

УДК 621.396.96

И.Г. Леонов, А.Н. Коржов, В.С. Куц, И.М. Пичугин

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

УЧЕТ ЗАМИРАНИЙ И РАССЕЙВАНИЯ ПО ВРЕМЕНИ И ЧАСТОТЕ В МОДЕЛИ ДИСКРЕТНОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО КАНАЛА

Предложена модель радиолокационного канала с дискретным рассеиванием по времени и частоте. Определены параметры модели – средний временной интервал и средний частотный разнос. Показана их связь с полосой и временем когерентности. Полученные результаты могут служить основой для синтеза и анализа РЛС, работающих в условиях дискретной многолучевости.

Ключевые слова: многолучевость, рассеивание электромагнитных волн, параметры модели.

Введение

Постановка проблемы. В реальных условиях работы маловысотных РЛС имеет место многолучевое распространение зондирующих и эхо-сигналов [1, 2, 5, 6]. Обычно сигнал на выходе маловысотного радиолокационного канала считается гауссовым случайным процессом с нулевым средним [2, 3, 6], что мало дает для понимания структуры принятого сигнала и затрудняет синтез и анализ РЛС, работающих в данных условиях. Отличие принятого случайного процесса от гауссовского связано с конечным числом физически существующих путей распространения (лучей) радиоволн. Поэтому актуальным является разработка модели дискретного радиолокационного канала с рассеиванием по времени и частоте в условиях априорной неопределенности о характеристиках лучей распространения и определения ее параметров.

Цель статьи: разработка модели дискретного радиолокационного канала с рассеиванием по времени и частоте и определение ее параметров.

Основная часть

Модель радиолокационного информационного канала (РЛК) описывает процесс преобразования характеристик сигналов в этом канале на пути от передатчика до устройства обработки РЛС. При формировании его математической модели обычно исходят из следующих, достаточно общих, предположений [3, 6]:

1. Весь РЛК состоит из последовательности элементов (рис. 1), в первом приближении считается, что обратные связи между элементами РЛК отсутствуют.

2. Для описания преобразующих свойств РЛК используется феноменологическая принцип, в соответствии с которым каждый элемент РЛК является некоторым многополюсником с известной связью входа и выхода. Число входов и выходов многополюсника соответствует размерности входных и выходных векторных сигналов.

3. Каждому элементу РЛК в виде многополюсника сопоставляется некоторый оператор (стохастический или детерминированный), конкретный вид которого определяется на основании физических особенностей данного элемента. Взаимодействие различных элементов РЛК может быть описано с помощью ряда операторов и векторов, соответствующим различным блокам на рис. 1.

Пусть A_t – оператор передающего тракта РЛС, описывающий преобразование зондирующего сигнала $a_1(t)$ в излучаемую электромагнитную волну с заданной пространственно-временной и поляризационной структурой; A_r – оператор, характеризующий свойства приемного тракта; F_s и F_n – операторы преобразования сигналов на трассах «передатчик – цель» и «передатчик – источник пассивной помехи» соответственно; T_s и T_n – аналогичные операторы преобразования на трассах «цель – приемник» и «источник пассивных помех – приемник» соответственно; S – оператор цели; N_n , M_n – векторы активных и пассивных помех, аддитивно входящие в принимаемую смесь. Тогда сигнал $a_2(t)$ на выходе приемного тракта РЛС:

$$a_2(t) = A_r[(T_s S F_s + T_n M_n F_n) A_t a_1(t) + N_n]. \quad (1)$$

Принято считать, что уравнение вида (1) является основой для постановки задачи по оптимизации РЛС. Важно, что изменять можно вид радиолокационного сигнала $a_1(t)$, а также операторы передающего и приемного трактов РЛС. При этом априорная информация о целях (оператор S), помехах (операторы N_n и M_n) и среде распространения (операторы F_s , F_n , T_s и T_n) предопределяют выбор конкретного вида радиолокационного сигнала $a_1(t)$ и операторов передающего и приемного трактов РЛС.

В соответствии с (1) оптимизация любой РЛС, как известно, проводится двумя способами. Если параметры облучающего сигнала фиксированы, оптимизируется по выбранному критерию только приемный тракт, характеристики которого выбираются в соответствии с

сигналами на входе приемного устройства, последние в свою очередь, определяются по радиолокационным характеристикам (РЛХ) канала. Второй путь оптимизации РЛС предполагает как выбор способа обработки, так и параметров зондирующего сигнала в соответствии с РЛХ канала [3, 7].

