

РАДИОТЕХНИКА



А.Н. Голубинский,
доктор технических наук



А.А. Гущина

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ВОКАЛИЗОВАННЫХ СЕГМЕНТОВ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА, ОСНОВАННАЯ НА МОДЕЛИ РЕЧЕВОГО ТРАКТА

MATHEMATICAL MODEL OF A SEGMENT OF VOICED SPEECH, BASED ON MODEL OF THE SPEECH PATH

Разработана математическая модель речевого сигнала, основанная на физической модели речевого тракта. Полученная модель адекватно описывает процесс речеобразования вокализованных сегментов речи как сложное периодическое колебание, которое можно представить в виде набора гармоник с произвольными амплитудами и фазами, возбуждаемыми природным генератором и проходящими через речевой тракт, представляющий собой несколько резонаторов.

Mathematical model of speech signal, based on a physical model of the speech path is developed. The model adequately describes the process of speech production voiced segments of speech as a complex periodic oscillation, which can be represented as a set of harmonics with random amplitudes and phases, excited natural generator and passing through the speech path, which is a few resonators.

Современный этап развития речевых технологий характеризуется повышением точности математических моделей речевого сигнала для решения ряда задач обработки речи, связанных с развитием биометрических систем информационной безопасности, синтезом и анализом речи, распознаванием речи, а также медициной, например для реабилитации пациентов с нарушениями речи и слуха [1].

Человеческая речь по своей структуре состоит из некоторого количества системообразующих факторов, связанных между собой либо структурно, либо по механизму взаимодействия [2], которые демонстрируются на примере акустических свойств речи

(технологическая база, продуктивность, помехоустойчивость). Рассматривая речь как систему, состоящую из трех аспектов [2], обозначенных выше, наибольшее внимание необходимо уделить артикуляторным акустическим свойствам самой речеобразующей системы, так как звуки речи генерируются артикуляционным аппаратом человека и знание акустики речеобразования необходимо для правильной интерпретации физических данных. Для последующей математической формализации следует сначала понять физический процесс речеобразования. Однако ввиду того что речеобразующий механизм представляет собой относительно труднодоступную систему, даже на современном этапе представляется весьма сложным получить точные данные всех размеров речевого тракта и подробное описание его динамики. В связи с этим актуальной научной задачей является построение адекватных математических моделей речевого сигнала и речевого тракта.

Одним из источников образования звуков является голосовой источник, который возникает при колебании голосовых связок [3]. Он участвует в образовании нескольких групп звуков, и по степени участия голосового источника звуки делятся на гласные и согласные. Рассмотрим подробнее модель вокализованного сегмента речевого сигнала применительно к задачам анализа и синтеза речи. Физическая модель речеобразования вокализованных сегментов речи показана на рис. 1.

Входной сигнал $x(t)$ поступает от голосовых связок (природный генератор), проходит через N -е количество параллельно соединенных резонаторов (характеризующих форму речевого тракта), таким образом, на выходе формируется определенный произносимый вокализованный речевой сегмент $y(t)$.

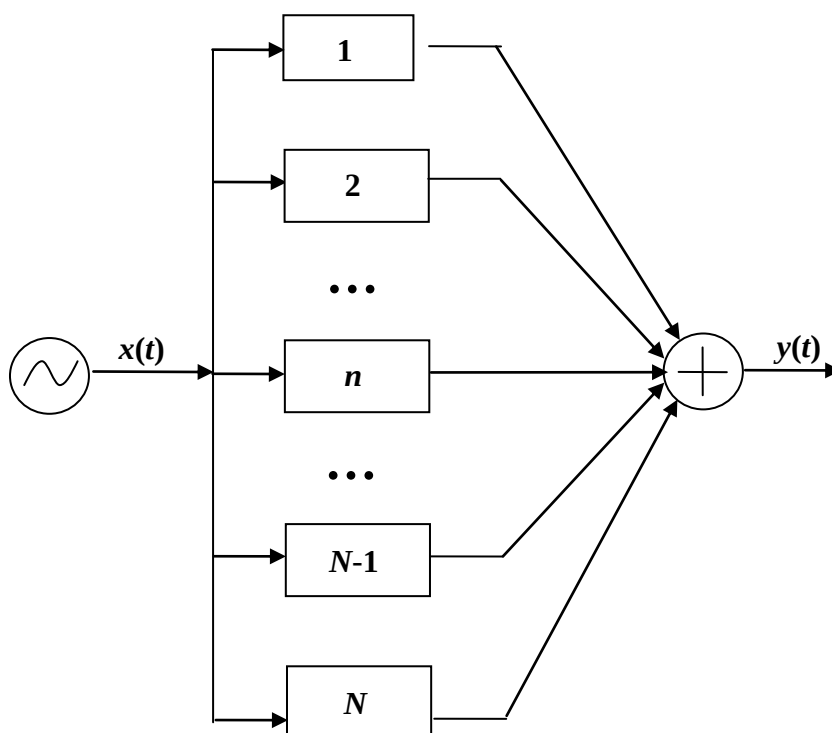


Рис. 1. Модель речевого сигнала для вокализованного сегмента речи

Известно, что гласные звуки представляют собой квазипериодические колебания, вызванные действиями голосовых связок [3], таким образом, целесообразно ис-

пользовать гармонические математические модели, адекватно описывающие данные сегменты речи [4].

Для вокализованного сегмента речи экспериментально было установлено, что на «фонетический смысл» гласных звуков существенно влияют амплитуды на частотах основного тона и обертонов речевого сигнала [4]. В связи с этим математическая модель вокализованного речевого сегмента будет содержать некоторый набор амплитудных, фазовых и частотных параметров, формируемых в результате прохождения полигармонического колебания через резонансную систему.

Цель работы — разработка математической модели вокализованного сегмента речи, основанной на модели речевого тракта для полигармонического сигнала источника, а также при учете вариаций частоты основного тона (ЧОТ).

Представим сигнал источника (голосовых связок) как сложное периодическое колебание в виде набора гармоник с произвольными амплитудами и начальными фазами, которое проходит через речевой тракт, представляющий собой несколько параллельно соединенных резонаторов.

Методом разделения переменных можно получить дифференциальные уравнения (ДУ) второго порядка, характеризующие временную зависимость звукового поля при формировании вокализованного речевого сигнала [5].

Рассмотрим математическую модель вокализованного сегмента речи $y(t)$, являющуюся решением ДУ, которое описывает прохождение периодического колебания от источника в виде голосовых связок (т.е. полигармонического сигнала или нескольких гармоник ряда Фурье) через систему параллельных резонаторов с затуханием:

$$\sum_{n=1}^N \frac{1}{C_n} (y_n'' + 2\alpha_n y_n' + \Omega_n^2 \cdot y_n) = \sum_{l=1}^L b_l \cdot \sin(l \cdot \omega_0 \cdot t + \varphi_l), \quad (1)$$

где $\Omega_n = 2\pi F_n$; F_n — n -я формантная частота; $\omega_0 = 2\pi f_0$; f_0 — ЧОТ; α_n — коэффициент затухания n -го резонатора; b_l и φ_l — соответственно амплитудные коэффициенты и начальные фазы, характеризующие сигнал генератора, т.е. сигнал, формируемый голосовыми связками; N — количество резонаторов; L — количество гармоник сигнала генератора; C_n — коэффициенты, характеризующие распределение воздушного потока (от сигнала источника) между резонаторами.

