

УДК 621.396.96:621.391.26

Д. И. Попов

Рязанский государственный радиотехнический университет

Оптимальная обработка многочастотных сигналов

Синтезированы оптимальные алгоритмы обработки многочастотных радиолокационных сигналов на фоне коррелированных и некоррелированных помех. Проведен анализ синтезированных алгоритмов обработки многочастотных сигналов.

Адаптация, обработка сигналов, многочастотные сигналы, пассивные помехи, "слепые" скорости

При обнаружении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех в когерентно-импульсных радиолокационных системах (РЛС) высокой скважности возникает известная проблема "слепых" скоростей. Одним из способов решения данной проблемы является использование многочастотных сигналов, исключаящих "слепые" скорости. Многочастотные сигналы (по сравнению с одночастотными) открывают дополнительные возможности обнаружения эхосигналов, позволяя без увеличения суммарной излучаемой мощности получить выигрыш в дальности обнаружения цели. Для этого отраженные сигналы должны быть статистически независимыми, что достигается необходимым разносом несущих частот, выбираемым из условия малости длин волн, соответствующих разностным частотам, по сравнению с радиальными размерами цели [1]. Обработка статистически независимых сигналов в первом приближении должна осуществляться отдельно для каждого из них, что не исключает объединения результатов обработки отдельных частотных каналов. Алгоритм этого объединения зависит от вида обработки и других факторов.

Цель настоящей статьи – синтез и анализ оптимальных алгоритмов обработки многочастотных радиолокационных сигналов при наличии и при отсутствии пассивных помех.

Статистическое описание многочастотных сигналов и помех. Представим результаты внутрипериодной обработки в одном элементе разрешения по дальности каждого из L частотных каналов многочастотной когерентно-импульсной РЛС в виде последовательности N цифровых отсчетов $U_{lj} = x_{lj} + iy_{lj}$ комплексной огибающей аддитивной смеси сигнала, пассивной (коррелированной) помехи и собственного шума, следующих с периодом повторения T и образующих в этом элементе разрешения совокупность вектор-столбцов $\mathbf{U}_l = U_{lj}^T$, $j = \overline{1, N}$, $l = \overline{1, L}$ ("T" – символ транспонирования). Сигнал и помеха являются узкополосными случайными процессами гауссовского типа, статистически независимыми в каждом частотном канале. Статистические свойства совокупности $\mathbf{U} = \mathbf{U}_1, \dots, \mathbf{U}_L$ описываются с точностью до параметров корреляционных матриц R_l векторов \mathbf{U}_l совместной плотностью вероятности

$$P \mathbf{U} = \prod_{l=1}^L P \mathbf{U}_l = 2\pi^{-LN} \left(\prod_{l=1}^L \det W_l \right) \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^{*T} W_l \mathbf{U}_l \right), \quad (1)$$

где W_l – матрица, обратная корреляционной матрице $R_l = \overline{\mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^{*T}} / 2 \sigma_{\Pi}^2 + \sigma_{\text{ш}}^2$, которая для аддитивной смеси сигнала, пассивной (коррелированной) помехи и собственного шума определяется как $R_{\text{сшл}} = R_{\text{с}l} + R_{\Pi l}$.

Основное различие сигнала и пассивной помехи состоит в их доплеровских частотах, которые определяются скоростью движения, соответственно, цели и источника мешающих отражений (например, скоростью ветра для дипольных отражателей). Элементы матриц $R_{\text{с}l}$ и $R_{\Pi l}$ при симметричных относительно доплеровских частот спектрах сигнала и помехи имеют вид

$$R_{\text{с}l_{jk}} = q_l \rho_{\text{с}l_{jk}} e^{i(j-k)\varphi_{\text{с}l}} / (1+\lambda) \quad \text{и} \quad R_{\Pi l_{jk}} = \left[\rho_{\Pi l_{jk}} e^{i(j-k)\varphi_{\Pi l}} + \lambda \delta_{jk} \right] / (1+\lambda); \quad j, k = \overline{1, N},$$

