

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ  
МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ЛЮДЕЙ В ЗАВАЛАХ С ПОМОЩЬЮ  
МНОГОПОЗИЦИОННОГО СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО  
РАДИОЛОКАЦИОННОГО УСТРОЙСТВА****В.С. Черняк**

*Московский Авиационный институт  
(государственный технический университет)  
117437, Москва, ул. Волгина, 31-1-12  
E-mail:chernyak@kmail.ru*

*Рассматриваются возможности объединения технологий СШП радиолокации и многопозиционной радиолокации для поиска живых неподвижных людей в завалах. Главное внимание уделяется эффективному обнаружению слабых сигналов, отраженных от движущейся при дыхании грудной клетки, на фоне интенсивных отражений от окружающих предметов (пассивных помех), а также точности определения местоположения пострадавшего человека, особенно его угловых координат.*

*The capabilities of a combination of the UWB and multisite radar system technologies are considered for searching motionless survivors in rubble. Main attention is paid to the effective detection of weak signals reflected from a moving chest due to breathing in a background of intensive reflections from environment (clutter) as well as to the accuracy of a survivor's locating, especially his (her) angle coordinates.*

Радиолокационное обнаружение и определение местоположения живых людей в завалах после природных и техногенных катастроф, а также террористических актов является важной и актуальной проблемой. Известно много работ, посвященных этой, а также близкой проблеме «наблюдения сквозь стены» (например, [1 – 7]). Несколько приборов уже имеются на рынке [3, 4, 6], в том числе и специально предназначенные для поиска живых людей в завалах [6]. В большинстве случаев применяются сверхширокополосные (СШП) радиолокационные устройства, обладающие очень высокой разрешающей способностью по дальности.

Хотя угловые координаты обнаруженного человека очень важны для правильного определения направления поиска при спасательных работах, они, как правило, не измеряются из-за слабой направленности СШП антенн. В тех случаях, когда угловые координаты все же измеряются, для этого применяются сложные и дорогостоящие многоканальные СШП антенные решетки [3, 4]. Такие решетки требуют временного управления не только для сканирования по углам, но и по дальности (фокусировка).

Хорошо известно, что многопозиционные радиолокационные системы (МПРЛС) могут определять все три координаты объекта по измерениям только дальности этого объекта относительно разнесенных в пространстве станций (трилатерационный метод) (см., например, [8]). Применение СШП зондирующих сигналов означает, что удовлетворительную точность определения угловых координат удастся достичь при малых базах между разнесенными антеннами, порядка 1...1.5 м. Это позволит создать СШП многопозиционный радиолокатор (СШП МПР) значительно более простой, чем однопозиционный радиолокатор с многоканальной СШП антенной решеткой. Однако для этого необходимо рассмотреть некоторые теоретические вопросы, недостаточно освещенные в известной литературе.

Единственное отличие полезного эхосигнала от интенсивных пассивных помех (отражений от окружающих неподвижных предметов) – квазипериодические изменения задержки эхосигнала, вызванные движением грудной клетки при дыхании. В принципе можно использовать колебания задержки эхосигналов, вызванные сердцебиением. Однако их амплитуда значительно меньше, чем связанных с дыханием [1]. Хотя желательно обнаружить и определить местоположение человека в завале как можно скорее, проведение этой операции за несколько минут и даже десятков минут вполне допустимо. Это – важное преимущество по сравнению с обычной задачей обнаружения движущихся целей, позволяющее реализовать длительное накопление отраженных сигналов.

Чтобы выделить слабые полезные сигналы на фоне сильных пассивных помех, распределенных по всей рабочей зоне МПР, следует использовать все возможные методы селекции сигналов. Эффективная пространственная селекция возможна при использовании СШП сигналов

с очень высокой разрешающей способностью по дальности: например,  $\delta R \approx 0.3$  м ( $\Delta f = c/2\delta R \approx 500$  МГц). Для СШП МПР короткие импульсы ( $\tau_p \approx 2$  ns) предпочтительнее более длинных сигналов с внутриимпульсной частотной или фазовой модуляцией, так как обеспечивают малую «мертвую зону» при использовании совмещенных приемопередающих антенн, не имеют боковых лепестков по дальности после сжатия и проще в технической реализации.

Кроме пространственной, необходима частотная селекция. Так как частота дыхания  $F$  может быть не более 0.2 Гц, разрешающая способность по частоте должна быть не хуже  $\delta f = 0.05$  Гц. Отсюда следует, что в приемнике должна обрабатываться когерентная последовательность импульсов длительностью не менее  $T = 1/\delta f = 20$  с.

