УДК 621.391

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОСВЯЗИ УКВ ДИАПАЗОНА С ОДНОСТОРОННИМ ПОИСКОМ КАНАЛОВ

к.т.н. О.П. Батаев, А.Е. Колесник
(представил д.т.н., проф. П.Ф. Поляков)

Предложены алгоритмы функционирования адаптивных систем радиосвязи, использующих односторонний поиск каналов и приведено их сравнение по пропускной способности при воздействии аддитивных флуктуационных помех.

В настоящее время для служб железнодорожного транспорта разрабатываются адаптивные системы радиосвязи УКВ диапазона [1]. Спецификой работы передающих и приемных устройств абонентов в таких системах является поиск каналов, обеспечивающих заданное качество обслуживания абонентов.

Для полного описания алгоритмов функционирования системы связи введем ошибки выявления маркера, а также ошибки приема адресных кодограмм, связанные с влиянием аддитивных помех типа флуктуационного шума. Пусть в данных условиях $P_{лт}$ – ошибка первого рода (ложная тревога), $P_{д}$ – вероятность правильного декодирования маркера, $P_{пс} = 1 - P_{д}$ – ошибка второго рода (пропуск сигнала). Рассмотрим влияние помех на пропускную способность системы связи при двустороннем и одностороннем последовательном поиске каналов. При этом критерием оценки пропускной способности системы являются вероятность отказа системы, среднее число занятых каналов, выражающееся через интенсивность входного потока и интенсивность выходного потока.

При одностороннем последовательном поиске получение точных значений величин $\lambda_{i,,i+1}$ в случае помех в каналах связи представляет собой сложную математическую задачу, поэтому с целью упрощения ее проведем упрощенный анализ.

Для передатчика, как и в случае двустороннего поиска, продолжительности импульсов потока и его интенсивность определяются из выражений:

$$T_{пм}{}^{i} = M\,(\tau_{пер\ пм} + \tau_{м} + [1 - (iP_{д} + (M-i)P_{лт}) / M]\,\tau_{ож}) - \tau_{пер\ пм}; \quad (1)$$

$$\mu^{i}_{пм} = 1 / (\tau_{пер\ пм} + \tau_{пм}),$$

где $T_{пм}{}^{i}$ – средняя продолжительность импульсов повторения при сканировании приемника (ПРМ) по каналам связи в соответствии с законом распределения продолжительности сканирования $\alpha^{i}_{пм}(\tau) = \delta\,(\tau - T^{i}_{пм})$; $\mu^{i}_{пм}$ – средняя интенсивность потока импульсов повторения; M – количество каналов связи, доступных системе; i – число занятых в системе каналов;

$\tau_{пер\ пм}$ – время перестройки приемника с канала на канал; $\tau_{м}$ – время анализа маркера; $\tau_{ож}$ – время ожидания приемника на каждом канале для декодирования вызывной кодограммы; $\delta(\tau)$ – функция от переменной τ.

Поток импульсов перестроек приемника – анализатора, который осуществляет анализ качества каналов и определение маркера в них, будет оцениваться следующими выражениями:

$$T_A^{\,i} = M\,(\tau_{пер\ пм} + \tau_{м} + [1 - (iP_{д} + (M - i)P_{лт}) / M]\,\tau_{a}) - \tau_{пер\ пм}; \quad (2)$$

$$\mu^i_A = 1 / (\tau_{пер\ пм} + T_A^{\,i}),$$

где τ_a – время анализа качества канала; N – число абонентов; λ_0 – средняя интенсивность входного пуассоновского потока заявок на переговоры от каждого источника; $\tau_{пер\ пд}$ – время перестройки передатчика с канала на канал; $\tau_{вк}$ – время передачи вызывной кодограммы на каждом канале связи вызывающим абонентом.

Соответственно заданному алгоритму приемник будет сканировать по каналам под действием помех с некоторой интенсивностью $\mu^i_{пм}$, кратной μ^i, так как с этой частотой осуществляется выбор лучшего канала по результатам анализа. Итак, максимальная величина $\mu^i_{пм}$ будет ограничена значением μ^i. Отличие $\mu^i_{пм}$ от μ^i зависит от числа свободных каналов и от характера изменения помех в них.

