

## ОЦЕНКА ЗАЩИЩЕННОСТИ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВОЙ ФОРМЕ

УДК 621.372.037.372; 621.391.26

Д. С. Рябенко, В. К. Железняк\*

*Предложены оптимальная система сигналов, обеспечивающая максимальную помехоустойчивость при минимальных отношениях энергии бита к спектральной плотности мощности шума в каналах утечки информации, методы оценки защищенности дискретных систем сигналов в каналах утечки информации при воздействии шумов высокого уровня, а также выбор и обоснование оптимального сигнала, который позволяет оценить защищенность каналов утечки информации. Предложен новый метод маскирования информационных сигналов с использованием формируемой многоуровневой хаотической импульсной последовательности, адаптивной к аналоговым и цифровым сигналам.*

*The optimum system of signals providing the maximum noise stability at the minimum relations of energy of bit to spectral density of capacity of noise in channels of information leakage, methods of an estimation of security of discrete systems of signals in information leakage channels are offered at influence of noise of high level, and also a choice and a substantiation of an optimum signal which allows to estimate security of channels of information leakage. The new method of masking of information signals with use of formed multilevel chaotic pulse sequence adaptive to analogue and digital signals is offered.*

Применение современных информационных технологий для передачи речевых сигналов обусловило возникновение новых каналов утечки информации. Защита и оценка защищенности речевых сигналов в цифровой форме в канале утечки информации приобретает особую актуальность в связи с переходом на помехоустойчивые системы передачи информации [1].

Цели настоящей работы: обосновать и разработать на новых принципах метод оценки нормированного значения защищенности речевых сигналов в аналоговой и цифровой формах от утечки по техническим каналам, предложить и обосновать единый нормативный критерий, а также помехоустойчивый измерительный сигнал оценки защищенности речевых сигналов в цифровой форме от утечки информации, разработать метод совместного маскирования речевых сигналов в аналоговой и цифровой формах. Задачей является определение численного значения (критерия) показателя защищенности речевого сигнала в цифровой форме, а также обоснование измерительного сигнала для каналов утечки информации речевых сигналов в цифровой форме. Кроме того, необходимо разработать и обосновать единый адаптивный маскирующий сигнал для аналоговых и цифровых сигналов в каналах утечки информации.

### Обоснование критерия защищенности речевых сигналов

Аналоговый первичный речевой сигнал является биологическим. В связи с этим его преобразование в цифровую форму предусматривает натуральность восстановленной речи для качественного восприятия. Передача речевых сигналов в цифровой форме по каналам связи (передача данных) обусловлена рядом преобразований из-за того, что цифровые сигналы должны передаваться по аналоговым каналам (каналам тональной частоты), т. е. соответствовать спектральной эффективности. Оценка качества цифровых каналов передачи информации определяется помехоустойчивостью (вероятностью ошибочного приема бита информации не менее  $10^{-5}$ ).

Канал утечки информации характеризуется слабыми сигналами в шумах высокого уровня. Как правило, такие каналы являются несимметричными. Технические каналы утечки

аналоговых речевых сигналов присущи и цифровым. В работе [2] защищенность речевых сигналов в цифровой форме в канале утечки предложено оценивать вероятностью ошибочного приема бита вблизи границы Шеннона. Важным является выбор и обоснование измерительных сигналов для оценки защищенности каналов утечки и требований к ним. Такие сигналы должны быть узкополосными, обладать высокой избирательностью, возможностью оценки вероятности ошибочного приема бита в симметричных и несимметричных каналах, обладать универсальностью, определяемой однозначной математической зависимостью с другими сигналами и сигнальными конструкциями. Для исследований оценки защищенности выбрана модель двоичного симметричного канала (ДСК). Для таких каналов установлены математические зависимости с несимметричным двоичным каналом и другими каналами [3–5].

В литературе [3, 6] рассматривают ДСК, распределение ошибок которого определяется выражением

$$P_n(r) = C_n^r p_{\text{ош}}^r (1 - p_{\text{ош}})^{n-r},$$

где  $n$  – число символов в блоке;  $r$  – число ошибочных символов;  $C_n^r$  – число сочетаний из  $n$  элементов по  $r$ .

