

ПЕРЕДАЧА И ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ

УДК 621.396.96

В.И. Кошелев, В.А. Белокуров**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФИЛЬТРА КАЛМАНА С ПЕРЕКРЁСТНЫМИ СВЯЗЯМИ В СИСТЕМЕ ОРИЕНТАЦИИ ВЫСОКОМАНЕВРЕННОГО ОБЪЕКТА***Показана возможность применения калмановской фильтрации с перекрёстными связями в системе ориентации высокоманевренного объекта, позволяющая повысить точность оценки углов курса, крена и тангажа при маневрах с большими ускорениями.****Ключевые слова:** инерциальная навигация, кватернион, ориентация объекта, фильтр Калмана с перекрёстными связями.*

Введение. Определение угловой ориентации объекта является одной из главных задач инерциальной навигации. До недавнего времени основным элементом систем определения угловой ориентации был механический гироскоп, состоящий из вращающегося вала на двух карданных подвесах. Существенными недостатками этих датчиков являются большое количество движущихся деталей и как следствие – низкая надёжность.

В настоящее время альтернативой механическим гироскопам считаются микромеханические датчики, особенностями которых являются малая стоимость, большая надёжность, меньший уровень потребляемой мощности, меньший вес и размеры, что особенно актуально при применении подобных датчиков на борту беспилотных летательных аппаратов. Вместе с тем эти датчики обладают рядом недостатков, таких как существенный уровень шума, дрейф нуля. Поэтому использование выходных сигналов этих датчиков для непосредственного вычисления углов ориентации приводит к существенным ошибкам [1].

Углы ориентации объекта обычно вычисляются с помощью трёх типов датчиков: трёхосного гироскопа, трёхосного акселерометра, которые используются для определения крена и тангажа, и трёхосного магнитометра, который используется для определения курса. При этом высокий уровень шума выходного сигнала гироскопа приводит к существенному росту ошибок определения углов ориентации.

Таким образом, актуальной является задача синтеза алгоритмов фильтрации сигналов микромеханических датчиков для случая интенсивного маневрирования объекта.

Цель работы. Исследовать возможность применения фильтра Калмана с перекрёстными связями в системе угловой ориентации высокоманевренного объекта и добиться повышения точности вычисления углов ориентации при маневрах носителя с большими ускорениями.

Векторное согласование осей систем координат. Метод векторного согласования заключается в определении взаимной ориентации связанной (с блоком чувствительных элементов) системы координат (ССК) и опорного трёхгранника по результатам измерений проекций не менее чем двух неколлинеарных векторов на оси обоих трёхгранников [2]. В качестве опорного трёхгранника в данной работе рассматривается географическая система координат (ГСК) с центром в центре масс объекта.

Оценка матрицы направляющих косинусов для перехода из ССК в ГСК с помощью метода векторного согласования имеет вид [3]:

$$\hat{\mathbf{R}}_n^b = \begin{bmatrix} \mathbf{m}_b & \mathbf{g}_b \times \mathbf{m}_b & \mathbf{g}_b \\ m_e & m_e g_e & g_e \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где $\mathbf{g}_b = [g_x \ g_y \ g_z]$ – вектор ускорения свободного падения на оси ССК, измеренный с помощью акселерометров; $\mathbf{m}_b = [m_x \ m_y \ m_z]$ – вектор напряжённостей магнитного поля Земли, измеренный в ССК с помощью магнитометров;

$\mathbf{g}_e = [0 \ 0 \ g_e]$, $\mathbf{m}_e = [m_e \ 0 \ 0]$ - векторы проекций ускорения свободного падения и напряженности магнитного поля Земли в ГСК; \times - знак векторного произведения; g_e - ускорение свободного падения, зависящее от широты и высоты места; m_e - напряжённость магнитного поля Земли.

Кинематические уравнения. Если исходной информацией для вычисления углов ориентации являются составляющие вектора угловой скорости вращения $\boldsymbol{\omega}_b$, связанной с измерительным датчиком системы координат, то параметры кватерниона \mathbf{q} , определяющего переход от ССК к ГСК, вычисляются путём решения системы дифференциальных уравнений:

$$\dot{\mathbf{q}} = \frac{1}{2} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{q} \quad (2)$$

где $\boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_x & -\omega_y & -\omega_z \\ \omega_x & 0 & \omega_z & -\omega_y \\ \omega_y & -\omega_z & 0 & \omega_x \\ \omega_z & \omega_y & -\omega_x & 0 \end{bmatrix}$ -

кососимметричная матрица с параметрами, определяемыми вектором угловой скорости вращения $\boldsymbol{\omega}_b$. Кватернион \mathbf{q} состоит из скалярной и векторной компонент [2]:

$$\mathbf{q} = q_0 + q_1 i + q_2 j + q_3 l,$$

где i, j, l - мнимые единицы Гамильтона.

Для решения системы (2) в данной работе используется метод Рунге-Кутты четвёртого порядка [3]:

$$\mathbf{q}_k = \mathbf{q}_{k-1} + \frac{1}{6} (\mathbf{k}_1 + 2\mathbf{k}_2 + 2\mathbf{k}_3 + \mathbf{k}_4),$$

где

$$\begin{aligned} \mathbf{k}_1 &= 0.5h \boldsymbol{\Omega}_i \mathbf{q}_{k-1}; \\ \mathbf{k}_2 &= 0.5h \boldsymbol{\Omega}_{k-1} (\mathbf{q}_{k-1} + 0.5\mathbf{k}_1); \\ \mathbf{k}_3 &= 0.5h \boldsymbol{\Omega}_{k-1} (\mathbf{q}_{k-1} + 0.5\mathbf{k}_2); \\ \mathbf{k}_4 &= 0.5h \boldsymbol{\Omega}_{k-2} (\mathbf{q}_{k-1} + 0.5\mathbf{k}_3); \end{aligned}$$

$\boldsymbol{\Omega}_i$ - кососимметричная матрица с угловыми скоростями для момента времени i ; h - темп поступления данных с гироскопов. Начальное значение кватерниона \mathbf{q} на каждом такте определяется по показаниям трёхосных акселерометров и магнитометров методом векторного согласования [3].

Модель ошибок гироскопа. Для того чтобы модели ошибок гироскопа носили реалистичный характер, необходимо применение моделей высокого порядка [4]. В данной работе модель ошибок гироскопов на k -м такте определяется вектором $\delta \mathbf{b}_k$ и имеет вид:

$$\begin{aligned} \delta \mathbf{b}_k &= \mathbf{b}_0 + \mathbf{b}1_k + \mathbf{b}\mathbf{n}_k \\ \mathbf{b}1_k &= -\frac{1}{\tau} \mathbf{b}1_k + \mathbf{w}_k, \end{aligned} \quad (3)$$

где вектор $\delta \mathbf{b}_k$ дрейфов гироскопов на k -м такте на оси ССК состоит из трёх компонент: $\{\delta b_{xk} \ \delta b_{yk} \ \delta b_{zk}\}$; $\mathbf{b}_0 = \{b_{0x} \ b_{0y} \ b_{0z}\}$ - вектор с постоянными смещениями нуля гироскопов по осям ССК на k -м такте; $\mathbf{b}\mathbf{n}_k = \{bn_{xk} \ bn_{yk} \ bn_{zk}\}$ - вектор отсчётов белого шума с нулевым средним гироскопов по осям ССК на k -м такте; $\mathbf{b}1_k = \{b1_{xk} \ b1_{yk} \ b1_{zk}\}$ - вектор отсчётов гауссовского случайного процесса с экспоненциальной функцией корреляции по осям ССК на k -м такте; τ - интервал корреляции; k - номер отсчёта; $\mathbf{w}_k = \{w_{xk} \ w_{yk} \ w_{zk}\}$ - вектор отсчётов шумов модели ошибок гироскопов по осям ССК на k -м такте.

Алгоритм фильтрации. Вектор состояния в случае использования для определения углов ориентации кватернионов имеет вид [5]:

$$\delta \bar{\mathbf{x}}_k = [\bar{\mathbf{q}}_{ek} \ \delta b_{xk} \ \delta b_{yk} \ \delta b_{zk}]^T, \quad (4)$$

где $\bar{\mathbf{q}}_{ek}$ - вектор, состоящий из трёх компонент кватерниона при мнимых единицах Гамильтона на k -м такте.

Пусть \mathbf{q}_k - истинный кватернион, определяющий переход от ССК к ГСК на k -м такте. За счёт шумов датчиков вычисляется кватернион $\hat{\mathbf{q}}_k$, который отличается от истинного на величину $\bar{\mathbf{q}}_{ek}$:

$$\mathbf{q}_k = \hat{\mathbf{q}}_k \otimes \mathbf{q}_{ek},$$

где кватернион \mathbf{q}_{ek} определяется следующим образом: векторная компонента является тремя первыми компонентами вектора состояния $\delta \bar{\mathbf{x}}_k$, скалярная компонента равна 1, $\mathbf{q}_{ek} = [1 \ \bar{\mathbf{q}}_{ek}]$; \otimes - символ кватернионного умножения.

Переходная матрица для данного фильтра строится на основе уравнений (2) и (3) и имеет вид:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} -\boldsymbol{\Omega}1 & 0.5\mathbf{I} \\ \mathbf{I} & \frac{1}{\tau} \mathbf{I} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где $\boldsymbol{\Omega}1$ - матрица размером 3 на 3, сформированная из матрицы $\boldsymbol{\Omega}$ путём вычёркивания первой строки и первого столбца; \mathbf{I} - единичная матрица размером 3 на 3.

Матрица наблюдений имеет вид:

$$\mathbf{H} = [\mathbf{I} \ \mathbf{0}]^T, \quad (6)$$

где $\mathbf{0}$ - нулевая матрица размером 3 на 3.

Вектор невязки имеет следующий вид:

$$\delta y_k = \hat{q}_{e\ k-1}, \quad (7)$$

где вектор $\hat{q}_{e\ k-1}$ вычисляется так:

$$\hat{q}_{e\ k-1} = [1 \ \hat{q}_{e\ k-1}]^T = \mathbf{q}_{gyros} \otimes \hat{q}_{k-1}, \quad (8)$$

где \mathbf{q}_{gyros} – вычисленный на основании выходных данных гироскопов кватернион; \hat{q}_{k-1} – оценка кватерниона на $(k-1)$ -м такте.

Вектор обновляющего процесса на k -м такте определяется следующим образом:

$$\delta \hat{x}_k = \mathbf{K}_k \delta y_k, \quad (9)$$

где \mathbf{K}_k – матричный коэффициент усиления фильтра Калмана.

Оценка кватерниона на k -м такте определяется по правилу:

$$\hat{q}_k = \hat{q}_{k-1} \otimes [1 \ \delta \hat{x}_{k\ 0} \ \delta \hat{x}_{k\ 1} \ \delta \hat{x}_{k\ 2}]^T, \quad (10)$$

где $\delta \hat{x}_{k\ 0}, \delta \hat{x}_{k\ 1}, \delta \hat{x}_{k\ 2}$ – компоненты вектора $\delta \hat{x}_k$, элементы которого формируются в соответствии с (4).

Оценка дрейфа гироскопов по осям ССК на k -м такте определяется выражениями:

$$\delta b_{x\ k} = \delta b_{x\ k-1} - \delta \hat{x}_{k\ 3}$$

$$\delta b_{y\ k} = \delta b_{y\ k-1} - \delta \hat{x}_{k\ 4}$$

$$\delta b_{z\ k} = \delta b_{z\ k-1} - \delta \hat{x}_{k\ 5}.$$

Оценка углов ориентации на основе выражений (5)-(10) выполнялась при следующих параметрах:

- а) темп поступления данных с измерительных датчиков 1 мс;
- б) курс, крен постоянны;
- в) тангаж меняется в соответствии с рисунком 1:

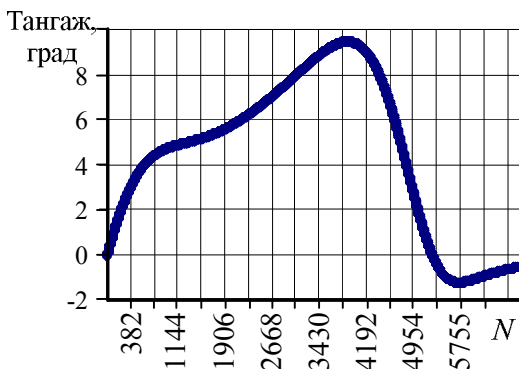


Рисунок 1

На рисунке 2 показана СКО оценки тангажа при различной ширине полосы пропускания фильтра Калмана в алгоритме (5-10). Пунктирная кривая соответствует сужению полосы

пропускания в 10 раз по сравнению со случаем, соответствующим сплошной кривой. При построении графика учтено, что в алгоритме Рунге-Кутты используются по 4 отсчёта с трёхосного гироскопа.

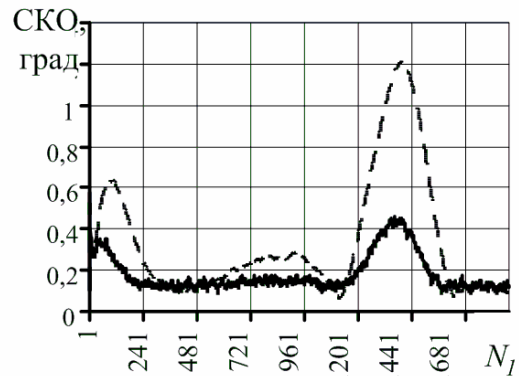


Рисунок 2

Таким образом, особенностью алгоритма фильтрации является возрастание ошибки фильтрации углов ориентации при маневре носителя. Для случая сплошной кривой СКО оценки тангажа на участке маневра с малым ускорением составляет порядка 1.6° и 0.43° на участке маневра с большим ускорением.

Одними из перспективных алгоритмов адаптации к маневру при сопровождении цели является алгоритм калмановской фильтрации с перекрёстными связями [6]. В работе этот алгоритм модифицируется с целью уменьшения ошибок фильтрации углов ориентации при маневре объекта.

В фильтре Калмана с перекрёстными связями параллельно работает M каналов, каждый из которых определяет априорную модель движения или имеет разную полосу пропускания. Рассмотрим фильтр, состоящий из двух каналов: один широкополосный, другой узкополосный. Уравнения канальных фильтров имеют вид:

$$\mathbf{D}_{e\ 1} = \mathbf{F} \mathbf{D}_1 \mathbf{F}^T + \mathbf{V}_{w1}; \quad \mathbf{D}_{e\ 2} = \mathbf{F} \mathbf{D}_2 \mathbf{F}^T + \mathbf{V}_{w2};$$

$$\mathbf{S}_1 = \mathbf{D}_{mes} + \mathbf{H} \mathbf{D}_{e\ 1} \mathbf{H}^T; \quad \mathbf{S}_2 = \mathbf{D}_{mes} + \mathbf{H} \mathbf{D}_{e\ 2} \mathbf{H}^T;$$

$$\mathbf{K}_1 = \mathbf{D}_{e\ 1} \mathbf{H} \mathbf{S}_1^{-1}; \quad \mathbf{K}_2 = \mathbf{D}_{e\ 2} \mathbf{H} \mathbf{S}_2^{-1};$$

$$\mathbf{D}_1 = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_1 \mathbf{H}) \mathbf{D}_{e\ 1}; \quad \mathbf{D}_2 = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_2 \mathbf{H}) \mathbf{D}_{e\ 2},$$

где \mathbf{D}_{mes} – матрица с дисперсиями шумов гироскопов по каждой оси; $\mathbf{D}_{e\ 1}, \mathbf{D}_{e\ 2}$ – матрицы дисперсий экстраполированных оценок; $\mathbf{D}_1, \mathbf{D}_2$ – матрицы дисперсий отфильтрованных оценок; $\mathbf{K}_1, \mathbf{K}_2$ – матричные коэффициенты усиления канальных фильтров Калмана; $\mathbf{V}_{w1}, \mathbf{V}_{w2}$ – матрицы с дисперсиями шумов объекта в канальных фильтрах, определяющих ширину полосы пропускания. Матрица \mathbf{F} определяется

выражением (5), а матрица \mathbf{H} – выражением (6)

Уравнения для итоговых оценок параметров кватерниона при мнимых единицах Гамильтона и дрейфов гироскопов на k -м такте имеют вид:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}} &= \hat{\mathbf{q}}_{k0} \mathbf{P}_{0k} + \hat{\mathbf{q}}_{k1} \mathbf{P}_{1k}; \\ \delta b_{xk \text{ IMM}} &= \delta b_{xk0} \mathbf{P}_{0k} + \delta b_{xk1} \mathbf{P}_{1k}; \\ \delta b_{yk \text{ IMM}} &= \delta b_{yk0} \mathbf{P}_{0k} + \delta b_{yk1} \mathbf{P}_{1k}; \\ \delta b_{zk \text{ IMM}} &= \delta b_{zk0} \mathbf{P}_{0k} + \delta b_{zk1} \mathbf{P}_{1k},\end{aligned}$$

где \mathbf{P}_{0k} , \mathbf{P}_{1k} – апостериорные вероятности каждого из фильтров двухканального фильтра; $\hat{\mathbf{q}}_{k0}$, $\hat{\mathbf{q}}_{k1}$, δb_{xk0} , δb_{xk1} , δb_{yk0} , δb_{yk1} , δb_{zk0} , δb_{zk1} – каналные оценки фильтруемых параметров. Начальные значения апостериорных вероятностей каждого из фильтров двухканального фильтра равны 0.5.