где $q_l = \sigma_{\text{с}l}^2 / \sigma_{\Pi}^2$ – отношение "сигнал/помеха" в l -м частотном канале; $\rho_{\text{с}l_{jk}}$, $\rho_{\Pi l_{jk}}$ – коэффициенты межпериодной корреляции сигнала и помехи соответственно; $\varphi_{\text{с}l} = 2\pi f_{\text{дс}l} T = a_l \varphi_{\text{с}1}$, $\varphi_{\Pi l} = 2\pi f_{\text{д}\Pi l} T = a_l \varphi_{\Pi 1}$ – доплеровский сдвиг фазы сигнала и помехи соответственно l -го частотного компонента за период T ($f_{\text{дс}l} = 2v_{\text{срад}} f_l / c$, $f_{\text{д}\Pi l} = 2v_{\Pi\text{рад}} f_l / c$ – доплеровские частоты l -го частотного компонента f_l сигнала и помехи соответственно, а $v_{\text{срад}}$, $v_{\Pi\text{рад}}$ – радиальные скорости цели и источника мешающих отражений соответственно; c – скорость распространения радиоволн; δ_{jk} – символ Кронекера); $\lambda = \sigma_{\text{ш}}^2 / \sigma_{\Pi}^2$ – отношение "шум/помеха", причем $a_l = f_l / f_1 < 1$ – отношение несущих частот l -го и первого частотных компонентов.

Синтез алгоритмов обработки. Алгоритм оптимальной межпериодной обработки L частотных компонентов определяется вычислением отношения правдоподобия $\Lambda U = P_{\text{сш}} U / P_{\Pi} U$, которое при использовании плотностей вероятности суммы сигнала и помехи $P_{\text{сш}} \cdot$ и одной помехи $P_{\Pi} \cdot$, соответствующих (1), имеет вид

$$\Lambda U = \left(\prod_{l=1}^L C_l \right) \exp \left(\frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^{*T} Q_l \mathbf{U}_l \right), \quad (2)$$

где $C_l = \det W_{\text{сш}l} / \det W_{\Pi l}$; $Q_l = W_{\Pi l} - W_{\text{сш}l}$ – матрица обработки l -го компонента, удовлетворяющая уравнению $Q_l R_{\text{с}l} + R_{\Pi l} = W_{\Pi l} R_{\text{с}l}$, решением которого определяется конкретный вид алгоритма обработки.

Отношение правдоподобия (2) является монотонной функцией минимальной достаточной статистики

$$u = \sum_{l=1}^L u_l = \sum_{l=1}^L \mathbf{U}_l^{*T} Q_l \mathbf{U}_l \geq u_0, \quad (3)$$

где u_0 – пороговый уровень обнаружения.

В результате вычисления матрицы Q_l при совместных флуктуациях сигнала $\rho_{c l j k} = 1$ с точностью до постоянного множителя получим статистику $u_l = |X_l|^2$, в основе которой лежит алгоритм оптимальной линейной фильтрации

$$X_l = \sum_{k=1}^N e^{-ik\varphi_{cl}} \sum_{j=1}^N W_{ljk}^* U_{lj}, \quad l = \overline{1, L}, \quad (4)$$

где $W_{ljk} = W_{\Pi l j k}$ – элементы матрицы, обратной корреляционной матрице помехи.

Неопределенность величин φ_{cl} в доплеровском интервале однозначности $-\pi, \pi$ предполагает N -канальное вычисление внешних сумм алгоритма (4), что ограничивает неопределенность величин φ_{cl} в каждом канале шириной его полосы пропускания $\Delta\psi = 2\pi/N$ с центральным значением $\psi_r = r-1 \Delta\psi$, $r = \overline{1, N}$. Положив величины φ_{cl} равномерно распределенными в интервале $\Delta\psi$, в результате усреднения (4), исключаящего неопределенность этих величин в пределах указанного интервала, найдем:

$$X_{lr} = \frac{1}{\Delta\psi} \int_{\psi_r - \Delta\psi/2}^{\psi_r + \Delta\psi/2} X_l d\varphi_{cl} = \sum_{k=1}^N h_k V^{k-1} \sum_{j=1}^N W_{ljk}^* U_{lj}; \quad l = \overline{1, L}; \quad r = \overline{1, N}, \quad (5)$$

где $h_k = \text{sinc}(k-1 \Delta\psi/2)$ – весовые коэффициенты, учитывающие ширину доплеровского канала; $V = e^{-i2\pi/N}$.