Критерием качества передачи аналогового речевого сигнала принято [7] считать величину разборчивости речи (информационный критерий) либо отношение мощности сигнала к мощности шума. Одним из параметров оценки канала связи является пропускная способность информационного канала [4, 6, 8]. Пропускная способность ДСК  $C_n$  (бит/с) зависит от вероятности ошибки на бит информации  $p_{\text{ош}}$  [9]:

$$C_n = 1 - H(p_{\text{ош}}) = 1 + x \log_2 x + (1 - x) \log_2 (1 - x), \quad (1)$$

где  $H(p_{\text{ош}})$  – энтропийная функция Шеннона двоичного информационного источника.

Если пропускная способность информационного канала  $C$  (бит/символ) равна скорости кода  $R_c$  (бит/символ), то предельная допустимая вероятность ошибки кодового символа  $p_{\text{ош}} = 0,11$  [9].

Используя формулу Шеннона для нормированного значения отношения сигнал/шум, определяют пропускную способность аналогового речевого сигнала  $C_a$  (бит/с) [5]:

$$C_a = F \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right).$$

Как следует из формулы, пропускная способность гауссовского канала  $C_a$  определяется шириной полосы сигнала  $F$  (Гц), отношением мощности сигнала  $P_c$  (Вт) к мощности шума  $P_{\text{ш}}$  (Вт). Данное отношение определено в зависимости от нормированной величины разборчивости речи.

Известно, что при малом отношении сигнал/шум  $P_c < P_{\text{ш}}$  для аналогового сигнала из формулы Шеннона значение пропускной способности [5]:

$$C_a = F \log_2 e \cdot \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = 1,443 F \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} = 1,443 \frac{P_c}{N_0} = 1,443 \Delta,$$

где  $C_a$  – пропускная способность канала, бит/символ;  $F$  – ширина полосы частот, Гц;  $P_c/P_{\text{ш}}$  – отношение мощности сигнала  $P_c$  к мощности шума  $P_{\text{ш}}$  для аналогового сигнала.  $P_c/N_0 = \Delta$  – нормативное значение отношения мощности сигнала  $P_c$  к спектральной плотности мощности шума  $N_0$ .

В работе [2] в качестве критерия оценки защищенности от утечки речевого сигнала в цифровой форме предложено и научно обосновано числовое значение общепринятой вероятности ошибочного приема бита информации. Предложенный критерий оценки защищенности речевых сигналов в цифровой форме зависит от нормированного показателя защиты аналогового речевого сигнала.

Критерием оценки защищенности аналогового речевого сигнала является нормированное значение величины разборчивости речи, для оценки которой разработаны современные методы и средства.

По значению пропускной способности  $C_u$  и равенству  $C_u = C_a$  из формулы (1) вычисляется вероятность ошибочного приема бита  $p_{ош}$ .

Аналогично двоичному симметричному каналу нормированное значение ошибочного приема бита  $p_{ош}$  для  $m$ -ичных сигналов определяется из равенства пропускной способности аналогового  $C_a$  и речевого сигнала в цифровой форме.

### Оценка защищенности битовых речевых сигналов в цифровой форме

Исходя из представленных требований к сигналу для оценки защищенности битовых речевых сигналов в цифровой форме проведен анализ структурных свойств сигналов, исследованных в работе [10]. Измерительным сигналом для оценки защищенности от утечки цифровых речевых сигналов в виде битовых символов с основанием кода  $m$  предложена периодическая последовательность прямоугольных импульсов.

Наилучшими структурными свойствами обладают последовательности  $N$  прямоугольных с одинаковыми энергиями импульсов длительностью  $\tau$  и периодом  $T = 2\tau$  (рисунок 1) [11]. Спектр амплитуд рассматриваемой последовательности импульсов изображен на рисунке 2 [12].