Выражение для вычисления апостериорных вероятностей каналных фильтров имеет вид:

$$P_{ik} = \frac{L_{ik}(\mu_{0,i}P_{0k-1} + \mu_{1,i}P_{1k-1})}{\sum_{j=0}^1 L_{jk}(\mu_{0,j}P_{0k-1} + \mu_{1,j}P_{1k-1})}$$

где μ_{ij} – априорные вероятности переходов; L_{ik} – одношаговая функция правдоподобия, которая определяется выражением:

$$L_{ik} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}|\mathbf{S}_i|} \exp(-0.5 \mathbf{dz}_i \mathbf{S}_i^{-1} \mathbf{dz}_i^T)$$

\mathbf{dz}_i – невязка измерений в i -м канальном фильтре; $i=0,1$; $j=0,1$.

Вектор невязки в канальных фильтрах определяется на основании выражений (7) и (8) с тем отличием, что используются оценки кватернионов на $(k-1)$ -м такте для каждого канального фильтра:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{q}}_{ek-10} &= [1 \ \hat{\mathbf{q}}_{ek-10}]^T = \mathbf{q}_{gyros} \otimes \hat{\mathbf{q}}_{k-10}; \\ \hat{\mathbf{q}}_{ek-11} &= [1 \ \hat{\mathbf{q}}_{ek-11}]^T = \mathbf{q}_{gyros} \otimes \hat{\mathbf{q}}_{k-11}.\end{aligned}$$

После формирования оценки кватерниона на k -м шаге осуществляется коррекция нормы кватерниона [2]:

$$\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_i} = \frac{\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_i}}{\sqrt{\sum_{j=0}^3 (\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_j})^2}},$$

где $i=0..3$. Скалярная компонента кватерниона после нормировки равна 1.

Углы ориентации определяются выражениями [4]:

а) крен:

$$\hat{K} = \arctg\left(\frac{2(\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_2} \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_3} - \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_0} \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_1})}{1 - 2((\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_1})^2 + (\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_2})^2)}\right);$$

б) курс:

$$\hat{\psi} = -\arctg\left(\frac{2(\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_1} \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_2} - \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_0} \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_3})}{1 - 2((\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_2})^2 + (\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_3})^2)}\right);$$

в) тангаж:

$$\hat{\theta} = -\arcsin(2(\hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_1} \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_3} + \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_0} \hat{\mathbf{q}}_{k \text{ IMM}_2})).$$

На рисунке 3 представлена СКО оценки тангажа с помощью предлагаемого алгоритма фильтрации при следующих параметрах:

- число канальных фильтров 2;
- полосы пропускания канальных фильтров отличаются в 10 раз;
- априорные вероятности переходов: $\mu_{0,0}=0.001$; $\mu_{0,1}=0.999$; $\mu_{1,0}=0.999$; $\mu_{1,1}=0.001$;

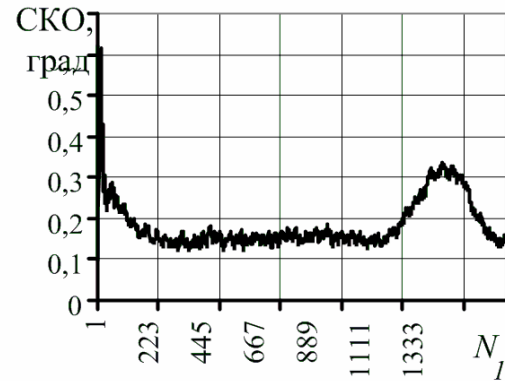


Рисунок 3

Как видно из зависимости, представленной на рисунке 3, СКО оценки тангажа на участке маневра с малым ускорением составляет порядка 0.15° и 0.32° на участке маневра с большим ускорением.

Выводы. Применение фильтра Калмана с перекрестными связями в системе определения угловой ориентации позволяет уменьшить СКО оценки на этапах маневров с большим ускорением. В частности, для рассматриваемого в работе примера СКО оценки тангажа уменьшается с 0.43° до 0.34° .

Работа выполнена при финансовой поддержки НОЦ в рамках ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России»

Библиографический список

- Кузнецов А.Г. Опыт разработки микро-механических датчиков для пилотажных систем управления // Гироскопия и навигация. – 2010. – № 2. – С. 50-56.
- Челноков Ю.Н. Кватернионные и биква-

тернионные модели и методы механики твердого тела и их приложение. Геометрия и кинематика движения. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2006. – 512 с.

3. Jan Farrell Aided navigation. GPS with high rate sensors. - Chicago: Mc Graw Hill, 2008. – 553 p.

4. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов / под ред. В.Г. Пешехонова. – СПб., 1999. – 357 с.

5. Roger Hayward Design of multi-sensor

attitude determination system // IEEE Transaction on aerospace and electronic system. - Vol. 40. - No. 2. – 2004. - Pp. 627-649.

6. X. Rong Li, V.P. Jilkov Survey of maneuvering target tracking. Part V: Multiple-model methods // IEEE Transaction on aerospace and electronic systems. – Vol. 41. – No. 4. - 2005. – Pp. 1255-1321.

УДК 621.319

В.К. Клочко

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ СИСТЕМ С ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ МЕТОДОМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЯ

Исследуется возможность повышения разрешающей способности радио- и тепलोкационных систем радиовидения с фазированной антенной решеткой с помощью дополнительной алгоритмической обработки отраженного или излученного сигнала методом восстановления поля отражения или излучения. Даны результаты моделирования.

Ключевые слова: разрешающая способность, фазированная антенная решетка, радиолокация, радиотеплолокация.

Введение. Для летательных аппаратов (самолетов, вертолетов), совершающих маловысотный полет или посадку в сложных метеоусловиях, необходимо иметь на борту автономную систему активного [1] или пассивного [2] радиовидения миллиметрового или сантиметрового диапазонов длин волн, позволяющую формировать изображение земной поверхности по курсу полета в координатах дальность - азимут или угол места - азимут. Известные радиолокационные системы (РЛС) активной локации, основанные на синтезировании апертуры антенны или доплеровского “обужения” луча (ДОЛ) [1], не позволяют в полной мере реализовать режим наблюдения в передней зоне обзора из-за большого времени синтезирования при малых углах отклонения линии визирования антенны от вектора путевой скорости и жесткого ограничения на стабильность и скорость полета.

Поэтому при разработке систем обеспечения безопасности маловысотных полетов уделяют внимание режиму реального луча (РЛ). Перспективным в режиме РЛ является использование фазированных антенных решеток (ФАР) [3], формирующих узкий луч диаграммы направленности (ДН) примерно $1-2^{\circ}$ (на уровне 0,5 мощности) и обладающих возможностью электрон-

ного сканирования луча в зоне обзора. Однако для получения изображений малоразмерных объектов на земной поверхности при их удаленности в несколько километров от бортовой РЛС углового разрешения в $1-2^{\circ}$ недостаточно. Режим ДОЛ обеспечивает в десятки раз большее разрешение по азимуту по сравнению с режимом РЛ. Однако требование уменьшения времени синтезирования в передней зоне обзора приводит к потере разрешающей способности РЛС. Компенсировать эти потери можно также на основе использования ФАР.

Радиотеплолокационные системы (РТЛС) пассивной локации [2] позволяют осуществлять наблюдения в передней зоне обзора без указанных ограничений и скрытно, однако для них еще более остро стоит проблема повышения разрешающей способности по угловым координатам.

Цель работы – исследовать возможность повышения разрешающей способности РЛС наблюдения с ФАР в режимах РЛ и ДОЛ с помощью дополнительной алгоритмической обработки отраженного сигнала методом восстановления поля отражения, а также повышения разрешающей способности РТЛС с ФАР методом восстановления поля излучения.

Постановка задачи в режиме РЛ. Приме-

нительно к РЛС рассматривается линейная эквидистантная ФАР, элементы которой объединены в N каналов с равномерным расположением их центров. Под каналом понимается группа нескольких (5-10) элементов ФАР, функционально связанных между собой. В антенной системе координат азимут φ и угол места θ отсчитываются относительно вектора нормали, проведенного из центра плоскости антенны. В режиме наблюдения воздух-поверхность сканированием луча по азимуту φ при определенном значении угла места θ формируется изображение поверхности в координатах наклонная дальность R – азимут φ . Выражение для нормированной ДН линейной ФАР при излучении суммарного (по всем каналам) сигнала в зависимости от углов φ и θ может быть представлено [3] в виде

$$G(\varphi) = \sum_{k=1}^N \dot{w}_k \exp\{i2\pi(k-1)(d/\lambda) \sin \varphi \cos \theta\}, \quad (1)$$

где N – число каналов ФАР; i – мнимая единица; d – расстояние между центрами каналов; λ – длина волны; \dot{w}_k – комплексные весовые коэффициенты, расчет которых осуществляется в соответствии с известными критериями: максимума функции правдоподобия, минимума дисперсии шума, максимума отношения сигнал-шум [сигнал-(помеха+шум)], минимума среднеквадратического отклонения (СКО) ошибки и др.

Модель комплексного входного сигнала \dot{y}_k для k -го канала при приеме сигнала $\dot{s}_k(\varphi)$ с углового направления (φ, θ) [3]:

$$\dot{y}_k = \dot{s}_k(\varphi) + \dot{\xi}_k, \quad k = \overline{1, N}, \quad (2)$$

$$\dot{s}_k(\varphi) = u(\varphi) \exp\{i2\pi k(d/\lambda) \sin \varphi \cos \theta\}, \quad (3)$$

где $u(\varphi)$ – амплитуда полезного сигнала; $\dot{\xi}_k$ – нормальный комплексный шум с нулевым средним и ковариационной матрицей R_{ξ} , или в векторной форме:

$$Y = u(\varphi) E + V,$$

где Y – N -вектор-столбец входных сигналов \dot{y}_k ; E – вектор экспонент в (3); V – вектор помех $\dot{\xi}_k$.

В случае использования критерия максимума по $u(\varphi)$ функции правдоподобия [3]

$$L(Y, u(\varphi)) = \text{const} \times \times \exp\{-(Y - u(\varphi) E)^H R_{\xi}^{-1} (Y - u(\varphi) E)\},$$

где H – символ комплексного сопряжения и транспонирования, находится оптимальная оценка $u(\varphi)$:

$$\hat{u}(\varphi) = (E^H R_{\xi}^{-1}) / (E^H R_{\xi}^{-1} E) Y = W^H Y,$$

где $W = (R_{\xi}^{-1} E) / (E^H R_{\xi}^{-1} E)$ – N -вектор-столбец весовых коэффициентов \dot{w}_k , используемых в (1).

Для некоррелированных помех $W = E / (E^H E)$.

Зависимость $G(\varphi)$ от φ в (1) при фиксированном $\theta = \theta_0$ представляет сечение ДН ФАР при приеме отраженного сигнала. Пусть параметры d и λ в (1) заданы так, что по модулю функция $|G(\varphi)|$, $\varphi \in [\varphi_0 - \Delta\varphi/2, \varphi_0 + \Delta\varphi/2]$, симметрична относительно $\varphi = \varphi_0$, где φ_0 – центральное азимутальное направление, в котором ведется наблюдение (центральная линия визирования антенны); $\Delta\varphi$ – ширина ДН ФАР по азимуту на уровне 0,5 мощности.

З а д а ч а заключается в том, чтобы с помощью дополнительной алгоритмической обработки входных сигналов (2) добиться уменьшения в несколько раз ширины $\Delta\varphi$ ДН ФАР, т.е. увеличить угловое разрешение ФАР.

Модель измерений и решение задачи методом восстановления поля отражения в РЛС. Отраженный от земной поверхности сигнал принимается с направления φ_0 с задержкой по фазе каждым k -м каналом и имеет интегральный характер (по ширине ДН k -го канала). Обозначим $G_k(\varphi)$ нормированную ДН k -го канала при приеме отраженного сигнала, примем идентичность всех каналов и одинаковую ширину их ДН, которая примерно в N раз больше ширины ДН ФАР при излучении сигнала и покрывает промежуток $\varphi \in [\varphi_0 - N\Delta\varphi/2, \varphi_0 + N\Delta\varphi/2]$. Разобьем указанный промежуток на $n = 2m + 1$ равных частей – элементов дискретизации ДН, обозначив j номер элемента дискретизации ($j = \overline{-m, m}$, значение $j = 0$ соответствует центральному направлению $\varphi = \varphi_0$). При приеме сигнала более узкая ДН на излучение $G(\varphi)$ и более широкая ДН на прием $G_k(\varphi)$ перемножаются: $G(\varphi)G_k(\varphi)$, при этом ширина результирующей ДН примерно равна ширине ДН на передачу. В дальнейшем считается $G(\varphi)G_k(\varphi) \approx G(\varphi)$, $\forall k = \overline{1, N}$, что, однако, предполагает отсутствие действия активных и пассивных помех (или их малой мощности) при приеме сигнала более широкой ДН $G_k(\varphi)$.

Сигнал на входе каждого k -го канала ФАР, принятый с направления $\varphi = \varphi_0$, подчинен следующей дискретной модели измерений:

$$\dot{y}_k(\varphi_0) = \sum_{j=-m}^m \gamma G(j) u(j) \exp\{i[2\pi k(d/\lambda) \sin(\varphi_0 + (\Delta\varphi/(2m+1))j) \cos \theta_0] + \psi\} + \dot{\xi}_k, \quad (4)$$

где γ – коэффициент, зависящий от мощности P излучения, длины волны λ и наклонной дальности R : $\gamma = P\lambda^2 / [(4\pi)^3 R^4]$, который для небольшой зоны обзора можно принять постоянным; $G(j)$ – коэффициент усиления ДН в центре j -го элемента дискретизации; $u(j)$ – характеристика отражения элемента поверхности в j -м направлении, зависящая от коэффициента отражения $\rho(j)$ и эффективной площади $S(j)$: $u(j) = \rho(j)S(j)$; ψ – случайная величина, равномерно распределенная на $[0, 2\pi]$, обусловленная неопределенностью отражения в элементе разрешения дальности; $\dot{\xi}_k$ – комплексный белый шум, действительная и мнимая части которого распределены по нормальному закону с нулевым средним и дисперсией σ_{ξ}^2 .

Далее введем следующие обозначения:

$\dot{x}(j) = \gamma u(j) \exp(i\psi)$ – комплексный j -й элемент поля отражения (совокупность таких элементов по $j = \overline{-m, m}$ представляет дискретное поле отражения в пределах ширины ДН);

$$\dot{\alpha}_k(j) = G(j) \exp\{i2\pi k(d/\lambda) \sin(\varphi_0 + (\Delta\varphi/n)j) \cos \theta_0\}$$

– характеристика ДН k -го канала. Тогда модель измерений (4) принимает вид:

$$\dot{y}_k(\varphi_0) = \sum_{j=-m}^m \dot{\alpha}_k(j) \dot{x}(j) + \dot{\xi}_k, \quad k = \overline{1, N}, \quad (5)$$

или в векторно-матричной форме:

$$Y = AX + V, \quad (6)$$

где Y – N -вектор-столбец измерений; A – $N \times n$ -матрица значений ДН; X – n -вектор-столбец параметров поля отражения; V – N -вектор-столбец помех.

З а д а ч а повышения разрешающей способности по азимуту ФАР с позиции модели (5) заключается в наилучшем (в указанном далее смысле) восстановлении элементов поля отражения $\dot{x}(j)$, $j = \overline{-m, m}$, т.е. решению системы уравнений (5) относительно $\dot{x}(j)$. Модули $|\dot{x}(j)| = \gamma u(j) = U(j)$ найденных комплексных величин $\dot{x}(j)$ представляют амплитудное изображение $U(j)$ $n = 2m + 1$ элементов поверхности, наблюдаемых в пределах ширины ДН.

