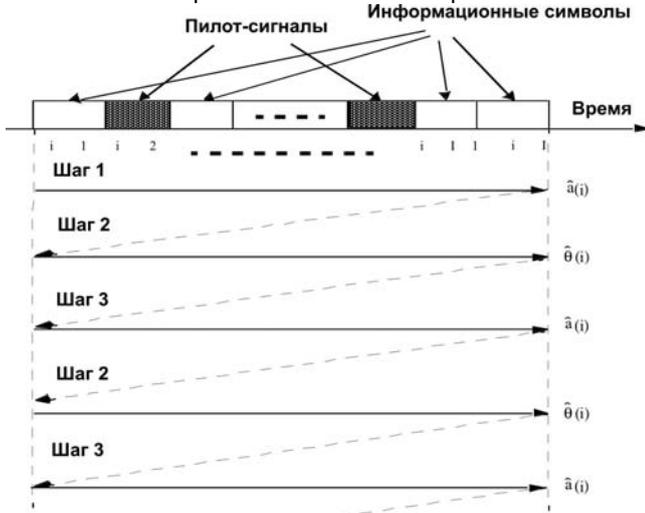


Рис.1. Принцип работы предлагаемого итерационного алгоритма.

На рис.1 приведена схема, поясняющая принцип работы предлагаемого итерационного алгоритма. Отметим, что на каждом шаге используются не только оценки, полученные на предыдущем шаге, но и соответствующие им корреляционные матрицы ошибок фильтрации (или оценивания), которые характеризуют точность полученных оценок. Число итераций N должно выбираться, исходя из требуемых характеристик демодуляции и имеющихся ограничений на сложность реализации.

Коэффициент усиления фильтра Калмана $K(i)$ в (20) может быть вычислен заранее и сохранен в памяти, что значительно снижает вычислительную сложность алгоритма.

Результаты моделирования

С целью изучения характеристик синтезированного алгоритма была разработана программа моделирования на Matlab 6.5 и проведен ряд экспериментов. Результаты некоторых из них приведены ниже. Условия моделирования:

- длина кадра – 1280 информационных бит;
- турбокодирование со скоростью 1/2;
- модуляция QPSK;
- число поднесущих OFDM – 128;
- модель канала - ITU Channel A, имеющая шесть независимых лучей, замирающих по рэлеевскому закону [11];
- значение доплеровской частоты в канале ($F_d = 1500\text{Hz}$);
- плотность расстановки пилот-сигналов на частотно-временной плоскости 22% и 48%.

В качестве критерия эффективности работы алгоритма использовалась относительная частота ошибок на кадр (FER – Frame Error Rate).

На Рис. 2 показаны зависимости относительной частоты ошибок на кадр от отношения сигнал/шум на бит

при плотности расстановки пилот-сигналов на частотно-временной плоскости 48% для предложенного алгоритма и для алгоритма демодуляции при идеальной синхронизации. Кривая, соответствующая 1-ой итерации алгоритма (эта кривая соответствует алгоритму, работающему только по пилот-сигналам) показывает наличие потерь по сравнению с алгоритмом демодуляции при идеальной синхронизации порядка 1.2 дБ по уровню $FER=10^{-2}$.

На Рис. 3 приведены аналогичные зависимости для плотности расстановки пилот-сигналов на частотно-временной плоскости 22%.

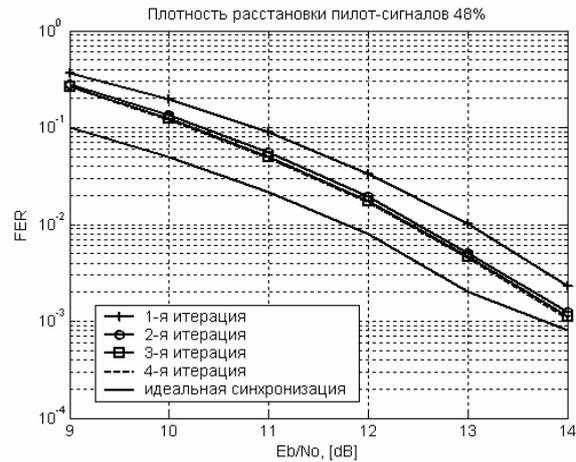


Рис.2. Вероятность ошибки на кадр при плотности расстановки пилот-сигналов 48%

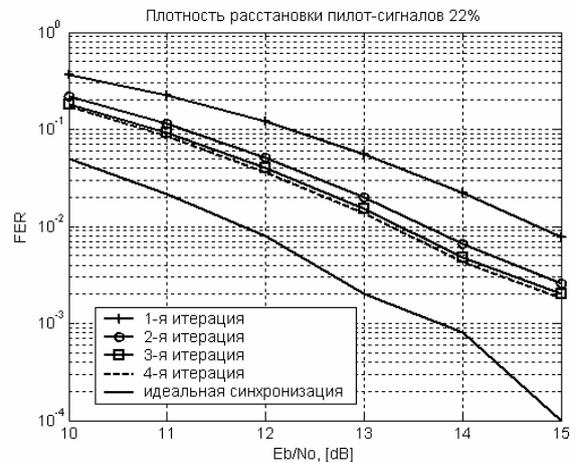


Рис.3. Вероятность ошибки на кадр при плотности расстановки пилот-сигналов 22%.