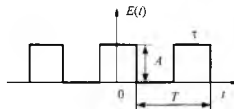


Рисунок 1 – Измерительный сигнал – последовательность прямоугольных импульсов (меандра)

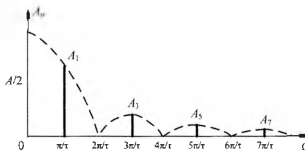


Рисунок 2 – Спектр последовательности прямоугольных импульсов (меандра)

При условии, что  $\Omega_1\tau = 2\pi\tau / T = \pi$ , получено выражение [10]:

$$f_1(t) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n} \cos\left(n\Omega_1 t - \frac{n\pi}{2}\right) = \frac{A}{2} + \frac{2A}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{\sin(n\Omega_1 t)}{n}$$

В этом случае начальные фазы всех гармоник одинаковы и равны 0. Применение последовательности прямоугольных импульсов с одинаковыми энергиями импульсов длительностью  $\tau$  и периодом  $T = 2\tau$  в качестве измерительного сигнала позволило обнаруживать и восстанавливать сигнал в шумах высокого уровня.

### Оценка защищенности манипулированных речевых сигналов в цифровой форме

Для передачи дискретных сообщений широко распространены двоичные ( $m = 2$ ) и  $m$ -ичные ( $m > 2$ ) амплитудно-манипулированные (АМн), частотно-манипулированные (ЧМн) и фазоманипулированные (ФМн) сигналы [4, 6]. Манипулированный сигнал представляет

собой несущие колебания. Его параметры изменяются во времени по частоте или по фазе. Манипулирующими сигналами являются биты, важные параметры которых – коэффициент взаимной корреляции  $\rho$  и энергия символического бита. Векторная структура определяется величиной коэффициента взаимной корреляции некоторого множества битового символа ( $m = 2$  либо  $m > 2$ ). ФМн-сигналы, модулирующие несущее колебание  $f_n$  при  $\rho = -1$ , минимизируют вероятность ошибочного приема бита. Для  $m$ -ичных ФМн-сигналов вероятность символической ошибки  $P_E$  увеличивается из-за взаимной корреляции между битами. Уменьшения отношения энергии бита  $E_b$  к спектральной плотности мощности шума  $N_0$ , т. е.  $E_b/N_0$ . С увеличением размера множества символов  $m = 2^k$ , где  $k = 2, 4, 8, 16, \dots$ , энергия символа изменяется по закону  $E = E_b \log_2 m [4]$ .

На основании исследований манипулированных сигналов можно сделать вывод о необходимости дальнейшего исследования ортогонального некогерентного ЧМн-сигнала с непрерывной фазой.

Измерительным сигналом для оценки защищенности от утечки манипулированных речевых сигналов в цифровой форме предложен ортогональный по частоте и квадратурный по фазе манипулированный сигнал с непрерывной фазой, исследованный в работе [11].

При отношениях  $E_b/N_0 = -10$  дБ выигрыш в чувствительности когерентного сигнала по отношению к некогерентному составляет менее 1 дБ.  $M$ -ичная передача ЧМн-сигналов по чувствительности имеет несомненное преимущество перед ФМн-сигналами.

Некогерентная ортогональная передача ЧМн-сигналов, характеризующаяся отсутствием перекрестных искажений при передаче несущих гармонических колебаний частот  $f_1$  и  $f_2$  длительностью  $T$  с одинаковыми амплитудами, подтверждает их ортогональность. Частоты  $f_1$  и  $f_2$  ортогональны, если разность частот  $(f_1 - f_2)$  кратна  $1/T$  Гц [4]. Такая разность устанавливается при воздействии тактовых частот, благодаря чему отсутствуют перекрестные помехи. Минимальная разность между несущими частотами  $f_1$  и  $f_2$  для двоичных ортогональных ЧМн-сигналов  $\cos(2\pi f_1 t + \varphi)$  и  $\cos(2\pi f_2 t)$ . Такие сигналы формируются при  $f_1 > f_2$ , скорости  $1/T$  символ/с, где  $T$  – длительность символа,  $\varphi$  – произвольный постоянный уровень фазы между 0 и  $2\pi$ .