При выборе параметров зондирующих сигналов СШП МПР желательно учесть требования по электромагнитной совместимости (ЭМС). В соответствии с действующими нормами Федеральной комиссии связи, ФКС США (Federal Communications Commission, FCC) [10] для СШП устройств «наблюдения сквозь стены» спектр излучаемого СШП сигнала по уровню – 10 дБ должен лежать в диапазоне от 1990 МГц до 10600 МГц. Можно показать, что если при амплитуде колебания грудной клетки  $\Delta R$  длина волны несущего колебания  $\lambda = c/f_0$  значительно больше, чем  $4\Delta R$ , амплитуда полезного сигнала падает, что приводит к энергетическим потерям. С другой стороны, ослабление сигнала в строительных материалах резко растет с повышением частоты [9], и это играет доминирующую роль. Поэтому при  $\Delta R \approx 0.02$  м можно выбрать несущую частоту  $f_0 = 2250$  МГц ( $\lambda = 0.133$  м). Требования ФКС США ограничивают пиковую (в импульсе) и, особенно, среднюю мощность излучения и влияют на выбор частоты повторения импульсов  $F_n$ .

#### Обнаружение сигналов

Учитывая большое ослабление радиолокационных сигналов в среде распространения, а также ограничения мощности излучения, связанные с требованиями ЭМС, необходима оптимизация алгоритма обнаружения. При большом числе мешающих отражателей в широком секторе, определяемом слабонаправленными антеннами СШП МПР, пассивные помехи нельзя подавить (вычистить) путем совместной (пространственной) обработки, так как они оказываются взаимно не коррелированными на входах разнесенных антенн [8]. Поэтому задачу обнаружения сигналов, приходящих на вход каждой из антенн, следует рассматривать отдельно.

Примем, что излучаемый сигнал представляет собой когерентную последовательность импульсов гауссовской формы ( $T_n = 1/F_n, T_n \gg \tau_u$ ):

$$s_{изл}(t) = A_{изл} \sum_k \exp\left(-\frac{\pi(t - kT_n)^2}{\tau_u^2}\right) \exp[j\omega_0(t - kT_n)] \quad (1)$$

Длительность  $\tau_u$  импульсов определена в (1) по уровню  $\exp(-\pi/4) \approx 0.46$  относительно максимума. Предположим также, что все наблюдаемые объекты (полезные и мешающие) состоят из «блестящих точек». Поскольку относительная ширина спектра зондирующего сигнала не слишком велика, форма зондирующего сигнала и эхосигнала от каждой блестящей точки практически одинакова. Тогда суммарный принятый сигнал имеет вид:

$$s_{пр}(t) = \sum_i A_i \sum_k \exp\left(-\frac{\pi(t - kT_n - \tau_i)^2}{\tau_u^2}\right) \exp\{j[\omega_0(t - kT_n - \tau_i) - \varphi_i]\} \quad (2)$$

Здесь  $A_i$ ,  $\tau_i$  и  $\varphi_i$  – амплитуда, задержка и начальная фаза эхосигнала от  $i$ -го отражателя. Фазу  $\varphi_i$  можно считать случайной и распределенной равномерно в пределах  $(0, 2\pi)$ . Полезный сигнал с изменяющейся во времени задержкой может быть среди этих сигналов.

Оптимальный (по критерию отношения правдоподобия) алгоритм обнаружения когерентной последовательности эхосигналов со случайной начальной фазой от движущегося объекта на фоне белого гауссовского шума и пассивных помех сводится к следующему (см., например, [12]): 1) вычислению корреляционного интеграла для каждого импульса ожидаемой импульсной последовательности, 2) когерентному суммированию (накоплению) результатов обработки каждого импульса, 3) когерентному подавлению пассивных помех, 4) вычислению модуля (или его монотонной функции). Результат этой обработки следует сравнить с порогом.

Для частотной селекции сигнала на фоне пассивных помех необходимо сохранить его изменения с частотой дыхания. Поэтому когерентное накопление в течение всего времени наблюдения  $T$ , включающем несколько периодов колебаний грудной клетки, недопустимо. К счастью, частота повторения импульсов сигнала  $F_n$  на несколько порядков больше частоты дыхания  $F$ . Поэтому в течение каждого интервала  $\Delta t$ , включающего много периодов повторения  $T_n$ , задержка полезного сигнала  $\tau_c$  остается постоянной, так что в каждом таком интервале вполне возможно когерентное суммирование.