Решение (5) эквивалентно решению матрич-

ного уравнения (6), которое осуществляется по критерию минимума евклидовой нормы $\|Y - AX\|$ методом псевдообратной матрицы A^+ , при этом оптимальная оценка X находится как линейная операция вида:

$$\hat{X} = A^+ Y, \quad (7)$$

где прямоугольная матрица A^+ вычисляется заранее или методом сингулярного разложения матрицы A [4], или методом регуляризации по Тихонову [5], например: $A^+ = (A^H A + \delta I)^{-1} A^H$, где δ – параметр регуляризации; I – единичная матрица. Модули элементов вектора \hat{X} дают амплитудное изображение $\hat{U}(j)$, $j = \overline{-m, m}$, элементов поверхности. При достаточно высокой точности восстановления, зависящей от параметров ФАР, достигается эффект повышения разрешения ФАР по азимуту в $n = 2m + 1$ раз.

Операции (7) выполняются одновременно во всех элементах разрешения дальности, в результате получается узкий сектор (по ширине ДН) амплитудного (яркостного) изображения земной поверхности в зоне обзора в самолетной системе координат. При сканировании луча по азимуту со смещением на ширину ДН вся зона обзора заполняется секторами. Для учета движения носителя РЛС осуществляется пересчет координат. Такой подход обобщается на случай повышения разрешения по азимуту и углу места для плоской ФАР.

Альтернативное решение. Выражение (1) дает линейную комбинацию экспоненциальных функций, взятых с определенными весами, которые рассчитываются в соответствии с определенным критерием оптимальности. В качестве альтернативного решения существуют эвристические линейные (и нелинейные) методы подбора весовых коэффициентов, направленные на уменьшение ширины ДН и соответственно повышение разрешающей способности ФАР по угловым координатам. Так для моноимпульсных РЛС с суммарным и разностными каналами известен, например, метод [6, с.86-87] “обужения” ДН, когда из сигнала, принятого суммарным каналом, вычитается с определенным коэффициентом сигнал, принятый разностным каналом (пример линейного преобразования), что равносильно выполнению соответствующих операций над ДН этих каналов. Дополнительно разностный сигнал умножается на сигнал суммарного канала (пример нелинейного преобразования). В результате получается синтезированная ДН с меньшей в 2-3 раза эффективной шириной. Однако такой метод обладает недостатком.

При “обужении” ДН в 2-3 раза сужается сектор видимости РЛС, что требует в 2-3 раза большего числа сканирований по сравнению с изложенным методом восстановления поля отражения. Тем не менее, в силу простоты реализации метод вычитания получил широкое применение на практике. Очевидно, что подобный метод можно реализовать в ФАР подбором параметров каналов. При вычитании осуществляется инвертирование нулей ДН, которые обращаются в максимумы узких пиков разностной ДН.

Решение задачи в режиме ДОЛ при переднем обзоре. Модель измерений в режиме ДОЛ устанавливается на основе (5). Для каждого q -го доплеровского канала, формирующего элемент изображения в узком секторе переднего обзора, устанавливаются значение азимута φ_{0q} , соответствующее центру q -й полосы частот (элемента разрешения по частоте), и число элементов дискретизации $n_q = 2m_q + 1$ q -й полосы. Данной полосе частот соответствует q -я часть ДН, которая описывается известной зависимостью $\dot{\alpha}_k(j)$ в окрестности точки j_{0q} – дискретного отсчета угла φ_{0q} :

$$\dot{\alpha}_k(j_{0q} + j_q/Q), j_q = \overline{-m_q, m_q},$$

взятой с более мелким шагом дискретизации в пределах элемента разрешения ДОЛ, где Q – число элементов дискретизации, определяющее ширину элемента разрешения ДОЛ.

Модель измерений после проведения операций узкополосной доплеровской фильтрации в q -м доплеровском канале принимает вид

$$\dot{y}_k(\varphi_{0q}) = \sum_{j_q=-m_q}^{m_q} \dot{\alpha}_k(j_{0q} + j_q/Q) \dot{x}_q(j_q) + \dot{\xi}_{kq}, \quad (8)$$

где $k = \overline{1, N}$; $\dot{x}_q(j_q)$ – элементы поля отражения в j_q -х элементах дискретизации; $\dot{\xi}_{kq}$ – помехи. Матричная модель измерений аналогична (6).

Задача заключается в восстановлении элементов поля отражения $\dot{x}_q(j_q)$, взятых с более мелким шагом. Решение осуществляется параллельно в q -х доплеровских каналах в соответствии с (7) и для определенных значений параметров ФАР позволяет дополнительно повысить разрешение в n_q раз.

Решение задачи методом восстановления поля излучения в РТЛС. Известны исследования применимости ФАР в миллиметровой пассивной радиотеплолокации [7, 8], направленные на повышение разрешающей способности РТЛС. Радиотеплолокационный сигнал,

излученный земной поверхностью и объектами на поверхности, представляет собой шумовой процесс, который усиливается тепловизором и детектируется в заданной полосе частот. Применение ФАР также основано на задержке по фазе сигнала, принимаемого несколькими каналами антенной системы. Однако в РТЛС отсутствуют элементы разрешения по дальности, и изображение формируется в координатах угол места – азимут в заданном диапазоне дальности, причем дальность может определяться на основе траекторного перемещения объекта-носителя приемника при формировании трехмерного изображения [8, 9]. Модель измерений в РТЛС при фиксированном угле места θ подобна (4), где γ будет иметь смысл коэффициента усиления приемника, $G(j)$ – нормированная ДН, $u(j)$ – интенсивность излучения в j -м азимутальном направлении. Метод восстановления поля излучения по ширине ДН не отличается от вышеизложенного.

Результаты моделирования. В режиме РЛ моделировался случай 20-канальной ФАР с параметром $d = 2\lambda$ и амплитудной ДН $|G(\varphi)|$, рассчитанной по формуле (1) при $\theta_0 = 0$ для центрального азимутального направления $\varphi_0 = \pi/3,7$. Вектор весовых коэффициентов для (1) вычислялся по формуле $W = E/(E^H E)$. ДН получалась симметричной относительно φ_0 с эффективной шириной $\Delta\varphi = 3^0$, и аппроксимировалась экспоненциальной функцией с квадратичным показателем степени. Измерения моделировались в соответствии с (5) для различного числа делений ДН $n = 2m + 1$, числа каналов N и СКО помехи σ_ξ . Искомое амплитудное изображение $U(j)$, $j = \overline{-m, m}$ моделировалось чередованием нулей и импульсов с амплитудой $U = 10$. Точность восстановления $U(j)$ на множестве реализаций случайной величины $\dot{\xi}_k$ оценивалась по СКО $\sigma_{\Delta U}$ ошибки восстановления $\Delta U = \hat{U}(j) - U(j)$ и считалась удовлетворительной для повышения разрешения по азимуту в n раз при $\sigma_{\Delta U} \approx 0,1$.

Результаты моделирования в среде Matlab представлены в таблицах 1 – 3. В таблице 1 для случая $\Delta\varphi = 3^0$, $N = 20$ и $\sigma_\xi = 0,1$ показано, при каком отношении d/λ достигается точность восстановления $\sigma_{\Delta U} \approx 0,1$ и соответственно разрешающая способность повышается в n раз. В таблице 2 для случая $\Delta\varphi = 3^0$, $d/\lambda = 2$ и

$\sigma_{\xi} = 0,1$ показано, при каком числе каналов N достигается точность восстановления $\sigma_{\Delta U} \approx 0,1$ и разрешающая способность повышается в n раз. Расчеты показывают, что традиционным способом с помощью весовой обработки по формуле (1) можно синтезировать ДН с эффективной шириной в 2^0 при $N = 40$, т.е. повысить разрешение в 1,5 раз, в то время как метод восстановления дает повышение в $n = 5$ раз (таблица 2).

В таблице 3 представлена зависимость $\sigma_{\Delta U}$ от СКО помехи σ_{ξ} при $\Delta\varphi = 3^0$, $N = 20$ и $n = 3$.

В режиме ДОЛ результаты моделирования отражены в таблице 4, где для случая $N = 40-50$ показаны некоторые значения отношения d/λ , при которых разрешающая способность повышается [$\sigma_{\Delta U} \approx 0,1$] в значительно большее число n раз, необходимое для обеспечения работы в данном режиме.

Таблица 1

n	3	5	7
d/λ	2	4	8

Таблица 2

n	3	5	7
N	20	40	50

Таблица 3

σ_{ξ}	0,1	0,3	0,5
$\sigma_{\Delta U}$	0,13	0,39	0,65

Таблица 4

n	15	25	35
d/λ	10	16	20

Заключение. Проведенное моделирование при отсутствии активных помех показало возможность повышения в 5 раз углового разрешения линейной ФАР в режиме РЛ методом восстановления изображения, что примерно в 3 раза больше по сравнению с весовой обработкой методом максимального правдоподобия. Для повышения углового разрешения ФАР в режиме ДОЛ требуется увеличить расстояние между элементами ФАР в 5-10 раз, что приведет к увеличению в такое же число раз размера антенны. Операции восстановления представляют весовую обработку измерений и не требуют заметных вычислительных затрат. Предложенный метод восстановления применим в бортовых РЛС и РТЛС и отличается от традиционной весовой обработки в ФАР тем, что одновременно (параллельно) получают оценки

амплитуд сигналов с нескольких угловых направлений в пределах ширины ДН. Недостатком метода может быть более слабая помехозащищенность при приеме сигнала. Метод также позволяет при определенных значениях параметров ФАР дополнительно повысить разрешающую способность РЛС в режиме ДОЛ. Возможны альтернативные решения с целью "обужения" ДН в ФАР в 2-3 раза, но они требуют в такое же число раз увеличение числа сканирований.

Работа проводилась при поддержке Министерства образования и науки РФ (госконтракт № 02.740.11.0002).

Библиографический список

1. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов / под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005. 368 с.
2. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация (пассивная радиолокация). М.: Сов. радио, 1964. 335 с.
3. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию/ пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
4. Прэтт У. Цифровая обработка изображений / пер. с англ. М.: Мир, 1982. Кн. 1. 310 с., кн.2. 480 с.
5. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач: учеб. пособие. М.: Наука, 1986. 288 с.
6. Родс Д.Р. Введение в моноимпульсную радиолокацию. М: Сов. Радио, 1960. 159 с.
7. Пирогов Ю.А., Тимановский А.Л. Сверхразрешение в системах пассивного радиовидения миллиметрового диапазона // Радиотехника. 2006. № 3. С. 14 – 19.
8. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах / В.К. Ключко. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.
9. Ключко В.К. Пространственно-временная обработка изображений поверхности Земли в бортовых радиотеплолокационных станциях // Радиотехника. 2010. № 1. С. 3 – 10.

УДК 621.396.96

В.Г. Андреев**ОПТИМИЗАЦИЯ АВТОРЕГРЕССИОННЫХ МОДЕЛЕЙ РАДИООТРАЖЕНИЙ**

Предложен и исследован метод оптимизации линейных авторегрессионных моделей радиоотражений, основанный на процедуре взвешивания вектора коэффициентов авторегрессии поправочным множителем. Показано, что предлагаемый метод дает возможность сократить в 2...4 раза вычислительные затраты на построение переопределенной авторегрессионной модели радиоотражений путем исключения процедуры перемножения прямоугольных корреляционных матриц моделируемого процесса в переопределенной системе линейных уравнений.

Ключевые слова: линейная авторегрессия, спектр, моделирование временных рядов, переопределённая система уравнений Юла-Уолкера.

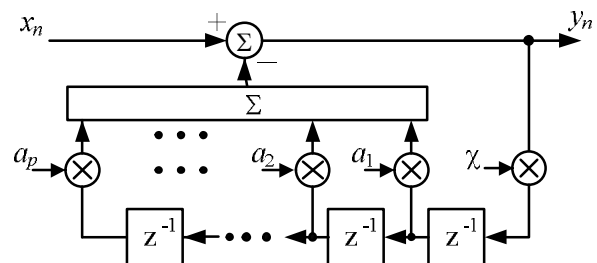
Введение. Радиоотражения от протяженных объектов (подстилающей поверхности, гидрометеоров и пр.) имеют выраженный узкополосный характер, что дает возможность для их описания эффективно применять авторегрессионные (АР) модели [1, 2].

Параметры АР-моделей находятся из решения системы линейных уравнений Юла-Уолкера [1], основанной на обращении корреляционной матрицы \mathbf{R} моделируемого процесса. При этом дающие его компактное описание низкие порядки p моделей не позволяют достаточно полно учесть влияние старших коэффициентов $R_{j,k}$ корреляции с индексами $|j-k| > p$ на модель, что снижает ее адекватность. Поэтому применяются [3] переопределенные АР-модели с различной глубиной m переопределенности. Недостаток такого подхода заключается в увеличении вычислительных затрат на нахождение параметров модели, что связано с необходимостью перемножения прямоугольных $(p+m) \times p$ корреляционных матриц при их квазиобращении. Вместе с тем существует возможность найти поправочный коэффициент χ , домножение на который вектора \mathbf{a} авторегрессии, полученного из решения уравнения Юла-Уолкера для АР-процесса, дает возможность скорректировать авторегрессионные модели радиоотражений, повысив их адекватность в ряде случаев до уровня переопределенных АР-моделей.

Цель работы — разработка методики синтеза модифицированных переопределенных авторегрессионных моделей радиоотражений, которая дает возможность исключить процедуру

квазиобращения корреляционных матриц при нахождении коэффициентов вектора \mathbf{a} авторегрессии.

Постановка задачи. Структура предлагаемого модифицированного моделирующего АР-фильтра показана на рисунке 1.

**Рисунок 1**

В отличие от традиционного подхода к построению авторегрессионных фильтров введен дополнительный множитель χ , который входит в уравнение линейной авторегрессии:

$$y_n = x_n - \chi \mathbf{a}^T \mathbf{y}, \quad (1)$$

где \mathbf{a} — p -мерный вектор-столбец коэффициентов a_j авторегрессии, \mathbf{y} — p -мерный вектор-столбец выходных отсчетов y_j фильтра при $j = n \dots n-p$, T — знак транспонирования.

Вектор \mathbf{a} находят из уравнения Юла-Уолкера для АР-процесса [1], которое для дальнейшего изложения удобно представить в следующем виде [4]:

$$\mathbf{a} = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}, \quad (2)$$

где \mathbf{R} — $(p \times p)$ -мерная корреляционная матрица моделируемого процесса, $\mathbf{r}^T = [R_{1,0}; R_{2,0}; \dots; R_{p,0}]$ — p -мерный крайний левый вектор-столбец

$(p+1) \times (p+1)$ - мерной матрицы \mathbf{R} без ее верхнего элемента $R_{0,0}$.

Известно [3], что при описании радиоотражений лучшие результаты удается получить при использовании переопределенной системы уравнений типа (2), т.е. при переходе к квазиобращению дополненной m строками матрицы \mathbf{R} . При этом выражение (2) модифицируется:

$$\tilde{\mathbf{a}} = -(\tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{R}})^{-1} \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{r}}, \quad (3)$$

где $\tilde{\mathbf{a}}$ — модифицированный вектор авторегрессии, найденный из переопределенной системы линейных уравнений; $\tilde{\mathbf{R}}, \tilde{\mathbf{r}}$ — $(p+m) \times p$ -мерная корреляционная матрица и $(p+m)$ -мерный вектор-столбец автокорреляции (соответственно), дополненные m строками; H — знак транспонирования и комплексного сопряжения.

Отметим, что обращение $(p \times p)$ - мерного произведения $\tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{R}}$ матриц дополнительно осложнено из-за часто имеющей место на практике его плохой обусловленности [5], что затрудняет нахождение модифицированного вектора $\tilde{\mathbf{a}}$ авторегрессии [3]. Поэтому предлагается вместо решения (3) применить подход, изложенный ниже.