Из [4]  $2\pi(f_1 - f_2)T = 2\pi k$  или  $f_1 - f_2 = 1/T$ . Минимальная разность между несущими частотами  $f_1$  и  $f_2$  для ортогональной передачи ЧМн-сигнала с некогерентным детектированием достигается при  $k = 1$  [4].

Ортогональность несущих частот  $f_1$  и  $f_2$  достижима с исключением перекрестных искажений при тактовой синхронизации, если при передаче сигнала с несущей  $f_1$  не принимается сигнал на несущей  $f_2$  фильтром приемника, настроенным на несущую  $f_2$ .

В целях сравнительной оценки параметров необходимо рассмотреть спектры ЧМн-сигнала для использования его в качестве измерительного. Синтез такого сигнала возможен для оценки защищенности от утечки информации в несимметричных зашумленных каналах. Выражение спектра ЧМн-сигнала с разрывом фазы имеет вид [11]:

$$U_{\text{ЧМн}}(t) = U_m \frac{t_n}{T} \cos 2\pi f_2 t + U_m \left(1 - \frac{t_n}{T}\right) \cos 2\pi f_1 t + U_m \frac{t_n}{T} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{2\pi k F_1 t_n}{2}}{2\pi k F_1 t_n} \times \\ \times [\cos(2\pi f_1 + 2\pi k F_1)t + \cos(2\pi f_1 - 2\pi k F_1)t - \cos(2\pi f_2 + 2\pi k F_1)t - \cos(2\pi f_2 - 2\pi k F_1)t].$$

График для спектра двоичного ЧМн-сигнала отображен на рисунке 3.

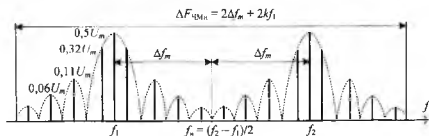


Рисунок 3 – Спектр двоичного ЧМн-сигнала

Из графика следует, что спектр ЧМн-сигнала занимает полосу

$$\Delta F_{\text{ЧМн}} = 2\Delta f_m + 2kF_1.$$

Ширина спектра определяется числом  $k$  учитываемых гармоник  $F_1$ , разностью частот  $(f_2 - f_1)$ , значением частоты  $f_1$  и первой верхней модулирующей частотой меандра.

Из рисунка 3 следует, что спектр колебаний ЧМн шире спектра АМн при прочих равных условиях на величину удвоенной девиации частоты  $2\Delta f_m$ .

Модулирующее колебание в виде меандра представлено в работе [13]:

$$E(t) = \frac{4A}{\pi} \left( \sin \omega_0 t + \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \dots \right) = \frac{4A}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n+1)\omega_0 t}{(2n+1)\omega_0 t},$$

где  $\omega_0 = 2\pi/T$ ,  $n = 1, 2, \dots, l$ .

Спектр ЧМн-сигнала с непрерывной фазой представляется выражением [11]:

$$U_{\text{ЧМн}}(t) = U_m \cos[2\pi f_n t + \Delta\varphi(t)], \quad (2)$$

где  $\Delta\varphi(t)$  – приращение фазы, обусловленное изменением частоты  $f_n$ .

Представим (2) в развернутом виде:

$$U_{\text{ЧМн}}(t) = U_m [\cos 2\pi f_n t \cdot \cos \Delta\varphi(t) - \sin 2\pi f_n t \cdot \sin \Delta\varphi(t)].$$

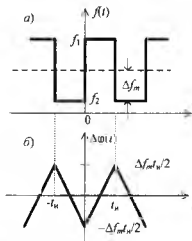


Рисунок 4 – Модулирующее колебание (меандр) (а), приращение фазы ЧМн-колебания (б)

Для построения спектра ЧМн-сигнала необходимо развернуть функции  $\cos\Delta\varphi(t)$  и  $\sin\Delta\varphi(t)$ . Модулирующим сигналом по-прежнему является меандр (рисунок 4, а). С помощью этого сигнала происходит изменение частоты  $f_n$  на величину  $\pm\Delta f_m$  (рисунок 4, б):

$$\Delta f(t) = \begin{cases} -\Delta f_m & \text{при } -t_n < t < 0; \\ \Delta f_m & \text{при } 0 < t < t_n. \end{cases}$$