Если число занятых каналов равняется i, тогда число свободных каналов составляет $M - i$. Если приемник находится на некотором j-канале, то он может через цикл анализа перейти на любой из оставшихся ($M - i - 1$) свободных каналов с некоторой вероятностью перехода $P^i_{пер}$. Будем считать, что результаты следующих циклов анализа независимы от предшествующих. Считаем также, что на каждом цикле анализа определена матрица переходных вероятностей системы P.

Суть переходных вероятностей состоит в том, что сначала анализатор вследствие конечности времени анализа τ_a, определяет параметры исходного процесса приемника с некоторой ошибкой. Иначе говоря, решающая схема анализатора оперирует не с истинными параметрами, а с некоторой выборкой оценок исходного процесса. Следствием этого есть неоднозначность в определении оптимального канала приема для подключения к нему информационного приемника.

Рассмотрим два возможных случая распределений входного потока: стационарное и нестационарное.

1. Стационарное распределение входного потока. Если процесс на входе приемника-анализатора стационарный, то для определения безусловной вероятности перехода $P^l_{пер}$ из состояния $\boldsymbol{l}$ можно воспользоваться теорией эргодических цепей Маркова [2].

Действительно, процесс перехода приемника с канала на канал представляет собой эргодическую цепь Маркова, так как выполняются следующие условия: нет поглощающих состояний, т.е. из любого состояния с течением времени можно попасть в любое другое состояние с некоторой вероятностью P_i ; цепь состоит из одного класса сообщающихся состояний.

Вследствие эргодичности цепи справедлива теорема о предельных (финальных) вероятностных состояниях. Определим вероятности P_l , к которым с течением времени стремится система. Для этого составим переходную матрицу цепи

$$\widehat{P} = \begin{vmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1,M-i} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2,M-i} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{M-i,,1} & P_{M-i,2} & & P_{M-i,M-i} \end{vmatrix}, \tag{3}$$

где P_{jj} – вероятность того, что система останется в состоянии j, $j = 1,\ \dots,\ M - i$.

Финальные вероятности P_l эргодической цепи можно получить, решая следующую систему алгебраических уравнений

$$\begin{cases} \sum\limits_{l=1}^{M-i} P_l P_{lj} - P_j = 0\ ; \\ \sum\limits_{l=1}^{M-i} P_l = 1. \end{cases} \tag{4}$$

где P_{lj} определены матрицей (3).

В соответствии с распределением величин P_l следует, что $P_{пер}{}^{l} = 1 - P_l$.

Решая систему уравнений (4), можно однозначно определить величины переходных вероятностей $P^{l}{}_{пер}$ для каждого из свободных $M - i$ каналов. Если в данный момент времени цепь находится в j-состоянии, то после цикла анализа система остается в том же состоянии с вероятностью P_j и перейдет на один из $M - i - 1$ каналов с вероятностью $P_{пер}{}^{j} = 1 - P_j$. С учетом этого, можно записать выражение для среднего времени состояния приемника на j-м канале в виде

$$T_j = T_A{}^{i}\ (1 - P_j) + 2\ T_A{}^{i}\ P_j\ (1 - P_j) + 3\ T_A{}^{i}\ P_j{}^{2}\ (1 - P_j) + \dots =$$

$$= T_A^i \frac{1 - P_j}{P_j} \sum_{l=1}^{\infty} l P_j^l\ .$$

Для определения суммы ряда на основании [3] можно записать

$$\sum_{l=1}^{\infty} l P_j^l = \frac{P_j}{(1 - P_j)^2} \quad \text{при } P_j < 1. \tag{5}$$

С учетом (5) выражение для T_j примет вид

$$T_j = T_A^i \frac{1}{1 - P_j},\ j = i + 1,\ i + 2,\ \dots,\ M. \tag{6}$$

Из $M - i$ свободных каналов часть каналов окажется заблокированной анализатором вследствие ошибок анализа качества, т.е. ошибок типа ложной тревоги. Оставшуюся часть n-каналов можно представить как

$$n = E\ [(M - i)\cdot(1 - P_{лт})],$$

где $E\ [(M - i)\cdot(1 - P_{лт})]$ – целая часть величины $[(M - i)\cdot(1 - P_{лт})]$.

