

систем керування технологічними процесами, зможе замінити існуючі датчики застарілих типів, наприклад датчики тиску МИДА-ДИ-01П.

**Література**

1. Дворников А.А., Огурцов В.И., Уткин Г.М. Стабильные генераторы на поверхностных акустических волнах. -М.: Радио и связь,1983.-136 с.
2. Речицкий В.И. Акустоэлектронные радиокомпоненты.М.:Радио и связь,1987. 192 с.
3. Піддубний В.О. Вимірювальні перетворювачі тиску рідини та газу // Інформатизація та нові технології. – 1995-. №2. – с.14-16.
4. Башкатов Р.С. и др. Разработка и исследование датчиков давления на ПАВ // Материалы конф. «Акустоэлектронные устройства обработки информации». – Черкассы, 1990.-с. 238-239.
5. Функциональный перетворювач на ПАВ/ Ван Цзячжен, В.В.Піддубний, В.О.Піддубний// Материали 3-ей Междунар. молодежной научно-технической конф. „Современные проблемы радиотехники и телекоммуникаций” (РТ-2007).- Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2007. –с.142.

<b>Ключові слова:</b> поверхнево-акустичні перетворювачі, перетворювачі механічних величин, датчики на поверхнево-акустичних хвилях	
Піддубний В.А., Піддубний В.В. <b>Преобразователь механических величин на поверхностных акустических волнах</b>	Poddubny V.A., Poddubny V.V. <b>Mechanical Values Transformer on the Surface Acoustic Waves</b>
Проведен расчет параметров преобразователя механических величин в частотный выходной сигнал. Рассмотрены вопросы деформационной и температурной чувствительности. Приведено результаты исследований.	Calculation of parameters of the membrane-type mechanical values transformer into the frequency electric signal is rewired. The article deals with the issues of deformational and heat sensitivity. Results of research are shown.

УДК 621.391.26

**ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ПОМЕХ**

*Партала М.О, Жук С.Я.*

*С использованием метода калмановской фильтрации синтезирован оптимальный алгоритм фильтрации речевых сигналов при наличии коррелированных помех. Получена структурная схема оптимального фильтра. Анализ алгоритма проведен на тестовом речевом сигнале путем моделирования работы фильтра на ЭВМ.*

**Вступление. Постановка задачи**

Задача фильтрации сигналов на фоне белого гауссовского шума получила широкое распространение [1]. В тоже время интерес представляет фильтрация речевых сигналов при наличии коррелированных помех. Например, окрашенными помехами можно считать шум двигателя, шумы радиоэфира, пр. Поэтому представляет интерес решение задачи оптимальной фильтрации речевых сигналов на фоне таких помех. Кроме того, точностные характеристики оптимального фильтра позволяют оценить потенциально достижимые характеристики синтезированного в [2] адаптивного фильтра речевых сигналов при наличии коррелированных помех со случайной сменой их вероятностных характеристик для различных ситуаций.

**Теоретическое обоснование**

Для описания речевого сигнала  $x(k)$  также как и в [2] используется марковская гауссовская модель в виде:

БІБЛІОТЕКА  
МОСІЙЧУКА ВІТАЛІЯ

$$x(k) = F_x(k, k-1)x(k-1) + G_x(k)v(k), \quad (1)$$

где  $x(k)$  – вектор состояния, содержащий отсчеты речевого сигнала;  $F_x(k, k-1), G_x(k)$  – известные матрицы;  $v(k)$  – некоррелированная последовательность гауссовских векторов  $N(0,1)$ ,  $x(0)$  – начальный вектор состояния  $N(\bar{x}(0), P_x(0))$ .