Для решения уравнения (1), применив принцип суперпозиции, получим следующие ДУ:

$$\frac{1}{C_n} (y_n'' + 2\alpha_n \cdot y_n' + \Omega_n^2 \cdot y_n) = b_l \cdot \sin(l \cdot \omega_0 \cdot t + \varphi_l), \quad n = \overline{1, N}; \quad l = \overline{1, L}. \quad (2)$$

Решение данных дифференциальных уравнений $y_{n,l}(t)$ дает математическую модель речевого сигнала $y(t)$ для вокализованных сегментов речи:

$$y_n(t) = \sum_{l=1}^L y_{n,l}(t); \quad y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t). \quad (3)$$

Решение уравнения (1) в общем виде:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L y_{n,l}(t). \quad (4)$$

Следует отметить, что общие решения неоднородных ДУ (2) представляются в виде суммы общих решений однородных ДУ и частных решений неоднородных ДУ:

$$y_{n,l}(t) \equiv y_{n,l}^{o.h.}(t) = y_{n,l}^{o.o.}(t) + y_{n,l}^{u.h.}(t). \quad (5)$$

Неопределенные коэффициенты можно получить для задачи Коши [6]:

$$y_{n,l}(0) = 0; \quad y'_{n,l}(0) = 0. \quad (6)$$

Решение общего однородного ДУ вида (2):

$$y_{n,l}^{o.o.}(t) = -C_n b_l e^{\alpha_n t} \sin(\sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} \cdot t) \left(\omega_0^3 \cos \varphi_l - l \omega_0 \Omega_n^2 \cos \varphi_l - \alpha_n l^2 \omega_0^2 \sin \varphi_l - \alpha_n \Omega_n^2 \sin \varphi_l + \right. \\ \left. + 2\alpha_n^2 l \omega_0 \cos \varphi_l \right) \sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} \left(\Omega_n^4 - 2\Omega_n^2 l^2 \omega_0^2 + 4\alpha_n^2 l^2 \omega_0^2 + l^4 \omega_0^4 \right) + \\ + \frac{C_n b_l e^{-\alpha_n t} \cos(\sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} t) \left(\omega_0^2 \sin \varphi_l - \Omega_n^2 \sin \varphi_l + 2\alpha_n l \omega_0 \cos \varphi_l \right)}{\Omega_n^4 - 2\Omega_n^2 l^2 \omega_0^2 + 4l^2 \omega_0^2 \alpha_n^2 + l^4 \omega_0^4}. \quad (7)$$

Приведем числитель $y_{n,l}^{o.o.}(t)$ к виду:

$$p_{n,l} \cos A_n + q_{n,l} \sin A_n = r_{n,l} \sin(A_n + \theta_{n,l}), \quad (8)$$

$$\text{где } r_{n,l} = \sqrt{p_{n,l}^2 + q_{n,l}^2}, \quad \sin \theta_{n,l} = \frac{p_{n,l}}{q_{n,l}}, \quad \cos \theta_{n,l} = \frac{q_{n,l}}{p_{n,l}}, \text{ т.е. } \theta_{n,l} = \arctg \frac{p_{n,l}}{q_{n,l}}.$$

Сравнивая выражения (7) и (8), видим, что:

$$A_n = \sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} \cdot t; \quad (9)$$

$$p_{n,l} = \frac{C_n b_l e^{-\alpha_n t} \left(\omega_0^2 \sin \varphi_l - \Omega_n^2 \sin \varphi_l + 2\alpha_n l \omega_0 \cos \varphi_l \right)}{(\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2)^2 + 4l^2 \omega_0^2 \alpha_n^2} = \\ = \frac{C_n b_l e^{-\alpha_n t} \left((\omega_0^2 - \Omega_n^2) \sin \varphi_l + 2\alpha_n l \omega_0 \cos \varphi_l \right)}{(\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2)^2 + 4l^2 \omega_0^2 \alpha_n^2}; \quad (10)$$

$$q_{n,l} = - \frac{C_n b_l e^{-\alpha_n t} \left(\omega_0 (l^2 \omega_0^2 - \Omega_n^2 + 2\alpha_n^2) \cos \varphi_l - \alpha_n (l^2 \omega_0^2 + \Omega_n^2) \sin \varphi_l \right)}{\sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} \cdot (\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2)^2 + 4l^2 \omega_0^2 \alpha_n^2}. \quad (11)$$

Таким образом, общее однородное ДУ приводится к следующему виду:

$$y_{n,l}^{o.o.}(t) = C_n b_l e^{-\alpha_n t} \left((\omega_0^2 - \Omega_n^2) \sin \varphi_l + 2\alpha_n l \omega_0 \cos \varphi_l \right) (\Omega_n^2 - \alpha_n^2) + \\ + \left(\omega_0 (l^2 \omega_0^2 - \Omega_n^2 + 2\alpha_n^2) \cos \varphi_l - \alpha_n (l^2 \omega_0^2 + \Omega_n^2) \sin \varphi_l \right) \sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} / \\ / \sqrt{(\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2)^2 + 4l^2 \omega_0^2 \alpha_n^2} \times \\ \times \left(\sin(\sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} \cdot t + \arctg \frac{((\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2) \sin \varphi_l - 2\alpha_n l \omega_0 \cos \varphi_l) \sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2}}{l \omega_0 (l^2 \omega_0^2 - \Omega_n^2 + 2\alpha_n^2) \cos \varphi_l - \alpha_n (l^2 \omega_0^2 + \Omega_n^2) \sin \varphi_l} \right). \quad (12)$$

Частное решение неоднородного ДУ:

$$y_{n,l}^{ч.р.}(t) = \frac{C_n b_l \left((\omega_0^2 - \Omega_n^2) \sin(l \omega_0 t + \varphi_l) + 2\alpha_n l \omega_0 \cos(l \omega_0 t + \varphi_l) \right)}{\Omega_n^4 + 4l^2 \omega_0^2 \left(-\frac{\Omega_n^2}{2} + \alpha_n^2 \right) + l^4 \omega_0^4} = \\ = \frac{b_l \sin \left((l \omega_0 t + \varphi_l) + \arctg \frac{2\alpha_n l \omega_0}{l^2 \omega_0^2 - \Omega_n^2} \right)}{\sqrt{(\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2)^2 + 4l^2 \omega_0^2 \alpha_n^2}}. \quad (13)$$

Суммируя согласно (4) решения (12) и (13), можно показать, что решение уравнения (1) является суммой полигармонических колебаний с амплитудно-частотной модуляцией.

В частном случае при $N=1$; $C_1 = 1$; $\varphi_1 = 0$ получаются следующие выражения, для решения уравнения (1), которые соответствуют представленным в работе [6]:

$$y_{n,l}^{o.o.}(t) = b_l e^{-\alpha_n t} \frac{\left(2\alpha_n l \omega_0\right)^2 + l^2 \omega_0^2 (l^2 \omega_0^2 - \Omega_n^2 + 2\alpha_n^2)^2}{\sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} \cdot \left(\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2\right)^2 + 4l^2 \omega_0^2 \alpha_n^2}}^{1/2} \times \\ \times \left(\sin(\sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} \cdot t + \arctg \frac{-2\alpha_n l \omega_0 \sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2}}{l \omega_0 (\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2)}) \right); \quad (14)$$

$$y_{n,l}^{u.h.}(t) = \frac{b_l \sin\left(l \omega_0 t + \arctg \frac{2\alpha_n l \omega_0}{l^2 \omega_0^2 - \Omega_n^2}\right)}{\sqrt{(\Omega_n^2 - l^2 \omega_0^2)^2 + 4l^2 \omega_0^2 \alpha_n^2}}. \quad (15)$$

Следует отметить, что в общем случае ЧОТ не является постоянной величиной. При этом вариации ЧОТ моделируют для $f_0(t)$, как правило, одной-тремя гармониками [3,7].

Получим решение для физической модели, представленной на рис.1 при наличии частотномодулирующей (ЧМ) составляющей в сигнале источника (голосовых связок). Известные в литературе решения о прохождении ЧМ-колебания через резонансную систему получены для следующих одновременно действующих ограничений [8]:

- 1) одна гармоника возбуждающего сигнала (ω_0);
- 2) один резонатор (с частотой резонанса Ω_0);
- 3) частота возбуждающего сигнала и собственная частота колебаний резонатора совпадают ($\omega_0 = \Omega_0$);
- 4) добротность резонансной системы велика ($Q = \Omega_0 / 2\alpha \gg 1$);
- 5) индекс модуляции мал ($m < 1$).