При симметричном спектре помехи $W_{ljk} = w_{ljk} e^{i(j-k)\varphi_{\Pi l}}$. Тогда

$$X_l = \sum_{k=1}^N e^{-ik\varphi_{cl} - \varphi_{\Pi l}} \sum_{j=1}^N w_{ljk} e^{-ij\varphi_{\Pi l}} U_{lj}, \quad l = \overline{1, L}. \quad (6)$$

Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на адаптивном байесовском подходе [2], в соответствии с которым неизвестные величины W_{ljk} в алгоритме (5) или w_{ljk} и $\varphi_{\Pi l}$ в алгоритме (6) заменяются их состоятельными оценками \hat{W}_{ljk} или \hat{w}_{ljk} и $\hat{\varphi}_{\Pi l}$. Аналогичное (5) усреднение по величине $\theta_l = \varphi_{cl} - \varphi_{\Pi l}$ в алгоритме (6) и переход к оценочным значениям параметров помехи приводят к адаптивному алгоритму

$$X_{lr} = \sum_{k=1}^N h_k V^{k-1} \sum_{j=1}^N \hat{w}_{ljk} e^{-ij\hat{\varphi}_{\Pi l}} U_{lj} = \sum_{k=1}^N h_k V^{k-1} Y_{lk}; \quad l = \overline{1, L}; \quad r = \overline{1, N}, \quad (7)$$

где $Y_{lk} = \sum_{j=1}^N \hat{w}_{ljk} e^{-ij\hat{\varphi}_{\Pi l}} U_{lj}$.

На рис. 1 приведена структурная схема системы обработки, реализующей алгоритм (7) для l -го частотного канала. В адаптивном матричном фильтре АМФ вычисляются отсчеты Y_{lk} , $k = \overline{1, N}$. Внешняя сумма алгоритма (7) представляет собой дискретное преоб-

разование Фурье взвешенных в весовом блоке ВБ с коэффициентами h_k результатов матричной обработки и реализуется их когерентным суммированием (накоплением) в неадаптивном многоканальном фильтре МФ. При этом сигнал от движущейся цели попадает в различные доплеровские каналы каждого из частотных каналов,

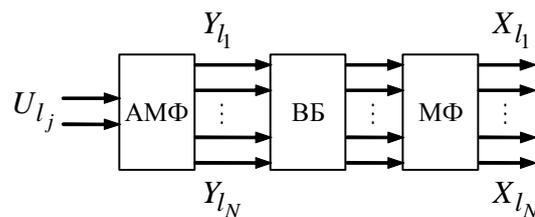


Рис. 1

что исключает возможность объединения последних по алгоритму (3). Решение о наличии сигнала принимается отдельно в доплеровских каналах каждого частотного канала по результатам сравнения с пороговыми уровнями обнаружения u_{0l_r} величин $u_{l_r} = |X_{l_r}|^2$.

Вычисление весовых коэффициентов АМФ представляет собой наиболее трудоемкую операцию адаптивной обработки и возможно на основе различных алгоритмов. Прямое обращение эмпирических оценок корреляционных матриц помехи $\hat{R}_{\pi l} = \hat{R}_l$ требует большого объема памяти и быстродействующего арифметического устройства. Избежать трудоемких операций обычного матричного обращения позволяет рекуррентная процедура [2], [3], на n -м шаге которой определяется матрица

$$\hat{W}_l^n = \hat{W}_l^{n-1} - \left[\hat{W}_l^{n-1} \mathbf{U}_l^n \quad \mathbf{U}_l^{*T} \quad \hat{W}_l^{n-1} \right] / \left[1 + \mathbf{U}_l^{*T} \hat{W}_l^{n-1} \mathbf{U}_l^n \right], \quad l = \overline{1, L}.$$

За начальную оценку \hat{W}_l^0 целесообразно принять диагональную матрицу собственных шумов, что соответствует регуляризации оценки, ускоряющей сходимость рекуррентной процедуры. Элементы матрицы \hat{W}_l^n могут непосредственно использоваться в алгоритме (5) либо по ним могут определяться входящие в алгоритм (7) оценки $\hat{w}_{l_{jk}} = \hat{w}_{l_{jk}}^n = \left| \hat{W}_{l_{jk}}^n \right|$ и $e^{i\hat{\phi}_{\pi l}} = e^{i\hat{\phi}_{\pi l}^n} = \hat{W}_{l_{jk}}^n / \left| \hat{W}_{l_{jk}}^n \right|$.