Удобной математической моделью коррелированных помех также являются марковские гауссовские процессы. В рамках существующей корреляционной теории любой процесс можно с достаточной степенью точности описать марковским гауссовским процессом [3]. Поэтому уравнение для описания коррелированной помехи можно представить в виде:

$$z(k) = F_z(k, k-1)z(k-1) + G_z(k)n(k), \quad (2)$$

где  $z(k)$  – вектор, включающий отсчеты помехи;  $F_z(k, k-1), G_z(k)$  – известные матрицы;  $n(k)$  – некоррелированная последовательность гауссовских векторов  $N(0,1)$ ;  $z(0)$  – начальный вектор состояния помехи  $N(\bar{z}(0), P_z(0))$ .

Уравнение наблюдения речевого сигнала (1) при наличии коррелированной помехи (2) можно представить в виде:

$$y(k) = H_x(k)x(k) + H_z(k)z(k) + v(k), \quad (3)$$

где  $y(k)$  – вектор наблюдения;  $H_x(k), H_z(k)$  – известные матрицы;  $v(k)$  – некоррелированная последовательность в общем случае гауссовских векторов  $N(0, R(k))$ .

Следуя методике [2], для решения задачи введем расширенный вектор состояния  $[x(k), z(k)]^T$ , включающий речевой сигнал  $x(k)$  и коррелированную помеху  $z(k)$ . При этом модель процесса, подлежащего фильтрации имеет вид:

$$\begin{bmatrix} x(k) \\ z(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_x(k, k-1) & 0 \\ 0 & F_z(k, k-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(k-1) \\ z(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} G_x(k) & 0 \\ 0 & G_z(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v(k) \\ n(k) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

$$y(k) = [H_x(k) \ H_z(k)] \cdot \begin{bmatrix} x(k) \\ z(k) \end{bmatrix} + v(k). \quad (5)$$

Уравнения (4), (5) описывают модель расширенного процесса  $[x(k), z(k)]^T$  и механизм его наблюдения на фоне некоррелированной помехи  $v(k)$ . Оптимальным решением задачи фильтрации расширенного процесса  $[x(k), z(k)]^T$  по наблюдениям  $y(k)$  является алгоритм калмановской фильтрации [1], который для модели (4), (5) можно представить как:

$$\begin{bmatrix} x^*(k) \\ z^*(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_x & 0 \\ 0 & F_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}(k-1) \\ \hat{z}(k-1) \end{bmatrix}; \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \Lambda^{*T}(k)P_z^*(k) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Lambda^I(k-1)P_z(k-1) \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ G_z G_z^T \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{x}(k) \\ \hat{z}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x^*(k) \\ z^*(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} K_x(k) \\ K_z(k) \end{bmatrix} (y(k) - H_x x^*(k) - H_z z^*(k)); \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} K_x(k) \\ K_z(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_x^*(k) & \Lambda^*(k) \\ \Lambda^{*T}(k) & P_z^*(k) \end{bmatrix} [H_x H_z]^T D^{-1}(k); \quad (10)$$

где  $x^*(k), z^*(k), \hat{x}(k), \hat{z}(k)$  - векторы прогноза и оценки речевого сигнала  $x(k)$  и коррелированной помехи  $z(k)$ ;  $P_x^*(k), P_z^*(k), \hat{P}_x(k), \hat{P}_z(k)$  - корреляционные матрицы ошибок прогноза и оценки речевого сигнала  $x(k)$  и коррелированной помехи;  $\Lambda^*(k)$  - матрица взаимной корреляции ошибок прогноза векторов  $x(k), z(k)$ ;  $\hat{\Lambda}(k)$  - матрица взаимной корреляции ошибок оценки векторов  $x(k), z(k)$ ;  $K_x(k), K_z(k)$  - коэффициенты усиления каналов фильтрации речевого сигнала и помехи оптимального устройства;  $D(k) = H_x P_x^* H_x^T + 2H_x \Lambda^* H_z^T + H_z P_z^* H_z^T + R_0$ ; начальные условия имеют вид  $\hat{x}(0) = \bar{x}(0), \hat{P}_x(0) = P_x(0), \hat{z}(0) = \bar{z}(0), \hat{P}_z(0) = P_z(0), \hat{\Lambda}(0) = 0$ . С целью сокращения выражений (6)...(10) в обозначениях для  $F_x(k, k-1), F_z(k, k-1), G_x(k), G_z(k), H_x(k), H_z(k)$  опущена зависимость от дискретного времени.

