

УДК 621.396.96

ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В ПОЛУАКТИВНОМ РАДИОЛОКАТОРЕ С ПОДСВЕТОМ ОТ GSM СТАНЦИИ СОТОВОЙ СВЯЗИ

А.А. ФИРСАКОВ, П.Г. СЕМАШКО

Научно-производственное республиканское унитарное предприятие "Алевкурп"
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь

Поступила в редакцию 16 декабря 2009

Изложена методика и представлены результаты полунатурного моделирования процесса выделения радиолокационных сигналов при полуактивной радиолокации с использованием сигналов подсвета от базовой станции сотовой связи GSM.

Ключевые слова: полуактивная радиолокация, сотовая связь GSM, сигнал подсвета, проникающий сигнал, демодуляция, спектральная селекция.

Введение

В последние годы развитие радиолокации связано с разработкой и созданием полуактивных радиолокаторов, осуществляющих радиолокационное наблюдение с использованием подсвета от действующих источников нерадиолокационного назначения [1–3], в том числе — базовых станций сотовой связи (БССС) стандарта GSM [4]. Центральной проблемой построения таких систем является мешающее воздействие прямого сигнала источника излучения [5] (как правило, непрерывного), проникающего в приемный тракт полуактивной радиолокационной системы (РЛС) по боковым лепесткам ее антенны (рис. 1).

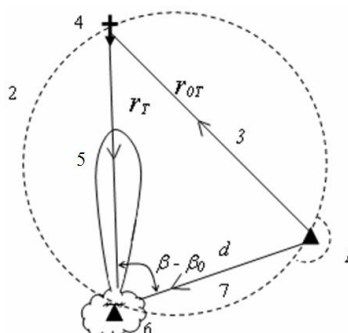


Рис. 1. Архитектура полуактивного радиолокатора с подсветом от GSM-станции: 1 — базовая GSM-станция; 2 — зона подсвета базовой станции на выбранной рабочей частоте; 3 — сигнал подсвета; 4 — цель; 5 — отраженный сигнал; 6 — полуактивный радиолокатор; 7 — проникающий сигнал

Результаты оценки соотношения сигналов [6] свидетельствуют о превышении проникающего сигнала над отраженным на 70–90 дБ и более в зоне подсвета GSM-станции.

Алгоритм обработки

Разработанный алгоритм [7] выделения отраженного радиолокационного сигнала на фоне проникающего сигнала и шума описывается выражением

$$|Z|^2 = \left| \sum_{k=1}^K f_k n_{0k}^* - n_k n_{0k}^* u_k^* n_{0k} \right|^2,$$

где $|Z|^2$ — результат обработки принятого сигнала; $f_k=f(t_k)$ — отсчеты принятого сигнала — аддитивной смеси полезного сигнала $m(t)$, шума $h(t)$ и проникающего сигнала $n(t)$; $u_k=u(t_k)$ — дискретные значения опорного сигнала, закон модуляции которого соответствует отраженному радиолокационному сигналу; $n_{0k}=n_0(t_k)$ — отсчеты базового сигнала — специально принимаемого прямого сигнала от источника подсвета.

Такая обработка состоит в угловой демодуляции проникающего сигнала, его спектральной режекции, последующей демодуляции полезного сигнала и его когерентном накоплении с последующим формированием квадрата модуля результата обработки [8] и реализуется устройством [9], блок-схема которого представлена на рис. 2.

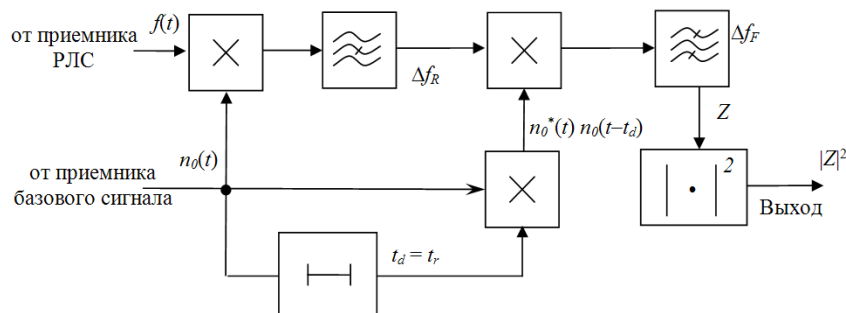


Рис. 2. Блок-схема устройства обработки

Экспериментальная часть

Целью эксперимента является апробация представленного алгоритма с использованием записей реальных излучений GSM-станции сотовой связи.