Заключение

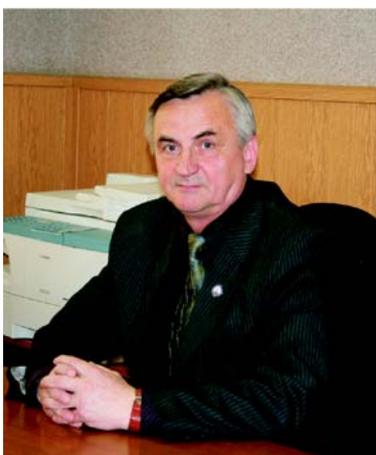
Сравнительный анализ результатов моделирования, приведенных на рис.2 и рис.3, показывает, что применение разработанного алгоритма совместной демодуляции и фильтрации комплексного множителя канала связи позволяет при указанных выше исходных данных уменьшить плотность расположения пилот-сигналов с 48% до 22 % и тем самым увеличить спектральную эффективность системы связи OFDM примерно в 1.5 раза без снижения помехоустойчивости.

Авторы выражают благодарность М.Г. Бакулину за полезные замечания.

Литература

1. Прокис Дж. Цифровая связь. М.: Радио и связь, 2000.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М.: ИД «Вильямс», 2003.
3. Ярлыков М.С. Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. - М.: Сов. радио, 1980.
4. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: Учеб. пособие для вузов. - М.: Радио и связь, 1991.
5. S. Hara and R. Prasad. Multicarrier Technologies for 4G Mobile Communications. London. Artech House, 2003, 240 p.
6. Сейдж Дж., Мелс Э. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. // Пер. с англ. под ред. Б.П.Левина, М. Связь, 1976 г.
7. Браммер К., Зиффлинг Г. Фильтр Калмана-Бьюси: детерминированное наблюдение и стохастическая фильтрация, пер. с нем. под ред. И.Е. Казакова. - М.: Наука, 1982.
8. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.
9. Крейнделин В.Б. Мягкая демодуляция сигналов с многопозиционной амплитудно-фазовой модуляцией. //В сб. научных трудов учебных заведений связи", № 173, Санкт-Петербург, 2005;
10. R. Prasad. OFDM for wireless communication systems. Boston. Artech House, 2004, 272 p.;
11. ITU ITU-R M.1225, "Guidelines for evaluations of radio transmission technologies for IMT-2000,"1997. <http://www.itu.int/rec/recommendation.asp?type=folders&lang=e&parent=R-REC-m.1225>.

ПОЗДРАВЛЕНИЯ ЮБИЛЯРУ



1 июня 2009 года исполнилось 60 лет Владимиру Викторовичу Витязеву - заведующему кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета (РГРТУ), доктору технических наук, профессору, заместителю Главного редактора нашего журнала.

В.В. Витязев родился 1 июня 1949 года в поселке Дябрино Красноборского района Архангельской области. Окончил в 1966 году Североморскую (Мурманской области) среднюю школу, а в 1971 году - с отличием Рязанский радиотехнический институт (РРТИ) по специальности «Автоматика и телемеханика». В 1973 году начал свою научную деятельность в должности инженера кафедры автоматики и телемеханики РРТИ. За период с 1973 по 2000 годы прошел путь от инженера, научного сотрудника до профессора. В 2001 году был избран на должность заведующего кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники.

В.В. Витязев проводит большую учебно-методическую работу. Читает лекции по циклу дисциплин: «Цифровые цепи и сигналы», «Системы цифровой обработки сигналов» «Цифровая обработка сигналов и сигнальные процессоры в средствах связи с подвижными объектами», «Устройства преобразования и обработки информации в системах подвижной радиосвязи» и др. Под его руководством в РГРТУ создана специализированная учебно-научная лаборатория: «Системы цифровой обработки сигналов и DSP-технологии». В 2009 году открыт филиал ФГУП «НИИ автоматики» - ведущего в России НИИ, работающего в области телекоммуникационных систем специального назначения.

Область научной деятельности В.В. Витязева – цифровая обработка сигналов и ее применение в радиотехнике, системах телекоммуникаций и управления. Издал более 130 научных работ, в том числе монографию «Цифровая частотная селекция сигналов» (издательство «Радио и связь», 1993 год). Подготовил 8 кандидатов технических наук.

В.В. Витязев активно участвует в проведении научных мероприятий по поддержке отечественной науки и молодых ученых. Стал инициатором и одним из организаторов Международной НТК и Выставки «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA» (г. Москва, ИПУ РАН) и Международной НТК «Проблемы передачи и обработки информации в сетях и системах телекоммуникаций» (г. Рязань). В.В. Витязев является заместителем Главного редактора научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» и членом редколлегии научно-технического журнала «Электросвязь». В 2007 году вошел в состав ВАК РФ в области электроники, радиотехники и связи. С 1998 года В.В. Витязев возглавляет Рязанское отделение Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, являясь одновременно членом Президиума Центрального Совета. С 1999 года является членом международной научной организации IEEE Society в области обработки сигналов и телекоммуникаций.

За высокий уровень учебно-методической, научной и общественной работы В.В. Витязев награжден Нагрудными Знаками: «Почетный работник высшего профессионального образования» и «Почетный радист».

Коллеги и редакция журнала «Цифровая обработка сигналов» желают Владимиру Викторовичу крепкого здоровья и дальнейших творческих успехов!