Получим решение уравнения (1) при наличии ЧМ-модуляции в сигнале возбуждения. Таким образом, ДУ при учете ЧМ (для вариаций ЧОТ) имеет вид:

$$\sum_{n=1}^N \frac{1}{C_n} (y_n'' + 2\alpha_n \cdot y_n' + \Omega_n^2 \cdot y_n) = \sum_{l=1}^L b_l \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + l m \sin(\Omega_0^{um} t + \psi_0) + \varphi_l). \quad (16)$$

Для обеспечения условия соблюдения максимума мгновенного значения ЧОТ в середине временного интервала (длительности вокализованного сегмента) будем полагать $\psi_0 = \pi / 2$, в результате ДУ (16) приобретает вид:

$$\sum_{n=1}^N \frac{1}{C_n} (y_n'' + 2\alpha_n \cdot y_n' + \Omega_n^2 \cdot y_n) = \sum_{l=1}^L b_l \cdot \sin(\omega_0 \cdot t - l m \cos(\Omega_0^{um} t) + \varphi_l). \quad (17)$$

Для решения ДУ (17) с целью получения математической модели $y(t)$ представим l -е слагаемое в правой части выражения (17), используя разложение в ряд по функциям Бесселя [9]:

$$B_l(t) = b_l \cdot \sin(l \omega_0 t - l \cdot m \cos(\Omega_0^{um} t) + \varphi_l) = b_l J_0(l \cdot m) \sin(l \omega_0 t + \varphi_l) + \\ + b_l \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(l \cdot m) \sin(\omega_0 - 2k \Omega_0^{um} t + \varphi_l) +$$

$$\begin{aligned}
 & + b_l \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(l \cdot m) \sin(l\omega_0 + 2k\Omega_0^{um})t + \varphi_l \Big) - \\
 & - b_l \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(l \cdot m) \sin\left([l\omega_0 - (2k+1)\Omega_0^{um}]t + \varphi_l + \frac{\pi}{2}\right) - \\
 & - b_l \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(l \cdot m) \sin\left([l\omega_0 + (2k+1)\Omega_0^{um}]t + \varphi_l + \frac{\pi}{2}\right). \quad (18)
 \end{aligned}$$

В более общем случае, при наличии начальной фазы в ЧМ-колебании генератора выражение (17) выглядит следующим образом:

$$\sum_{n=1}^N \frac{1}{C_n} (y_n'' + 2\alpha_n \cdot y_n' + \Omega_n^2 \cdot y_n) = \sum_{l=1}^L b_l \cdot \sin(l\omega_0 \cdot t - l m_1 \cos(\Omega_0^{um} t + \gamma_0) + \varphi_l), \quad (19)$$

а выражение для $B_l(t)$ (18) приобретает вид:

$$\begin{aligned}
 B_l(t) &= b_l J_0(l \cdot m) \sin(l\omega_0 t + \varphi_l) + \\
 & + b_l \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(l \cdot m) \sin(l\omega_0 - 2k\Omega_0^{um})t + \varphi_l - 2k\gamma_0 \Big) + \\
 & + b_l \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k J_{2k}(l \cdot m) \sin(l\omega_0 + 2k\Omega_0^{um})t + \varphi_l + 2k\gamma_0 \Big) - \\
 & - b_l \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(l \cdot m) \sin\left([l\omega_0 - (2k+1)\Omega_0^{um}]t + \varphi_l - (2k+1)\gamma_0 + \frac{\pi}{2}\right) - \\
 & - b_l \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k J_{2k+1}(l \cdot m) \sin\left([l\omega_0 + (2k+1)\Omega_0^{um}]t + \varphi_l + (2k+1)\gamma_0 + \frac{\pi}{2}\right) = \\
 & = B_{l,1}(t) + B_{l,2}(t) + B_{l,3}(t) + B_{l,4}(t) + B_{l,5}(t). \quad (20)
 \end{aligned}$$

Решение уравнения (19) состоит из пяти частей и определяется согласно (4), (5), (12), (13), но с другими параметрами, причем четыре из них являются суммами рядов по индексу k . Таким образом, используя решения (4), (5), (12), (13), необходимо провести следующие замены: параметры, которые находятся в правой части уравнения (1), заменяются на соответствующие для каждой составляющей выражения (20). То есть, для первого слагаемого $B_{l,1}(t)$ осуществляется замена параметра b_l на $b_l J_0(l \cdot m)$, для второго $B_{l,2}(t)$ замена b_l на $b_l (-1)^k J_{2k}(l \cdot m)$ и т.д. Аналогично проводятся замены других параметров в соответствии с таблицей.

	$B_{l,1}(t)$	$B_{l,2}(t)$	$B_{l,3}(t)$	$B_{l,4}(t)$	$B_{l,5}(t)$
b_l	$b_l J_0(l \cdot m)$	$b_l (-1)^k J_{2k}(l \cdot m)$	$b_l (-1)^k J_{2k}(l \cdot m)$	$b_l (-1)^k J_{2k+1}(l \cdot m)$	$b_l (-1)^k J_{2k+1}(l \cdot m)$
$l\omega_0$	$l\omega_0$	$l\omega_0 - 2k\Omega_0^{um}$	$l\omega_0 + 2k\Omega_0^{um}$	$l\omega_0 - (2k+1)\Omega_0^{um}$	$l\omega_0 + (2k+1)\Omega_0^{um}$
φ_l	φ_l	$\varphi_l - 2k\gamma_0$	$\varphi_l + 2k\gamma_0$	$\varphi_l - (2k+1)\gamma_0$	$\varphi_l + (2k+1)\gamma_0$

С ростом индекса модуляции расширяется полоса частот, занимаемая сигналом, при одновременном уменьшении значений амплитуд высокочастотных гармоник, поэтому полагают, что допустимо пренебречь всеми спектральными составляющими для p

$> lm + 1$, т.е. $J_p(l \cdot m) \Big|_{p>l \cdot m+1} \approx 0$ [9, 10]. Заметим, что индекс модуляции для обеспечения естественности звучания, как правило, принимается равным $m=0,5 \div 1,5$ [3]. Следовательно, при $m < 2$, можно провести замену бесконечного верхнего предела в суммах выражения (18) на соответственно l и $(l-1)$. В результате формула (20) принимает вид:

$$\begin{aligned} B_l(t) = & b_l J_0(l \cdot m) \sin(l\omega_0 t + \varphi_l) + \\ & + b_l \sum_{k=1}^l (-1)^k J_{2k}(l \cdot m) \sin\left[(\omega_0 - 2k\Omega_0^{um})t + \varphi_l - 2k\gamma_0\right] + \\ & + b_l \sum_{k=1}^l (-1)^k J_{2k}(l \cdot m) \sin\left[(\omega_0 + 2k\Omega_0^{um})t + \varphi_l + 2k\gamma_0\right] - \\ & - b_l \sum_{k=0}^{l-1} (-1)^k J_{2k+1}(l \cdot m) \sin\left[(l\omega_0 - (2k+1)\Omega_0^{um})t + \varphi_l - (2k+1)\gamma_0 + \frac{\pi}{2}\right] - \\ & - b_l \sum_{k=0}^{l-1} (-1)^k J_{2k+1}(l \cdot m) \sin\left[(l\omega_0 + (2k+1)\Omega_0^{um})t + \varphi_l + (2k+1)\gamma_0 + \frac{\pi}{2}\right]. \end{aligned} \quad (21)$$

В частном случае без частотной модуляции ($m=0$) значения $J_0(0)=1$; $J_p(0)=0$, $p=\overline{1, L}$ правая часть выражения (18) приобретает вид

$$\sum_{l=0}^L b_l \sin(l\omega_0 t + \varphi_l), \text{ а решение сводится к формулам (4), (5), (12), (13).}$$