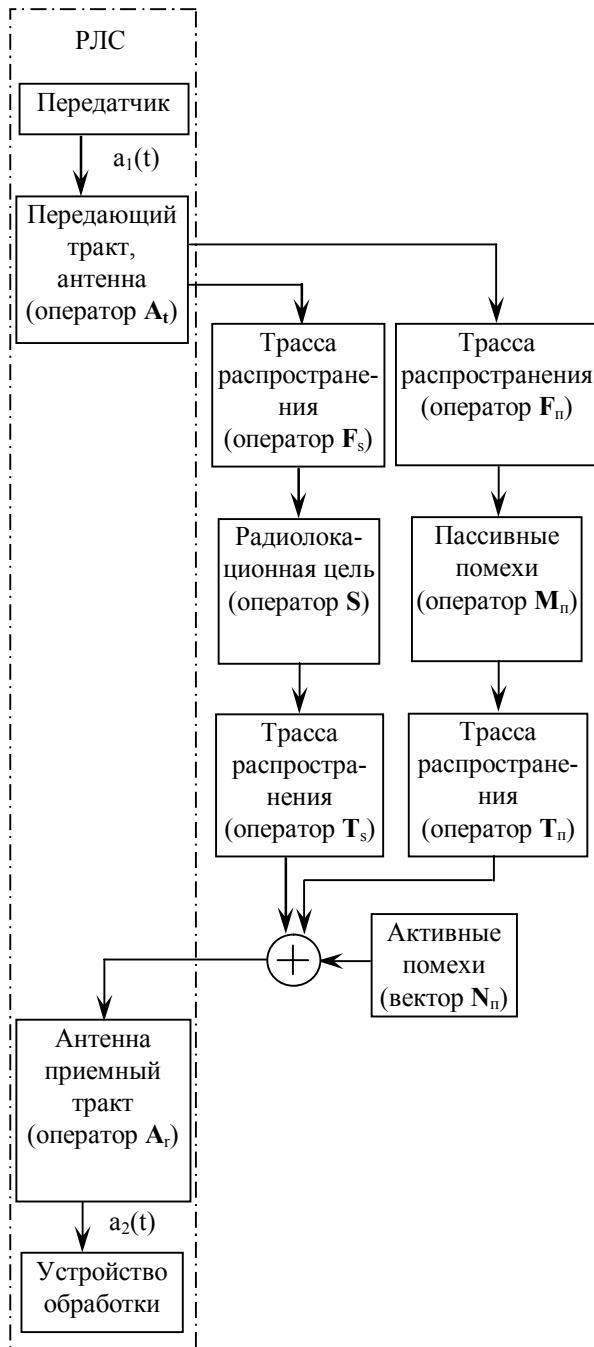


Рис. 1. Модель информационного радиолокационного канала

Каждому из указанных подходов свойственны и преимущества и недостатки. Первый подход является более предпочтительным, когда отсутствуют априорные сведения о канале. Его преимуществом является также простота формулировки задачи и получающихся результатов. Недостатком такого подхода является трудность правильного выбора

критерия оптимальности, имеющего смысл для широкого класса многоцелевых задач.

Второй подход более строг, однако его последовательное использование требует априорной информации о радиолокационном канале. Он имеет большое значение для выяснения пределов повышения качества многоцелевых систем [7]. Этот подход целесообразно использовать для построения мало-высотных радиолокационных систем.

В качестве априорной информации о радиолокационном канале обычно используют характеристики его частотно-временного рассеивания, которые, как правило, получают экспериментально [6]. В случае недостатка экспериментальных данных пытаются построить адекватную модель. Проанализируем характеристики, которые можно использовать в качестве априорной информации при выборе параметров модели приморского радиолокационного канала.

Основной особенностью рассматриваемого канала является наличие рассеивания электромагнитных волн на случайных неоднородностях атмосферы распределенных в пространстве. Это позволяет считать параметры канала случайными, стационарными в широком смысле. При таких допущениях процесс рассеивания электромагнитных волн в радиолокационном канале можно рассматривать как линейную фильтрацию сигнала [1, 6]. В этом случае сигнал на входе приемника может рассматриваться как результат преобразования зондирующего сигнала линейной системой (фильтром), с заданной импульсной характеристикой $h(t)$ и передаточной функцией рассеяния $K(2\pi f)$. Тогда модель радиолокационного канала на рис. 1 можно заменить упрощенной блок-схемой, приведенной на рис. 2.