При раздельном определении оценок $\hat{w}_{l_{jk}}$ и $e^{i\hat{\phi}_{\pi l}}$ другим вариантом адаптации матричного фильтра является метод, позволяющий нескольким оценочным параметрам (оценкам коэффициентов корреляции $\hat{\rho}_{l_s}$, $s = \overline{2, N}$) поставить в соответствие одну из заранее рассчитанных матриц $W_l = \|w_{l_{jk}}\|$. Наличие априорных сведений о форме корреляционной функции помехи позволяет ограничиться определением оценок $\hat{\rho}_{l_{12}} = \hat{\rho}_l$. В частности при малом уровне шумов, целесообразно использовать аппроксимацию отсчетов помехи в виде m -связной марковской последовательности, позволяющей упростить вычисление элементов матриц \hat{W}_l , осуществляемое аналитически в виде

$$\hat{w}_{l_{jk}} = \frac{-\hat{\rho}_l^{|j-k|}}{1 - \hat{\rho}_l^2} \sum_{v=0}^{k-1} C_m^v C_m^{|j-k|+v} \hat{\rho}_l^{2v}, \quad l = \overline{1, L}.$$

В других случаях известной формы корреляционной функции помехи выбор матриц \hat{W}_l по величинам оценок $\hat{\rho}_l$ следует осуществлять из заранее рассчитанного и записанного в запоминающем устройстве набора матриц.

Различие доплеровских сдвигов фазы сигнала в частотных каналах исключает "слепые" скорости цели. При этом доплеровский сдвиг $\varphi_p = 2\pi f_{dp} T$, соответствующий разностной доплеровской частоте $f_{dp} = 2v_{рад} f_p / c$ ($f_p = f_l - f_{l+1}$ – разность несущих частот излучаемых сигналов), не должен превышать 2π . Если разность f_p выбрать так, чтобы фазовый сдвиг φ_p для максимальной скорости цели $v_{рад\ max}$ не превышал 2π , то среди реально возможных скоростей цели вообще не будет "слепых" скоростей.

При отсутствии пассивных (коррелированных) помех основным видом некоррелированных помех являются собственные шумы приемника. Статистические свойства многочастотных сигналов при этом также описываются соотношением (1) и корреляционными матрицами суммы сигнала и шума $R_{сш\ l} = R_{с\ l} + R_{ш\ l}$ и одного шума $R_{ш\ l} = I$ (I – единичная матрица), элементы которых имеют вид $R_{сш\ l\ jk} = q_l \rho_{с\ l\ jk} e^{i\ j-k\ \varphi_{с\ l}} + \delta_{jk}$ и $R_{ш\ l\ jk} = \delta_{jk}$, где $q_l = \sigma_{с\ l}^2 / \sigma_{ш}^2$ – отношение "сигнал/шум", $\varphi_{с\ l}$ – доплеровский сдвиг фазы сигнала.

Алгоритм оптимального обнаружения также вытекает из (2), конкретный вид которого определяется матрицами обработки $Q_l = I - W_{сш\ l}$ с элементами $Q_{l\ jk}$, зависящими от корреляционных свойств сигнала. При совместных флуктуациях сигнала, соответствующих $\rho_{с\ l\ jk} = 1$, элементы матриц обработки с точностью до постоянного множителя имеют вид $Q_{l\ jk} = e^{i\ j-k\ \varphi_{с\ l}}$. Тогда для алгоритма обработки в l -м частотном канале получим

$$u_l = \left| \sum_{j=1}^N e^{-ij\varphi_{с\ l}} U_{lj} \right|^2 ; \quad l = \overline{1, L}. \quad (8)$$

Основой алгоритма (8) является когерентное суммирование (накопление) поступающих отсчетов. С учетом неопределенности величин $\varphi_{с\ l}$ и аналогичного (5) усреднения линейной части алгоритма (8) придем к реализации алгоритма на основе дискретного преобразования Фурье. Решение о наличии сигнала также принимается отдельно по доплеровским и по частотным каналам.