Пусть  $T/\Delta t = M$ ,  $\Delta t/T_n = n$ . Тогда оптимальная обработка должна сочетать когерентное суммирование  $n$  импульсов в каждом из  $M$  интервалов длительностью  $\Delta t$ , подавление пассивных помех от неподвижных объектов путем исключения постоянной составляющей и некогерентное суммирование  $M$  полученных отсчетов. Можно показать, что при  $\Delta t \leq 1/6 \dots 1/8$  от периода дыхания ( $1/F$ ) энергетические потери из-за сглаживания амплитуды полезного сигнала  $< 0.5$  дБ.

Можно также показать, что вычисление корреляционного интеграла для каждого импульса в СШП МПР более целесообразно реализовать с помощью коррелятора, а не согласованного фильтра, тем более, что можно анализировать весь диапазон дальностей последовательно во времени с помощью 2-х...3-х корреляторов.

Результат когерентного суммирования выходных напряжений коррелятора в  $q$ -ом интервале длительностью  $\Delta t$  ( $q = 1, 2, \dots, M$ ;  $M = T/\Delta t$ ,  $n = \Delta t/T_n$ ):

$$y_{кор q} = \frac{A_0}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp\left(-\frac{\pi[t - (q-1)\Delta t - kT_n - \tau_0]^2}{\tau_u^2}\right) \exp\{j\omega_0[t - (q-1)\Delta t - kT_n - \tau_0]\}, \quad (3)$$

где  $x(t)$  – принятая реализация,  $\tau_0$  – задержка опорного сигнала коррелятора.

Пусть движение грудной клетки при дыхании описывается гармоническим колебанием с частотой  $\Omega = 2\pi F$  и амплитудой  $\Delta R$ . Дальность до произвольной антенны МПР:

$$R = R_0 + \Delta R \sin(\Omega t - \psi), \quad (4)$$

где  $R_0$  – начальная дальность,  $\psi$  – случайная начальная фаза, равномерно распределенная в пределах  $(0, 2\pi)$ . Обозначим параметры полезного сигнала индексом «с» и подставим (4). Пусть  $R_0$  скомпенсировано установкой опорного сигнала (строба) со случайной ошибкой  $\delta R_0$ , которую можно включить в случайную фазу  $\varphi_c$ . После преобразований получим сумму пассивных помех и полезного сигнала (если он есть) в виде:

$$s_{кор q} = \frac{A_0 \tau_u n}{2\sqrt{2}} \sum_i A_i \exp\left(-\frac{(\pi/2)\Delta\tau_i^2}{\tau_u^2}\right) \exp[j(\omega_0 \Delta\tau_i + \varphi_i)] + \\ + \frac{A_0 A_c \tau_u n}{2\sqrt{2}} \exp\left[-\frac{2\pi\{\delta R_0 + R \sin[(q-0.5)\Omega\Delta t - \psi]\}^2}{c^2 \tau_u^2}\right] \exp\left\{j\left[\frac{4\pi\Delta R}{\lambda} \sin[(q-0.5)\Omega\Delta t - \psi] + \varphi_c\right]\right\}, \quad (5)$$

где  $\Delta\tau_i = \tau_i - \tau_0$  – разность задержек сигнала от  $i$ -го мешающего отражателя и опорного сигнала коррелятора. Видно, что гауссовские множители в (5) реализуют пространственную селекцию.

Следующий (третий) этап алгоритма обнаружения состоит в подавлении пассивных помех – вычитании постоянных составляющих из каждого отсчета квадратурных компонент  $y_{кор q}$ :

$$z_q^c = y_{кор q}^c - (1/M) \sum_{i=1}^M y_{кор i}^c; \quad z_q^s = y_{кор q}^s - (1/M) \sum_{i=1}^M y_{кор i}^s. \quad (6)$$

Выходная статистика, подлежащая сравнению с порогом, – сумма квадратов модулей:

$$L = \sum_{q=1}^M [(z_q^c)^2 + (z_q^s)^2]. \quad (7)$$

Структура синтезированного обнаружителя показана на рис. 1. Статистика  $L$  в (7) подчиняется хи-квадрат распределению с  $2M$  степенями свободы, центральному в отсутствие сигнала и нецентральному при наличии сигнала. Типичные характеристики обнаружения при  $T = 20$  с,  $\Delta t = 0.5$  с,  $M = 40$  и вероятности ложной тревоги  $P_{лм} = 0.01$  (кривая 1) и  $P_{лм} = 0.001$  (кривая 2) приведены на рис. 2 как функции отношения сигнал/шум  $q^2$  после когерентного накопления.