Структурная схема оптимального фильтра показана на рис.1, и включает два взаимосвязанных канала фильтрации речевого сигнала  $x(k)$  и помехи  $z(k)$ . Она имеет сходство со структурной схемой одного канала адаптивного фильтра, полученного в [2]. В отличие от последней, в структурной схеме рис.1 в цепи обратной связи отсутствуют входные сигналы, передаваемые по обратным связям между каналами адаптивного устройства.

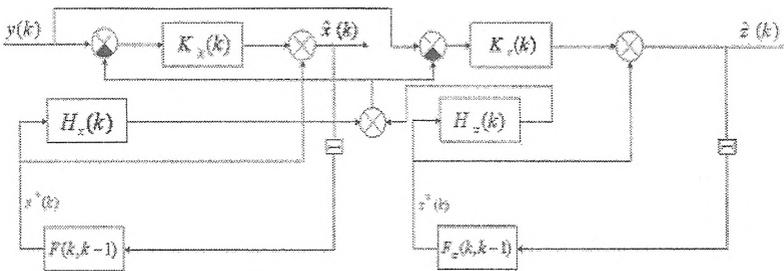


Рис. 1.

Оптимальный фильтр согласован только с одним видом коррелированной помехи, которая удовлетворяет уравнению (2) и позволяет оценить потенциальные характеристики адаптивного устройства для выбранного вида помех.

### Результаты экспериментальных исследований

Исследование полученного алгоритма проведено на реальном речевом сигнале, который после дискретизации с частотой 8 кГц записывался в память ЭВМ. В качестве тестовой реализации (рис.2) использовалась "сшитая" последовательность озвученных букв русского алфавита.

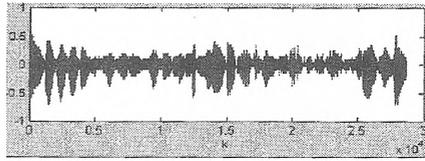


Рис. 2.

Речевой сигнал описывался авторегрессионной моделью 9-го порядка

$$s(k) = \sum_{i=1}^9 d_i s(k-i) + qv(k). \quad (11)$$

На основе полученных оценок корреляционных функций реализации путем решения уравнений Юла-Уокера [1] рассчитаны значения параметров  $d_i = (1.08, -0.19, -0.17,$

$-0.02, 0.15, -0.12, -0.01, -0.08, 0.04),$   
 $q=0.06$ . На рис. 3 показаны оценка нормированной спектральной плотности мощности тестовой реализации и полученная на основе модели (11) ее огибающая, которые хорошо согласуются. Для описания помехи использовалась модель [4]:

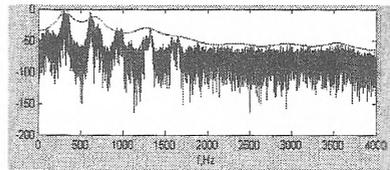
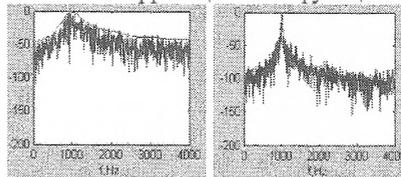


Рис. 3.

$$u(k) = c_1 u(k-1) + c_2 u(k-2) + q_0 n(k) + q_1 n(k-1), \quad (12)$$

формирующая случайную последовательность с корреляционной функцией  $R(\tau) = \sigma^2 \exp(-\alpha|\tau|) \cos(\omega_0 \tau)$ . На рис. 4а,б показаны оценки нормированных спектральных плотностей мощности и их огибающие для помех с параметрами:  $\alpha_1 = 800 \text{ с}^{-1}$ ,  $\omega_{01} = 1000 \text{ Гц}$ ;  $\alpha_2 = 40 \text{ с}^{-1}$ ,  $\omega_{02} = 1000 \text{ Гц}$ . Анализ алгоритма (6)...(10) проводился путем определения отношения сигнал/шум до ( $SNR_1$ )



а

б

Рис. 4.

