

УДК 621.396.96

СИНТЕЗ УСТРОЙСТВА ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА ПОЛУАКТИВНОГО РАДИОЛОКАТОРА С ПОДСВЕТОМ ОТ БАЗОВОЙ СТАНЦИИ СОТОВОЙ СВЯЗИ

ХИШАМ М. АЛЬ–ХЕТКИ, А.А. ФИРСАКОВ

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

Поступила в редакцию 20 октября 2005

Изложена методика и представлены результаты синтеза устройства обработки радиолокационного сигнала в полуактивном радиолокаторе с подсветом от станции GSM сотовой связи с учетом мешающего воздействия прямого сигнала источника подсвета. Полученная структура устройства обработки практически применима в полуактивных радиолокаторах с подсветом от действующих источников нерадиолокационного назначения и в системах защиты от помех с угловой модуляцией.

Ключевые слова: полуактивный радиолокатор, станция сотовой связи, проникающий сигнал, демодуляция, спектральная режекция.

Введение

При создании полуактивных радиолокаторов с использованием подсвета от действующих источников нерадиолокационного назначения [1–3] центральной проблемой является мешающее воздействие прямого сигнала источника подсвета [4], проникающего в радиолокационный приемник по боковым лепесткам антенны. Этот *проникающий сигнал* (ПС) превышает полезный радиолокационный сигнал на 70–90 дБ и более и является основной помехой. Если в радиолокаторе с телевизионным подсветом [1] эта проблема в значительной степени решается за счет спектральной селекции узкополосного сигнала несущей, то при использовании подсвета от станции сотовой связи стандарта GSM с шириной спектра $\Delta f_0=200$ кГц [5] она по существу еще не решена.

На первый взгляд, возможности по обнаружению полезного сигнала ограничиваются уровнем пьедестала функции неопределенности ПС в координатах "τ, F" пика функции неопределенности полезного сигнала [4]. Однако это положение справедливо [6] при обработке сигнала, оптимальной по Вудворду, когда мешающие сигналы не учитывались при синтезе.

В статье представлен синтез алгоритма обработки радиолокационного сигнала и разработана структура соответствующего устройства с учетом воздействия ПС и особенностей GSM-сигнала.

Алгоритм обработки радиолокационного сигнала

В отсутствие полезного сигнала на выходе радиолокационного приемника действует аддитивная смесь шума $h(t)$ и ПС $n(t)$: $f(t) = n(t) + h(t)$. При этом ПС — непрерывный сигнал с фазовой модуляцией (ФМ) типа GMSK [5], излучаемый базовой GSM станцией:

$$n(t) = E_n(t) \exp(j[\omega_0 t + \psi_0(t) + \varphi_n(t)]) = N(t) \exp(j[\omega_0 t + \psi_0(t)]), \quad (1)$$

где $E_n(t)$ — амплитуда; $\omega_0 = 2\pi f_0$ — несущая частота; $\psi_0(t)$ — закон ФМ GSM-сигнала; $N(t) = E_n(t) \exp[j\varphi_n(t)]$ — комплексная огибающая флюктуаций ПС.

При наличии цели в смеси $f(t)$ присутствует и полезный радиолокационный сигнал $m(t)$, представляемый как

$$m(t) = E_c(t) \exp(j[\omega_0 t + \psi_0(t - t_r) + 2\pi F_D t + \varphi_c(t)]) = M(t) \exp(j[\omega_0 t + \psi_0(t - t_r) + 2\pi F_D t]), \quad (2)$$

где t_r — время запаздывания; F_D — доплеровская частота; $M(t) = E_c(t) \exp[j\varphi_c(t)]$ — комплексная огибающая флюктуаций полезного сигнала.

