

Раздел IV. Защита телекоммуникаций

УДК 621.396.62

А.А. Федчун

МЕТОДЫ ПРИЕМА РАДИОСИГНАЛОВ В ЗАЩИЩЕННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Рассматриваются методы приема радиосигналов в приемнике прямого преобразования для защищенных телекоммуникационных систем.

Защищенная телекоммуникационная система; приемник прямого преобразования; зеркальный канал; дисбаланс квадратурных сигналов.

A.A. Fedchun

METHODS OF RECEIVING RADIO SIGNALS IN THE PROTECTED TELECOMMUNICATION SYSTEMS

Some methods of receiving radio signals in the direct conversion receiver for the protected telecommunication systems is analyzed.

Protected telecommunication system; direct conversion receiver; image channel; I/Q imbalance.

К радиоприемникам защищенных телекоммуникационных систем, как правило, предъявляются более жесткие требования по устойчивости к промышленным и преднамеренным помехам, уровню вносимых искажений в принимаемый радиосигнал, динамическому диапазону и другим характеристикам. Это же можно сказать и о радиоприемниках комплексов радиомониторинга [1 – 3].

В последнее время в защищенных системах связи и системах радиомониторинга получили распространение приемники прямого преобразования и методы обработки сигналов, предназначенные для них [1].

Рассмотрим фазофильтровый метод (ФФМ), обеспечивающий высокую помехоустойчивость приема радиосигналов [4]. Структурная схема радиоприемника, реализующего ФФМ, показана на рис. 1, где введены следующие обозначения: См1, См2 – смесители; ФВ – фазовращатель; Г – гетеродин; АФНЧ1, АФНЧ2 – аналоговые фильтры нижних частот; АЦП1, АЦП2 – аналого-цифровые преобразователи; ЦФНЧ1, ЦФНЧ2 – цифровые фильтры нижних частот, ЦГ – цифровой генератор; ЦП1, ЦП2 – цифровые перемножители; ЦС – цифровой сумматор. Часть данной схемы в составе См1, См2, ФВ и соответствующие входы и квадратурные выходы представляет собой квадратурный демодулятор (КД).

Преобразование спектра принимаемого радиосигнала показано с помощью спектральных диаграмм на рис. 2. Далее для простоты анализа все сигналы и их спектры представлены в аналоговом виде.

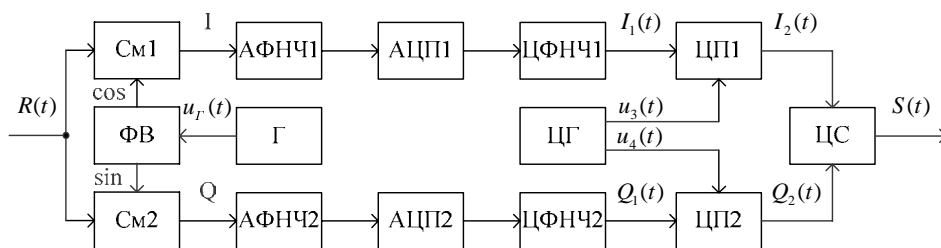


Рис. 1. Структурная схема радиоприемника, реализующего ФФМ

При осуществлении ФФМ частота F_H сигнала гетеродина выбирается в середине спектра принимаемого радиосигнала (рис. 2, а). Для анализа обработки принимаемого радиосигнала $R(t)$ его целесообразно разбить на две части:

$$R(t) = A_B(t) \cos[\omega_H t - \omega_C t + \varphi_B(t)] + A_H(t) \cos[\omega_H t - \omega_C t + \varphi_H(t)],$$

где $A_B(t)$ и $A_H(t)$ – амплитуды частей спектра сигнала выше и ниже частоты гетеродина; $\varphi_B(t)$ и $\varphi_H(t)$ – фазы частей спектра сигнала выше и ниже частоты гетеродина; $\omega_H = 2\pi F_H$ – круговая частота сигнала гетеродина, $\omega_C = 2\pi F_C$ – круговая частота сигнала ЦГ; F_C – частота сигнала ЦГ.

Сигналы на выходе гетеродина, синфазном и квадратурном выходах ФВ описываются соответственно выражениями:

$$\begin{aligned} u_H(t) &= 2 \cos \omega_H t, \\ u_1(t) &= 2 \cos \omega_H t, \\ u_2(t) &= \sin \omega_H t. \end{aligned}$$

В смесителях См1 и См2 происходит преобразование частоты принимаемого сигнала на нулевую среднюю частоту. Суммарные компоненты такого преобразования частоты, а также соседние каналы приема отфильтровываются сначала в аналоговых, а затем и в цифровых ФНЧ. Результирующие амплитудно-частотные характеристики аналогового и цифрового ФНЧ условно показаны штриховой линией на рис. 2, б и 2, в.