Для определения алгоритма обработки, инвариантного к доплеровским сдвигам фазы $\varphi_{с\ l}$, необходимо выполнить соответствующие усреднения в алгоритме (3). Положив распределение величин $\varphi_{с\ l}$ равномерным на интервале $-\pi, \pi$ и с учетом алгоритма обработки (8), найдем:

$$v = \sum_{l=1}^L \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_l d\varphi_{с\ l} = \sum_{l=1}^L \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \sum_{j,k=1}^N e^{-i\ j-k\ \varphi_{с\ l}} U_{lj} U_{lk}^* d\varphi_{с\ l}. \quad (9)$$

Изменив порядки интегрирования и внутреннего суммирования в (9), а также с учетом, что

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{-i(j-k)\varphi_{cl}} d\varphi_{cl} = \text{sinc} \left[\frac{j-k}{\pi} \right] = \begin{cases} 1, & j = k; \\ 0, & j \neq k, \end{cases}$$

получим
$$v = \sum_{l=1}^L v_l = \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^N |U_{lj}|^2.$$

Полученный алгоритм соответствует некогерентному накоплению в каждом частотном канале с последующим линейным суммированием результатов накопления, что в случае одночастотного сигнала приводит к широкоизвестному алгоритму некогерентного обнаружения пачки импульсов.

Анализ алгоритмов обработки. При отдельном обнаружении в каналах обработки вероятность правильного обнаружения совместно флуктуирующего сигнала в r -м доплеровском канале при $\varphi_{cl} \approx \psi_r$ определяется известным выражением [3]: $D_{lr} = F_1^{1/\mu_{lr} q_l}$; $l = \overline{1, L}$; $r = \overline{1, N}$, где F_1 – вероятность ложной тревоги в каждом доплеровском канале, связанная с вероятностью ложной тревоги F для многоканальной системы обработки в целом выражением $F = 1 - (1 - F_1)^{LN}$. При $LN F_1 \ll 1$ $F \approx LN F_1$, откуда следует, что $F_1 \approx F / LN$. Тогда выигрыш в отношении "сигнал/помеха" за счет оптимальной линейной фильтрации обрабатываемых данных, реализуемой адаптивным подавлением помехи в АМФ и многоканальным когерентным накоплением сигнала в МФ, составит

$$\mu_{lr} = \sum_{j,k=1}^N h_j h_k W_{ljk}^* e^{i(j-k)\psi_r} = \sum_{j,k=1}^N h_j h_k w_{ljk} \cos \left[\frac{j-k}{\pi} (\psi_r - \varphi_{\Pi,l}) \right].$$

Вероятность правильного обнаружения для l -го частотного канала определяется как средняя по соответствующим доплеровским каналам:

$$D_l = \frac{1}{N} \sum_{r=1}^N D_{lr} = \frac{1}{N} \sum_{r=1}^N F / LN^{1/\mu_{lr} q_l}, \quad l = \overline{1, L}.$$

При статистической независимости сигналов в частотных каналах вероятность пропуска сигнала от цели одновременно во всех частотных каналах равна $\prod_{l=1}^L (1 - D_l)$, а вероятность

правильного обнаружения сигнала хотя бы в одном частотном канале $D = 1 - \prod_{l=1}^L (1 - D_l)$.

Если предположить, что вероятность правильного обнаружения во всех частотных каналах $D_l \approx D_0$, то $D \approx 1 - (1 - D_0)^L$. В частности при $D_0 = 0.6$ и $L = 2$, получим $D \approx 0.84$, а при $L = 4$ – $D \approx 0.97$. Таким образом, использование многочастотных сигналов позволяет повысить эффективность обнаружения. Кроме того, повышение эффективности обнаружения происходит за счет исключения "слепых" скоростей цели.

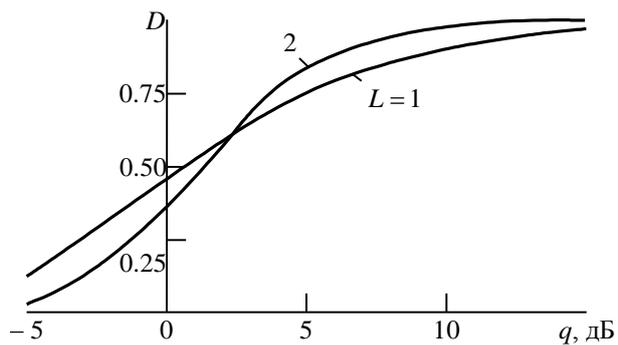


Рис. 2

При когерентном обнаружении много-частотных сигналов на фоне собственных шумов приемника при $\varphi_{cl} \approx \psi_r$ выигрыш в отношении "сигнал/шум" составляет $\mu_{lr} = \mu \approx N$. Положив, что мощность излучаемых импульсов распределяется между L частотными каналами поровну, для отношения "сигнал/шум" на входе каждого частотного канала имеем $q_1 = q/L$, где q – от-