Аналитическое решение. На первом этапе по (2) рассчитывается вектор \mathbf{a} авторегрессии, а на втором этапе определяется корректирующий множитель χ , учитывающий информацию о дополнительных m коэффициентах корреляции (m строках $\tilde{\mathbf{R}}$ и $\tilde{\mathbf{r}}$). Для расчета χ , как и для нахождения решения $\tilde{\mathbf{a}}$ при квазиобращении в (3), используется критерий минимума квадрата длины E вектора $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки:

$$E = \boldsymbol{\varepsilon}^H \boldsymbol{\varepsilon}, \text{ где } \boldsymbol{\varepsilon} = \tilde{\mathbf{r}} + \chi \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a}. \quad (4)$$

Выражения (4) описывают оптимизационную функцию:

$$E = (\tilde{\mathbf{r}} + \chi \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a})^H (\tilde{\mathbf{r}} + \chi \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a}) \rightarrow \min_{\chi \in C}, \quad (5)$$

где C — пространство комплексных чисел.

Для нахождения оптимального значения χ_{opt} возьмем производную по χ от целевой функции (5):

$$\begin{aligned} dE/d\chi &= d[\tilde{\mathbf{r}}^H \tilde{\mathbf{r}} + \chi (\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{r}} + \tilde{\mathbf{r}}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a}) + \chi^2 \mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a}] / d\chi = \\ &= (\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{r}} + \tilde{\mathbf{r}}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a}) + 2\chi \mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a}. \end{aligned} \quad (6)$$

Приравняв (6) к нулю, получим в качестве решения полученного уравнения оптимальную величину χ_{opt} корректирующего множителя χ :

$$\chi_{\text{opt}} = -(\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a})^{-1} \text{Re}(\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{r}}), \quad (7)$$

где Re — оператор выделения действительной части. Отметим, что в выражении (7) обращения матрицы не требуется, т.к. квадратичная форма $\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a}$ вырождается в скаляр.

Проанализируем знак второй производной

по χ от целевой функции (5):

$$d^2E/d^2\chi = 2\mathbf{a}^H \tilde{\mathbf{R}}^H \tilde{\mathbf{R}} \mathbf{a}. \quad (8)$$

Согласно (8) знак второй производной строго положителен при ненулевой длине вектора \mathbf{a} , т.е. найденное значение χ_{opt} — это аргумент при глобальном минимуме целевой функции $E(\chi)$ (5).

Экспериментальные исследования. На рисунке 2 приведен пример спектра радиоотражений, имеющего две частотные моды, расположенные на относительных частотах $F_1 T = 0$ и $F_2 T = 0,4$.

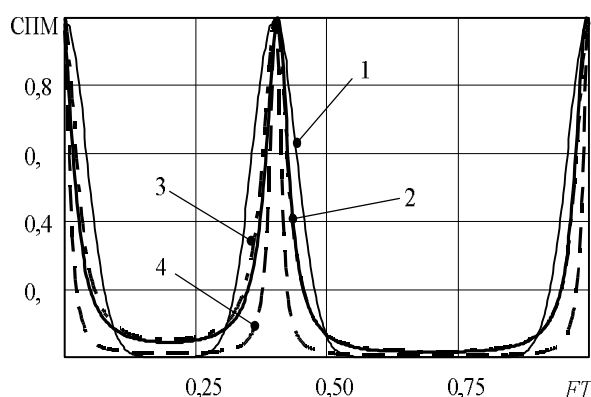


Рисунок 2

Относительная ширина ΔFT спектра флуктуаций мод принята $\Delta FT = 0,1$, огибающие мод гауссовские, мощности мод равные. Пример имитирует ситуацию, характерную при одновременном воздействии на локационную станцию отражений от двух объектов, движущихся с различными относительными скоростями $F_1 T$ и $F_2 T$. Корреляционная матрица \mathbf{R} двухмодовых по спектру отражений образована суммой трех компонент:

$$\mathbf{R} = (\mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2 + \lambda \mathbf{I}) / (2 + \lambda), \quad (9)$$

где $\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2$ — корреляционные матрицы первой и второй спектральных мод, λ — относительная мощность некоррелированного шума, \mathbf{I} — единичная матрица. Коэффициенты $R_{j,k}$ корреляционных матриц $\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2$ имеют следующий вид [2, 6]:

$$R_{j,k} = \exp\{-[\pi(j-k)\Delta FT]^2 / 2,8 + i2\pi F_s T(j-k)\}, \quad (10)$$

где номер s спектральной моды принимает значение 1 для \mathbf{R}_1 и 2 для \mathbf{R}_2 .

Сформируем вектор $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки между векторами отсчетов спектральных плотностей мощности:

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{c} - \mathbf{s}, \quad (11)$$

где \mathbf{c} — L -мерный вектор СПМ контрольной модели, в качестве которой используется энергетический спектр, полученный с помощью АР-модели 80-го порядка; \mathbf{s} — L -мерный вектор

СПМ исследуемой модели. На рисунке 2 контрольный спектр показан тонкой сплошной линией 1, жирной сплошной линией 2 — спектральная характеристика переопределенной модели, штрихпунктирной линией 3 — предлагаемой модифицированной модели, пунктирной линией 4 — обычной АР-модели, коэффициенты которой рассчитаны по нормальному уравнению Юла-Уолкера для АР-процесса [1].

Оценка эффективности. В качестве критерия адекватности моделей принята нормированная величина E квадрата длины L -мерного вектора-столбца ε невязки:

$$E = \varepsilon^T \varepsilon / L, \quad (12)$$

где L — число спектральных отсчетов. В формировании приведенной на рисунке 3 зависимости десятичного логарифма величины E от относительной мощности λ некоррелированного шума было принято $L=512$.

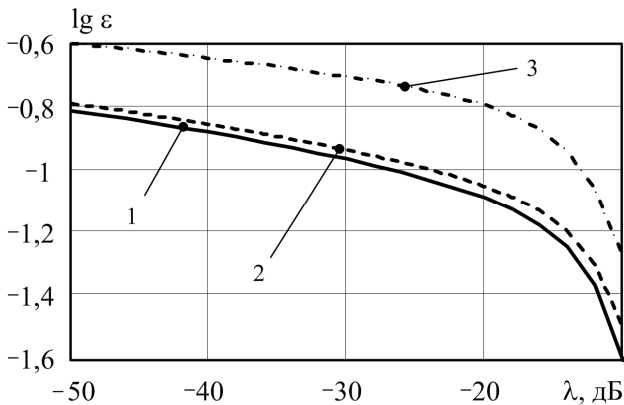


Рисунок 3

На рисунке 3 обозначены: сплошной линией 1 — нормированный квадрат длины ε вектора ε невязки переопределенной модели; пунктирной линией 2 — предлагаемой модифицированной модели; штрихпунктирной линией 3 — обычной АР-модели. Из приведенной зависимости следует, что в широком диапазоне изменений некоррелированной составляющей радиоотражений их предлагаемая модифицированная модель незначительно уступает в адекватности переопределенной модели по критерию (12), а обычная АР-модель имеет низкую адекватность. Для численного сравнения адекватности моделей введем разности ΔE_1 , ΔE_2 между величинами E предлагаемой модели и переопределенной модели, а также обычной АР-модели и переопределенной (соответственно):

$$\Delta E_1 = E_2 - E_1, \quad \Delta E_2 = E_3 - E_1, \quad (13)$$

где E_1 , E_2 , E_3 — нормированные квадраты длин векторов ε невязки для переопределенной модели, предлагаемой модифицированной и обычной АР-модели (соответственно).

Анализ зависимостей (13) показал, что для приведенного выше примера при $\lambda = -50$ дБ величины ΔE соотносятся, как $\Delta E_2 / \Delta E_1 \approx 12$, а при увеличении мощности некоррелированной компоненты до $\lambda = -10$ дБ выигрыш составляет $\Delta E_2 / \Delta E_1 \approx 4$. Уменьшение различий в адекватности предлагаемого модифицированного и известного АР-метода моделирования с ростом мощности λ шумовой компоненты объясняется общей декорреляцией моделируемого процесса. Рисунок 3 показывает, что традиционный и предлагаемый модифицированный методы моделирования радиоотражений имеют близкую адекватность описания эхо-сигналов.

Сопоставим вычислительные затраты на реализацию традиционного и предлагаемого методов построения переопределенных регрессионных моделей. В таблице представлены приближенные выражения, связывающие порядок p моделей и глубину m переопределенности с вычислительными затратами, требующимися для нахождения коэффициентов авторегрессии. При этом затраты на обращение $(p \times p)$ -матрицы не учитывались ввиду того, что обращение необходимо и для осуществления первого этапа (2) предлагаемого метода, и для традиционной методики (3) квазиобращения.

Таблица

Традиционный метод расчета	Предлагаемый модифицированный метод расчёта
Количество умножений и делений	
$p^3 + (m+2)p^2 + m p$	$2p^2 + (m+1)p + m + 1$
Количество сложений и вычитаний	
$p^3 + (m+1)p^2 + (m-2)p$	$p^2 + m p - 1$
Общее количество вычислительных операций	
$2p^3 + (2m+3)p^2 + (2m-2)p$	$3p^2 + (2m+1)p + m$

По выражениям, сведенным в таблицу, определим, например, что при порядках моделей $p=2$ и глубине переопределенности $m=2$ предлагаемый модифицированный метод расчета требует 16 умножений, одно деление и 7 сложений (24 операции), а традиционный подход к построению переопределенных АР-моделей предполагает осуществить 28 умножений и 20 сложений (48 операций), т.е. предлагаемая методика имеет вдвое меньшие суммарные вычислительные затраты. С увеличением порядка p моделей и глубины m переопределенности выигрыши нарастают, составляя более 4,5 раз при $p=5$, $m=5$.

Выводы. Таким образом, предлагаемый модифицированный метод нахождения коэффициентов переопределенной АР-модели радиоотражений дает возможность существенно

(в 2...4 раза) сократить вычислительные затраты по сравнению с традиционным [1] методом расчета коэффициентов линейной авторегрессии путем квазиобращения корреляционной матрицы моделируемого процесса. Сокращение вычислительных затрат достигается за счет исключения перемножения прямоугольных корреляционных матриц при решении переопределенной системы уравнений и замены этой процедуры на свертку крайних левых векторов корреляционных матриц для нахождения поправочного коэффициента χ с последующим домножением на него вектора \mathbf{a} авторегрессии, полученного из решения нормального уравнения Юла-Уолкера для АР-процесса.

Библиографический список

1. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ.— М.: Мир, 1990.— 584 с.
2. Бакулев П.А., Кошелев В.И., Андреев В.Г.

Оптимизация АРСС-моделирования эхо-сигналов // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1994.— Т. 37.— № 9.— С. 3-8.

3. Миронов С.Н., Костров В.В. Переопределенная АР-модель одноимодовых мешающих отражений с заданными спектральными характеристиками // Цифровая обработка сигналов.— 2003.— № 3.— С. 3-7.

4. Андреев В.Г., Нгуен Ш.В. Параметрическое моделирование коррелированных радиоотражений для анализа эффективности обработки эхо-сигналов // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. Выпуск 18.— Рязань: РГРТА, 2006.— С. 40-45.

5. Райс Дж.Р. Матричные вычисления и математическое обеспечение / пер. с англ. О.Б. Арушаняна.— М.: Мир, 1984.— 264 с.

6. Koshelev V.I., Andrejev V.G. Building of the Control ARMA-spectrum for a Modeling of Echo-signals // 5-th International Symposium on Recent Advances in Microwave Technology Digest.— Kiev, 11-16 September 1995.— Kiev, Ukraine, 1995.— P. 613-617.

УДК 621.372.54

А.Ю. Линович

ЭКВАЛАЙЗЕР С АДАПТИВНОЙ СТРУКТУРОЙ СИСТЕМЫ АНАЛИЗА-СИНТЕЗА

Предложены структура комплексного многоканального эквалайзера и алгоритм её настройки. Приводятся результаты моделирования, подтверждающие ряд преимуществ многоканального эквалайзера с адаптивной структурой системы анализа-синтеза перед известными эквалайзерами.

Ключевые слова: многоскоростная обработка, динамическая структура.

Введение. Цель работы – разработка структуры комплексного многоканального эквалайзера и алгоритма её настройки, анализ качественных характеристик процесса адаптации для стационарных каналов связи, оценка достигаемой экономии вычислительных затрат.

В современных системах широкополосной цифровой связи одной из важнейших проблем является необходимость обработки значительных объемов данных в реальном масштабе времени. При имеющихся ограничениях, накладываемых доступной элементной базой, разработчики систем передачи данных стремятся разными способами снизить вычислительные затраты.

Одним из наиболее распространённых подходов к оценке оптимальных параметров адаптивного фильтра в настоящее время является метод наименьших квадратов (МНК). Его особенность прежде всего проявляется в отсутствии

каких-либо жёстких претензий к априорной информации об оцениваемых параметрах и экспериментальных ошибках, что очень важно для задач, которые не допускают экспериментального повторения и в этом смысле являются однократными. При организации вычислительного процесса в реальном времени применяют рекуррентный алгоритм МНК [1, 2]. Однако при высокой частоте дискретизации обрабатываемого сигнала реализация рекуррентного алгоритма МНК в его традиционной форме является очень трудоёмкой в вычислительном плане задачей.

Поиск упрощений алгоритма МНК ведётся в основном по трём направлениям. Первое направление связано с упрощением процедуры обновления матрицы или полным отказом от неё. Здесь следует упомянуть известный алгоритм МНК с нормированием мощности входного

сигнала (НМНК) [3 – 5]. Второе направление представлено эквалайзерами с обратной связью по решению, в которых задача обратного моделирования заменяется задачей прямого моделирования [6, 7]. Третье направление связано с переносом обработки сигнала в частотную область и активно использует быстрое преобразование Фурье или его модификации [4, 5]. Эквалайзеры на основе многоканальных адаптивных фильтров (МАФ), в которых каждый канал выполняет обработку входного сигнала в отдельной ограниченной полосе частот, часто относят к третьей из указанных выше групп эквалайзеров [8].

Классические МАФ, в каналах которых применяется алгоритм НМНК, подробно рассмотрены в [8, 9]. МАФ данного типа отличаются значительной экономией вычислительных затрат и одновременным улучшением качественных показателей процесса настройки. Сокращение объёма вычислительных затрат достигается благодаря использованию многоскоростной обработки сигналов. Ускорение и повышение точности настройки связаны с декорреляцией сигнала при разбиении на отдельные частотные компоненты и независимой адаптацией в каналах МАФ.

В настоящей работе рассмотрен МАФ, отличающийся от классических структур наличием единого вектора весовых коэффициентов для всех каналов. При этом фильтрация входного сигнала может выполняться двумя способами. В первом случае свёртка вектора отсчётов входной последовательности с вектором весовых коэффициентов адаптивного фильтра осуществляется в отдельных каналах структуры МАФ, работающих на пониженной частоте дискретизации, с последующим объединением компонентов с помощью подсистемы синтеза в результирующий выходной сигнал. Во втором случае выходная последовательность формируется на исходной частоте дискретизации, а настройка весовых коэффициентов выполняется на пониженной частоте: такой подход позволяет, с одной стороны, полностью исключить подсистему синтеза из структуры МАФ, а с другой — избежать временной задержки, связанной с обработкой полезного сигнала системой анализа-синтеза. Экономия вычислительных затрат в таких МАФ может достигаться только за счёт динамического исключения каналов по указанному ниже критерию. Улучшение качественных показателей связано, как и для упомянутых выше классических МАФ, с декорреляцией. МАФ с похожими структурой и алгоритмом настройки были рассмотрены в [10, 11], но

использовались они для подавления акустического эха и имели вещественные коэффициенты.

Теоретические исследования. Предлагаемая структура в общем виде показана на рисунке 1. Процесс формирования выходной последовательности $y(n)$ на схеме не раскрыт, так как возможны два способа её формирования, о которых речь пойдёт ниже.

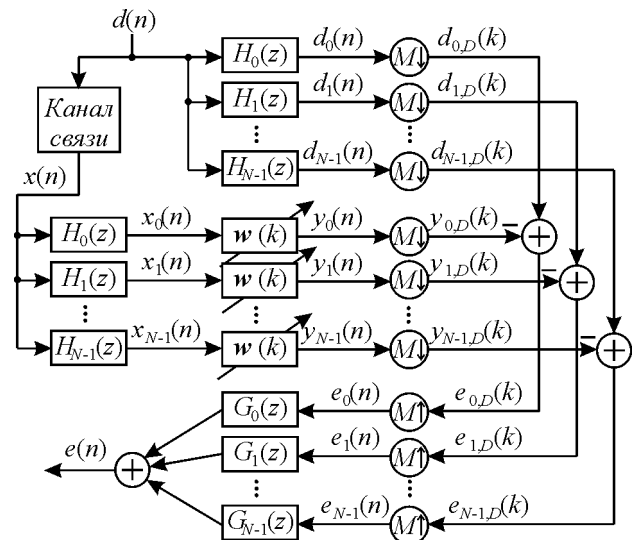


Рисунок 1 – Структурная схема МАФ

Предполагается, что на этапе настройки эквалайзера обучающий сигнал $d(n)$ известен на приёмной стороне и отличается от переданного обучающего сигнала только задержкой. Эквалайзер должен настроить вектор весовых коэффициентов $\mathbf{w}(k)$ адаптивного КИХ-фильтра порядка L таким образом, чтобы минимизировать средний квадрат ошибки $e(n) = d(n) - y(n)$, где $y(n)$ – выходной сигнал эквалайзера. Если массив отсчётов, содержащихся в линии задержки адаптивного фильтра в момент времени n , обозначить как

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-L+1)]^T,$$

то

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$$

или при переходе к многоканальной структуре и учёте операции децимации (обрабатывается только каждый M -й отсчёт)

$$y_{i,D}(k) = \mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}_i(k),$$

где i – порядковый номер канала МАФ, k – индекс времени при обработке на пониженной частоте дискретизации.