Решая задачу синтеза путем [7] формирования отношения правдоподобия Λ с использованием известного представления [8] многомерной плотности вероятности шума и полагая, что за время обработки T_{a0} амплитуда и фаза ПС существенно не изменяются $N(t) = \text{const}$, можно записать выражение для многомерной плотности вероятности отсчетов $f_k = f(t_k)$ при отсутствии сигнала:

$$P_0(f) = \frac{1}{(4\pi\sigma_0^2)^K} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{k=1}^K (f_k^* - n_k^*)(f_k - n_k)\right], \quad (3)$$

где σ_0^2 — средняя мощность шума; $n_k = n(t_k)$ — дискретные отчеты "известного" ПС, смещающие закон распределения шума.

Аналогично, если за время T_{a0} можно полагать $M(t) = \text{const}$, отсчеты $m_k = m(t_k)$ полезного сигнала также смещают закон распределения смеси $f_k = h_k + n_k + m_k$:

$$P_1(f) = \frac{1}{(4\pi\sigma_0^2)^K} \exp\left[-\frac{1}{2\sigma_0^2} \sum_{k=1}^K (f_k^* - n_k^* - m_k^*)(f_k - n_k - m_k)\right]. \quad (4)$$

Поскольку решение об обнаружении сигнала удобнее принимать [6, 7] по величине $Z = \ln \Lambda$, а $1/2\sigma_0^2$ — нормирующий по мощности шума множитель и $|m_k|^2$ — смещение, определяющее байесовский порог обнаружения, не влияют на алгоритм обработки, то, используя (3) и (4), получаем

$$Z = 2 \operatorname{Re} \left[\sum_{k=1}^K (f_k m_k^* - n_k m_k^*) \right]. \quad (5)$$

С учетом неизвестной начальной фазы целесообразно [6, 8] для принятия решения использовать величину $|Z|$ или пропорциональную мощности сигнала величину $|Z|^2$. Также, учитывая предыдущие допущения, можно в выражении (5) отсчеты m_k полезного сигнала заменить на $u_k = u(t_k)$ — отсчеты опорного сигнала, повторяющего полезный сигнал с точностью до амплитуды и фазы:

$$u(t) = E_u \exp(j[\omega_0 t + \psi_0(t - t_r) + 2\pi F_D t]) \Big|_{E_u=1} = \exp(j[\omega_0 t + \psi_0(t - t_r) + 2\pi F_D t]). \quad (6)$$

Тогда алгоритм обработки принимает вид

$$|Z|^2 = \left| \sum_{k=1}^K (f_k u_k^* - n_k u_k^*) \right|^2. \quad (7)$$

Из (7) видно, что обработка состоит в перемножении входного радиолокационного сигнала $f(t)$ с опорным $u(t)$, вычитании результата перемножения с опорным "известного" ПС $n(t)$ с последующим накоплением и формированием квадрата модуля, как показано на рис. 1,а.

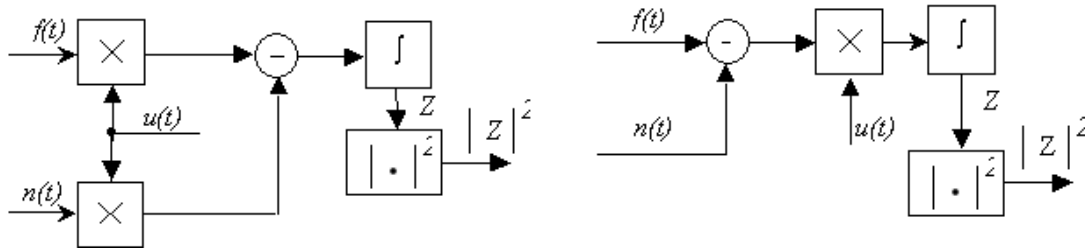


Рис. 1. Блок-схема алгоритма обработки

Следует отметить, что алгоритм (7) преобразуется к виду

$$|Z|^2 = \left| \sum_{k=1}^K (f_k - n_k) u_k^* \right|^2, \quad (7')$$

отсюда видно (рис. 1,б), что это тождественно компенсации "известного" ПС и последующему перемножению с опорным сигналом.