В качестве примера на рис. 2 и 3 соответственно показан временной вид функции $y(t)$ (математическая модель получена как решение уравнения (17)) и амплитудный спектр. Для построения графиков параметры принимали следующие значения (что соответствовало экспериментальным значениям, характеризующим звук «и»): $L = 16$; $N=2$; $\Omega_0^{um} = 2\pi F_0^{um}$; $F_0^{um} = 3,333 \text{ Гц}$; $m_1 = 1,2$; $\gamma_0 = 0$; $f_0 = 156,25 \text{ Гц}$; $b_1 = 2,1$; $b_2 = 1$; $b_3 = b_4 = b_5 = b_6 = b_7 = b_8 = b_9 = b_{10} = b_{11} = b_{12} = 0$; $b_{13} = 4$; $b_{14} = 3,5$; $b_{15} = 3$; $b_{16} = 8$; $\varphi_l = 0$; $C_1=C_2=1$; $F_1=312,5 \text{ Гц}$; $F_2=2187,5 \text{ Гц}$; $\alpha_1=140,3 \text{ рад/с}$ ($Q_1=7$ [10]; $\alpha_1 = \Omega_1 / 2Q_1$); $\alpha_2=229,1 \text{ рад/с}$ ($Q_2=30$ [10]; $\alpha_1 = \Omega_2 / 2Q_2$).

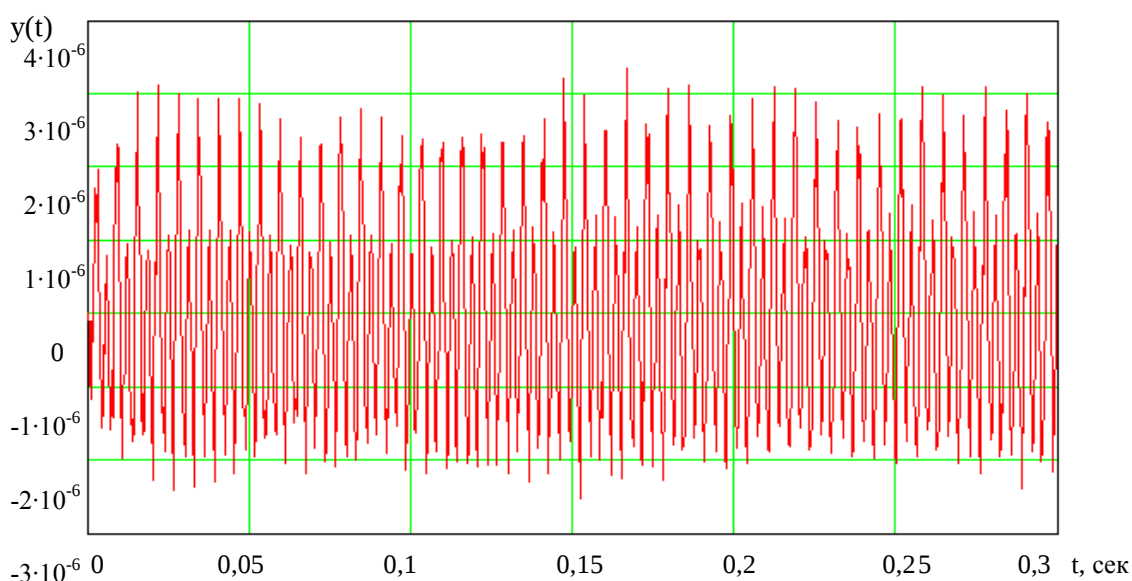


Рис. 2. Временной вид математической модели звука «и» с частотной модуляцией

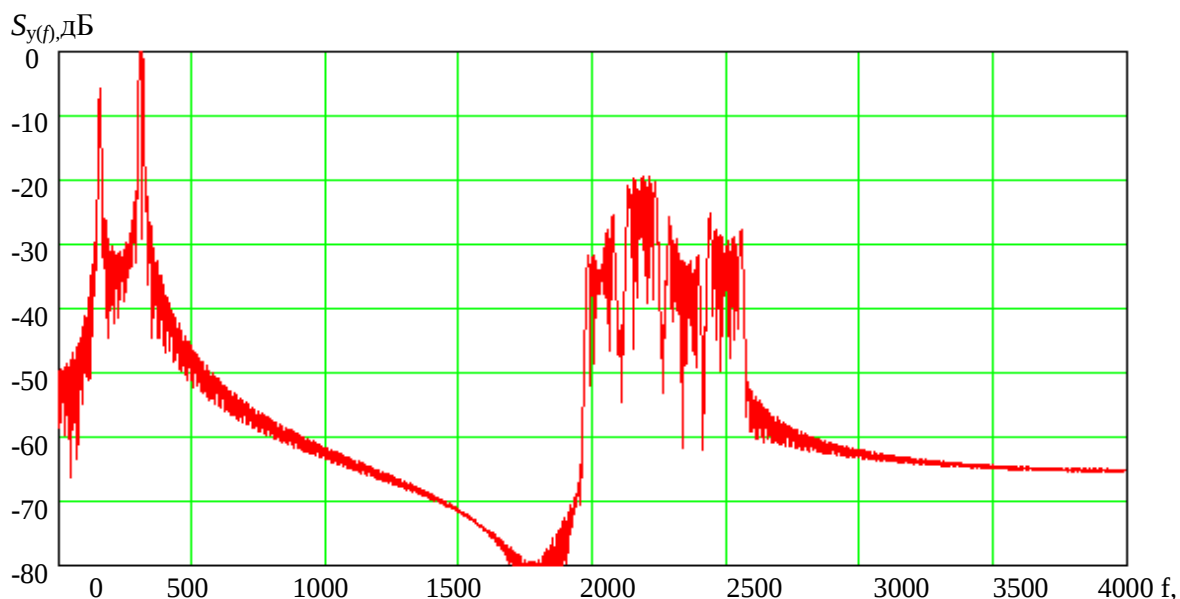


Рис. 3. Амплитудный спектр математической модели звука «и» с частотной модуляцией

Заметим, что полученное решение ДУ (19), состоит из пяти составляющих, четыре из которых являются суммами, включающими функции Бесселя. Оно является общим случаем, адекватно характеризует вариации ЧОТ в сложном колебании, соответствующем речевому сигналу. При наличии достаточно высокой добротности резонансной системы, что, как правило, соответствует реальному речевому тракту ($\alpha_n = \Omega_n / (2Q_n) \ll \Omega_n$), справедливо приближение $\sqrt{\Omega_n^2 - \alpha_n^2} \approx \Omega_n$. В результате решение существенно упрощается для практической реализации инженерных расчетов и может быть сведено к математической модели с амплитудно-частотной модуляцией (АЧМ):

$$u(t) = \sum_{k=0}^K M_k \cos(2\pi k F_0 t + \Phi_k) \sum_{l=0}^{L-1} U_l \cos[\pi(l+1)f_0 t + (l+1) \cdot m_1 \sin(2\pi F_0 t + \psi_0) + \varphi_l],$$

$$t \in [0, \tau_u],$$
(22)

где τ_u — длительность гласного звука; $\sum_{k=0}^K M_k \cos(2\pi k F_0 t + \Phi_k)$ — составляющая, которая характеризует переходные процессы (нарастание и спад амплитуд сигнала) и экспоненциальное затухание составляющих сигнала; m_1 — индекс модуляции (в общем случае зависит от времени, однако при больших добротностях резонаторов можно примерно считать равным константе).