Теперь получим правило обновления вектора весовых коэффициентов $\mathbf{w}(k)$. Критерием качества настройки эквалайзера целесообразно выбрать квадрат евклидовой нормы изменения вектора весовых коэффициентов, как это сделано, например, в [10]:

$$f[\mathbf{w}(k+1)] = \|\mathbf{w}(k+1) - \mathbf{w}(k)\|^2. \quad (1)$$

Аналогично [10] вводим N ограничений:

$$d_{i,D}(k) = \mathbf{w}^T(k+1)\mathbf{x}_i(k), \quad i = \overline{0, N-1}. \quad (2)$$

Методы решения задачи нахождения условного минимума (или максимума) функции нескольких переменных при наличии уравнений связи описаны во многих учебниках по высшей математике [12 – 15]. Тем не менее, в отличие от [10], в нашем случае сложность применения этих методов связана с необходимостью поиска минимума функции (1) комплексного аргумента. Не трудно проверить, что (1) не является аналитической функцией и для неё понятие производной не применимо.

Поэтому для того чтобы воспользоваться в дальнейшем методом неопределённых множителей Лагранжа, введём следующие обозначения:

$$\tilde{\mathbf{w}}(k) = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\mathbf{w}(k)\} \\ \operatorname{Im}\{\mathbf{w}(k)\} \end{bmatrix},$$

$$\tilde{\mathbf{u}}_i(k) = \begin{bmatrix} \operatorname{Re}\{\mathbf{x}_i(k)\} \\ -\operatorname{Im}\{\mathbf{x}_i(k)\} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{v}}_i(k) = \begin{bmatrix} \operatorname{Im}\{\mathbf{x}_i(k)\} \\ \operatorname{Re}\{\mathbf{x}_i(k)\} \end{bmatrix},$$

где $\operatorname{Re}\{\}$ и $\operatorname{Im}\{\}$ — условные обозначения операций взятия вещественной и мнимой частей комплексной величины.

Введём $2N$ неопределённых вещественных коэффициентов (множителей Лагранжа) и на основе выражений (1) и (2) составим функцию

$$J(k) = f[\tilde{\mathbf{w}}(k+1)] +$$

$$+ \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i [\operatorname{Re}\{d_{i,D}(k)\} - \tilde{\mathbf{w}}^T(k+1)\tilde{\mathbf{u}}_i(k)] + \quad (3)$$

$$+ \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_{i+N} [\operatorname{Im}\{d_{i,D}(k)\} - \tilde{\mathbf{w}}^T(k+1)\tilde{\mathbf{v}}_i(k)]$$

Следует заметить, что данная функция является квадратичной. Для нахождения точки минимума достаточно вычислить первую производную по $\mathbf{w}(k+1)$, приравнять её к нулевому вектору и решить полученное уравнение.

Вычислив первую производную (3) по $\mathbf{w}(k+1)$ и приравняв её к нулевому вектору, получим следующее векторное уравнение первого порядка:

$$\tilde{\mathbf{w}}(k+1) = \tilde{\mathbf{w}}(k) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i \tilde{\mathbf{u}}_i(k) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_{i+N} \tilde{\mathbf{v}}_i(k).$$

Прежде чем приступить к решению данного уравнения, упростим его. Введём N новых переменных $\lambda_{c,i}$ следующим образом:

$$\lambda_{c,i} = \lambda_i + j\lambda_{i+N}, \quad i = \overline{1, N},$$

где j – мнимая единица. С учётом введённых выше обозначений, получим комплексное уравнение:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_{c,i} \mathbf{x}_i^*(k). \quad (4)$$

Поскольку сигнал ошибки в i -м канале определяется как

$$e_{i,D}(k) = d_{i,D}(k) - \mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}_i(k),$$

то с учётом (2) и (4) можно записать выражения для сигналов ошибки:

$$e_{i,D}(k) = \left[\mathbf{w}(k) + \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i \mathbf{x}_i^*(k) \right]^T \mathbf{x}_i(k) -$$

$$- \mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}_i(k),$$

а упростив его, получить

$$e_{i,D}(k) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} \lambda_i \mathbf{x}_i^H(k)\mathbf{x}_i(k), \quad (5)$$

где i принимает значения от 0 до $N-1$. Символ H обозначает операцию комплексно-сопряжённого транспонирования матрицы или вектора.

Введём новые обозначения:

$$\boldsymbol{\lambda} = [\lambda_0 \quad \lambda_1 \quad \dots \quad \lambda_{N-1}]^T,$$

$$\mathbf{e}_D(k) = [e_{0,D}(k) \quad e_{1,D}(k) \quad \dots \quad e_{N-1,D}(k)]^T,$$

$$\mathbf{X}(k) = [\mathbf{x}_0(k) \quad \mathbf{x}_1(k) \quad \dots \quad \mathbf{x}_{N-1}(k)]$$

Тогда система уравнений (5) запишется в матричном виде:

$$\mathbf{e}_D(k) = \frac{1}{2} \mathbf{X}^H(k)\mathbf{X}(k)\boldsymbol{\lambda},$$

откуда

$$\boldsymbol{\lambda} = 2[\mathbf{X}^H(k)\mathbf{X}(k)]^{-1} \mathbf{e}_D(k). \quad (6)$$

В [10] показано, что при незначительном перекрытии спектров соседних каналов взаимной корреляцией можно пренебречь и считать матрицу $\mathbf{X}^H(k)\mathbf{X}(k)$ диагональной матрицей. Тогда выражение (6) можно упростить:

$$\lambda_i = 2 \frac{e_{i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}, \quad i = \overline{0, N-1}.$$

С учётом (4) получаем правило обновления вектора весовых коэффициентов предлагаемого МАФ:

$$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \sum_{i=0}^{N-1} \frac{\mathbf{x}_i^*(k)}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2} e_{i,D}(k). \quad (7)$$

Получившееся соотношение напоминает по форме правило обновления весовых коэффициентов комплексного алгоритма НМНК [3 – 5]. Параметр μ представляет собой шаг адаптации алгоритма. Чем меньше μ , тем точнее выполняется настройка, но тем дольше продолжается переходной процесс.

Определим интервал значений параметра μ ,

при которых предлагаемый алгоритм проявляет устойчивую сходимость. Пусть \mathbf{w}_0 – вектор весовых коэффициентов, соответствующий оптимальной настройке адаптивного КИХ-фильтра. И пусть $\hat{\mathbf{w}}(k) = \mathbf{w}_0 - \mathbf{w}(k)$ – вектор невязки в определении весовых коэффициентов на k -й итерации. Тогда устойчивая сходимость алгоритма может быть выведена из условия [10]:

$$E\left[\|\hat{\mathbf{w}}(k+1)\|^2\right] - E\left[\|\hat{\mathbf{w}}(k)\|^2\right] < 0. \quad (8)$$

Воспользовавшись (7) и предполагая независимость процессов настройки в соседних каналах, как это было сделано ранее, получаем

$$E\left[\|\hat{\mathbf{w}}(k+1)\|^2\right] = E\left[\|\hat{\mathbf{w}}(k)\|^2\right] + \mu^2 \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] - 2\mu \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{\hat{\mathbf{w}}^T(k)\mathbf{x}_i^*(k)e_{i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] = E\left[\|\hat{\mathbf{w}}(k)\|^2\right] - \Delta,$$

где для упрощения записи символом Δ обозначено выражение:

$$\Delta = 2\mu \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{\hat{\mathbf{w}}^T(k)\mathbf{x}_i^*(k)e_{i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] - \mu^2 \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right]. \quad (9)$$

Подставляя полученный результат в соотношение (8), запишем

$$\mu^2 \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] - 2\mu \sum_{i=0}^{N-1} E\left[\frac{\hat{\mathbf{w}}^T(k)\mathbf{x}_i^*(k)e_{i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] < 0.$$

Следовательно, параметр μ должен выбираться из условия:

$$0 < \mu < 2 \frac{\sum_{i=0}^{N-1} E\left[\hat{\mathbf{w}}^T(k)\mathbf{x}_i^*(k)e_{i,D}(k)\right]}{\sum_{i=0}^{N-1} E\left[|e_{i,D}(k)|^2\right]}.$$

Если аддитивный шум, вносимый каналом связи, достаточно мал, что им можно пренебречь, по сравнению с шумом адаптивного процесса, возникающим в результате постоянной подстройки его весовых коэффициентов при выбранном шаге адаптации μ , то

$$\hat{\mathbf{w}}^T(k)\mathbf{x}_i^*(k) = \mathbf{w}_0^T\mathbf{x}_i^*(k) - \mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}_i^*(k) \approx e_{i,D}^*(k)$$

и

$$0 < \mu < 2 \frac{\sum_{i=0}^{N-1} E\left[e_{i,D}^*(k)e_{i,D}(k)\right]}{\sum_{i=0}^{N-1} E\left[|e_{i,D}(k)|^2\right]}.$$

Упрощая последнее неравенство, окончательно получаем

$$0 < \mu < 2. \quad (10)$$

В завершение теоретического раздела статьи выведем правило исключения каналов МАФ. Из (8) и дальнейших рассуждений следует, что алгоритм сходится, если при переходе к очередной итерации алгоритма убывает средний квадрат невязки, то есть если $\Delta > 0$. Причём увеличение Δ приводит к ускорению процесса настройки алгоритма. Однако если раньше мы предположили, что аддитивный шум достаточно мал и пренебрегли его величиной, то теперь учтём дисперсию шума, обозначив её $|\sigma_{v_{i,D}}|^2$, где $v_{i,D}(k)$ – составляющая шума, попадающая в i -й канал МАФ.

С учётом того, что

$$e_{i,D}(k) = \hat{\mathbf{w}}^T(k)\mathbf{x}_i(k) + v_{i,D}(k),$$

выражение (9) примет следующий вид:

$$\Delta = \mu(2 - \mu) \times \sum_{i=0}^{N-1} \left(E\left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] - \frac{2|\sigma_{v_{i,D}}|^2}{2 - \mu} E\left[\frac{1}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2}\right] \right). \quad (11)$$

При этом предполагается, что составляющие аддитивного шума канала связи, поступающие в разные каналы МАФ, не зависят друг от друга и подчиняются гауссовскому закону распределения. Кроме того, аддитивный шум, вносимый каналом связи, считается независимым от передаваемого полезного сигнала $\mathbf{x}(n)$, а невязка $\hat{\mathbf{w}}(k)$ считается независимой от величины аддитивного шума на предыдущей итерации (то есть, от $v_{i,D}(k-1)$, где $i = 0, N-1$ – порядковый номер канала МАФ).

В [16] показано, что разброс значений $\|\mathbf{x}_i(k)\|^2$, проявляющийся в процессе настройки адаптивного фильтра высокого порядка, на интервале нескольких последовательно взятых итераций в большинстве практических приложений оказывается настолько мал, что им можно пренебречь. Поэтому, следуя рассуждениям [16], будем считать, что

$$E \left[\frac{|e_{i,D}(k)|^2}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2} \right] \approx \frac{E \left[|e_{i,D}(k)|^2 \right]}{E \left[\|\mathbf{x}_i(k)\|^2 \right]}$$

и

$$E \left[\frac{1}{\|\mathbf{x}_i(k)\|^2} \right] \approx \frac{1}{E \left[\|\mathbf{x}_i(k)\|^2 \right]}.$$

Тогда выражение Δ , записанное ранее в форме (11), можно заменить его приближённой оценкой:

$$\hat{\Delta} = \mu(2 - \mu) \sum_{i=0}^{N-1} \left(\frac{E \left[|e_{i,D}(k)|^2 \right] - \frac{2|\sigma_{v_{i,D}}|^2}{2 - \mu}}{E \left[\|\mathbf{x}_i(k)\|^2 \right]} \right). \quad (12)$$

При выполнении (10) постоянный коэффициент $\mu(2 - \mu)$ всегда оказывается положительным. И как следует из (12), при выполнении условия $E \left[|e_{i,D}(k)|^2 \right] > 2|\sigma_{v_{i,D}}|^2 / (2 - \mu)$ i -й канал МАФ способствует увеличению величины $\hat{\Delta}$, а при выполнении обратного ему условия $E \left[|e_{i,D}(k)|^2 \right] < 2|\sigma_{v_{i,D}}|^2 / (2 - \mu)$ i -й канал МАФ способствует уменьшению величины $\hat{\Delta}$. Поэтому с целью ускорения процесса настройки адаптивного фильтра имеет смысл отключать каналы, влияние которых на k -й итерации не приводит к уменьшению среднего квадрата невязки $\hat{\mathbf{w}}(k)$, проводя настройку только в тех каналах структуры МАФ, для которых выполняется условие

$$E \left[|e_{i,D}(k)|^2 \right] > 2|\sigma_{v_{i,D}}|^2 / (2 - \mu).$$

Поскольку величину математического ожидания невозможно определить по результату одного отдельного измерения, то в последнем неравенстве приходится ввести замену:

$$E \left[|e_{i,D}(k)|^2 \right] \approx |e_{i,D}(k)|^2.$$

Величина аддитивного шума на выходе канала связи в большинстве практических приложений оценивается на интервале специально выделенных пауз, когда передача полезных сигналов прекращается, или в рабочем режиме на основе какой-либо из множества широко известных специальных методик.

Введём несколько обозначений. Пусть на k -й итерации выбрано $N(k)$ каналов МАФ. Обозначим всё множество выбранных каналов

$$\Xi_{N(k)} = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}\}$$

Элементами $\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}$ данного множества являются порядковые номера выбранных каналов МАФ на k -й итерации.

Теперь с учётом введённых обозначений предлагаемый алгоритм настройки вектора весовых коэффициентов комплексного эквалайзера с адаптивной системой анализа-синтеза запишется в следующей аналитической форме:

$$\mathbf{w}(k+1) = \begin{cases} \mathbf{w}(k) + \mu \sum_{i=0}^{N(k)} \frac{\mathbf{x}_{\xi_i}^*(k) e_{\xi_i,D}(k)}{\|\mathbf{x}_{\xi_i}(k)\|^2}, & N(k) > 0, \\ \mathbf{w}(k), & N(k) = 0, \end{cases}$$

где $\Xi_{N(k)} = \{\xi_1, \xi_2, \dots, \xi_{N(k)}\}$ – множество каналов МАФ, для которых выполняется неравенство

$$|e_{\xi_i,D}(k)|^2 > \frac{2|\sigma_{v_{\xi_i,D}}|^2}{2 - \mu}.$$

На основе описанных выше теоретических исследований разработаны два алгоритма настройки эквалайзера (таблицы 1 и 2).