ношение суммарной мощности многочастотного сигнала к шуму одного канала. Вероятность правильного обнаружения совместно флуктуирующего сигнала в одном доплеровском (частотном) канале определяется также формулой $D_1 = F_1^{1/(1+Nq_1)} = F_1^{1/(1+Nq/L)}$.

С учетом статистической независимости сигналов в частотных каналах вероятность пропуска сигнала от цели одновременно во всех частотных каналах составит $1 - D_1^L$. С учетом выражения для D_1 и F_1 окончательно для вероятности правильного обнаружения сигнала хотя бы в одном частотном канале получим

$$D = 1 - 1 - D_1^L = 1 - 1 - F/LN^{1/(1+Nq/L)} \tag{10}$$

Соответствующие выражению (10) при $N = 20$ и $F = 10^{-6}$ характеристики обнаружения приведены на рис. 2. Из них следует, что применение двухчастотного сигнала снижает потери, вызываемые флуктуациями одночастотного сигнала, при больших вероятностях обнаружения. Это обусловлено статистической независимостью отраженных сигналов, приводящей к смещению друг относительно друга максимумов диаграмм вторичного излучения цели на различных несущих частотах. При этом уменьшаются изрезанность суммарной диаграммы вторичного излучения и относительная величина флуктуаций отраженного сигнала, а вероятность одновременного замирания сигналов на двух частотах оказывается ниже, чем на одной.

Таким образом, синтезированные алгоритмы оптимальной обработки многочастотных радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех предполагают отдельную их реализацию в каждом частотном канале на основе адаптивного матричного фильтра и неадаптивного многоканального фильтра, осуществляющего дискретное преобразование Фурье взвешенных результатов матричной обработки. Адаптация матричного фильтра позволяет преодолеть проблему априорной неопределенности корреляционных характеристик помехи. Сходимость синтезированных алгоритмов в частных случаях к известным алгоритмам подтверждает их достоверность. Использование многочастотных сигналов приводит к повышению эффективности обнаружения движущихся целей.

Список литературы

1. Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. М.: Воениздат, 1973. 92 с.
2. Репин В. Г., Тартаковский Г. П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.
3. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.

D. I. Popov
Ryazan state radio engineering university

Optimum processing of multifrequency signals

The optimum algorithms of multifrequency radar signals processing on a background of correlated and non-correlated handicapes are synthesized. The analysis of the synthesized algorithms of multifrequency signals processing is carried out.

Adaptation, signals processing, multifrequency signals, clutter, blind speeds

Статья поступила в редакцию 15 января 2013 г.

УДК 621.396.62

А. П. Аникин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

А. С. Волков

Петрозаводский государственный университет

Современные и перспективные технологии локализации подвижных объектов внутри зданий при невозможности использования спутниковой навигации¹

Рассмотрены современные методы локации подвижных объектов внутри помещений при невозможности использования спутниковой навигации. Выявлены наиболее перспективные методы локации и обозначены направления их дальнейшего совершенствования.

Локация внутри помещений, пропускная способность канала связи, сигнал ЛЧМ, дисперсионная линия задержки, модельно-параметрические методы

В настоящее время общедоступной радиосистемой, способной определять координаты мобильных объектов, является хорошоизвестная глобальная спутниковая система GPS/ГЛОНАСС. Указанная система обладает рядом несомненных преимуществ, таких, как точность определения координат, общедоступность, малые габариты GPS/ГЛОНАСС-приемников. Однако у нее есть и существенный недостаток – система утрачивает свою работоспособность внутри закрытых помещений.

¹ Работа выполнена при поддержке Федеральной целевой программы "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России" на 2009–2013 годы (Соглашение от 14 ноября 2012 г. № 14.В37.21.2080) и Программы стратегического развития на 2012–2016 годы "Университетский комплекс Петрозаводского государственного университета в научно-образовательном пространстве Европейского Севера: стратегия инновационного развития".