В соответствии с выбранной методикой эксперимента производился прием GSM-сигнала канала управления базовой станции на неподвижную относительно базовой станции антенну. Полученные реализации сигнала сохранялись в цифровом виде и использовались для последующей компьютерной обработки. Эта обработка состояла в формировании методом имитационного моделирования отраженного, проникающего и опорного сигналов, а также аддитивного шума, после чего к полученной смеси применялся описанный выше алгоритм.

Схема экспериментальной установки приведена на рис. 3. Использовано цифровое радиоприемное устройство, в котором аналого-цифровое преобразование (АЦП) осуществляется на промежуточной частоте. Частота дискретизации $f_s=24$ МГц. В устройстве цифровой обработки сигналов (ЦОС), реализованном на программируемой логической интегральной схеме (ПЛИС), принятый сигнал преобразуется на видеочастоту с расщеплением на две квадратуры. Полученные реализации прореживаются в 12 раз и заносятся в буферную память (П), после чего считываются в персональный компьютер для обработки и анализа. Запись сигналов GSM-станции [6] производилась в зоне уверенного приема, что позволяет пренебречь наличием шумов в полученных реализациях.

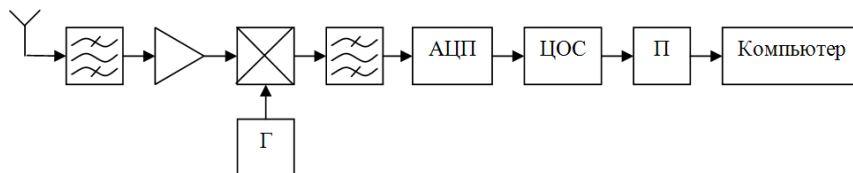


Рис. 3. Установка для исследования сигнала GSM

При компьютерной обработке принятая реализация сигнала предварительно подвергается 4-х кратной децимации с помощью КИХ-фильтра, в результате чего частота дискретизации снижается до величины $1/T=500$ кГц, удовлетворяющей теореме отсчетов для ширины спектра GSM сигнала 200 кГц, где T — период дискретизации. Полученный комплексный дискретный сигнал $s_k, k=0, 1, 2, \dots$, имеет некоторую мощность P_s и используется в качестве базового сигнала в алгоритме обработки, соответствующем схеме на рис. 2.

Компоненты принятого сигнала $f_k=m_k+n_k+h_k, k=0, 1, 2, \dots$ формируются из s_k методом имитационного моделирования.

Отраженный сигнал мощностью P_m с задержкой t_d и доплеровским сдвигом частоты F_d формируется в соответствии с выражением:

$$m_k = \sqrt{P_m/P_s} s_{k-L} \exp i2\pi F_d kT, \quad k=0, 1, 2, \dots,$$

где $L=t_d/T$ — число отсчетов, соответствующих времени задержки t_d .

Проникающий сигнал мощностью P_n с нулевой задержкой и доплеровским сдвигом формируется в соответствии с выражением

$$n_k = \sqrt{P_n/P_s} s_k, \quad k=0, 1, 2, \dots$$

Аддитивный шум формируется как некоррелированный центрированный гауссовский дискретный комплексный случайный процесс с дисперсией P_h :

$$h_k = \sqrt{P_h/2} x_k + i y_k, \quad k=0, 1, 2, \dots,$$

где x_k и y_k — некоррелированные случайные величины со стандартным нормальным законом распределения.