Изменение фазы  $\Delta\varphi(t)$  зависит от изменения частоты  $\Delta f(t)$ :

$$\Delta\varphi(t) = \int_{t_0}^t \Delta f(t) dt = \begin{cases} -\Delta f_m t + C_1, & -t_n < t < 0; \\ \Delta f_m t + C_2, & 0 < t < t_n, \end{cases}$$

где  $C_1$  и  $C_2$  – постоянные интегрирования, которые целесообразно выбрать таким образом, чтобы соблюдались условия непрерывности фазы [11].

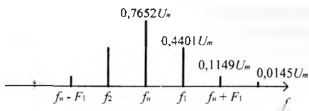


Рисунок 5 – Спектр ЧМн-сигнала при индексе ЧМн  $m_{чм} = 0,8$  [11]

Спектр ЧМн-сигнала с непрерывной фазой при индексе частотной манипуляции  $l = 0,8$  отображен на рисунке 5.

Практически можно считать, что спектр ЧМн-сигнала имеет две боковые несущие, поскольку остальные несущие составляют порядка двух процентов энергии сигнала. Ширина спектра ЧМн-сигнала с непрерывной фазой равна ширине спектра АМн-сигнала.

### Применение маскирующих шумов

Для маскирования широко используют белый шум с ограниченной полосой. Полностью свойства случайного процесса описываются нормальным распределением [14]. Методика обработки результатов наблюдений случайного процесса на статистическую устойчивость наблюдений известна [7, 15]. Функция распределения и ее числовые характеристики являются полными характеристиками случайных величин. Для нормального закона распределения плотности вероятности основными параметрами являются дисперсия и математическое ожидание. Для принятия решения о возможности использования случайного процесса необходимо оценить ряд дополнительных параметров.

Важной характеристикой маскирующего шума является энтропия как мера неопределенности [15]. Из сравнения по энтропийному коэффициенту функций распределения плотностей вероятности, представленных в работе [15], следует, что его значение максимально и равно 1 при нормальном распределении. Композиция нормального закона распределения плотности вероятности с синусоидальным распределением со случайной фазой с энтропийным коэффициентом, равным 0,54, снизит суммарный коэффициент по отношению к нормальному закону. Снижение коэффициента определяется отношением мощности синусоидального сигнала к мощности белого шума.

Структура маскирующих шумов представляет собой сумму флуктуационной (шумовой) и импульсной составляющих [14]. В импульсной компоненте сосредоточена значительная часть энергии, поэтому она оказывает существенное влияние на прием и обработку информационного сигнала в канале утечки:

$$f(x) = \frac{1-\alpha}{\sqrt{2\pi\sigma_\phi^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_\phi^2}\right) + \frac{\alpha}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma_n^2}\right).$$

Функция  $f(x) = f(x;t)$  состоит из двух гауссовских плотностей вероятности, параметры которых  $\sigma_\phi^2$  и  $\sigma_n^2$  характеризуют соответственно дисперсии флуктуационной и импульсной компонент. Коэффициент  $\alpha$  определяет импульсную составляющую шума.

В ходе исследования рассмотрены ансамбли  $n$  импульсных потоков, сформированных из случайного нормального процесса. Каждый из  $n$  потоков формируется при превышении заданных пороговых значений опорного напряжения при переходе снизу вверх мгновенного значения амплитуды случайного процесса. Причем импульсы случайных последовательностей совпадают в зависимости от их временных параметров. Амплитуды импульсов импульсных потоков нормированы, а их длительности уменьшаются по мере увеличения опорного напряжения на величину  $U$  каждого заданного порогового значения.

В работе [14] проведена систематизация развития отдельных разрозненных результатов по практическим применениям характеристик пересечений уровней случайными процессами. Любой случайный непрерывный процесс полностью определяется своими

реализациями. Несмотря на достигнутые результаты, современное состояние исследованной этой теории в решении конкретных практических задач нельзя считать законченным.