Учитывая (5), запишем выражения для величин $T_{пм}{}^{i}$ и средней интенсивности $\mu_{пм}{}^{i}$:

$$\begin{cases} T^{i}_{пм} = T^{i}_{A} \sum\limits_{j=1}^{n} \dfrac{1}{1-P_j}; \\ \mu^{i}_{пм} = \dfrac{1}{(T^{i}_{пм} + \tau_{пер \cdot пм})}. \end{cases} \qquad (7)$$

Далее определим поток совпадений. Согласно [2] получим

$$\lambda_{i,i+1} = \mu^{i}_{пд} \cdot \mu^{i}_{пм} \left\{ \frac{2T^{i}_{пд}}{к} \left[к - 1 - \sum_{j=1}^{к-1} P^{i}_{ош} \right] + (T^{i}_{пм} + T^{i}_{пд}) \cdot (1 - P^{к}_{ош}) \right\},$$

где $T_{пд}{}^{i}$ – средняя продолжительность потока импульсов излучений передатчика (ПРД) с функцией распределения продолжительности $\alpha^{i}_{пд}(\tau) = \delta(\tau - T^{i}_{пд})$; $\mu^{i}_{пд}$ – средняя интенсивность потока импульсов излучений; $к$ – число повторений кодограммы вызова по каналам связи.

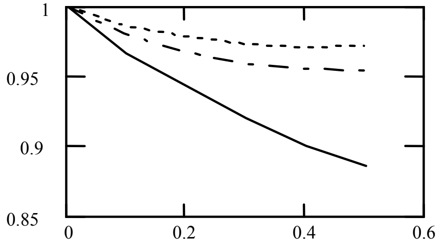

Рис. 1. Зависимость пропускной способности от величины нагрузки для одностороннего поиска

В соответствии с выражением (7) на рис. 1, 2 построены зависимости пропускной способности системы и среднего числа занятых каналов от нагрузки ρ для одностороннего поиска. На этих рисунках изображены кривые, описывающие каналы с параметрами:

$P_д = 0,9$; $P_{лт} = 0,2$; $P_{ош} = 0,01$; $к = 1$ (сплошная линия);

$P_д = 0,9$; $P_{лт} = 0,2$; $P_{ош} = 0,01$; $к = 2$ (штрих-пунктирная линия);

$P_д = 1$; $P_{лт} = 0$; $P_{ош} = 0$; $к = 2$ (точечная линия).

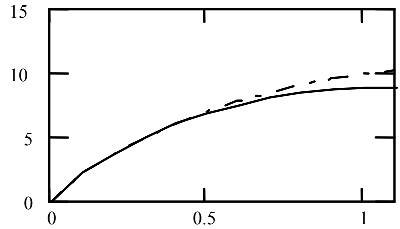

Рис. 2. Среднее число занятых каналов как функция нагрузки для одностороннего поиска

Характеристики каналов связи и параметры радиосредств те же, что и для рассмотренного выше алгоритма двустороннего поиска. Кривые 1 представляют аналогичные зависимости при отсутствии помех.

Для каналов связи с различным уровнем помех величины $T_{пм}{}^{i}$ и $\mu_{пм}{}^{i}$ определены формулой (6). Для приемника-анализатора поток перестроек определяется выражением (7), где $\tau_{пм}$ следует заменить на τ_a . Данный случай аналогичен рассмотренному выше. Однако, отличие составляет матрица вероятностей, где $P_{jj} \neq 0$, $P_{ij} \neq q$, которая записывается в виде

$$\widehat{P} = \begin{vmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1,M-i} \\ P_{21} & P_{22} & \dots & P_{2,M-i} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{M-i,,1} & P_{M-i,2} & & P_{M-i,M-i} \end{vmatrix}. \tag{8}$$

В соответствии с (8) требуемые величины P_j, $j = i + 1,\ i + 2, \dots, M$. С учетом (7), выражение для оценки $\lambda_{i,i+1}$ имеет вид

$$\lambda_{i,i+1} = \mu^i_{пд}\mu^i_{пм}\left\{ \begin{array}{l} \dfrac{2T^i_{пд}}{\kappa}\left\lfloor \kappa - 1 - \sum\limits_{j=1}^{\kappa-1} P^{-j}_{ош\cdot i} \right\rfloor + \\ + (T^i_{пм} + T^i_{пд}) \cdot (1 - \widehat{P}^{\kappa}_{ош\cdot i}) \end{array} \right\}, \tag{9}$$

так как в данном случае встреча абонентов происходит на свободном канале и $P_j = 1$; $\widehat{P}_{ош\cdot i} = \dfrac{1 - M}{M}\sum\limits_{l=i+1}^{M} P_{ош\cdot l}$ – вероятность ошибки на i канале;

$P_{пд}{}^j = 1 - \widehat{P}_{ош\cdot i}{}^j$ – вероятность правильного декодирования по j каналу.