Таким образом, в работе синтезирована математическая модель речевого сигнала в виде решения ДУ, которое описывает прохождение полигармонического частотно-модулированного колебания через систему параллельных резонаторов с затуханием. Полученная в работе модель адекватно описывает процесс речеобразования при формировании вокализованных сегментов речи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сорокин В.Н., Вьюгин В.В., Тананыкин А.А. Распознавание личности по голосу: аналитический обзор // Информационные процессы. — 2012. — Т.12 — №1. — С. 1—30.
2. Галунов В.И. Речь как система // Труды XIII сессии Российского акустического общества: сборник трудов. — М., 2003. — Т.3. — С.19 —21.
3. Гусев М.Н., Дегтярев В.М. Расчет и измерение качества речевых сигналов. — СПб.: ГеликонПлюс, 2008. — 275 с.
4. Голубинский А.Н., Гущина А.А. Анализ и синтез гласных звуков на основе математической модели в виде импульса колебания с амплитудно-частотной модуляцией со сложным несущим сигналом // Наука и современность: сборник материалов Международной научно-практической конференции. — Новосибирск, 2012. — С. 23—28.
5. Сорокин В.Н. Теория речеобразования. — М.: Радио и связь, 1985. — 312 с.
6. Сорокин В.Н., Леонов А.С., Макаров И.С. Устойчивость оценок формантных частот // Речевые технологии. — 2009. — №1. — С. 3—21.
7. Бабкин А. В. Особенности применения технологии TD-PSOLA для модификации характеристик вокальных аллофонов // Диалог'2000: труды Международного семинара по компьютерной лингвистике и ее приложениям. — Т. 2. Прикладные проблемы. — М., 2000. — С. 33—40.
8. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». — М.: Высш. шк., 1983. — 536 с.
9. Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям. — М.: Мир, 1979. — 832 с.
10. Фланаган Дж. Анализ, синтез и восприятие речи. — М.: Связь, 1968. — 396 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Голубинский Андрей Николаевич. Профессор кафедры радиотехники. Доктор технических наук. Воронежский институт МВД России.
E-mail: annikgol@mail.ru
Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (473) 247-64-72.

Гущина Анастасия Александровна. Аспирант кафедры радиотехники. Воронежский институт МВД России.
E-mail: a.gushchina@rambler.ru
Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. 8 9056538799.

Golubinskiy Andrey Nikolaevich. Professor of the chair of Radioengineering. Doctor of technical sciences. Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.
Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (473) 247-64-72.

Gushchina Anastasia Alexandrovna. Post-graduate cadet of the chair of Radioengineering. Voronezh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.
Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. 8 9056538799.

Ключевые слова: математическая модель; речевой сигнал; вокализованный сегмент речи; частотная модуляция.

Key words: mathematical model; speech signal; voiced segments of speech; frequency modulation.

УДК 621.39



А.В. Леншин,
доктор технических наук,
доцент, Военный учебно-
научный центр (г. Воронеж)



С.Л. Иванов,
Военный учебно-научный центр
(г. Воронеж)



В.В. Лебедев,
Военный учебно-научный центр
(г. Воронеж)

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ НА ОТВЕТЧИКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С АКТИВНЫМ ОТВЕТОМ

MODELLING OF PROCESS INTERFERENCE IN RADAR SYSTEMS TRANSPONDER'S WITH ACTIVE RESPONSE

Приводятся результаты моделирования воздействия прямошумовой помехи на ответчики радиолокационных систем с активным ответом (РCAO), анализ которых позволяет сделать вывод о появлении дополнительного выигрыша в отношении мощности помехи к мощности полезного сигнала при увеличении разрядности импульсно-временного кода запросного сигнала.

The results of disguising interference modelling on the radar systems transponder with active response (RSAR) are given. The analysis shows the appearance of additional effect in the interference power to the power of the desired signal by increasing the bit pulse-time code interrogation signal.

Задача идентификации объектов, обнаруживаемых бортовыми обзорно-прицельными системами, по принципу «свой-чужой» является важнейшим этапом информационного обеспечения действий авиационных комплексов, которая решается преимущественно при использовании аппаратуры РСАО. В ходе применения РСАО в военных конфликтах последних десятилетий проявились недостатки данных систем, нередко приводившие к ошибочному определению государственной принадлежности своих объектов и, как следствие, к их уничтожению. В частности, при проведении операции по принуждению Грузии к миру на Кавказе в августе 2008 г. общие боевые потери ВВС РФ составили шесть самолетов, половина из которых, с большой вероятностью, обусловлена «дружественным огнем» [1].

К одному из наиболее существенных недостатков РСАО относят низкую помехозащищённость ответчиков, обусловленную главным образом применением ненаправленных антенн, а также работой с запросными сигналами в виде простых импульсных посылок большой длительности [2].

Целью работы является моделирование процесса воздействия прямошумовой помехи (ПШП) на ответчик типовой РСАО в интересах оценки требуемого энергопотенциала станции помех, располагаемой в вынесенной точке.

Структура типового ответчика РСАО изображена на рис. 1, где использованы следующие обозначения: АФУ — антенно-фидерное устройство; Г и Г₀ — генераторы ВЧ колебаний; УПЧ — усилитель промежуточной частоты; АД — амплитудный детектор; ПУ — пороговое устройство; ШАРУ — схема автоматической регулировки усиления по шумам; ДШ — дешифратор запросного сигнала; АЛУ — арифметико-логическое устройство; Ш — шифратор ответного сигнала; М — модулятор; УМ — усилитель мощности.

Анализ рисунка показывает, что применение в приемном тракте ответчика схемы ШАРУ позволяет стабилизировать частоту ложных шумовых срабатываний ПУ. Однако реализация указанной схемы при обработке импульсов запросного сигнала на фоне ПШП приводит к уменьшению коэффициента усиления УПЧ, что, в свою очередь, приводит к снижению уровня напряжения полезного сигнала на входе ПУ, и, как следствие, к уменьшению вероятности его обнаружения. Таким образом, воздействие ПШП на ответчик РСАО проявляется в подавлении части импульсов запросного сигнала в ПУ.

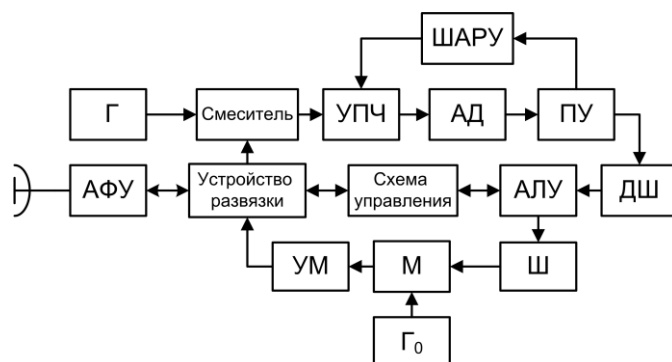


Рис. 1. Структурная схема ответчика РСАО

Рассмотрим энергетические соотношения в ответчике при воздействии ПШП [3]. Под прямошумовой помехой понимается узкополосный случайный процесс с гауссовским законом распределения мгновенных значений и равномерной спектральной плотностью $S(f) = S_{\Pi}$ в пределах полосы частот ΔF_{Π} . Выходная мощность генератора ПШП определяется выражением

$$P_{\Pi} = \int_0^{\infty} S(f) df = S_{\Pi} \Delta F_{\Pi} . \quad (1)$$

Отношение мощности ПШП $P_{\Pi, \Pi}$ к мощности запросного сигнала $P_{\Pi, C}$ на входе УПЧ (при соответствии ΔF_{Π} ширине полосы пропускания УПЧ $\Delta f_{\text{УПЧ}}$, т.е. $\Delta F_{\Pi} / \Delta f_{\text{УПЧ}} \approx 1$) определяется уравнением РЭП в случае взаимного перекрытия [4]

$$K_{\Pi} = \gamma \frac{P_{\Pi} G_{\Pi}}{P_c G_c} \frac{1}{N_{\text{бок}}(\theta)} \left(\frac{R_{30}}{R_{\Pi 0}} \right)^2 e^{-\alpha(R_{30} + R_{\Pi 0})}, \quad (2)$$

где γ — коэффициент, учитывающий потери помехового сигнала из-за различия поляризационных характеристик антенн ответчика и станции помех; P_{Π} — мощность передатчика помех; G_{Π} — усиление антенны станции помех в направлении ответчика; P_c — мощность передатчика запросчика РСАО; G_c — усиление антенны запросчика в направлении ответчика; $N_{\text{бок}}(\theta) = G_{\text{ГП}} / G_{\text{ГП.П}}(\theta)$ — относительный уровень боковых лепестков антенны ответчика в направлении на станцию помех; R_{30} — расстояние между запросчиком и ответчиком РСАО; $R_{\Pi 0}$ — расстояние между станцией помех и ответчиком; α — удельное ослабление электромагнитного поля на единицу дальности при заданной длине волны.