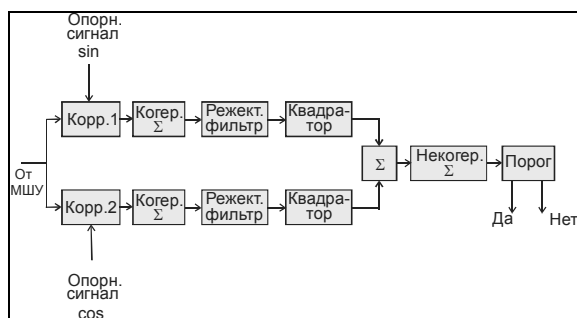


Рис. 1. Структура обнаружителя

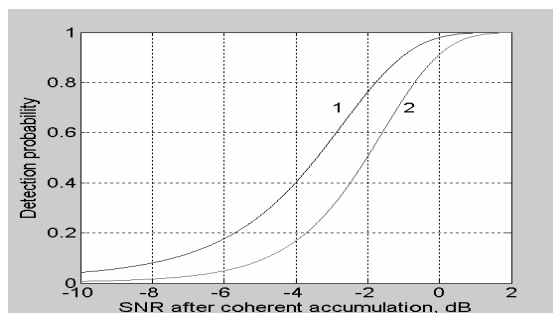


Рис. 2. Характеристики обнаружения

Так как события обнаружения разными позициями статистически независимы, то для получения результирующей вероятности правильного обнаружения не менее 0.9 при вероятности ложной тревоги  $10^{-6}$  необходимо в каждом из обнаружителей обеспечить вероятность правильного обнаружения  $P_0 \approx 0.97$  при  $P_{лм} = 0.01$ . Как видно из рис. 2, это достигается при отношении сигнал/шум после когерентного накопления всего 0 дБ. Если частота повторения импульсов  $F_n = 15$  МГц, то общий коэффициент накопления сигнала в приемнике составляет 87 дБ. Это позволяет обнаружить человека в завале при большом ослаблении сигнала в материале завала.

### Измерение координат

На Fig. 3 показана система, состоящая из 4-х разнесенных приемопередающих антенн. Измеряются дальности объекта относительно этих антенн. Могут измеряться и суммарные дальности (в бистатическом режиме), но они дают в 2 раза меньшую точность определения угловых координат [8].

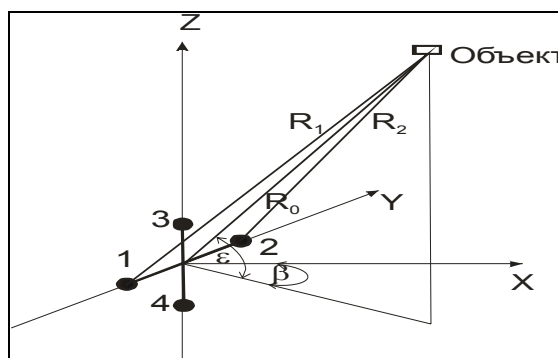


Рис. 3. Измерение координат

Для получения трех координат объекта достаточно измерить его дальность относительно любых трех антенн. Например, для антенн 1,2,3 оценки сферических координат объекта вычисляются по формулам:

$$\hat{R}_0 = \sqrt{\hat{R}_1^2 + \hat{R}_2^2 - L^2 / 2} / \sqrt{2} ; \hat{\beta} = \arcsin \left[ \left( \hat{R}_1^2 - \hat{R}_2^2 \right) / 2 \sqrt{\hat{R}_0^2 L^2 - \left( \hat{R}_0^2 + L^2 / 4 - \hat{R}_3^2 \right)^2} \right] ;$$

$$\hat{\varepsilon} = \arcsin \left[ \left( \hat{R}_0^2 + L^2 / 4 - \hat{R}_3^2 \right) / \hat{R}_0 L \right], \tag{8}$$

где  $L$  – база между антеннами 1 и 2, 3 и 4. Избыточное измерение  $\hat{R}_4$  можно использовать для повышения точности оценки угла места  $\varepsilon$  [8]. На практике можно ограничиться двумя приемопередающими антеннами. Все необходимые измерения могут выполняться последовательно во времени, путем поворота базовой линии между антеннами на  $90^\circ$ .