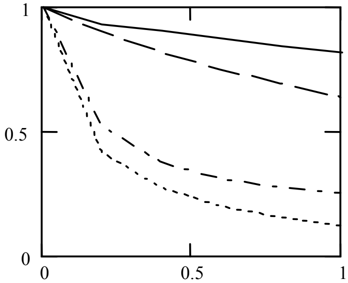

Рис. 3. Зависимость пропускной способности системы от нагрузки для двустороннего и одностороннего поиска

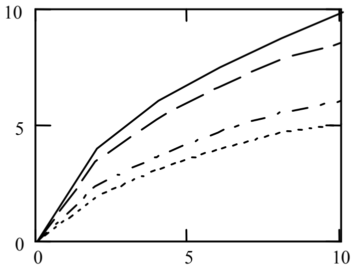

Рис. 4. Среднее число занятых каналов как функция нагрузки для алгоритмов двустороннего и одностороннего поиска при различных помехах в каналах связи

Используя (9), можно рассчитать все важнейшие статистические характеристики функционирования системы связи. На рис. 3, 4 построены зависимости вероятности отказа и среднего числа занятых каналов, как функция нагрузки. На этих рисунках изображены кривые, описывающие каналы с параметрами:

$P_д = 0{,}9$; $P_{лт} = 0{,}2$; $P_{ош} = 0{,}01$; односторонний поиск (сплошная линия);

$P_д^j = 0{,}9 * (1 - j/15)$: $P_{лт}^j = 0{,}2\cdot(1 + j/15)$: $P_{ош}^j = 0{,}01j : j = 1,2,\dots,15$; односторонний поиск (пунктирная линия);

$P_д = 0{,}9$; $P_{лт} = 0{,}2$; $P_{ош} = 0{,}01$; двусторонний поиск (штрих-пунктирная линия);

$P_д^j = 0{,}9 * (1 - j/15)$; $P_{лт}^j = 0{,}2(1 + j/15)$; $P_{ош}^j = 0{,}01j$: $j = 1,2,\dots,15$; двусторонний поиск (точечная линия).

2. Нестационарное распределение входного потока. Для анализа системы радиосвязи в случае нестационарного распределения входного потока считаем, что каналы локально стационарны, т.е. за время одного цикла анализа канал можно считать стационарным. В этом случае нестационарность сводится к последовательности стационарных отрезков. Вероятности перехода становятся зависимыми от номера шага S, т. к. матрица переходов не эргодична и $P_{ej}^{S} = P_{ij}$, где $S = 1, 2, 3, \dots$.

В данном случае предельная теорема о финальных вероятностях состояний не выполняется. Однако, на шаге S переходные вероятности можно определить по выражению

$$P_{пер}^{l}(S) = \sum_{j \neq l}^{M-i} P_{ej}^{S} = 1 - P_{ll}^{S} \ .$$

Введенное таким образом правило определения $P_{пер}^{\,l}(S)$ позволяет получить среднюю длительность $T_{пм}^{\,i}(S)$ и среднюю интенсивность $\mu_{пм}^{\,i}(S)$ потока перестроек приемника. Тогда выражение для средней длительности пребывания приемника на j-канале определяется из формулы

$$T_j = T_A^i(1 - P_{jj}^S) + 2T_A^i P_{jj}^S (1 - P_{jj}^{S+1}) + 3T_A^i P_{jj}^S P_{jj}^{S+1}(1 - P_{jj}^{S+2}) + \ldots =$$

$$= T_A^i \left\{ 1 - P_{jj}^S + \sum_{\kappa=1}^{\infty} (\kappa + 1)(1 + P_{jj}^{S+\kappa}) \prod_{i=1}^{\kappa} P_{jj}^{S+l+1} \right\}.$$