Пренебрегая потерями в среде распространения ($\alpha=0$) и учитывая слабую направленность антенны ответчика ($N_{\text{бок}}(\theta) \approx 1$), получим из (2) требуемое значение энергopotенциала станции помех $P_{\Pi} G_{\Pi}$, при котором обеспечивается заданный коэффициент подавления K_{Π} ответчика:

$$P_{\Pi} G_{\Pi} = \frac{K_{\Pi} P_c G_c}{\gamma} \left(\frac{R_{\Pi 0}}{R_{30}} \right)^2. \quad (3)$$

Значение K_{Π} определяется как минимально необходимое отношение $P_{\text{ГП.П}} / P_{\text{ГП.С}}$, при котором обеспечивается снижение вероятности правильного обнаружения в ответчике запросного сигнала на фоне ПШП до $P_{\text{обн.ЗС}} = 0,1$, при значении вероятности ложной тревоги обнаружения отдельного импульса запросного сигнала $P_{\text{ЛТ}} = 10^{-5}$. При этом под вероятностью правильного обнаружения запросного сигнала понимается вероятность

$$P_{\text{обн.ЗС}} = (P_{\text{обн.ИМ}})^n, \quad (4)$$

где $P_{\text{обн.ИМ}}$ — вероятность правильного обнаружения отдельного импульса запросного сигнала; n — число импульсов в запросном сигнале.

В выражении (4) учитывается, что правильная обработка импульсно-временного кода запросного сигнала в ДШ ответчика возможна, если после прохождения запросного сигнала через ПУ в коде отсутствуют искажения. Так как значения огибающей смеси полезного сигнала и ПШП на входе ПУ распределены по закону Райса [5], то с учетом выражения (4) коэффициент подавления ответчика РСАО, работающего с запросными сигналами в виде кодовых посылок из n импульсов, находится из выражения

$$K_{\Pi}(n) = \arg_{x \in (0; \infty)} Q[\sqrt{-2 \log(P_{\text{ЛТ}})}; \sqrt{2/x}] - \sqrt[n]{P_{\text{обн.ЗС}}} \equiv 0, \quad (5)$$

где $Q[u; v] = \int_u^{\infty} \rho \exp\left(-\frac{v^2 + \rho^2}{2}\right) I_0(v\rho) d\rho$; $I_0(\dots)$ — функция Бесселя 1-го рода нулевого порядка.

Зависимость коэффициента подавления ответчика от n изображена на рис. 2. Анализ рисунка показывает, что при $n < 20$ увеличение разрядности импульсно-временного кода запросного сигнала приводит к заметному уменьшению коэффициента подавления ответчика.

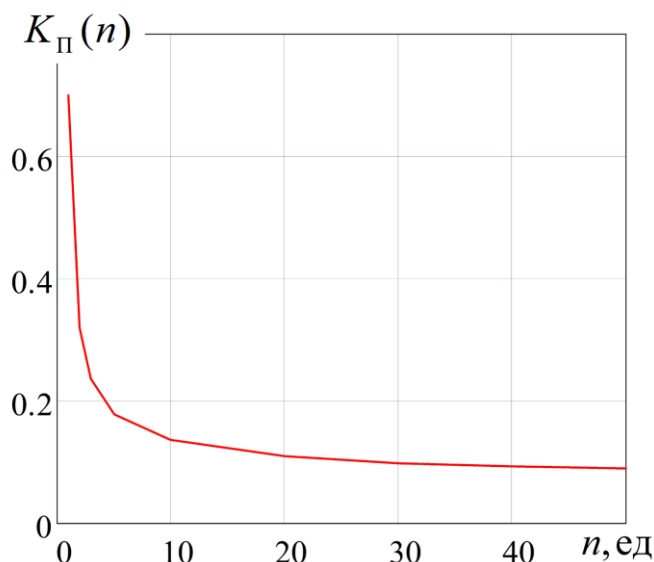


Рис. 2. Зависимость коэффициента подавления ответчика РСАО от числа импульсов в запросном сигнале

На рис. 3 и 4 представлены зависимости требуемого значения энергopotенциала станции помех $P_{\Pi}G_{\Pi}$ от расстояния между запросчиком и ответчиком РСАО R_{30} , рассчитанные в соответствии с выражением (3), при значениях энергopotенциала запросчика $P_{\Pi}G_{\Pi} = 2 \cdot 10^4$ Вт и коэффициента $\gamma = 0,5$. На рис. 3 зависимости рассчитаны для $K_{\Pi}(n=2) = 0,32$ при $R_{\Pi O} = 100$ км (кривая 1), $R_{\Pi O} = 150$ км (кривая 2), $R_{\Pi O} = 200$ км (кривая 3). На рис. 4 зависимости рассчитаны для $R_{\Pi O} = 100$ км при $K_{\Pi}(n=2) = 0,32$ (кривая 1), $K_{\Pi}(n=10) = 0,136$ (кривая 2), $K_{\Pi}(n=20) = 0,11$ (кривая 3). На рисунках линия 4 отображает значение энергopotенциала запросчика РСАО, использованного в расчетах.

Анализ представленных зависимостей показывает, что для эффективного радиоподавления энергopotенциал станции активных помех, располагаемой относительно ответчика РСАО на удалении, превышающем максимальные дальности применения авиационных управляемых ракет, должен не менее чем на порядок превышать энергopotенциал запросчика РСАО. Увеличение разрядности импульсно-временного кода запросных сигналов, обрабатываемых в ответчике РСАО, приводит к дополнительному выигрышу в отношении мощности помехи к мощности полезного сигнала на входе приемного устройства ответчика.

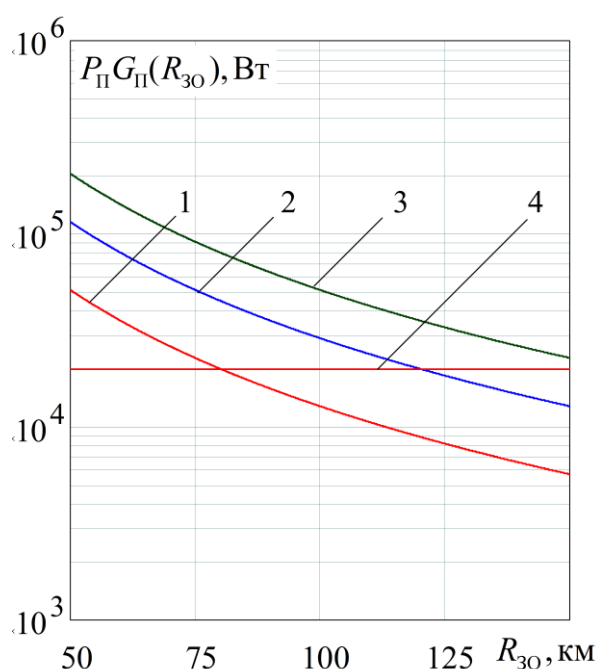


Рис. 3. Зависимость требуемого энергопотенциала станции помех от расстояния между ответчиком и запросчиком при разных $R_{\Pi 0}$