Однако с учетом практической реализации возникнет вопрос о точном воспроизведении ПС, в том числе по амплитуде и фазе. Известно решение этой задачи путем введения отдельного канала приема [1,4] прямого сигнала от источника подсвета — базового сигнала $n_0(t)$ — и его использования для компенсации ПС при соответствующей коррекции по амплитуде и фазе посредством контуров самонастройки — когерентная автокомпенсация. Но эффективность автокомпенсатора ограничивается ошибками самонастройки и не превышает 30 дБ [9], что недостаточно для выделения полезного сигнала в большей части зоны подсвета GSM станции.

Если учесть, что базовый сигнал $n_0(t)$ — это сигнал с модуляцией типа GMSK-гауссовская манипуляция с минимальным сдвигом и практически постоянной амплитудой

$$n_0(t) = E_0 \exp(j[\omega_0 t + \psi_0(t)]), \quad (8)$$

а выражение (7') домножить на $n_0(t)n_0^*(t) = \text{const}$, то получаем новый алгоритм обработки:

$$|Z|^2 = \left| \sum_{k=1}^K (f_k n_{0k}^* - n_k n_{0k}^*) u_k^* n_{0k} \right|^2. \quad (9)$$

Согласно алгоритму (9), обработка включает следующие операции:

- 1) перемножение радиолокационного сигнала $f(t)$ с базовым $n_0(t)$ одновременно с перемножением ПС $n(t)$ и $n_0(t)$;
- 2) вычитание результата перемножения $n_0(t)$ с ПС $n(t)$;
- 3) формирование гетеродинного колебания

$$u_r(t) = u(t)n_0^*(t) \quad (10)$$

и его перемножение с результатом вычитания;
накопление результата последнего перемножения и формирование квадрата его модуля.

Анализ алгоритма обработки и разработка структуры устройства

Для разработки структуры устройства, реализующего алгоритм (9), следует проанализировать перечисленные операции.

При операции "1" происходят следующие преобразования:

- во-первых, полная демодуляция ПС в составе $f(t)=m(t)+n(t)+h(t)$:

$$\arg n_1(t) = \arg[n(t)n_0^*(t)] = \arg n(t) - \arg n_0(t) = \varphi_n = \text{const} \quad (11)$$

с учетом (1) и (8) и его сжатие по спектру;

- во-вторых, преобразование закона модуляции полезного $m(t)$ сигнала:

$$\arg m_1(t) = \arg[m(t)n_0^*(t)] = \varphi_r(t, t_r) + 2\pi F_D t + \varphi_c \quad (12)$$

с учетом (2) и (8), причем время запаздывания t_r трансформируется в новый закон ФМ $\varphi_r(t, t_r) = \psi_0(t - t_r) - \psi_0(t)$.

Существенно, что при таких преобразованиях спектр ПС свертывается в одну спектральную составляющую $S_{n1}(\omega)$, а спектр $S_{m1}(\omega)$ полезного сигнала с запаздыванием t_r — остается широким ($\Delta f_0=200$ кГц), что иллюстрируется экспериментальными результатами на рис. 2.