Выражения, характеризующие потоки перестроек приемника, запишутся в виде

$$\begin{cases} T_{пм}^i(S) = T_A^i \sum\limits_{m=1}^{n} \left\{ 1 - P_{mm}^S + \sum\limits_{\kappa=1}^{\infty} (\kappa + 1) \cdot \left(1 - P_{mm}^{S+\kappa}\right) \cdot \prod\limits_{i=1}^{\kappa} P_{mm}^{S+l-1} \right\}, \\ \mu_{пм}^i(S) = \dfrac{1}{(T_{пм}^i(S) + \tau_{пер \cdot пм})}, \end{cases} \qquad (10)$$

где $T_A^{\,i}$ определяется выражением (2), а величина n находится из (9) при $P_{лт} = P_{лт}(S)$.

Далее необходимо учесть ошибки декодирования адресной кодограммы. Так как для одностороннего поиска встреча приемника и передатчика происходит на свободном канале, то согласно [5] запишется в виде:

$$\lambda_{i,i+1} = \sum_{j=1} \mu_{2,2}^{i}(j, S) P_{пд}^{j}(S), \qquad (11)$$

где $\mu_{2,2}$ – интенсивность потока совпадений времени передачи вызывной кодограммы и времени ожидания приемника; $P_n^{\,j}(S) = 1 - P_{ош}^{\,j}(S)$, так как ошибка в данном случае зависит от номера шага анализа S.

Очевидно, что выражение (11) охватывает как стационарный, так и нестационарный случаи. Требуемые величины $\lambda_{i,i+1}$ получаются подстановкой в (11) всех необходимых величин, тогда конечное выражение имеет вид

$$\lambda_{i,i+1} = \mu_{пд}^i(S)\mu_{пм}^i(S) \left\{ \begin{array}{l} \dfrac{2T_{пд}^i(S)}{\kappa} \left[\kappa - 1 - \sum\limits_{j=1}^{\kappa-1} P_{ош}^j(S) \right] + \\ + [T_{пм}^i(S) - T_{пд}^i(S)][1 - P_{ош}^{\kappa}(S)] \end{array} \right\}. \qquad (12)$$

На рис. 5 представлены зависимости пропускной способности для одностороннего поиска, полученные согласно (12), как функции от нагрузки для рассматриваемого случая при линейной нестационарности помех в каналах связи. На рис. 5 изображены кривые, описывающие каналы с параметрами:

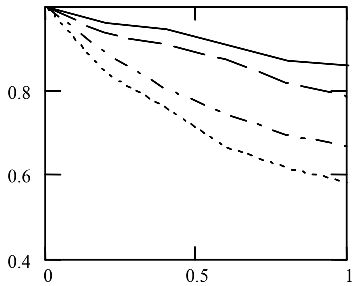

Рис. 5. Зависимость пропускной способности от нагрузки для одностороннего поиска при нестационарных помехах в каналах связи

$P_д^j=0,9(1–0.05S)$;
$P_{лт}^j=0,2(1+0.1S)$;
$P_{ош}^j = 0,01(1+0.1S); j = 1,2,...,15$;
$S = 1$ (сплошная линия);

$P_д^j = 0,9(1 – 0.05S)$;
$P_{лт}^j = 0,2(1 + 0.1S)$;
$P_{ош}^j = 0,01(1+0.1S)$;
$S = 10$ (пунктирная линия);

$P_д^j = 0,9 * (1 – 0.05S)(1 – j/15)$;
$P_{лт}^j = 0,2(1 + 0.1S)(1 + j/15)$;
$P_{ош}^j = 0,01j(1 + 0.1S)$: $j = 1,2,...,15$;
$S = 1$ (штрих-пунктирная линия);

$P_д^j = 0,9 * (1 – 0.05S)(1 – j/15)$;
$P_{лт}^j = 0,2(1 + 0.1S)(1 + j/15)$;
$P_{ош}^j =0,01j(1+0.1S)$: $j = 1,2,..., 15$;
$S = 10$ (точечная линия).