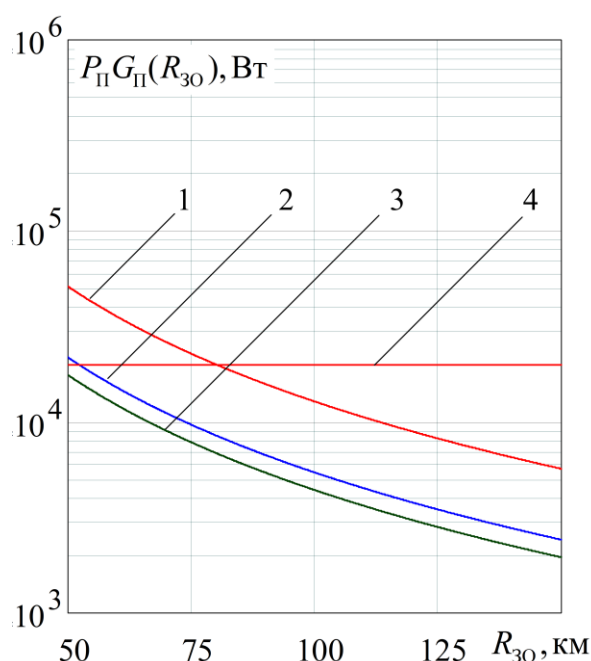


Рис. 4. Зависимость требуемого энергопотенциала станции помех от расстояния между ответчиком и запросчиком при разных n

Представленные результаты моделирования позволяют сделать вывод о том, что энергопотенциал существующих бортовых станций активных помех обеспечивает радиоподавление РСАО прямошумовыми помехами. Однако большие значения требуемого энергопотенциала обуславливают низкую энергетическую эффективность применения ППП. Вместе с тем требования к энергопотенциалу станции помех могут снижаться при подавлении ответчика РСАО, работающего с запросными сигналами большой длительности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Барабанов М.С., Лавров А.В., Целуйко В.А. Танки августа / под ред. М.С. Барабанова. — М.: Центр анализа стратегий и технологий, 2009. — 144 с.
2. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т.1. РЛС — информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов / под ред. А.И. Канашенкова, В.И. Меркулова. — М.: Радиотехника, 2006. — 656 с.
3. Леньшин А.В. Авиационные системы радиоэлектронного противодействия. — Воронеж: ИПЦ ВГУ, 2012. — 284 с.
4. Перунов Ю.М., Фомичев К.И., Юдин Л.М. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / под ред. Ю.М. Перунова. — Изд. 2-е, испр. и дополн. — М.: Радиотехника, 2008. — 416 с.
5. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. — М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Леньшин Андрей Валентинович. Профессор кафедры. Доктор технических наук, доцент.
Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф.
Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
E-mail: andrey-lenshin@yandex.ru
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153. Тел. (473)2 44-95-90, 920-229-0995.

Иванов Станислав Леонидович. Адъюнкт кафедры.
Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. проф.
Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
E-mail: st.iv.84@mail.ru
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153. Тел. 980-348-9221.

Лебедев Виктор Владимирович. Адъюнкт кафедры.
Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им.
проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж).
E-mail: vic078@rambler.ru
Россия, 394052, г. Воронеж, ул. Краснознаменная, 153. Тел. 920-459-6181.

Lenshin Andrey Valentinovich. The professor of chair. Doctor of technical sciences, assistant professor.
Military Educational Scientific Centre of the Air Force "The Air Force Academy named after Prof. N.E.
Zhukovsky and U.A.Gagarin" (Voronezh).
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya Str., 153. Tel. (473)2 44-95-90, 920-229-0995.

Ivanov Stanislav Leonidovich. The post-graduate cadet.
Military Educational Scientific Centre of the Air Force "The Air Force Academy named after Prof. N.E.
Zhukovsky and U.A.Gagarin" (Voronezh).
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya Str., 153. Tel. 980-348-9221.

Lebedev Victor Vladimirovich. The post-graduate cadet.
Military Educational Scientific Centre of the Air Force "The Air Force Academy named after Prof. N.E.
Zhukovsky and U.A.Gagarin" (Voronezh).
Work address: Russia, 394052, Voronezh, Krasnoznamennaya Str., 153. Tel. 920-459-6181.

Ключевые слова: моделирование; прямотумовая помеха; ответчик; радиолокационная система с активным ответом; энергетический потенциал.

Key words: modelling; disguising interference; transponder; radar system with active response; power potential.

УДК 621.396



А.Н. Бабкин,
кандидат технических наук,
доцент



А.В. Эсауленко,
ФГКУ УВО ГУ МВД России
по Краснодарскому краю

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ РАДИОКАНАЛА В СИСТЕМАХ БЕЗОПАСНОСТИ

EFFICIENCY OF FUNCTIONING OF THE RADIO CHANNEL IN SAFETY SYSTEMS

Рассматриваются вопросы обеспечения эффективности функционирования радиоканала в системах безопасности. Приводится методика определения параметров радиоканала, обеспечивающих выполнение заданного критерия эффективности.

Questions of ensuring efficiency of functioning of a radio channel in safety systems are considered. The technique of determination of parameters of the radio channel providing performance of set criterion of efficiency is given.

Радиоканальную систему безопасности можно представить как совокупность элементов, каждый из которых является самостоятельным по отношению ко всей системе. Радиоканал является основным элементом системы и представляет собой совокупность приемопередающей аппаратуры и среды передачи. На рис. 1 представлена структурная схема радиоканала системы безопасности.

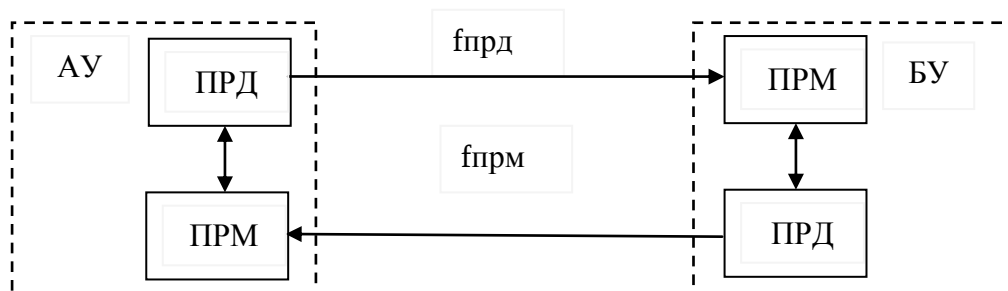


Рис. 1

На этом рисунке АУ — абонентское устройство; ПРД — передающее устройство; ПРМ — приемное устройство; БУ — базовое устройство; $f_{прд}$ и $f_{прм}$ — соответственно частоты передачи и приема.

Радиоканал включает два направления связи: первое направление связи образовано ПРД АУ и ПРМ БУ, второе — ПРД БУ и ПРМ АУ.

Для обеспечения надежного функционирования радиоканала необходимо в первую очередь обеспечить прохождение сигналов взаимодействия между АУ и БУ по линии прямой видимости, т.е. обеспечить, как минимум, райсовскую модель радиоканала.

Для райсовского канала коэффициент K , определяемый отношением мощности $P_{пр}$ доминирующего сигнала в радиоканале (распространяемого по линии прямой видимости) к мощности $P_{отр}$ отраженных сигналов больше единицы [1]:

$$K = P_{пр} / P_{отр}, \\ K > 1.$$

В качестве критерия эффективности функционирования радиоканала целесообразно использовать отношение сигнал/шум по мощности на выходе приемных устройств АУ и БУ при выполнении требований по безопасности и достоверности [2]:

$$\frac{P_c}{P_{ш}} \geq \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)^{mp} \left| \begin{array}{l} P_{ош} \leq P_{ош}^{mp} \\ P_{нсд} \geq P_{нсд}^{mp} \end{array} \right., \quad (1)$$

где $\frac{P_c}{P_{ш}}, \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)^{mp}$ — соответственно отношение сигнал/шум на выходе приемных устройств и отношение сигнал/шум требуемое; $P_{ош}, P_{ош}^{mp}$ — соответственно вероятность ошибочного приёма и вероятность ошибочного приёма требуемая; $P_{нсд}$ и $P_{нсд}^{mp}$ — соответственно вероятность защиты от несанкционированного доступа в радиоканал и вероятность защиты от несанкционированного доступа требуемая.