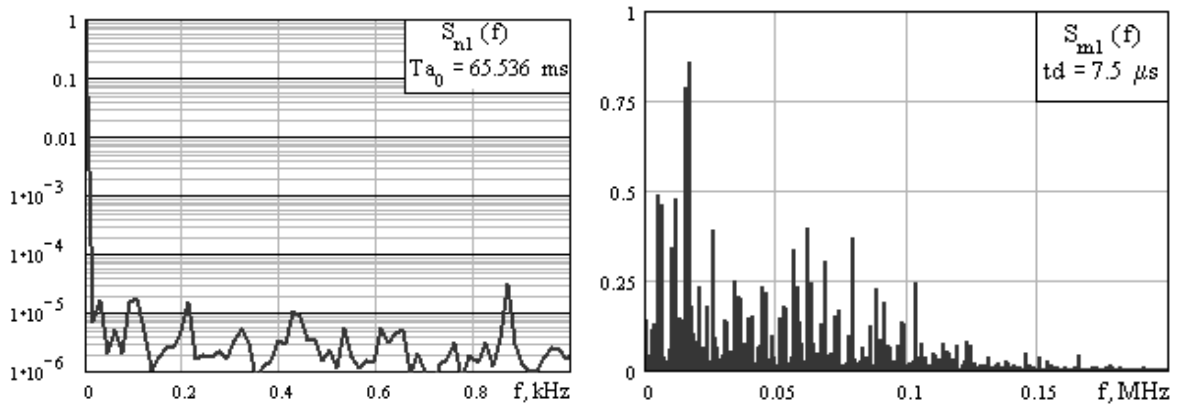


Рис. 2. Энергетические спектры сигналов после первого перемножения

Поэтому компенсирующий сигнал $n(t)n_0^*(t)$ по операции "2" в алгоритме (9) при практической реализации может быть выделен непосредственно из $f(t)n_0^*(t)$ с использованием полосового фильтра с полосой пропускания $\Delta f_r \ll \Delta f_0$. Это эквивалентно подавлению путем спектральной режекции при ширине зоны режекции $\Delta f_r = \Delta f_r \ll \Delta f_0$, как показано на рис. 3.

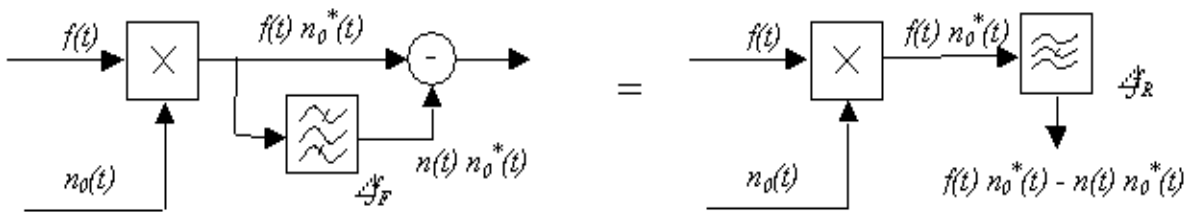


Рис. 3. Подавление проникающего сигнала

Таким образом, подавление проникающего сигнала обеспечивается путем его демодуляции и спектральной режекции практически без ущерба для полезного сигнала.

Согласно (10), гетеродинный сигнал $u_r(t)$ формируется с учетом преобразования (12) закона ФМ полезного сигнала так, чтобы при перемножении $u_r^*(t)m_1(t)$ обеспечивалась полная демодуляция. Поскольку $\arg m(t) = \arg n_0(t - t_r)$ с точностью до несущественного постоянного сдвига и доплеровского набегу фазы, то гетеродинный сигнал может быть сформирован с использованием задержанного на $t_d=t_r$ базового сигнала $n_0(t)$ как

$$u_r(t) = n_0(t - t_r)n_0^*(t) \quad (13)$$

Тогда при втором перемножении достигается полная демодуляция полезного сигнала $\arg m_2(t) = \arg[m_1(t)u_r^*(t)] = \varphi_r(t, t_r) - \varphi_r(t, t_d) + 2\pi F_D t + \varphi_c \Big|_{t_d=t_r} = 2\pi F_D t + \varphi_c$, и когерентное накопление полезного сигнала реализуется, например, настроенным на частоту F_D узкополосным фильтром [8] с полосой пропускания Δf_{im} , соответствующей потребному времени накопления в пределах T_{a0} . Эти операции обеспечивают выделения полезного сигнала на фоне шума и остатков подавленного ПС. В итоге структурная схема практически применимого устройства обработки радиолокационного сигнала в полуактивном радиолокаторе с подсветом от базовой GSM станции будет иметь вид, представленный на рис. 4.