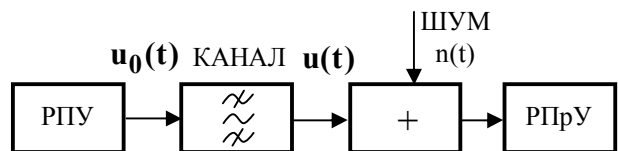


Рис. 2. Упрощенная блок-схема радиолокационного канала: РПУ – радиопередающее устройство; РПрУ – радиоприемное устройство

Если $u_0(t)$ и $u(t)$ – зондирующий и отраженный сигналы соответственно, а $G_0(2\pi f)$ и $G(2\pi f)$ их спектры, то отклик фильтра, эквивалентного каналу, на вход которого подается зондирующий сигнал $u_0(t)$, определяется, как известно, интегралом Дюамеля

$$u(t) = \int_0^{\infty} h(t - \tau)u_0(\tau)d\tau = \int_0^{\infty} h(t)u_0(t - \tau)d\tau, \quad (2)$$

или в частотном представлении записывается в виде

$$u(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G_0(2\pi f)K(2\pi f)e^{j2\pi ft}df. \quad (3)$$

Многочисленные экспериментальные исследования маловысотных радиолокационных каналов под-

тверждают дискретный характер $h(t)$ и $K(2\pi f)$, то есть наличие конечного числа дискретных в пространстве путей распространения радиоволн с независимым рассеиванием по времени и по частоте. В рамках данного приближения принято считать, что полное отраженное поле складывается из полей отдельных локальных источников [1, 3]. Как показано в [1, 3, 6] импульсная характеристика $h(t)$ радиолокационного канала в простейшем случае может быть записана

$$h(t) = \frac{1}{A} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_n e^{-j2\pi f_m t} \delta(t - t_{3n}), \quad (4)$$

где a_n – амплитуда сигнала n -го локального источника, имеющего M дискретных значений частоты f_m ; t_{3n} – время задержки сигнала n -го локального источника; $A = \sqrt{\sum_{n=1}^N |a_n|^2}$ – нормирующий по мощности множитель. Передаточная функция канала-фильтра в соответствии с (4) имеет вид:

$$K(2\pi f) = \frac{1}{A} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M a_n e^{-j2\pi f_m t_{3n}}, \quad (5)$$

Структурная схема фильтра, эквивалентного радиолокационному каналу с дискретным рассеиванием по времени и частоте, с импульсной характеристикой (4) представляет N -отводную линию задержки, в каждом канале которой есть весовой усилитель (с весом a_n) и набор из M доплеровских фильтров, выходы которых суммируются. Сигналы с выходов N -каналов также суммируются. Выходной сигнал сумматора $u(t)$ представляет собой сигнал на входе радиоприемного устройства РЛС.

На основе сделанных допущений, можно приступить к анализу основных характеристик радиолокационного канала с дискретным рассеиванием по времени и частоте. В дальнейшем будем рассматривать радиолокационный канал с дискретным рассеиванием по времени. Так как каналы с рассеиванием по времени и по частоте дуальны [6], то полученные результаты могут быть легко трансформированы на канал с частотным рассеиванием.

В соответствии с (4) импульсная характеристика радиолокационного канала с дискретным рассеиванием по времени в рамках рассматриваемой модели представляет собой последовательность δ -импульсов со случайно меняющимися амплитудами a_n и временным положением t_{3n} . В этом случае последовательности δ -импульсов можно поставить в соответствие последовательность многомерных случайных величин, а именно: началу каждого импульса приписать случайные значения его параметров. Подобного рода импульсные случайные процессы при $N \rightarrow \infty$ подробно рассмотрены, например, в [5]. Случай $N = \text{const}$ проанализирован недостаточно. Пусть импульсная характеристика (4) радиолокационного канала рассматривается как реали-