Таблица 1 – Алгоритм МАФ, использующий подсистему синтеза (далее МАФ-1)

Выполняемые действия	Затраты (V/T_s)
Операции, выполняемые для отсчётов $n = 0, 1, 2, \dots$ на частоте дискретизации $1/T_s$	
1) Разделение входного и обучающего сигналов на компоненты подсистемой анализа:	
$x_i(n) = \mathbf{h}_i^T \mathbf{x}(n), \quad i = 0, \dots, N - 1,$	$L_H N$
$d_i(n) = \mathbf{h}_i^T \mathbf{d}(n), \quad i = 0, \dots, N - 1$	$\frac{L_H N}{M}$
2) Объединение компонентов выходного сигнала подсистемой синтеза:	
$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{g}_i^T y_i(n)$	$\frac{L_G N}{M}$
Операции, выполняемые для отсчётов $k = 0, 1, 2, \dots$ на частоте дискретизации $1/(MT_s)$	
1) Вычисление компонентов выходного сигнала и оценка сигналов ошибки:	
$y_{i,D}(k) = \mathbf{w}^T(k) \mathbf{x}_i(k),$	
$e_{i,D}(k) = d_{i,D}(k) - y_{i,D}(k),$	$\frac{LN}{M}$
$i = 0, \dots, N - 1$	
2) Обновление вектора весовых коэффициентов для $N(k)$ каналов:	
$\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \sum_{i=0}^{N(k)} \frac{\mathbf{x}_{\xi_i}^*(k) e_{\xi_i,D}(k)}{\delta + \ \mathbf{x}_{\xi_i}(k)\ ^2}$	$\frac{2LN(k)}{M}$

Таблица 2 – Алгоритм МАФ, не использующий подсистему синтеза (далее МАФ-2)

Выполняемые действия	Затраты (V/T_s)
Операции, выполняемые для отсчётов $n = 0, 1, 2, \dots$ на частоте дискретизации $1/T_s$	
1) Вычисление очередного отсчёта выходного сигнала: $y(n) = \mathbf{w}^T(n)\mathbf{x}(n)$	L
2) Разделение входного и обучающего сигналов на компоненты подсистемой анализа: $x_i(n) = \mathbf{h}_i^T \mathbf{x}(n), i = 0, \dots, N - 1,$ $d_i(n) = \mathbf{h}_i^T \mathbf{d}(n), i = 0, \dots, N - 1$	$L_H N$ $\frac{L_H N}{M}$
Операции, выполняемые для отсчётов $k = 0, 1, 2, \dots$ на частоте дискретизации $1/(MT_s)$	
1) Оценка сигналов ошибки: $e_{i,D}(k) = d_{i,D}(k) - \mathbf{w}^T(k)\mathbf{x}_i(k),$ $i = 0, \dots, N - 1$	$\frac{LN}{M}$
2) Обновление вектора весовых коэффициентов для $N(k)$ каналов: $\mathbf{w}(k+1) = \mathbf{w}(k) + \mu \sum_{i=0}^{N(k)} \frac{\mathbf{x}_{\xi_i}^*(k)e_{\xi_i,D}(k)}{\delta + \ \mathbf{x}_{\xi_i}(k)\ ^2}$	$\frac{2LN(k)}{M}$

В таблицах 1 и 2 используются следующие обозначения. N – число каналов МАФ, L – число настраиваемых весовых коэффициентов (порядок МАФ), L_H – порядок фильтров подсистемы анализа, L_G – порядок фильтров подсистемы синтеза, M – коэффициент децимации, $N(k)$ – число каналов, для которых проводится настройка МАФ. V/T_s – объём вычислительных затрат, определяемый как среднее число операций комплексного умножения, выполняемых за время T_s , равное шагу дискретизации входного сигнала МАФ.

Малая положительная константа δ вводится для того, чтобы повысить устойчивость алгоритма в случае приёма сигнала малой мощности [1, 2, 10].

Несмотря на то, что система анализа-синтеза функционирует на частоте дискретизации входного сигнала, затраты на её реализацию удаётся сократить в M раз. Сокращение вычислительных затрат на обработку сигналов в системе анализа-синтеза достигается переходом к полифазной структуре, которая подробно рассмотрена в таких фундаментальных работах по теории много-скоростной обработки сигналов, как [17 – 19]. Если входной сигнал является вещественным, то

половину каналов МАФ можно исключить из рассмотрения, поскольку спектр вещественного сигнала симметричен относительно нулевой частоты (или относительно половины частоты дискретизации).

Экспериментальные исследования. Для эксперимента была выбрана модель, аналогичная предложенной в [20]: 4-позиционная относительная фазовая манипуляция (QPSK) с использованием кода Грея, скорость передачи равна 10 Мбит/с. Фильтрация импульсов осуществляется на приёмной и передающей сторонах цифровым фильтром с характеристикой типа «приподнятый косинус», нормированной на квадратный корень, и коэффициентом спада, равным 0,23. Как и в [20], при модуляции используется одна несущая частота, но обработка сигнала выполняется без перехода в частотную область с помощью алгоритма быстрого преобразования Фурье. Кроме того, предполагается, что настройка происходит по известному в приёмнике эталонному сигналу, поэтому пилот-сигналы в модели отсутствуют.

В качестве модели канала связи выбран стационарный канал с многолучевым распространением сигнала в среде городского типа [20, 21]. Параметры такого канала приводятся ниже в табличной форме (таблица 3).

Таблица 3 – Параметры канала связи

Номер луча	Задержка луча, мкс	Мощность луча, дБ
1	0	3,00
2	0,010	5,22
3	0,030	6,98
4	0,360	5,22
5	0,370	7,44
6	0,385	9,19
7	0,250	4,72
8	0,260	6,94
9	0,280	8,69
10	1,040	8,19
11	1,045	10,41
12	1,065	12,17
13	2,730	12,05
14	2,740	14,27
15	2,760	16,03
16	4,600	15,50
17	4,610	17,72
18	4,625	19,48

Сравнить результаты настройки эквалайзеров 512-го порядка на основе адаптивных алгоритмов МАФ-1 и МАФ-2 с известным алгоритмом НМНК позволяет рисунок 2.

При моделировании на выходе канала связи к полезному сигналу добавлялся аддитивный белый гауссовский шум. Отношение сигнал-шум было выбрано равным 18 дБ. В результате число

каналов $N(k)$ спадало в среднем до 7 – 8 в установившемся режиме (рисунок 3).

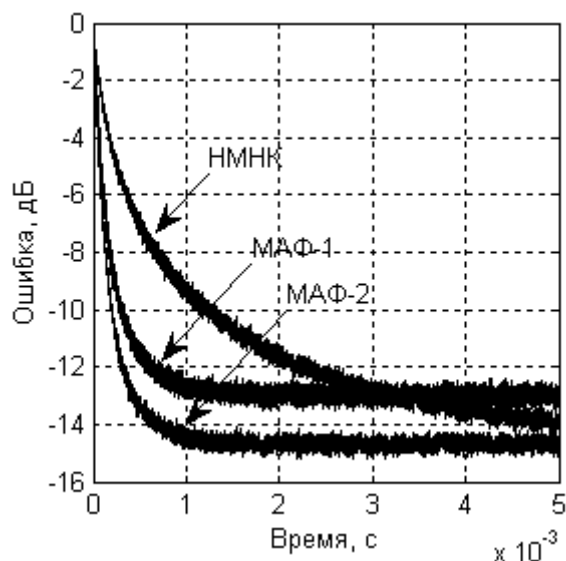


Рисунок 2 – Обучающие кривые для эквалайзеров на основе алгоритмов МАФ-1, МАФ-2 и НМНК

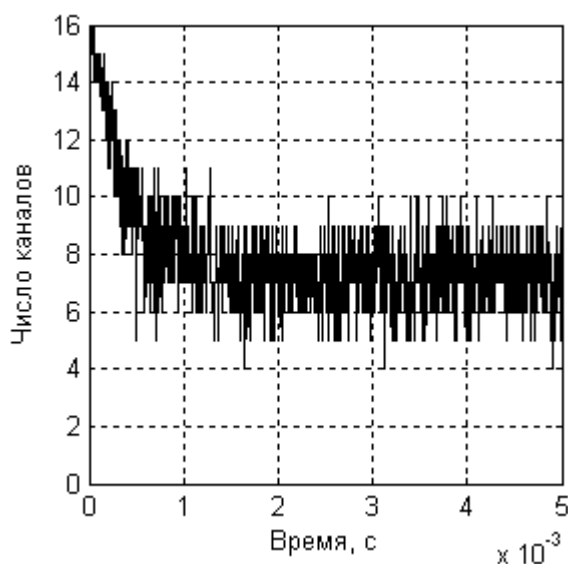


Рисунок 3 – Среднее число каналов, для которых проводится настройка МАФ

Судя по рисунку 2, при заданном порядке адаптивного фильтра многоканальный эквалайзер настраивается значительно быстрее, что объясняется декорреляцией входного сигнала при разбиении его на отдельные полосы частот подсистемой анализа. Кроме того, эквалайзер на основе алгоритма МАФ-2, не использующий подсистему синтеза, настраивается заметно быстрее и точнее своего аналога – эквалайзера на основе алгоритма МАФ-1. По точности настройки в установившемся режиме эквалайзер на основе алгоритма МАФ-2 ничем не уступает эквалайзеру на основе известного алгоритма НМНК, если не учитывать предела точности МАФ-2, определяемого ошибкой восстано-

ления сигнала системой анализа-синтеза. В проведённых экспериментах система анализа-синтеза строилась по методике, предложенной в [22]. Порядок фильтра-прототипа был задан равным 80.

При проведении компьютерного моделирования были выбраны следующие численные значения для перечисленных выше параметров. Использовался 16-канальный комплексный адаптивный фильтр ($N = 16$) с 14-кратным понижением частоты дискретизации ($M = 14$). Порядки фильтров анализа и синтеза были выбраны одинаковыми $L_H = L_G = 80$, порядки всех адаптивных фильтров L были равны 512.

Не трудно оценить затраты на реализацию адаптивных алгоритмов. Эквалайзер на основе алгоритма МАФ-1 требует $V/T_s = 2048 + 73 \cdot N(k) < 2121$ умножений на отсчёт, алгоритм МАФ-2 требует $V/T_s = 2469 + 73 \cdot N(k) < 2542$ умножений на отсчёт. Учитывая, что в установившемся режиме (рисунок 3) число используемых каналов $N(k)$ спадает в среднем до 7 – 8, вычислительные затраты на реализацию МАФ можно оценить следующим образом: эквалайзер на основе алгоритма МАФ-1 требует в среднем 2080 умножений на отсчёт, эквалайзер на основе алгоритма МАФ-2 требует в среднем 2500 умножений на отсчёт. Для сравнения при использовании стандартного алгоритма НМНК необходимо $3 \cdot 512 = 1536$ умножений.

Таким образом, алгоритм МАФ-2 позволяет существенно повысить скорость настройки эквалайзера по сравнению со стандартным алгоритмом НМНК при той же точности и сравнимых вычислительных затратах. Алгоритм МАФ-1 несколько уступает в точности, но превосходит МАФ-2 по экономии вычислительных затрат.

Заключение. В статье предложены структура и алгоритм настройки многоканального эквалайзера с адаптивной структурой системы анализа-синтеза и проведён подробный анализ его работы. Описаны правила построения и настройки данного эквалайзера. Выведены расчётные соотношения для определения объёма вычислительных затрат.

Библиографический список

1. Чураков Е.П. Математические методы обработки экспериментальных данных в экономике: учеб. пособие. – М.: Финансы и статистика, 2004. – 240 с.
2. Певзнер Л.Д., Чураков Е.П. Математические основы теории систем: учеб. пособие. – М.: Высш. шк., 2009. – 503 с.
3. Уидроу Б. и др. Комплексная форма алгоритма НСКО // ТИИЭР. 1975. – № 3. – С. 49 – 51.
4. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка

сигналов / пер с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.

5. Коуэн К.Ф., Грант П.М. Адаптивные фильтры / пер. с англ. – М.: Мир, 1988. – 392 с.

6. Прокис Д. Цифровая связь / пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.

7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. 2-е изд. – М.: Вильямс, 2003. – 1104 с.

8. Haykin S., Adaptive filter theory, 4th ed. – NJ: Prentice-Hall, 2001. – 936 с.

9. Линович А.Ю. Применение методов частотно-временной декомпозиции при решении задачи обратного моделирования // Цифровая обработка сигналов. 2005. – № 3. – С. 28 – 37.

10. Lee K.A., Gan W.S. Improving convergence of the NLMS algorithm using constrained subband updates // IEEE signal processing letters. 2004. – № 9. – С. 736 – 739.

11. Kim S.E., Choi Y.S., Song M.K., Song W.J. A subband adaptive filtering algorithm employing dynamic selection of subband filters // IEEE signal processing letters. 2010. – № 3. – С. 245 – 248.

12. Пискунов Н.С. Дифференциальное и интегральное исчисление для втузов. – М.: Физматгиз, 1963. – 856 с.

13. Акулич И.Л. Математическое программирование в примерах и задачах: учеб. пособие. — М.: Высш. шк., 1986. — 319 с.

14. Пантелеев А.В., Летова Т.А. Методы оптимизации в примерах и задачах: учеб. пособие. — М.: Высш. шк., 2002. — 544 с.

15. Зорич В.А. Математический анализ. Часть I. 3-е изд., испр. и доп. — М.: МЦНМО, 2001. — XVI + 664 с.

16. Tandon A., Swamy M.N.S., Ahmad M.O. Partial-update L_∞ -norm based algorithms // IEEE transactions on circuits and systems I. 2007. – № 2. – С. 411 – 419.

17. Crochiere R.E., Rabiner L.R. Multirate digital signal processing. – NJ: Prentice-Hall, 1983. – 411 с.

18. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. – М.: Радио и связь, 1993. – 240 с.

19. Вайдынатхан П.П. Цифровые фильтры, блоки фильтров и полифазные цепи с многочастотной дискретизацией: методический обзор // ТИИЭР. 1990. – № 3. – С. 77–119.

20. Ng B., Lam C.T., Falconer D. Turbo frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems // IEEE transactions on wireless communications. 2007 – № 2. – С. 759 – 767.

21. Auer G., et al. Assessment of radio-link technologies // WINNER Deliverable D2.3 (section 3.1). Feb. 2005. – Available: <https://www.istwinner.org/Deliverable Documents/D2-3.pdf>.

22. Harteneck M., Weiss S., Stewart R.W. Design of near perfect reconstruction oversampled filter banks for subband adaptive filters // IEEE transactions on circuits and systems II. 1999. – № 8. – С. 1081 – 1086.

УДК 621.396

И.А. Саитов, Н.И. Мясин, Р.Б. Трегубов, А.В. Кныш

ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАСПРЕДЕЛЕННОГО АБОНЕНТСКОГО КОНЦЕНТРАТОРА МУЛЬТИСЕРВИСНОЙ СЕТИ

Рассматриваются некоторые проблемы построения сетей нового поколения (NGN) в России. Предлагается расчет параметров фрагмента сети NGN на основе распределенного абонентского концентратора.

Ключевые слова: сеть связи нового поколения, гибкий коммутатор, коммутация пакетов, IP-телефония, иллюз доступа, технология переноса.

Введение. К настоящему времени произошли существенные изменения в системно-техническом облике сетей связи. Последние достижения в инфокоммуникационных технологиях открывают существенные перспективы развития национальной информационной инфраструктуры России. В условиях тенденции к мультисервисности сетей связи [1] наблюдается повышение доли использования пакетных технологий передачи информации на сетях доступа, однако линии передачи транспортных сетей связи по-прежнему строятся по принципу дробления имеющегося ресурса пропускной способности на каналы и тракты одинакового качества.

Строительство транспортных сетей по принципу дробления ресурса на равные доли приводит к большому расходу ресурсов транспортных сетей связи, что дорого обходится государственному бюджету. В данных условиях реализация в транспортной подсистеме положений концепции сетей связи нового поколения – *Next Generation Network (NGN)* имеет хорошие перспективы.

Таким образом, целью данной статьи является анализ основных проблем, связанных со строительством *NGN* в России и выбор методики расчета фрагмента мультисервисной сети.

Основная часть. Когда только вводился термин «сети нового поколения», каждый произ-

водитель телекоммуникационного оборудования трактовал его по-своему. С точки зрения транспортных услуг утверждалось, что это *DWDM, MPLS, NGSDH*, с позиций сетей доступа говорили, что *NGN* это, прежде всего, такие технологии, как *xDSL, WLL, HPNA*, на уровне предоставления услуг заявлялось, что это компьютерная телефония. Ряд специалистов трактовали *NGN* как конвергентные решения, такие как «*Ethernet* поверх всего».

Ключевым моментом понимания сути *NGN* служит понятие *triple play service* – возможность объединения трех видов услуг: передача видео, передача речи и мультимедиа. Следует учесть, что с развитием информационного общества концепция «человек – телефон» сменилась на концепцию «человек – компьютер». В свете того, что в повседневную жизнь начали массово внедряться услуги мобильной связи, а общение и ведение документооборота осуществляются через Интернет, пользователю теперь нужны не просто услуги связи с удаленными объектами, он стал потребителем инфокоммуникационных услуг. Таким образом, концепция *NGN* объединяет передачу всех видов трафика, что требует революционного изменения в средствах телекоммуникаций.