Длительность интервала когерентной обработки ограничивается заданной величиной T_i , а длина реализации сигнала T_i/T -отсчетами.

На этапе спектральной режекции предусмотрено использование следующих фильтров: а) компенсатор постоянной составляющей, реализуемый как устройство вычитания среднего уровня сигнала на интервале T_i и имеющий зону режекции шириной $1/T_i$; б) "идеальный" фильтр, реализующий обнуление заданной области спектра сигнала; в) фильтр Чебышева.

Результаты и их обсуждение

На рис. 4 показаны результаты полунатурного эксперимента при следующих исходных данных: время запаздывания отраженного сигнала $t_d=134$ мкс, что соответствует дальности цели 20,1 км, частота Доплера отраженного сигнала $F_d=300$ Гц, мощность отраженного сигнала $P_m=0$ дБ, мощность проникающего сигнала (помехи) $P_n=40$ дБ, мощность шума $P_h=10$ дБ, время когерентного накопления $T_i=32,768$ мс. Спектральная режекция демодулированной помехи производилась путем вычитания ее постоянной составляющей. Спектр входного сигнала (рис. 4,а), в котором преобладает помеха, имеет эффективную ширину около 200 кГц. В результате демодуляции помехи происходит сжатие ее по спектру (рис. 4,б). После спектральной режекции помехи (удаления постоянной составляющей) имеется небольшой остаток помехи, состоящий из неподавленных боковых лепестков ее спектра (рис. 4,в). Результат демодуляции и сжатия по спектру отраженного сигнала иллюстрируется рис. 4,г.

Более детальное рассмотрение результата обработки в диапазоне доплеровских частот (рис. 5) позволяет выделить сигнальную составляющую S на частоте Доплера отраженного сигнала $F_d=300$ Гц, помеховую составляющую I на нулевой частоте и фон со средним уровнем N , определяемый шумом, а также боковыми лепестками функции неопределенности сигнала и помехи. Уровни сигнала, помехи и фона на выходе исследуемого алгоритма обработки зависят от энергетических соотношений составляющих входного сигнала, времени запаздывания и доплеровского смещения отраженного сигнала, а также от типа режекторного фильтра.