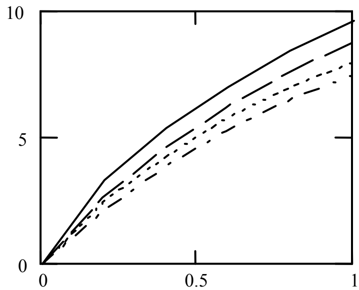

Рис. 6. Среднее число занятых каналов как функция нагрузки для одностороннего поиска при нестационарных помехах в каналах свя-

На рис. 6 представлены зависимости среднего числа занятых каналов, как функция нагрузки, для одностороннего поиска при нестационарных помехах в каналах связи.

Для каналов связи с различным уровнем помех выражение для величин $\lambda_{i,i+1}$ следует непосредственно из (12) с добавлением номера шага S :

$$\lambda_{i,i+1} = \mu_{пд}^i(S)\mu_{пм}^i(S)\cdot\left\{\begin{array}{l}\dfrac{2T_{пд}^i(S)}{\kappa}\left[\kappa-1-\sum\limits_{j=1}^{\kappa-1}P_{ош}^j(S)\right]+\\ +[T_{пм}^i(S)-T_{пд}^i(S)][1-\overline{P}_{ош}^{\kappa}(S)]\end{array}\right\},$$

где $P_{ош\cdot j}(S)=\dfrac{1}{M-i}\sum\limits_{l=i+1}^{M}P_{ош}^{S}(l)$.

Заметим, что в (8) величины P_{ij}, определяющие переходы приемника-анализатора, зависят не только от величин σ_i^2, σ_j^2, но и от точности анализа качества Δi, Δj. Так как реализации качества можно записать в виде σ_i^2 - $\Delta i \leq \sigma_i^2 \leq \sigma_i^2 + \Delta i$; σ_j^2 - $\Delta j \leq \sigma_j^2 \leq \sigma_j^2 + \Delta j$: $\sigma_i^2 \leq \sigma_j^2$ то вероятность перехода $i \to j$ будет выражена следующим образом:

$$P_{ij} = \int\limits_{\sigma_j^2 - j}^{\sigma_i^2 - i} W_i(x) \int\limits_{\sigma_j^2 - \Delta j}^{x} W_j(y) dy\, dx\,, \tag{13}$$

где $W_i(x)$, $W_j(y)$ – соответственно функции распределения величин σ_i^2 и σ_j^2. Учитывая, что суммирование по всем состояниям нормировано, выражение (13) приводится к виду

$$P_{ii} = 1 - \sum_{i=1, i \neq j}^{M-i} P_{ij}\ . \tag{14}$$

Для случая (3) получаем $P_{ii} = 1 / (M - i)$ вследствие его равенства P_{ii} для всех j. В случае использования (10) для удобства дисперсия определяется из равенства $\sigma_i^2 = 1 - 1/(M - i)$. Расчет показывает, что относительная точность анализа равна $\Delta i / \sigma_i^2 = \Delta j = 6$ дБ.

Таким образом, полученные выражения (13) и (14) можно использовать для оценки пропускной способности каналов адаптивной системы УКВ радиосвязи, в том числе и для транкинговой, при последовательном поиске как для стационарного, так и для нестационарного распределения входных потоков.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Пилипенко Г.А. Перспективы развития электрической связи на железных дорогах России // Автоматика, телемеханика и связь. – 1996. – № 4. – С. 6 – 9.*
2. *Майн Х., Осаки С. Марковские процессы принятия решения. – М.: Наука, 1977. – 278 с.*
3. *Левин Б.Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. – М.: Сов. радио, 1977. – 496 с.*
4. *Ховард Р.А. Динамическое программирование и марковские процессы. – М.: Сов. радио, 1965. – 350 с.*
5. *Батаев О.П., Колесник А.Е. Пропускная способность системы радиосвязи с двусторонним поиском УКВ диапазона // Системи обробки інформації. – Х.: НАНУ, ПАНМ, ХВУ. – 2002. – Вип. 4(20). – С. 214 – 218.*

Поступила 10.10.2002

БАТАЕВ Олег Петрович, *доцент кафедры ТС (транспортная связь) УкрГАЖТ. В 1966 году окончил Харьковское ВКИУ. Область научных интересов – теория передачи сигналов.*

КОЛЕСНИК Алексей Евгеньевич, *студент 5 курса факультета «Автоматика, телемеханика и связь» УкрГАЖТ. Область научных интересов – теория передачи сигналов.*