В цифровых радиоканальных системах безопасности вероятность ошибочного приёма можно определить следующим образом [3]:

$$P_{ош} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \left[1 - \left(\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^y e^{-\frac{x^2}{2}} dx \right)^{q-1} \right] e^{-\frac{\left(y - \sqrt{2 \frac{P_c}{P_{ш}}} \right)^2}{2}} dy, \quad (2)$$

где $X = \{x_0, x_1, \dots, x_{q-1}\}$ — соответственно набор передаваемых сигнальных посылок на входе и выходе радиоканала в каждой сигнальной посылке q символов.

Для двоичного симметричного канала:

$$P_{ош} = Q \left(\sqrt{2 \frac{P_c}{P_{ш}}} \right), \\ Q = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt. \quad (3)$$

При нормальном законе распределения помехи в радиоканале и равновероятностном априорном распределении битовой информации 1 и 0 на основании (3) в табл. 1 приведены расчетные значения $P_{\text{ош}}$ и $P_c/P_{\text{ш}}$.

Таблица 1

$P_{\text{ош}}$	$P_c/P_{\text{ш}}$, дБ
10^{-1}	6
10^{-2}	10
10^{-3}	12
10^{-4}	14
10^{-5}	16
10^{-6}	18

На основании расчетных данных, приведенных в табл. 1, можно определить параметры радиоканала и, в частности, бюджет потерь и максимальную дальность связи между АУ и БУ системы безопасности.

На рис. 2 представлена структурная схема одного направления связи, образованного ПРД АУ и ПРМ БУ.

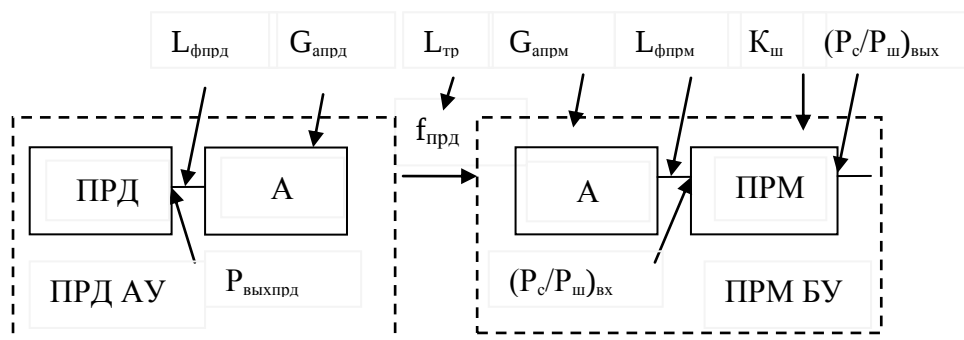


Рис. 2

На этом рисунке А — антенна; $P_{\text{выхпрд}}$ — мощность сигнала на выходе передатчика АУ; дБм, $L_{\text{фпрд}}$ и $L_{\text{фпрм}}$ — соответственно потери в фидере передатчика АУ и приемника БУ, дБ; $L_{\text{тр}}$ — потери сигнала на радиотрассе, дБ; $G_{\text{апрд}}$ и $G_{\text{апрм}}$ — соответственно усиление антенн ПРД АУ и ПРМ БУ, дБ; $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}}$ — защищенность сигнала на входе ПРМ БУ, дБ; $K_{\text{ш}}$ — коэффициент шума ПРМ; дБ, $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}$ — защищенность сигнала на выходе ПРМ БУ, дБ.

Защищенность сигнала на выходе ПРМ БУ будет определяться выражением:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх}} - K_{\text{ш}}, \text{ дБ},$$

откуда

$$P_c = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}} + K_{\text{ш}} + P_{\text{швх}}, \text{ дБ}, \quad (4)$$

где $P_{швх}$ — мощность шумов на входе ПРМ БУ, дБ.

В свою очередь

$$P_c = P_{выхпрд} - L_{фпрд} + G_{апрд} - L_{тр} + G_{апрм} - L_{фпрм}, \text{ дБм.} \quad (5)$$

Из (4) и (5) можно определить потери $L_{тр}$ на радиотрассе.

Используя статистическую модель Окумура — Хата [4], можно определить максимальную дальность связи между АУ и БУ системы безопасности.

С учетом (1)—(5) в табл. 2 приведены расчетные значения параметров радиоканала системы безопасности, обеспечивающих выполнение (1) при соблюдении требований по достоверности.

Таблица 2

Параметры радиоканала	Направление передачи АУ-БУ
$P_{ош}$	10^{-4}
$P_{выхпрд}$, дБм	17
$L_{фпрд}$, дБ	3
$L_{фпрм}$, дБ	3
$G_{апрд}$, дБ	6
$G_{апрм}$, дБ	6
$K_{ш}$, дБ	3
$f_{прд}$, МГц	160,0
d , км	7
$P_{ч}$, дБм	−113
$P_{швх}$, дБм	−130
$h_{прм}$, м	30
$h_{прд}$, м	30

В табл. 2 $P_{ч}$ — чувствительность приемного устройства БУ; $h_{прм}$ и $h_{прд}$ — соответственно высоты подъема антенн ПРД АУ и ПРМ БУ.

Таким образом, для обеспечения эффективного функционирования радиоканала в системах безопасности в соответствии с (1) необходимо определить требуемое значение вероятности ошибочного приёма $P_{ош}^{mp}$, на основании (2) или (3) рассчитать значение отношения сигнал/шум на выходе приемного устройства $(\frac{P_c}{P_{ш}})^{mp}$, используя

выражения (4) и (5), определить потери сигнала на радиотрассе $L_{тр}$ и на основании известных моделей радиоканала рассчитать максимальную дальность между приемопередающими устройствами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети: пер. с англ. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. — 640 с.
2. Бабкин А.Н., Андрущук В.О. Вопросы оптимизации существующих систем подвижной радиосвязи ОВД // Вестник ВИ МВД России. — 2012. — №2. — С.33—40.
3. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: справочник / под ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарева. — М.: Горячая линия — Телеком, 2004. — 126 с.
4. Зарубин В.С., Бабкин А.Н., Особенности построения и эксплуатации радиоканала в системах связи ОВД // Тематический сборник «Связь и автоматизация МВД России—2008». — М.: Информационный мост, 2008. — С.28—31.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Бабкин Александр Николаевич. Начальник кафедры информационной безопасности. Кандидат технических наук, доцент.

Воронежский институт МВД России.

E-mail: alex_babk@mail.ru., babkian@mail.vimvd.ru.

Россия, 394065, г. Воронеж, проспект Патриотов, 53. Тел. (473) 262-33-76.

Эсауленко Александр Владимирович. Начальник ФГКУ УВО ГУ МВД России по Краснодарскому краю.

Россия, 350002, г. Краснодар, ул. Новокузнецкая, 125. Тел. (861) 255-75-93.

Babkin Alexander Nicolayevich. The chief of Information Security chair. Candidate of technical sciences, assistant professor.

Voronesh Institute of the Ministry of the Interior of Russia.

Work address: Russia, 394065, Voronezh, Prospect Patriotov, 53. Tel. (473) 262-33-76.

Esaulenko Alexander Vladimirovich. The head of FGKU UVO GU Ministry of Internal Affairs of Russia on the Krasnodar region.

Work address: Russia, 350002, Krasnodar, Novokuznechnaya Str., 125. Tel. (861) 255-75-93.

Ключевые слова: радиоканал; вероятность ошибочного приема; отношение сигнал/шум; приемное устройство; передающее устройство; система безопасности.

Key words: radio channel; probability of erroneous reception; relation signal/noise; receiver; sending device; safety system.

УДК 621.396.62