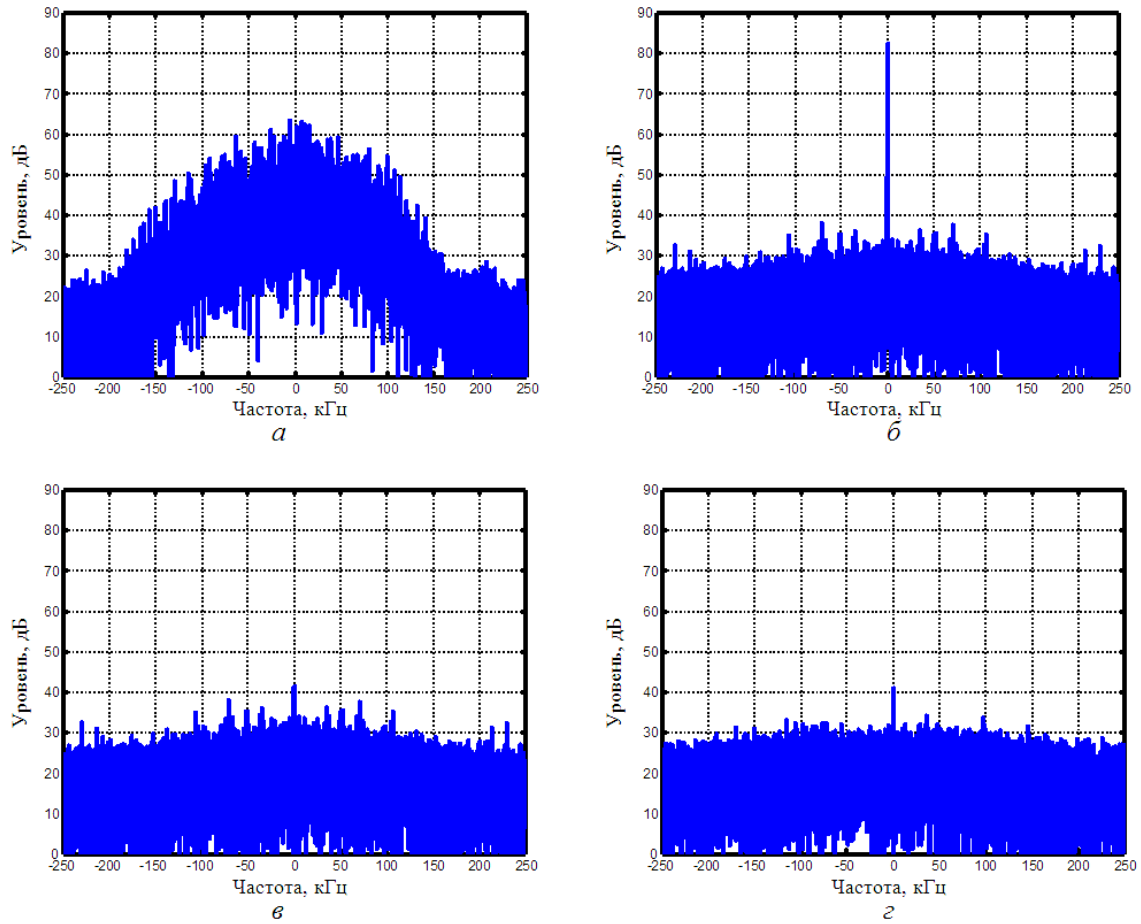


Рис. 4. Энергетические спектры сигнала на различных этапах обработки: *a* — на входе; *б* — после демодуляции проникающего сигнала; *в* — после спектральной режекции; *г* — после демодуляции отраженного сигнала

Зависимость результата обработки от времени запаздывания отраженного сигнала (рис. 6, *a*) получена путем усреднения множества значений S , N , I по доплеровской частоте. При этом на входе отношение сигнал/помеха $P_m/P_n = -40$ дБ, отношение сигнал/шум $P_m/P_h = -10$ дБ. Как видно, уровень полезного сигнала S и средний уровень фона N от времени запаздывания практически не зависит, уровень остатка проникающего сигнала I изменяется в соответствии с формой боковых лепестков его корреляционной функции. В области первого бокового лепестка (0÷10 мкс) полезный сигнал маскируется помехой.

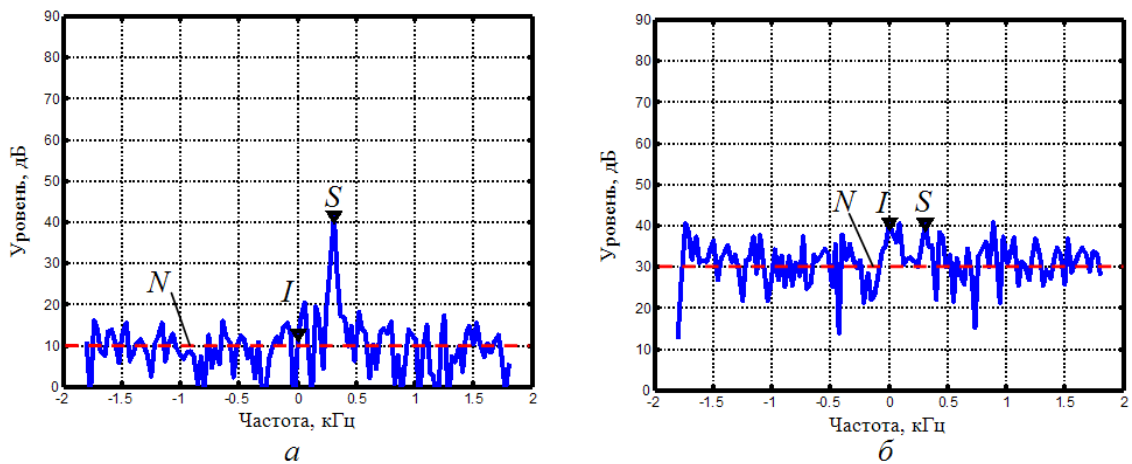


Рис. 5. Энергетический спектр на выходе устройства обработки при отношении сигнал/помеха на входе: *a*) -20 дБ, *б*) -50 дБ