зация некоторого импульсного случайного процесса, для которого на временном интервале $(-T/2, T/2)$ появляется точно $(2N+1)$ импульсов (число импульсов эквивалентно числу независимых лучей распространения). Пусть T – средний временной интервал между сигналами, прошедшими по различным лучам, определяемый разрешающей способностью по дальности РЛС [4]. Импульсы рассматриваемого случайного процесса расположены по обе стороны от нулевого, с которым связано начало отсчета времени, и нумеруются в порядке их следования на оси времени. Функция $K_N^{(k)}(2\pi f)$ это спектральная плотность для функции $h^{(k)}(t)$, описывающей произвольную k -тую реализацию рассматриваемого случайного процесса. Важной характеристикой любого случайного процесса является его энергетический спектр $F_h(2\pi f)$, который в соответствии с общим определением находится из соотношения:

$$F_h(2\pi f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{2}{(2N+1)T} m_1 \left\{ \left| K_N^{(k)}(2\pi f) \right|^2 \right\}, \quad (6)$$

где $m_1\{\dots\}$ – математическое ожидание;

Как показано в [5], с учетом (5), соотношение (6) можно записать в виде:

$$F_h(2\pi f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{2}{(2N+1)T} \left\{ \sum_{n=-N}^N m_1 \left\{ \left[a_n^{(k)} \right]^2 \right\} + \sum_{n=-N}^N \sum_{i=-N(n \neq i)}^N m_1 \left\{ a_n^{(k)} a_i^{(k)} e^{-j2\pi f(t_n^{(k)} - t_i^{(k)})} \right\} \right\}. \quad (7)$$

Формула (7) дает общее представление об энергетическом спектре случайных последовательностей вида (4). Частный вид выражения определяется следующими условиями: зависят ли вероятностные характеристики импульсов от их номера; можно ли считать, что вероятностные характеристики совокупности импульсов определяются только их взаимным расположением (т.е. стационарен ли случайный процесс); существует ли корреляция между однородными параметрами различных импульсов и т.п. [5]. Для рассматриваемой модели канала можно предположить, что амплитуды и моменты возникновения импульсов взаимно независимы и между однородными параметрами у различных импульсов корреляция отсутствует. Пусть \bar{a}_n и σ_n^2 – среднее значение и дисперсия случайной амплитуды n -го импульса.

$$\text{Если обозначить } m_1 \left\{ e^{-j2\pi f(t_n^{(k)} - t_i^{(k)})} \right\} = H_p(2\pi f),$$

то выражение (7) переписывается в виде:

$$F_h(2\pi f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{2}{(2N+1)T} \left\{ \sum_{n=-N}^N (\bar{a}_n^2 + \sigma_n^2) + 2 \sum_{p=1}^{2N} \sum_{n=-N(n+p \leq N)}^N \bar{a}_n \bar{a}_{n+p} \text{Re} \left(H_p(2\pi f) \right) \right\}. \quad (8)$$

Для многолучевого канала характерно, что сигнал каждого луча находится в своем интервале разрешения конечной длительности. Это позволяет рассматривать изменяющуюся в процессе движения цели импульсную характеристику эквивалентного каналу фильтра как импульсный случайный процесс с детерминированным тактовым интервалом [5]. В качестве примера на рис.3 представлена произвольная реализация такого процесса.

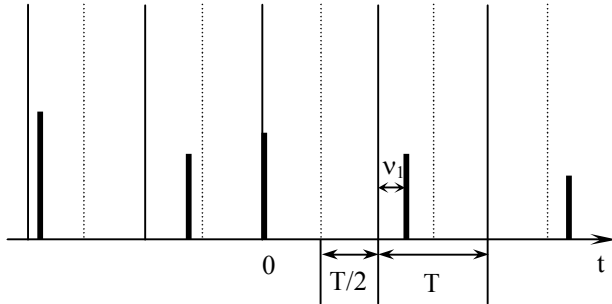


Рис. 3. Пример реализации импульсного случайного процесса с детерминированным тактовым интервалом

В импульсных случайных процессах с детерминированным тактовым интервалом момент появления $t_n^{(k)}$ любого n-го импульса реализации процесса может быть представлен в виде $t_n^{(k)} = nT + v_n^{(k)}$, где T в данном случае является длиной тактового интервала; v_n – случайная величина с нулевым средним.