Существенно, что определение угловых координат по формулам (8) приводит к почти полному исключению систематических ошибок оценок угловых координат, вызванных систематическими ошибками измерения дальности  $dR$ . Известно, например, что при распространении сигнала «туда и обратно» через бетонную плиту толщиной 500 мм  $dR$  может достигать 1.6 м [11]. Для такого большого значения  $dR$  на рис. 4 показаны линейная систематическая ошибка

в поперечном к дальности  $R_0$  азимутальном направлении  $dR_{\perp\beta}$  в зависимости от азимута объекта  $\beta$  для различных значений дальности  $R_0$  (сверху вниз): 2 м, 4 м, 6 м, 8 м и  $\varepsilon = 30^\circ$ . Аналогичные кривые можно получить для угломестного направления. Предполагается, что значения  $dR=1.6$  м одинаковы относительно всех антенн. Все кривые симметричны относительно оси нулевого азимута.

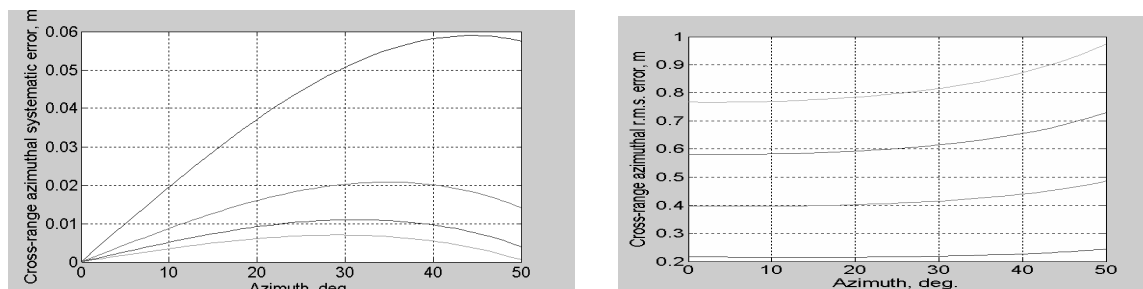


Рис. 5. Линейная систематическая ошибка и случайная СКО в азимутальном направлении

Видно, что остаточная систематическая ошибка очень мала и не приведет к ошибочному определению направления спасательных работ. Систематическая ошибка измерения дальности  $\hat{R}_0$  не компенсируется, но она имеет меньшее практическое значение.

Случайные ошибки оценок координат определяются ковариационной матрицей [8]:

$$\mathbf{V}_\alpha = (\mathbf{H}^T \mathbf{V}_R^{-1} \mathbf{H})^{-1} \quad (9)$$

где  $\alpha^T = (R_0, \beta, \varepsilon)$  – вектор состояния объекта;  $\mathbf{H}$  – матрица производных измеряемых дальностей относительно  $R_0$ ,  $\beta$ , и  $\varepsilon$ ;  $\mathbf{V}_R$  – диагональная матрица ошибок измерений дальности.

Типичные кривые линейных среднеквадратических ошибок (СКО) в поперечном к дальности  $R_0$  азимутальном направлении  $\sigma(\hat{R}_{\perp\beta})$  показаны на рис. 5 в зависимости от  $\beta$  объекта при дальностях  $R_0$  (снизу вверх): 2 м, 4 м, 6 м, и 8 м. При этом СКО измерения дальности принимались равными 0.07 м, что реально при разрешении по дальности  $\delta R = 0.3$  м. Для повышения точности измерения дальности можно применить способ, аналогичный амплитудному моноимпульсному способу измерения угловых координат. Видно, что СШП МПР обеспечивает вполне удовлетворительную точность определения местоположения обнаруженного человека.

Работа выполнена при поддержке РФФИ. Проект № 05-02-08139 офи-э.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. А.С. Бугаев и др. Обнаружение и дистанционная диагностика состояния людей за препятствиями с помощью РЛС.// Радиотехника. 2003. № 7, С. 42-47.
2. I. Immoreev, S. Samkov, Teh-Ho Tao, *Short-Distance Ultra-Wideband Radars*, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 20 (6), 2005.
3. Prism 100, Prism 200. Cambridge Consultants Limited, UK, www.cambridgeconsultants.com.
4. Through Wall Radar Vision, Time Domain Corp., www.radarvision.com.
5. J. Sachs et al. Through-Wall radar.// Proc. of the IRS 2005.
6. Радар-01, «Плис», Москва, Россия.
7. A.G. Yarovoy et al. UWB Radar for Human Being Detection.// Proc. of EuRAD 2005, Paris, 2005.
8. В.С Черняк. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993.
9. W. Stone. Electromagnetic Signal Attenuation in Construction Materials. NIST Construction Automation Program. Report No. 3. October 1997.
10. FCC-02-48, ET Docket 98-153, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems. 2002.
11. W. Stone. Non-Line-of-Sight (NLS) Construction Metrology. NIST Construction Automation Program. Report No. 1. February 1996.
12. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Сов. радио, 1970.