При таких же исходных данных получена зависимость результата обработки от частоты Доплера отраженного сигнала (рис. 6,б) путем усреднения множества значений S , N , I по времени запаздывания. Изменения уровня полезного сигнала S определяются суммарной АЧХ совокупности доплеровских фильтров, а уровень остатка проникающего сигнала I изменяется в соответствии с АЧХ когерентного накопителя.

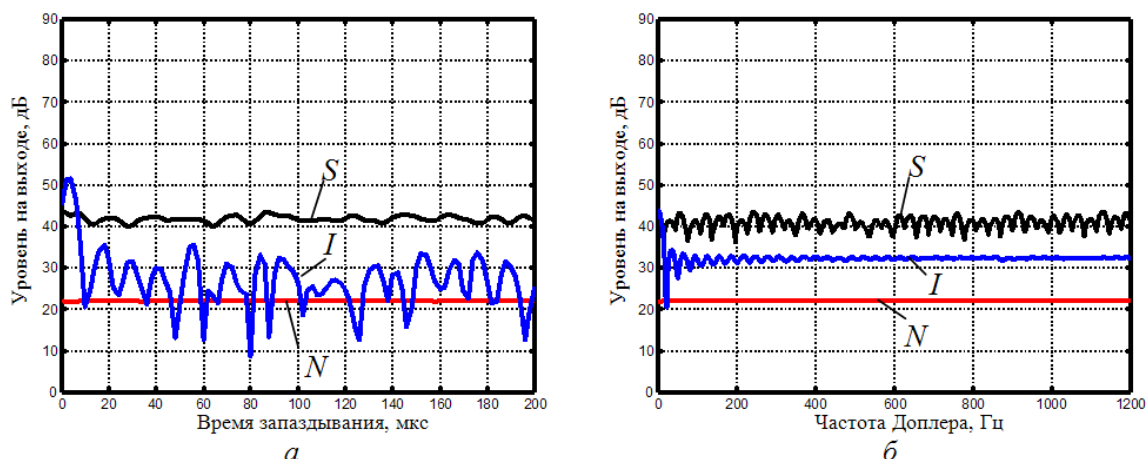


Рис. 6. Средний уровень сигнала S , помехи I и фона N на выходе устройства обработки в зависимости от: а) времени запаздывания, б) доплеровской частоты отраженного сигнала

Зависимость результата обработки от мощности проникающего сигнала (рис. 7) получена путем усреднения множества значений S , N , I как по времени запаздывания отраженного сигнала, так и по его доплеровской частоте. Если в качестве порогового отношения сигнал/помеха на выходе устройства обработки принять величину 10 дБ, то алгоритм с демодуляцией помехи позволяет удовлетворительно работать при входных отношениях сигнал/помеха до -43 дБ (рис. 7,а), в то время как классический корреляционный алгоритм при тех же условиях — до -23 дБ (рис. 7,б). Таким образом, "выигрыш" составляет около 20 дБ.