и после ( $SNR_2$ ) фильтрации для некоррелированной и рассмотренных видов коррелированных помех. Результаты исследований сведены в табл.1. Выигрыш  $\Delta = SNR_2 - SNR_1$  в повышении отношения сигнал/шум после

фільтрації досягає для більш узкополосної пошеми – 29 дБ, для більш широкополосної – 18 дБ. С збільшенням  $SNR_1$  вииграш  $\Delta$  зменшується.

Таблиця 1

	Некоррелирована пошема				Коррелирована пошема 1				Коррелирована пошема 2			
	$SNR_1$ , дБ	-16.7	-8.6	5.2	10.9	-16.7	-8.6	5.2	10.9	-16.7	-8.6	5.2
$SNR_2$ , дБ	0.3	3.3	10.9	15.5	1.5	4.6	11.5	15.8	12.4	16.7	21.7	26
$\Delta$ , дБ	17	11.9	5.7	4.5	18.2	13.2	6.3	4.8	29.1	25.3	16.5	15.1

**Висновки**

В синтезованому оптимальному алгоритмі (6)...(10) виконується спільна фільтрація мовного сигналу та коррелиованої пошеми. При цьому помилки фільтрації корисного сигналу та пошеми на кожному такті є коррелиованими. Оптимальне пристрій включає два канали фільтрації мовного сигналу та коррелиованої пошеми, які є взаємозв'язаними. Як випливає з результатів моделювання, врахування кореляційних властивостей пошеми дозволяє отримати прирост вииграшу в відношенні сигнал/шум після фільтрації порівнянню з некоррелиованою пошемою до десяти децибел і більше. Вииграш тим більше, чим ширше спектр коррелиованої пошеми.

**Література**

1. Назаров В.М., Прохоров Ю.Н. Методи цифрової обробки та передачі мовних сигналів. М.: Радио і зв'язь, 1985, -176 с.
2. Партала М.О., Жук С.Я. Адаптивна фільтрація мовних сигналів при наявності коррелиованих перешкод з випадковою зміною імовірнісних характеристик. // Вісник НГУУ „КПІ”. Серія-Радіотехніка. Радіоапаратобудування. –2007. №35. С.42-45.
3. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. М.: Сов.радио, 1977. -408 с.
4. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М.: Сов. радио, 1971. 328 с.

<b>Ключові слова:</b> мовні сигнали, фільтрація мовних сигналів, оптимальна фільтрація	
Партала М.О., Жук С.Я.	Partala M.O, Zhuk S.Y.
<b>Оптимальна фільтрація мовних сигналів при наявності коррелиованих перешкод</b>	<b>Optimal filtering of speech signal on presence of correlated noise</b>
Синтезовано оптимальний алгоритм фільтрації мовних сигналів при наявності коррелиованих перешкод. Отримана структурна схема оптимального фільтру. Аналіз алгоритму проведено на тестовому мовному сигналі моделювання роботи фільтра.	It use method of Kalman filtering optimal algorithm of speech signal filtering to synthesize on the presence of correlated noise. Structure scheme of optimal filter is proposed. Algorithm analysis analyzed on the test speech signal by means of computer model of filter.

УДК 681.324.004.28

**ПРОГНОЗ ПОВЕДІНКИ ПЕРЕВАНТАЖЕНИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ РАДІОСИСТЕМ**

*Бичковський В.О.*

*Розглянута та проаналізована робота перевантажених інформаційних радіосистем. Виконано дослідницький прогноз їх поведінки та визначенні умови виходу з режиму перевантаження.*

**Вступ. Постановка задачі**

Інформаційні радіосистеми (ІРС) є одним з видів складних технічних