Величина v_n по абсолютному значению не превосходит значения $T/2$, так как за один такт возникает только один импульс. Пусть $\theta_{1v}(2\pi f)$ – одномерная характеристическая функция случайной величины v_n . Тогда, в соответствии с допущением о независимости одноименных параметров различных импульсов, функция $H_p(2\pi f)$ имеет вид

$$H_p(2\pi f) = |\theta_{1v}(2\pi f)|^2 e^{-jp2\pi fT}.$$

Соотношение (8) переписывается в виде

$$F_h(2\pi f) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{2}{(2N+1)T} \left\{ \sum_{n=-N}^N (\bar{a}_n^2 + \sigma_n^2) + 2 \times \sum_{p=1}^{2N} \sum_{n=-N(n+p \leq N)} \bar{a}_n \bar{a}_{n+p} |\theta_{1v}(2\pi f)|^2 \cos(p2\pi fT) \right\}. \quad (9)$$

Анализ выражения (9) показывает, что энергетический спектр рассмотренного импульсного случайного процесса зависит не от вида закона распределения случайных амплитуд $a_n^{(k)}$ импульсов, а лишь от их средних значений \bar{a}_n и дисперсий σ_n^2 . Кроме этого в (9) только функции $\theta_{1v}(2\pi f)$ и $\cos(p2\pi fT)$ зависят от частоты, а значит они в первую очередь определяют неравномерность ампли-

тудной структуры энергетического спектра $F_h(2\pi f)$. Если, исходя из минимаксного подхода, будем считать случайную величину v_n , распределенной равномерно на временном интервале $(-x; x)$, то функция $\theta_{1v}(2\pi f)$ имеет вид $\sin(2\pi fx)/(2\pi fx)$.

На рис. 4 для примера приведены энергетические спектры случайной последовательности δ -импульсов для различных значений временных границ x равномерного распределения случайной величины v_n , когда средние значения \bar{a}_n и дисперсии σ_n^2 амплитуд импульсов одинаковы.

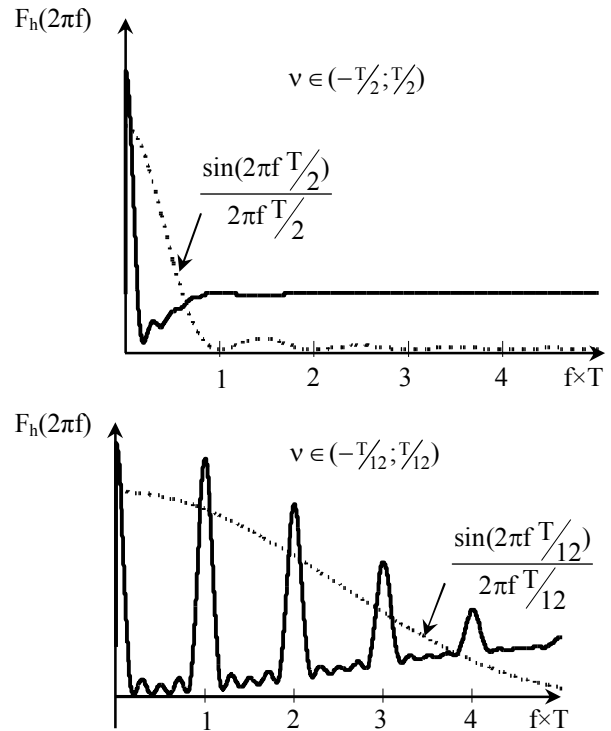


Рис. 4. Энергетический спектр $F_h(2\pi f)$ случайной последовательности из пяти δ -импульсов при равномерном распределении случайной величины v в интервалах разной длительности

В целом анализ показывает, что, по аналогии с ЭПР группового излучателя, структура АЧХ канала имеет провалы, вид которых зависит от того, есть ли среди разрешаемых лучей доминирующие. В их отсутствие определяющими структуру АЧХ $K(2\pi f)$ (энергетического спектра $F_h(2\pi f)$) будут средний временной интервал между локальными источниками T и максимальное рассеивание сигнала в канале по времени $2N \times T$. Если же доминирующие лучи имеются, то структура АЧХ цели (энергетического спектра $F_h(2\pi f)$) будет в большей степени зависеть от параметров этих лучей. Но в любом случае вид частотных флуктуаций зависит от соотношения временного рассеивания и разрешающей способности РЛС по дальности. Если разрешающая способность

РЛС много больше T , то спектр сигнала на выходе канала с рассеиванием только по времени совпадает со спектром сигнала на его входе с точностью до постоянного множителя. При разрешающей способности меньше T происходит "разрушение" спектра сигнала на выходе канала, то есть частотное замирание. Полоса когерентности дискретного канала с рассеиванием по времени $W_k \leq 1/T$

Для канала с дискретным рассеиванием по частоте, как отмечалось выше, можно получить аналогичные выводы. При этом средний временной интервал T следует заменить средним частотным разносом между M частотными каналами F , а также максимальное рассеивание сигнала в канале по времени на максимальное рассеивание сигнала по частоте $2M \times F$. Если разрешающая способность РЛС по частоте много больше F , то огибающая сигнала на выходе канала с рассеиванием только по частоте совпадает с огибающей сигнала на его входе с точностью до постоянного множителя. При разрешающей способности меньше F происходит "разрушение" временной структуры сигнала на выходе канала, т.е. временное замирание. Время когерентности дискретного канала с рассеиванием по частоте $T_k \leq 1/F$.