Следует отметить, что за последние 10 лет *NG*-сети сделали большой шаг вперед, пройдя путь от становления до бурного развития. Совсем недавно еще стоял острый вопрос о международной стандартизации идеологии и оборудования *NG*-сетей, также вызывали существенное беспокойство вопросы взаимодействия *NGN*-платформ различных производителей. В последние годы в направлении стандартизации велась напряженная работа и достигнуты немалые успехи. Вместе с тем, отдавая должное развитию этой технологии, следует отметить и наличие ряда проблем. Безусловно, рассмотреть все проблемы, связанные с внедрением *NGN*, в рамках одной статьи невозможно, поэтому здесь обозначены лишь те, которые считаются наиболее важными [2].

Проблема эффективности внедрения перспективных пакетных технологий обусловлена значительными финансовыми вложениями на замену всего оборудования, в том числе терминального, сложностью сочетания пакетных технологий переноса информации с существующими транспортными сетями связи. Различные конвергентные решения, такие как *Ethernet over SDH*, и тому подобное требуют слишком громоздких технологических цепочек доступа к среде передачи, например: *IP/MPLS/ATM/SDH, IP/ATM/SDH*.

Проблема обеспечения качества передачи речевой информации при использовании IP-телефонии. Это вызвано наличием задержки при передаче *IP*-пакетов по сети связи, а с учетом географических размеров нашей страны данные задержки существенно влияют на качество передачи сигнала. Таким образом, на данный момент считается, что *IP*-телефония не обеспечивает качества связи, необходимого, например, для ее использования в системах связи больниц, органов охраны правопорядка, учреждений скорой медицинской помощи, управления транспортными потоками и др [2, 3].

Проблема обеспечения устойчивости функционирования сетей связи. При переходе на *NGN*-сети место узла коммутации с «коммутацией каналов» занимает так называемый «гибкий коммутатор» – *SoftSwitch*, устройство, которое по замыслу разработчиков должны были заменять АМТС и местные АТС в перспективных сетях. Как правило, все элементы сетей следующего поколения обладают достаточной отказоустойчивостью, однако функции узла коммутации выполняют не только гибкие коммутаторы, но также серверы, шлюзы, контроллеры и т.д., вследствие чего надежность системы в целом падает (так как общий коэффициент является результатом перемножения коэффициентов отдельных устройств) [3].

В последнее время телефонные компании стали отказываться от установки *SoftSwitch* [2], а ведущая компания *Lucent Technologies* объявила о сокращении серийного выпуска этих устройств.

Проблема обеспечения устойчивости соединений в системах видеоконференц-связи. В настоящее время из-за недостаточного развития высокоскоростных каналов удаленного доступа *IP* и *ATM* в России системы видеоконференц-связи (ВКС) по рекомендациям *H.323* (для организации ВКС в локальных, корпоративных и глобальных сетях с КП – *IP*-сетях) пока не могут составить конкуренцию решениям *H.320* (для организации ВКС в сетях *ISDN*) в области дальней связи [2]. *IP*-технология все еще не в состоянии обеспечить надежную и эффективную трансляцию видеосеанса на дальние расстояния. Поэтому при необходимости организации частных международных видеоконференций система ВКС должна опираться на *ISDN*-каналы. При этом основными преимуществами использования *H.320* являются возможность организации устойчивых коммутируемых соединений с гарантированным качеством и мультиплексирования цифровых каналов. Объединяя соответствующее число *B*-каналов, в таком режиме можно организовать работу системы ВКС как с

обычным (скорость передачи 128 кбит/с), так и с бизнес-качеством (384 кбит/с и выше).

Проблема формирования востребованного набора инфокоммуникационных услуг вызвана тем, что на практике развитие услуг заканчивается лишь повышением качества цифровой телефонии. Очевидно, что, делая основную ставку на телефонию и используя дорогостоящее оборудование, будет очень сложно получить экономический эффект от его внедрения [2]. Это объясняется низкой покупательной способностью большинства российского населения, которым новые услуги не востребованы, а формирование новой абонентской аудитории с высоким уровнем спроса на услуги следующего поколения требует существенных затрат на маркетинг. Таким образом, предоставляемые в сетях NGN услуги должны быть востребованными, базироваться на обобщении статистических данных о скорости их изменения с учетом географических, социальных, экономических и других факторов.

Тем не менее, несмотря на все перечисленные проблемы, на данный момент все более очевидна необходимость внедрения мультипротокольных технологий для передачи гетерогенного трафика на терабитных скоростях. Решить данную задачу и предлагается с помощью сетей нового поколения.

В настоящее время потенциально наивысшее качество образуемых каналов и трактов передачи, как с точки зрения модуляционной скорости, так и по параметрам достоверности передачи, обеспечивают волоконно-оптические направляющие системы связи. Таким образом, относительно NG-сетей транспортного уровня перспективным является построение мультипротокольной оптической транспортной сети на протоколах пакетной коммутации, включая и технологию передачи речевой информации IP-пакетами на основе технологий NGSDH с виртуальной конкатенацией и инкапсуляцией клиентского сигнала в транспортный блок оптического канала.

Более сложная ситуация наблюдается со стороны сетей доступа. Существует несколько подходов к решению данной проблемы. Одним из них является строительство сетей с архитектурой FTTH (*Fiber To The Home*), то есть проникновение оптического сегмента непосредственно до абонента. Данное решение находит свое отражение во многих сетях США и Японии. Другой подход подразумевает использование «короткой меди». То есть сокращение медного сегмента до минимума, что позволяет применять высокоскоростные xDSL технологии, например VDSL.

Рассчитывать производительность маршрутизаторов следует исходя из специфики технологии «коммутация пакетов». Производительность таких устройств измеряется количеством передаваемых пакетов за единицу времени и выявляется путем определения числа абонентов в пиковой нагрузке и количеством запросов от одного абонента. Для связи по обмену данными и передачи видеоизображений количество обрабатываемых пакетов становится весьма существенным. По этой причине величина производительности устройств распределения информации в NGN будет радикально отличаться от тех показателей, которые привычны для технологии «коммутация каналов».

Методика проектирования распределенного абонентского концентратора. В настоящее время существует несколько подходов к методике расчета оборудования инфраструктуры NGN. Авторами выбрана методика проектирования распределенного абонентского концентратора, изложенная в [4].

В соответствии с выбранным подходом исходными данными проектирования распределенного абонентского концентратора являются:

1) количество источников нагрузки различных типов, подключение которых планируется реализовать при формировании концентратора. К источникам нагрузки относятся:

- абоненты, использующие подключение по аналоговым абонентским линиям и подключаемые в резидентный шлюз доступа (RAGW);

- абоненты, использующие подключение с применением базового доступа ISDN и подключаемые в RAGW;

- абоненты, использующие терминалы SIP и подключаемые в пакетную сеть на уровне шлюзов доступа;

- абоненты, использующие терминалы H.323 и подключаемые в пакетную сеть на уровне шлюзов доступа;

- абоненты, использующие терминалы MGCP/MEGACO и подключаемые в пакетную сеть на уровне шлюзов доступа;

- локальные вычислительные сети, осуществляющие подключение абонентов с терминалами SIP, H.323 и MGCP/MEGACO и подключаемые в пакетную сеть на уровне шлюзов доступа;

- УПАТС, использующие внешний интерфейс ISDN-PRA и подключаемые в пакетную сеть через транкинговые шлюзы;

- оборудование сети доступа с интерфейсом V5, подключаемое в пакетную сеть через шлюзы доступа;

2) удельные нагрузки от перечисленных

выше источников сетей с коммутацией каналов;

3) удельные параметры передачи терминального оборудования пакетных сетей и удельные нагрузки, приведенные к параметрам передачи;

4) типы кодеков в планируемом к внедрению оборудовании шлюзов.

Следует отметить, что задача проектирования сетевой структуры абонентского концентратора предполагает:

1) расчет оборудования шлюзов:

- определение числа шлюзов и емкостных показателей оборудования шлюзов в части абонентских подключений;

- определение транспортного ресурса подключения шлюзов доступа к пакетной сети и емкостных показателей подключения;

2) расчет оборудования гибкого коммутатора:

- определение требуемой производительности оборудования гибкого коммутатора;

- определение емкостных параметров абонентской базы;

- определение параметров интерфейса с пакетной сетью;

3) расчет оборудования транспортной пакетной сети:

- определение числа коммутаторов сети и схемы организации связи;

- определение требуемой производительности коммутаторов пакетной сети;

- определение емкостных показателей коммутаторов пакетной сети;

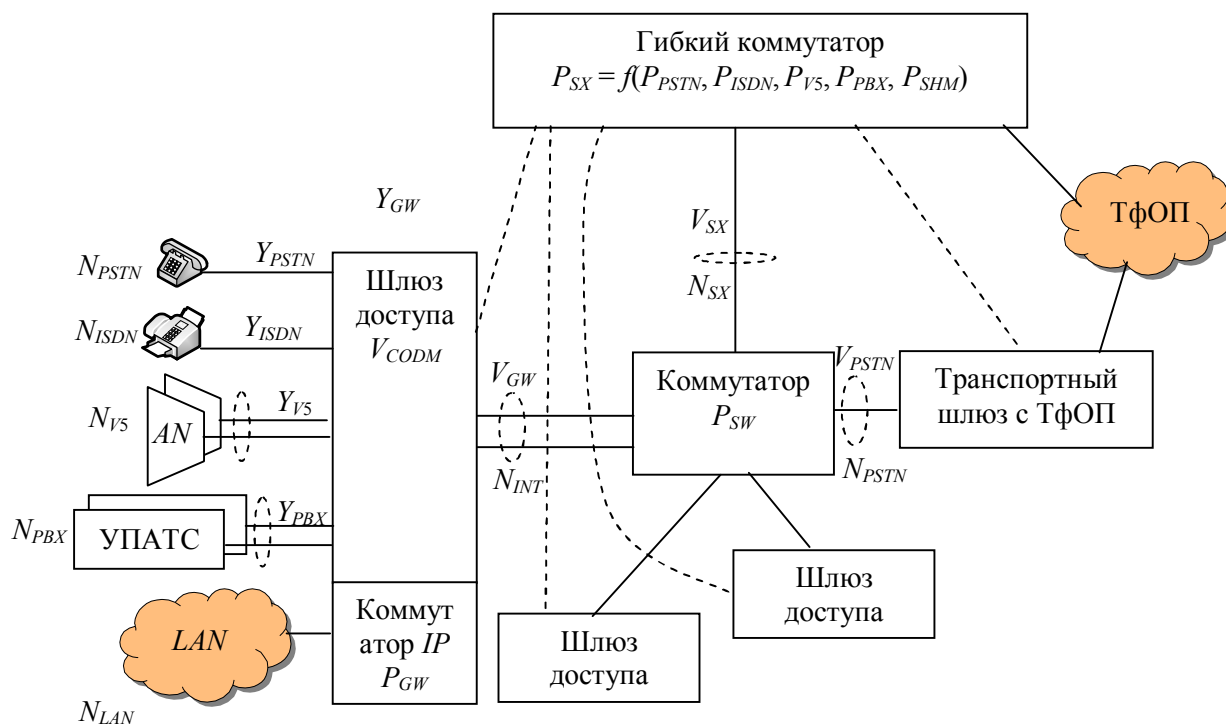
- определение типа механизма обеспечения качества обслуживания и требований к сетевым элементам пакетной сети для его поддержки;

4) определение точек размещения оборудования шлюзов, коммутаторов пакетной сети, оборудования гибкого коммутатора;

5) разработка схемы организации связи;

6) разработка схемы организации взаимодействия с существующими сетями связи.

На рисунке представлены основные параметры, используемые при расчете распределенного абонентского концентратора.



Параметры расчета распределенного абонентского концентратора

Расчет оборудования шлюзов. Число шлюзов определяется исходя из параметров критичности длины абонентской линии, топологии первичной сети (если таковая уже существует), наличия помещений для установки, технологических показателей типов оборудования, предполагаемого к использованию.

С учетом критерия критичности длины абонентской линии зона обслуживания шлюза доступа должна создаваться таким образом, чтобы максимальная длина абонентской линии не превышала 3-4 км. Если шлюз производит подключение оборудования сети доступа интерфейса V5, LAN либо УПАТС, то зона обслужи-

вания шлюза включает в себя и зоны обслуживания подключаемых объектов.

Исходя из размеров зоны обслуживания определяют емкостные показатели шлюза, которые отражают общее количество абонентов и емкости каждого из типов подключений [4].

Использованы следующие переменные:

N_{PSTN} – число абонентов, использующих подключение по аналоговой абонентской линии;

N_{ISDN} – число абонентов, использующих подключение по базовому доступу *ISDN*;

N_{SHM} – число абонентов с терминалами *SIP/H.323/MGCP*, использующих подключение по *Ethernet*-интерфейсу на уровне маршрутизатора шлюза доступа;

N_{LAN} – число *LAN*, подключаемых к *Ethernet*-маршрутизатору на уровне шлюза доступа;

N_{i_LAN} – число абонентов, подключаемых к *LAN* i , где i – номер *LAN*;

N_{V5} – число сетей доступа интерфейса *V5*, подключаемых к шлюзу доступа;

N_{j_V5} – число пользовательских каналов в интерфейсе *V5* j , где j – номер сети доступа;

N_{PBX} – число УПАТС, подключаемых к шлюзу;

N_{k_PBX} – число пользовательских каналов в интерфейсе подключения УПАТС k , где k – номер УПАТС.

Пусть:

1. Y_{PSTN} – общая нагрузка, поступающая на шлюз доступа от абонентов *PSTN*;

y_{PSTN} – удельная нагрузка от абонента ТФОП в ЧНН. Будем считать, что $y_{PSTN} = 0,1$ Эрл. Тогда

$$Y_{PSTN} = N_{PSTN} \cdot y_{PSTN}.$$

2. Y_{ISDN} – общая нагрузка, поступающая на шлюз доступа от абонентов *ISDN*;

y_{ISDN} – удельная нагрузка от абонента *ISDN* в ЧНН. Будем считать, что $y_{ISDN} = 0,2$ Эрл. Тогда

$$Y_{ISDN} = N_{ISDN} \cdot y_{ISDN}.$$

3. Y_{j_V5} – нагрузка от сети доступа j интерфейса *V5*, подключаемой к шлюзу доступа;

y_{V5} – удельная нагрузка одного пользовательского канала интерфейса *V5*. Будем считать, что $y_{V5} = 0,8$ Эрл.

$$Y_{j_V5} = N_{j_V5} \cdot y_{V5}.$$

4. Y_{k_PBX} – нагрузка от УПАТС k , подключаемой к шлюзу;

y_{k_PBX} – удельная нагрузка одного пользовательского канала первичного доступа *ISDN*. Будем считать, что $y_{k_PBX} = 0,8$ Эрл. Тогда

$$Y_{k_PBX} = N_{k_PBX} \cdot y_{k_PBX}.$$

Исходя из этого:

1. Общая нагрузка, поступающая от абонентов ТФОП и *ISDN* на резидентный шлюз доступа, равна

$$Y_{RAGW} = Y_{PSTN} + Y_{ISDN} = 0,1 \cdot N_{PSTN} + 0,2 \cdot N_{ISDN}.$$

2. Общая нагрузка, поступающая на шлюз доступа, обеспечивающий подключение оборудования сетей доступа интерфейса *V5*, равна

$$Y_{V5} = \sum_{j=1}^J Y_{j_V5} = 0,8 \cdot \sum_{j=1}^J N_{j_V5}.$$

3. Общая нагрузка, поступающая на транкинговый шлюз, обеспечивающий подключение оборудования УПАТС, равна

$$Y_{PBX} = \sum_{k=1}^K Y_{k_PBX} = 0,8 \cdot \sum_{k=1}^K N_{k_PBX}.$$

Если шлюз реализует функции резидентного шлюза доступа, шлюза доступа и транкингового шлюза подключения УПАТС, то общая нагрузка, поступающая на шлюз равна

$$Y_{GW} = 0,8 \left(\sum_{j=1}^J N_{j_V5} + \sum_{k=1}^K N_{k_PBX} \right) + 0,1 \cdot N_{PSTN} + 0,2 \cdot N_{ISDN}.$$

Пусть V_{COD_m} – скорость передачи кодека типа m при обслуживании вызова.

Тогда транспортный ресурс, который должен быть выделен для передачи в пакетной сети трафика, поступающего на шлюз, при условии использования кодека типа m будет

$$Y_{G_USER} = k \cdot V_{COD_m} \cdot Y_{GM},$$

где k – коэффициент использования ресурса, $k = 1,25$.