При исследовании влияния типа режекторного фильтра и его полосы режекции на результат обработки значения S , I и N усреднялись по времени запаздывания и по доплеровской частоте отраженного сигнала, а входные отношения сигнал/помеха $P_m/P_n = -40$ дБ и сигнал/шум $P_m/P_h = -10$ дБ оставались неизменными. При использовании в качестве режекторного фильтра компенсатора постоянной составляющей получены следующие значения: $S=41,1$ дБ, $I=26,7$ дБ и $N=21,9$ дБ. Таким образом, отношение сигнал/помеха на выходе $S/I=14,4$ дБ. При использовании "идеального" режекторного фильтра результат обработки сигнала слабо зависит от ширины зоны режекции (рис. 8,а), однако установлено, что максимальное отношение сигнал/помеха на выходе $S/I=16,2$ дБ достигается при полосе режекции $600 \div 800$ Гц. При использовании режекторного фильтра Чебышева 5-го порядка с затуханием 30 дБ (рис. 8,б) максимальное отношение сигнал/помеха на выходе $S/I=12$ дБ достигается при полосе режекции 160 Гц. Полученные данные свидетельствуют о не критичности результата обработки к используемому фильтру и позволяют рекомендовать к использованию компенсатор постоянной составляющей как наиболее простой в исполнении, либо "идеальный" фильтр, дающий максимальное отношение сигнал/помеха.

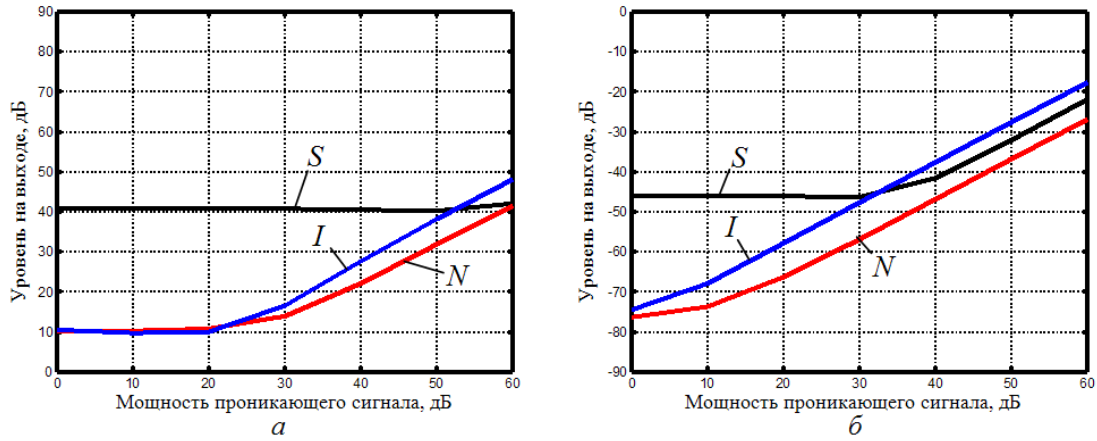


Рис. 7. Средний уровень сигнала S , помехи I и фона N на выходе устройства обработки в зависимости от мощности проникающего сигнала: a алгоритм с демодуляцией помехи; b — классический корреляционный алгоритм