Для канала с одновременным рассеиванием по времени и по частоте количественно степень "разрушения" спектра сигнала можно оценить шириной полосы когерентности W_k , а степень "разрушения" временной структуры сигнала – временем когерентности T_k [6], которые зависят не только от параметров канала T и F , но и от параметров сигнала РЛС:

$$W_k \leq \frac{W}{\tau_n \cdot F}; T_k \leq \frac{\tau_n}{W \cdot T},$$

где τ_n , W – длительность и ширина спектра зондирующего сигнала.

Приведенные соотношения показывают, что при дискретном характере рассеивания полоса когерентности увеличивается в N раз, а время когерентности в

M раз относительно канала с непрерывным рассеиванием такой же величины. Если каждый канал рассеивания считать непрерывным случайным каналом, то полоса когерентности и время когерентности многолучевого канала уменьшатся соответственно в N и M раз.

Выводы

Таким образом, в статье предложена модель радиолокационного канала с дискретным рассеиванием по времени и частоте. Определены параметры модели – средний временной интервал и средний частотный разнос. Показана их связь с полосой и временем когерентности. Полученные результаты могут служить основой для синтеза и анализа РЛС, работающих в условиях дискретной многолучевости.

Список литературы

1. Кук Ч. Радиолокационные сигналы. Теория и применение: пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов. радио, 1971. – 568 с.
2. Справочник по радиолокации: пер. с англ.; под ред. М. Скольникова. Нью-Йорк, 1970. (в 4-х т.) / под общ. ред. К.Н. Трофимова. – М.: Сов. радио. – Т. 1, 1976. – 456 с.; Т. 2, 1977. – 408 с.; Т. 3, 1979. – 528 с.; Т. 4, 1978. – 376 с.
3. Радиоэлектронные системы: справочн. / под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007. – 510 с.
4. Вудворд Ф.М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации / пер. с англ.; под ред. Г.С. Горелика. – М.: Сов. радио, 1955. – 128 с.
5. Вопросы статистической теории радиолокации / П.А. Бакут, И.А. Большаков и др. – М.: Сов. радио. – Т. 1, 1963. – 424 с.; – Т. 2, 1964. – 1079 с.
6. Кеннеди Р. Каналы связи с замиранием и рассеиванием / Р. Кеннеди. – М.: Сов. радио, 1973. – 304 с.
7. Вакман Д.Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации / Д.Е. Вакман. – М.: Сов. радио, 1965. – 304 с.

Поступила в редколлегию 20.10.2014

Рецензент: д-р техн. наук проф. В.Д. Карлов, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

ВРАХУВАННЯ ЗАВМИРАНЬ І РОЗСІЮВАННЯ ПО ЧАСУ І ЧАСТОТІ В МОДЕЛІ ДИСКРЕТНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО КАНАЛУ

І.Г. Леонов, А.М. Коржов, В.С. Куц, І.М. Пічугін

Запропонована модель каналу радіолокації з дискретним розсіюванням за часом і частоті. Визначені параметри моделі – середній часовий інтервал і середнє частотне рознесення. Показаний їх зв'язок із смугою і часом когерентності. Отримані результати можуть служити основою для синтезу і аналізу РЛС, працюючих в умовах дискретної багатопроменевості.

Ключові слова: багатопроменевість, розсіювання електромагнітних хвиль, параметри моделі.

ACCOUNT OF STOPPING BEATING AND DISPERSION ON TIME AND FREQUENCY IN MODELS OF DISCRETE RADIO-LOCATION CHANNEL

I.G. Leonov, A.N. Korzhov, V.S. Kuts, I.M. Pichugin

The model of radio-location channel is offered with discrete dispersion at times and to frequency. Model parameters – middle temporal interval and middle frequency carrying are certain. Their connection is shown with a stripe and time of coherentness. The got results can serve as basis for a synthesis and analysis radio-location station, working in the conditions of discrete many rays.

Keywords: many rays, dispersion of hertzian waves, model parameters.