Например, если суммарная нагрузка от источников всех типов, поступающая на шлюз равна 100 Эрл и используется кодек *G.711* без подавления пауз, то выделяемый ресурс должен составлять

$$V = 1,25 \cdot 84,8 \text{ кбит/с} \cdot 100 = 10,62 \text{ Мбит/с}.$$

Если используется кодек *G.729 A* с алгоритмом подавления пауз, то для обслуживания той же нагрузки потребуется ресурс

$$V = 1,25 \cdot 12,12 \text{ кбит/с} \cdot 100 = 1,615 \text{ Мбит/с}.$$

Следует отметить, что для обслуживания той же нагрузки в режиме коммутации каналов потребовался бы ресурс

$$V = 1,25 \cdot 64 \text{ кбит/с} \cdot 100 = 8 \text{ Мбит/с},$$

что меньше, чем в случае использования кодеков *G.711*.

Обеспечение поддержки услуг доставки информации в сетях с коммутацией каналов и в сетях с коммутацией пакетов осуществляется по-

разному. Для передачи факсимильной информации в сетях с коммутацией каналов используется стандартный канал 64 кбит/с, а в пакетных сетях может использоваться либо кодек T.38, либо эмуляция канала 64 кбит/с. Аналогично для поддержки модемных соединений или соединений в рамках услуги доставки «64 кбит/с без ограничений». При расчете транспортного ресурса следует учитывать, что некоторая часть вызовов будет обслуживаться без компрессии пользовательской информации.

Определив долю такой нагрузки, как «х» формулу для определения транспортного ресурса можно представить в виде

$$Y_{GW_USER} = k \cdot ((1-x) \cdot V_{COD_m} + x \cdot V_{G711}) \cdot Y_{GW},$$

где V_{G711} — ресурс для передачи информации от кодека G.711 без подавления пауз, используемого для эмуляции каналов.

Если в оборудовании шлюза доступа реализована возможность подключения пользователей, использующих терминалы SIP/H.323 либо LAN, осуществляющие подключение таких пользователей, то требуемый транспортный ресурс подключения шлюзов доступа должен быть увеличен. Доля увеличения транспортного ресурса за счет предоставления базовой услуги телефонии таким пользователям может быть определена в зависимости от используемых кодеков и числа пользователей.

В случае если терминалы SIP и H.323 используются для предоставления услуг мультимедиа, доля увеличения транспортного ресурса должна определяться исходя из параметров трафика таких услуг.

Транспортный ресурс шлюза должен быть рассчитан на передачу, помимо пользовательской, еще и сигнальной информации.

После определения транспортного ресурса подключения определяются емкостные показатели, т.е. количество и тип интерфейсов, которыми оборудование шлюза доступа будет подключаться к пакетной сети. Количество интерфейсов, помимо транспортного ресурса, будет определяться также исходя из топологии сети. В любом случае количество интерфейсов должно быть не меньше, чем

$$N_{INT} = \frac{V_{GW}}{V_{INT}},$$

где V_{INT} — полезный транспортный ресурс одного интерфейса.

В случае использования разнородных интерфейсов количество интерфейсов каждого типа может определяться по формуле:

$$V_{GW} = \sum_{i=1}^I (N_{i_INT} \cdot V_{i_INT}),$$

где I — число типов интерфейсов; N_{i_INT} — количество интерфейсов типа I ; V_{i_INT} — полезный транспортный ресурс интерфейса типа I .

Расчет оборудования гибкого коммутатора. Основной задачей гибкого коммутатора при построении распределенного абонентского концентратора являются обработка сигнальной информации обслуживания вызова и управление установлением соединений.

К сети NGN могут подключаться пользователи различных типов. При этом для обслуживания вызовов могут использоваться различные протоколы сигнализации.

Использованы следующие переменные:

P_{PSTN} — удельная интенсивность вызовов от абонентов, использующих доступ по аналоговой телефонной линии в час наибольшей нагрузки (чнн);

P_{ISDN} — удельная интенсивность вызовов от абонентов, использующих доступ по базовому доступу ISDN;

P_{V5} — удельная (приведенная к одному каналу интерфейса) интенсивность вызовов от абонентов, подключаемых к пакетной сети через сеть доступа интерфейса V5;

P_{PBX} — удельная (приведенная к одному каналу интерфейса) интенсивность вызовов от УПАТС, подключаемых к пакетной сети;

P_{SHM} — удельная интенсивность вызовов от абонентов, использующих терминалы SIP, H.323, MGCP.

В соответствии с «ОТТ к городской АТС» интенсивность вызовов равна $P_{PSTN} = 5$ выз/чнн, $P_{ISDN} = 10$ выз/чнн, $P_{PBX} = 35$ выз/чнн.

Значение P_{SHM} можно принять равным P_{PSTN} . Значение P_{V5} можно принять равным P_{PBX} .

Тогда общая интенсивность вызовов, поступающих на гибкий коммутатор от источников всех типов, равна

$$P_{CALL} = P_{PSTN} \cdot \left(\sum_{l=1}^L N_{L_PSTN} + \sum_{l=1}^L N_{L_SHM} \right) + P_{ISDN} \cdot \sum_{l=1}^L N_{L_ISDN} + P_{V5} \cdot \left(\sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^J N_{j_V5} + \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K N_{k_PBX} \right),$$

где L — число шлюзов доступа, обслуживаемых гибким коммутатором.

Отметим, что удельная производительность коммутационного оборудования может отличаться в зависимости от типа обслуживаемого

вызова, т.е. производительность при обслуживании, например, вызовов ТФОП и ISDN, может быть разной.

В документации на коммутационное оборудование, как правило, указывается производительность для наиболее «простого» типа вызовов. В связи с чем при определении требований к производительности можно ввести поправочные коэффициенты, которые характеризуют возможности системы по обслуживанию данного типа вызовов относительно «идеального» типа.

Например, если производительность системы для «идеальных» вызовов SIP равна 10 млн выз/чнн, а для вызовов ТФОП — 8 млн выз/чнн, то интенсивность последних должна браться с коэффициентом 1,25.

Таким образом, нижний предел производительности гибкого коммутатора по обслуживанию потока вызовов с интенсивностью P_{CALL} может быть определен по формуле

$$P_{SX} = k_{PSTN} \cdot P_{PSTN} \cdot N_{PSTN} + k_{ISDN} \cdot P_{ISDN} \cdot N_{PSTN} + k_{V5} \cdot P_{V5} \cdot N_{V5} + k_{PBX} \cdot P_{PBX} \cdot N_{PBX} + k_{SHM} \cdot P_{SHM} \cdot N_{SHM},$$

или с учетом значений интенсивности вызовов:

$$P_{SX} = 5 \cdot (k_{PSTN} \cdot N_{PSTN} + 2k_{ISDN} \cdot N_{ISDN} + 7k_{PBX} \cdot N_{PBX} + k_{SHM} \cdot N_{SHM}).$$

Следует отметить, что требования по производительности предполагают работу оборудования гибкого коммутатора в условиях перегрузки с показателями не ниже определяемых в рекомендации Q.543 для нагрузок классов B и C.

Емкостные параметры абонентской базы гибкого коммутатора должны позволять обслуживание всех абонентов различных типов, подключение которых планируется при построении абонентского концентратора.

Параметры интерфейсов подключения к пакетной сети. Параметры интерфейса подключения к пакетной сети определяются исходя из интенсивности обмена сигнальными сообщениями в процессе обслуживания вызовов. Пусть:

L_{MEGACO} — средняя длина сообщения (в байтах) протокола MEGACO, используемого при передаче информации сигнализации по абонентским линиям;

N_{MEGACO} — среднее количество сообщений протокола MEGACO при обслуживании вызова;

L_{V5UA} — средняя длина сообщения протокола V5UA;

N_{V5UA} — среднее количество сообщений протокола V5UA при обслуживании вызова;

L_{IUA} — средняя длина сообщения протокола IUA;

N_{IUA} — среднее количество сообщений протокола IUA при обслуживании вызова;

L_{SH} — средняя длина сообщения протоколов SIP/H.323;

N_{SH} — среднее количество сообщений протоколов SIP/H.323 при обслуживании вызова;

L_{MGCP} — средняя длина сообщения протокола MGCP, используемого при управлении коммутацией на шлюзе;

N_{MGCP} — среднее количество сообщений протокола MGCP при обслуживании вызова. Тогда

$$V_{SX} = k_{SIG} \cdot \left[\begin{aligned} &L_{MEGACO} \cdot N_{MEGACO} \cdot P_{PSTN} \cdot N_{PSTN} + L_{V5UA} \times \\ &\times N_{V5UA} \cdot P_{V5} \cdot N_{V5} + L_{IUA} \cdot N_{IUA} \cdot (P_{ISDN} \times \\ &\times N_{ISDN} + P_{PBX} \cdot N_{PBX}) + L_{SH} \cdot N_{SH} \cdot P_{SH} \cdot N_{SH} + \\ &L_{MGCP} \cdot (P_{PSTN} \cdot N_{PSTN} + P_{V5UA} \cdot N_{V5UA}) + \\ &+ P_{ISDN} \cdot N_{ISDN} + P_{PBX} \cdot N_{PBX} \end{aligned} \right],$$

где V_{SX} — минимальный полезный транспортный ресурс, бит/с, которым SX должен подключаться к пакетной сети, для обслуживания вызовов в инфраструктуре абонентского концентратора;

k_{SIG} — коэффициент использования транспортного ресурса при передаче; сигнальной нагрузки. По аналогии с расчетом сигнальной сети ОКС7 примем значение $k_{SIG} = 5$, что соответствует нагрузке в 0,2 Эрл;

1/450 — результат приведения размерностей «байт в час» к «бит в секунду» ($8/3600 = 1/450$). Значение 1/90, приведенное ниже, получается при использовании $k_{SIG} = 5$.

Если в качестве примера принять, что средняя длина всех сообщений равна 50 байтам, а среднее количество сообщений в процессе обслуживания вызова равно 10, то при подстановке значений в формулу получим:

$$V_{SX} = 5 \cdot \left(\begin{aligned} &11 \cdot N_{PSTN} + 78 \cdot (N_{V5} + N_{PBX}) + \\ &+ 22 \cdot N_{ISDN} + 6,5 \cdot N_{SH} \end{aligned} \right).$$

Для расчета транспортного ресурса шлюзов, необходимого для передачи сигнальной информации, используются те же параметры, что и для расчета транспортного ресурса гибкого коммутатора. Так, для передачи сигнальной информации с целью обслуживания вызовов различных типов требуются следующие объемы полосы пропускания:

$$V_{PSTN} = \frac{(P_{PSTN} \cdot N_{PSTN} \cdot L_{MEGACO} \cdot N_{MEGACO})}{90},$$

$$V_{ISDN} = \frac{(P_{ISDN} \cdot N_{ISDN} \cdot L_{IUA} \cdot N_{IUA})}{90},$$

$$V_{V5} = \frac{(P_{V5} \cdot N_{V5} \cdot L_{V5UA} \cdot N_{V5UA})}{90},$$

$$V_{PBX} = \frac{(P_{PBX} \cdot N_{PBX} \cdot L_{IUA} \cdot N_{IUA})}{90}.$$

Кроме того, в шлюзе должен быть предусмотрен транспортный ресурс для обмена сообщениями протокола *MGCP*, используемого для управления шлюзом, который определяется формулой

$$V_{PSTN} = \left[\begin{array}{l} (P_{PSTN} \cdot N_{PSTN} + P_{ISDN} \cdot N_{ISDN} + \\ + P_{V5} \cdot N_{V5} + P_{PBX} \cdot N_{PBX}) \times \\ \times L_{MGCP} \cdot N_{MGCP} \end{array} \right]$$

Таким образом, общий транспортный ресурс шлюза может быть определен как сумма всех необходимых составляющих:

$$V_{GW} = V_{GW_USER} + V_{PSTN} + V_{ISDN} + \\ + V_{V5} + V_{PBX} + V_{MGCP},$$

Определение числа коммутаторов сети и схемы организации связи. Число коммутаторов пакетной сети и ее топология определяются, исходя из существующей топологии первичной сети, показателей производительности предполагаемого к использованию оборудования, требований по обеспечению надежности и живучести пакетной сети. В любом случае решение подобных вопросов является задачей конкретного проектирования.

Определение требуемой производительности коммутаторов пакетной сети. Введем следующие обозначения:

L_{IP} – средняя длина пакета IP , используемого при передаче информации (как пользовательской, так и сигнальной) внутри пакетной сети;

M_{GW} – доля потока пользовательской информации, замыкающейся на уровне шлюза доступа;

M_{1_MGW} – доля потока пользовательской информации, поступающей в пакетную сеть.

В пакетную сеть поступают доля пользовательской информации от шлюзов доступа и информация сигнализации в направлении гибкого коммутатора. Тогда

$$P_{GW} = \frac{\left[\sum_{l=1}^L (1 - M_{1_GW}) \cdot V_{1_GW} + V_{SX} \right]}{L_{IP}}, \text{ пак./с,}$$

где P_{SW} – минимальная производительность оборудования коммутаторов пакетной сети; l – номер шлюза.

Если на уровне шлюзов доступа осуществляется замыкание пользовательской нагрузки, то такой шлюз должен иметь собственный коммутатор, производительность (P_{GW}) которого может быть оценена по формуле

$$P_{GW} = \frac{M_{GW} \cdot V_{GW}}{L_{IP}}, \text{ пак./с.}$$

Емкостные параметры коммутаторов пакетной сети определяются исходя из топологии пакетной сети, типов интерфейсов подключения шлюзов и гибкого коммутатора. Определение емкостных показателей является задачей рабочего проектирования конкретного объекта.

Механизм обеспечения качества обслуживания при передаче потоков пользовательской информации и потоков сигнальной информации определяется исходя из применяемой технологии/стека технологий пакетной транспортной сети.

Точки размещения оборудования структуры распределенного абонентского коммутатора определяются исходя из критерия критичности длины абонентской линии, топологии первичной сети, технологических возможностей оборудования, наличия помещений для размещения. Задача размещения решается при рабочем проектировании конкретного объекта.

Схема организации связи отражает организацию транспортной сети и сигнальной сети при построении сетевой инфраструктуры. Основные показатели схемы определяются по результатам расчета оборудования.

Организация взаимодействия с существующими фрагментами ТфОП. Если в создаваемом фрагменте распределенного абонентского коммутатора предполагается организация взаимодействия с существующими фрагментами ТфОП, то должны быть определены:

емкостные параметры и потребность в транспортном ресурсе для подключения шлюза с сетями ТфОП;

схема сигнальной сети при взаимодействии с ТфОП.

Потребность в транспортном ресурсе при подключении шлюза с ТфОП может быть определена по формуле

$$V_{PSTN} = m \cdot \sum_{l=1}^L V_{1_GW}, \text{ бит/с,}$$

где m – доля трафика, направляемая к сети ТфОП.

Организация схемы сигнальных соединений предполагает выделение одного или нескольких кодов пунктов сигнализации, присваиваемых гибкому коммутатору, определение сигнальных отношений по взаимодействию с существующей сетью сигнализации ОКС7, расчет потребности в сигнальных каналах, разработку физической схемы организации сигнальных каналов, определение технологии передачи сигнальной информации.

Заключение. Проведенные исследования позволяют сделать вывод, что рассмотренная

методика помогает в первом приближении рассчитать параметры распределенного абонентского концентратора как основного узла сети NGN. В дальнейшем полученные результаты необходимо уточнять, что требует разработки новых методик, учитывающих все особенности пакетного трафика.

Таким образом, несмотря на существующие методики проектирования сетей NGN, остается множество вопросов, связанных с разработкой структуры мультисервисных сетей, расчетами пропускных способностей каналов для заданной структуры, осуществлением маршрутизации и обеспечения требуемой надежности. Решение указанных задач актуально и является определяющим с точки зрения реализации плана внед-

рения услуг, в связи с чем требует всестороннего анализа и выработки конкретных технических решений.

Библиографический список

1. Концептуальные положения по построению мультисервисных сетей на ВСС России 2001 г. Версия 4. М.: Министерство Российской Федерации по связи и информатизации, 2001. – 34 с.
2. Бакланов И.Г. NGN: принципы построения и организации / под ред. Ю.Н. Чернышова. – М.: Эко-Трендз, 2008. – 400 с.
3. Росляков А.В. Сети следующего поколения NGN / под ред. А.В. Рослякова. – М.: Эко-Трендз, 2008.
4. Семенов Ю. В. Проектирование сетей связи следующего поколения. – СПб.: Наука и техника, 2005.