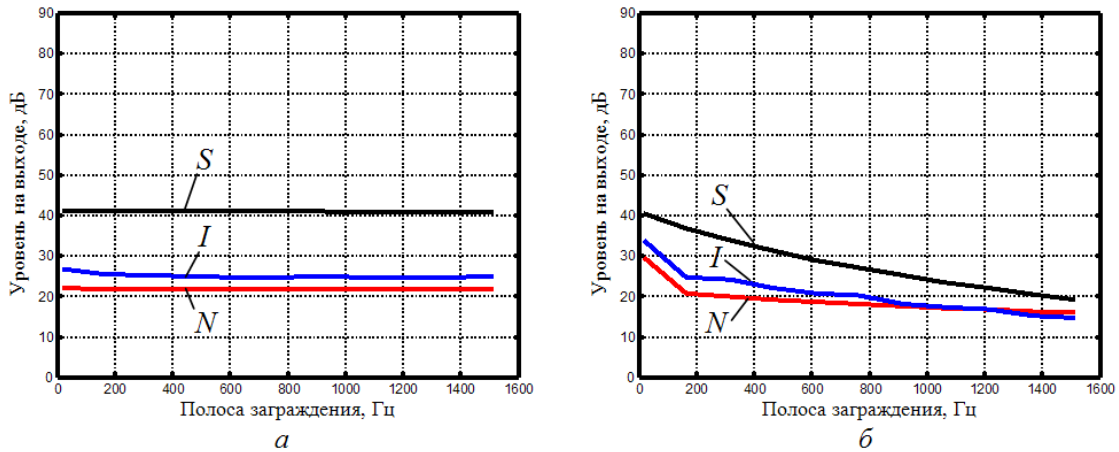


Рис. 8. Средний уровень сигнала S , помехи I и фона N на выходе устройства обработки в зависимости от полосы заграждения: a — "идеального" режекторного фильтра; b — режекторного фильтра Чебышева 5 порядка с затуханием 30 дБ

Заключение

Избранная методика полунатурного эксперимента позволяет получить высокую достоверность результатов в сочетании с большой гибкостью выбора условий эксперимента (энергетических соотношений сигнала и помех, задержки и доплеровской частоты сигнала). Серия проведенных экспериментов подтвердила принципиальную работоспособность алгоритма обработки GSM-сигнала с демодуляцией проникающего сигнала, а также высокую эффективность этого алгоритма (порядка 20 дБ) по сравнению с классическим корреляционным обнаружителем сигнала на фоне белого шума. Полученная зависимость выходных уровней сигнала, помехи и фона от времени запаздывания отраженного сигнала показала возможность обнаружения сигнала с любой задержкой за исключением небольшого интервала $0 \div 10$ мкс, поражаемого помехой. Также получена зависимость выходных уровней сигнала, помехи и фона от доплеровской частоты отраженного сигнала, которая свидетельствует о поражении остатком помехи лишь нескольких первых доплеровских фильтров. Исследование показало, что при использовании различных режекторных фильтров получаются близкие по эффективности результаты обработки.

EXPERIMENTAL AND SIMULATION RESEARCH OF SIGNAL PROCESSING IN GSM-BASED PASSIVE RADAR

A.A. FIRSAKOV, P.G. SIAMASHKA

Abstract

Signal extraction process in passive radar based on illuminations of GSM base stations is considered. Experimental technique based on both real record of GSM signals and simulation is provided. Experimental results are discussed.

Литература

1. *Griffiths D.* // Proc. IEEE 2003 Int. Radar conference. Adelaide, Australia. September 2003. P. 1–7.
2. Полуактивная радиолокационная станция. Пат. Республики Беларусь №6635 от 15.07.2004. по заявке а20010184. Приоритет 27.02.2001.
3. *Slezák L., Kvasnička M., Pelant M. et al.* // Proc. of Int. Workshop on MRRS 2005 Int. Conference. Kiev, Ukraine. Sept, 2005. P. 283–290.
4. *Sun H., Tan D., Lu Y., Liu W.* // Accepted by Int. Conference of Radar Systems. Toulouse, France. Oct. 2004. 6P - RCMT-141.
5. *Saini Rajesh, Cherniakov M., Lenive V.* // Proc. 2003 IEEE Radar Conference. P. 309–314.
6. *Хишам М. Аль-Хетки, Фирсаков А.А. и др.* // Докл. БГУИР. 2006. Т. 4, № 2. С. 39–44.
7. *Хишам М. Аль-Хетки, Фирсаков А.А.* // Докл. БГУИР. 2006. № 1. С. 38–43.
8. *Хишам М. Аль-Хетки, Фирсаков А.А., Кучко С.А.* Обработка радиолокационного сигнала в полуактивном радиолокаторе с подсветом от базовой GSM-станции сотовой связи. Минск, 2005. 29 с. Деп. в ГУ "БелИСА" 04.11.2005, № Д-200578. Справка о депонировании от 11.05.2005г. № Д200578.
9. Евразийский патент № 008335. Полуактивная радиолокационная станция / А.А. Фирсаков, Хишам М. Аль-Хетки, А.Е.Охрименко, В.И. Папушой. Евразийская заявка № 20050110; заявл. 10.08.2005; опубл. 29.08.2006 // Бюллетень Евразийского патентного ведомства. 2006. № 3.