Из наиболее распространенных характеристик случайных процессов наибольший интерес представляют относительные длительности нахождения реализации при превышении ею заданных уровней. Превышение этих уровней формирует хаотические равноуровневые импульсные последовательности. Порог срабатывания формирующего устройства формируется автоматически на априори определенных уровнях. Эти уровни задаются делителями уровней. Каждый уровень реализуют из импульсной последовательности, полученной на предыдущем уровне.

Хаотические импульсные последовательности (ХИП) [16] формируются с амплитудами, длительностями, а также с интервалами между импульсами по случайному закону. На практике ХИП реализуют с постоянной амплитудой и случайными по длительности импульсами и временными интервалами между ними. ХИП формируют, подавая на вход, например, триггерной схемы с одним устойчивым состоянием, с пороговым напряжением на его входе  $U_0$ , шумовое напряжение по уровню, превышающему пороговое напряжение.

Плотность вероятности мгновенных значений шума подчинена нормальному закону со средним значением, равным нулю. В зависимости от порога  $U_0$  среднее значение длительности импульсов  $T$ , паузы между ними  $\Delta$  и число пересечений  $N_{cp}$  порогового уровня в единицу времени известны [16].

Плотность вероятности мгновенных значений шума подчинена нормальному закону со средним значением, равным нулю. В зависимости от порога  $U_0$  среднее значение длительности импульсов  $T_\tau$ , паузы между ними  $T_\Delta$  и число пересечений  $N_{cp}$  порогового уровня в единицу времени определяется по формуле [16]:

$$T_\tau = \frac{\pi}{\sqrt{-\rho_0^*}} \left( 1 - \Phi \left( \frac{\gamma}{\sqrt{2}} \right) \right) \exp \left( \frac{\gamma^2}{2} \right), \quad (3)$$

$$T_\Delta = \frac{\pi}{\sqrt{-\rho_0^*}} \left( 1 + \Phi \left( \frac{\gamma}{\sqrt{2}} \right) \right) \exp \left( \frac{\gamma^2}{2} \right), \quad (4)$$

$$N_{cp} = \frac{1}{\pi} \sqrt{-\rho_0^*} \exp \left( -\frac{\gamma^2}{2} \right), \quad (5)$$

где  $\rho_0^* = \frac{d^2 p(\tau)}{d\tau^2}$  при  $\tau = 0$ ,  $p(\tau)$  – коэффициент корреляции шума;

$$\Phi(\gamma) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\gamma e^{-x^2} dx,$$

где  $\gamma = \frac{U_0}{\sigma_{ш}}$ ;  $\sigma_{ш}$  – дисперсия шума;  $U_0$  – пороговое напряжение.

Для обогащения спектра и расширения полосы предложен метод формирования многоуровневой ХИП, параметры которой адаптированы к параметрам маскируемых сигналов. На рисунке 6 представлен способ формирования многоуровневой хаотической импульсной последовательности.

Среднее значение длительности импульсов  $T_\tau$ , паузы между ними  $T_\Delta$  и число пересечений  $N_{cp}$  порогового уровня в единицу времени для каждого из уровней определяются в соответствии с выражениями (3), (4), (5).

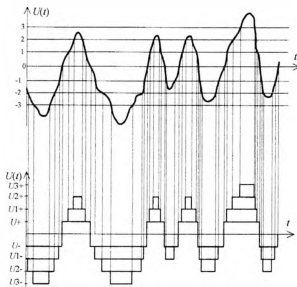


Рисунок 6 – Способ формирования многоуровневой хаотической импульсной последовательности

### Заключение

Теоретически обоснован критерий по вероятности ошибочного приема бита информации речевого сигнала в цифровой форме и показатель защищенности в зависимости от нормативного показателя защищенности аналогового сигнала.

Обоснованы и предложены помехоустойчивые измерительные сигналы оценки защищенности речевого сигнала в цифровой форме в виде периодических однополярных меандровых импульсных последовательностей и двоичных ЧМн-сигналов с непрерывной фазой. Такие сигналы имеют преимущества по сравнению с другими двоичными и  $m$ -ичными манипулированными сигналами, обладают универсальностью (минимальная ширина спектра, применение в несимметричных каналах, связь с  $m$ -ичными сигналами, в том числе вблизи границы Шеннона). На основе предложенных измерительных сигналов разработан метод оценки защищенности речевого сигнала в цифровой форме.