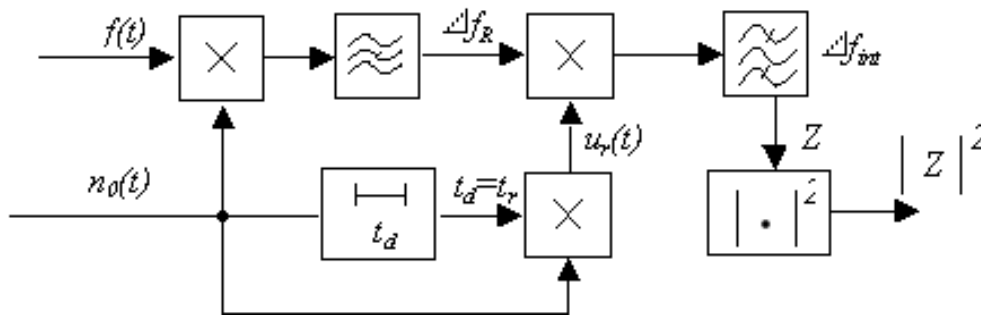


Рис. 4. Структурная схема устройства обработки

Заключение

В результате синтеза с учетом помехового сигнала (ПС) и особенностей сигналов стандарта GSM получен новый алгоритм обработки радиолокационного сигнала в полуактивном радиолокаторе с подсветом от GSM станции сотовой связи и разработана структурная схема соответствующего устройства. Эффективность такой обработки определяется уже уровнем пьедестала остатков режектированного ПС, распределенных в координатах (τ, F) в соответствии с законом ФМ гетеродинного сигнала (13).

Предложенное устройство практически применимо, а эффективность спектральной режекции ПС [10] оценивается в 50–60 дБ, что в сочетании с эффективностью когерентного накопления $\nu = \Delta f_0 T_{a0} / 2$ величиной 30–40 дБ обеспечивает выделение полезного сигнала в большей части зоны подсвета.

SYNTHESIS OF RADAR SIGNAL PROCESSING SYSTEM FOR SEMI-ACTIVE RADAR BASED ON CELLULAR COMMUNICATION BASE STATION ILLUMINATION

HISHAM M. ELHETKI, A.A. FIRSAKOV

Abstract

A method and results of synthesis of a radar signal processing system for semi-active radar using GSM base station illumination with taking in mind the interference of the direct path signal from transmitting source are presented in this work. Designed architecture block diagram of processing system practically implemented in semi-active radars based on non-radar transmitters and jamming protection systems against phase modulated noise signals.

Литература

1. *Griffiths H.D.* // Proc. IEEE 2003 Int. Radar conference. Adelaide, Australia, September 2003. P. 1–7.
2. Object speed or location determination using direct and reflected signals from a mobile phone base station. UK Patent application GB № 2 378 336A, date of publication 05.02.2003.
3. Полуактивная радиолокационная станция. Пат. 6635 РБ от 15.07.2004г по заявке а 20010184, приоритет от 27.02.2001г.
4. *Rajesh Saini, M. Cherniakov, V. Lenive.* // Proc. IEEE 2003 Radar Conference. Huntsville, USA, May 2003. P. 309–314.
5. *Ратынский М. В.* Основы сотовой связи. М., 2000.
6. *Ширман Я. Д., Манжос В. Н.* Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М., 1984.
7. *Вайнштейн Л. А., Зубаков В. Д.* Выделение сигналов на фоне случайных помех. М., 1960.
8. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации / Под ред. А. Е. Охрименко. М., 1983.
9. *Chrzanovski E. I.* Active Radar Electronic Countermeasures. Artech House Inc., USA, 1990
10. *Хишам М. Аль-Хетки, Фирсаков А. А.* // Изв. Белорус. инж. акад. 2005. № 1 (19)/ 1. С. 239–243.
УДК 621.396