Разработан и предложен сигнал маскирования каналов утечки информации, основанный на формировании многоуровневой хаотической импульсной последовательности. Предложенный сигнал обеспечивает повышение степени защиты речевых и других сигналов в аналоговой и цифровой форме с достаточно высокой эффективностью в более широком диапазоне частот, адаптивен к спектральной плотности маскируемых аналоговых и цифровых сигналов.

### Список литературы

1. Савищенко, Н. В. Многомерные сигнальные конструкции: их частотная эффективность и потенциальная помехоустойчивость приема / Н. В. Савищенко / под ред. Д. Л. Бураченко. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2005. – 420 с.
2. Способ оценки защищенности от утечки речевого сигнала: пат. 15588 Респ. Беларусь, МПК G 10L 15/00, H 04R 29/00 / В. К. Железняк, Д. С. Рябенко; заявитель Полоцк. гос. ун-т. – № а20100293; заявл. 01.03.2010; опубл. 30.04.2012 // Офис. бюл. / Нац. центр интеллектуал. собственности. – 2011. – № 2 (85). – С. 165–166.



3. Дядюнов, А. Н. Адаптивные системы сбора и передачи аналоговой информации. Основа теории / А. Н. Дядюнов, Ю. А. Онищенко, А. И. Сенин. – М.: Машиностроение, 1988. – 288с.
4. Складар, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. / Б. Складар; пер. с англ. – 2-е изд. – М.: Вильямс, 2007. – 1104 с.
5. Ключев, Л. Л. Теория электрической связи / Л. Л. Ключев. – Минск: Дизайн ПРО, 1998г. – 336с.
6. Чердынцев, В. А. Радиотехнические системы: учеб. пособие для вузов / В. А. Чердынцев. – Минск: Вышэйш. шк., 1988. – 369 с.
7. Железняк, В. К. Защита информации от утечки по техническим каналам: учеб. пособие / В. К. Железняк. – СПб.: ГУАП, 2006. – 188 с.
8. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации / П. Н. Сердюков [и др.]; под общ. ред. П. Н. Сердюкова. – М.: АСТ, 2006. – 403 с.
9. Варгаузин, В. Вблизи границы Шеннона / В. Варгаузин // ТелеМультиМедиа. – 2005. – № 3. – С. 3–10.
10. Теоретические основы связи и управления / А. А. Фельдбаум [и др.]. – М., 1963. – 932 с.
11. Железняк, В. К. Основы теории модулированных колебаний: учеб. пособие / В. К. Железняк, С. В. Дворников. – СПб.: ГУАП, 2006. – 160 с.
12. Витерби, А. Д. Принципы цифровой связи и кодирования / А. Д. Витерби, Дж. К. Омара; пер. с англ. под ред. К. П. Зигангирова. – М.: Радио и связь, 1982. – 536 с.
13. Гарновский, Н. Н. Теоретические основы электропроводной связи. Ч 1. Общая теория пассивных линейных цепей с сосредоточенными постоянными / П. П. Гарновский. – М.: Гос. изд-во по вопросам связи и радио, 1956. – 692 с.
14. Тихонов, В. И. Проблема пересечений уровней случайными процессами / В. И. Тихонов, В. И. Хименко // Радиотехника и электроника. – 1998. – № 5, Т. 43. – С. 501–523.
15. Денисенко, А. Н. Статистическая теория радиотехнических систем / А. Н. Денисенко. – М.: АРИ, 2007. – 200 с.
16. Максимов, М. В. Защита от радиопомех / М. В. Максимов; под ред. М. В. Максимова. – М.: Сов. радио, 1976. – 496 с.

\*Сведения об авторах:

Рябенко Денис Сергеевич,

Железняк Владимир Кириллович,

УО «Полоцкий государственный университет».

Статья поступила в редакцию 04.03.2014 г.