Разностные компоненты преобразования частоты с выходов I и Q КД после аналоговой и цифровой фильтрации описываются соответственно выражениями:

$$\begin{aligned} I_1(t) &= A_B(t) \cos[\varphi_B(t) - \omega_C t] + A_H(t) \cos[\omega_C t - \varphi_H(t)], \\ Q_1(t) &= -A_B(t) \sin[\varphi_B(t) - \omega_C t] + A_H(t) \sin[\omega_C t - \varphi_H(t)]. \end{aligned}$$

Условные спектры этих сигналов показаны соответственно на рис. 2, б и 2, в.

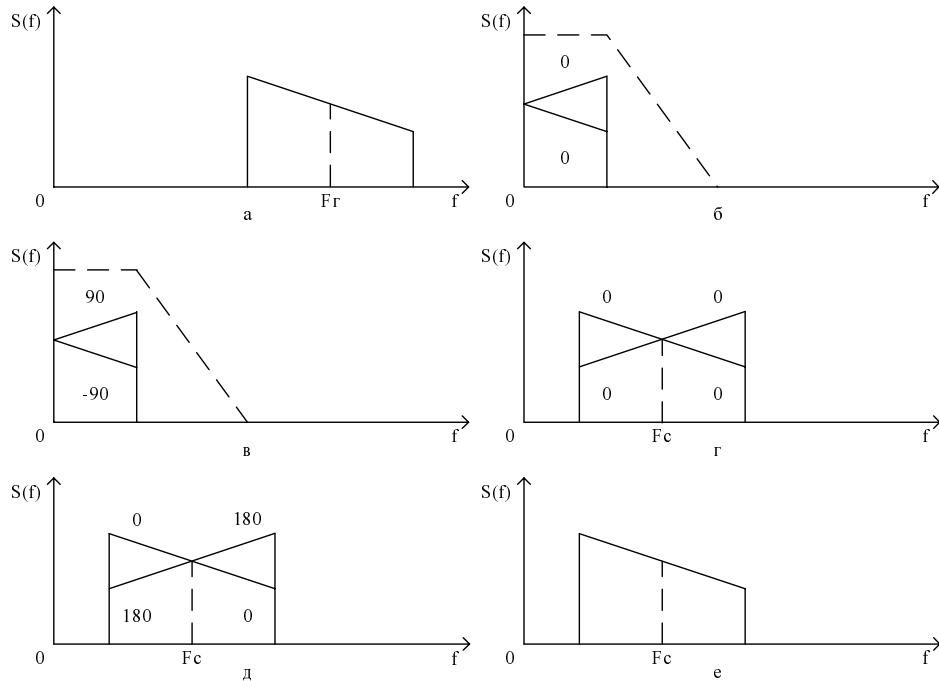


Рис. 2. Преобразование спектра частот принимаемого радиосигнала

ЦГ формирует цифровые квадратурные сигналы частоты, равной средней частоте в спектре получаемого сигнала:

$$u_3(t) = 2 \cos \omega_C t,$$

$$u_4(t) = 2 \sin \omega_C t.$$

Тогда сигналы на выходах цифровых умножителей ЦП1 и ЦП2 и цифрового сумматора ЦС описываются соответственно выражениями:

$$I_2(t) = A_B(t) \{ \cos \varphi_B(t) + \cos[-\varphi_B(t) + 2\omega_C t] \} +$$

$$+ A_H(t) \{ \cos \varphi_H(t) + \cos[-\varphi_H(t) + 2\omega_C t] \},$$

$$Q_2(t) = A_B(t) \{ \cos \varphi_B(t) - \cos[-\varphi_B(t) + 2\omega_C t] \} +$$

$$+ A_H(t) \{ \cos \varphi_H(t) - \cos[-\varphi_H(t) + 2\omega_C t] \},$$

$$S(t) = 2 \{ A_B(t) \cos \varphi_B(t) + A_H(t) \cos \varphi_H(t) \}.$$

Условные спектры таких сигналов показаны соответственно на рис. 2, г – 2, е. Спектр сигнала $S(t)$ является сдвинутой по частоте на величину $F_G - F_C$ копией спектра радиосигнала $R(t)$.

Для дальнейшей демодуляции или анализа принятого радиосигнала часто требуется его квадратурный вид, а не вещественный. В таком случае сигналы ЦГ,

подаваемые на ЦП1 и ЦП2, должны быть полностью одинаковыми, ЦС не используется, а сигнал на выходе ЦП2 записывается в виде выражения

$$Q_3(t) = -A_B(t)\{\sin \varphi_B(t) - \sin[-\varphi_B(t) + 2\omega_c t]\} - \\ - A_H(t)\{\sin \varphi_H(t) - \sin[-\varphi_H(t) + 2\omega_c t]\}.$$

В составе квадратурных сигналов такого варианта радиоприемника содержатся компоненты зеркального канала, которые уничтожаются в ходе дальнейшей цифровой обработки сигнала.

В случае необходимости предварительного подавления зеркального канала, можно использовать радиоприемник, схема которого показана на рис. 3, где используются 4 цифровых перемножителя ЦП1...ЦП4, цифровой вычитатель (ЦВ) и цифровой генератор ЦГ с четырьмя выходами.

Сигнал на выходе ЦВ записывается в виде

$$Q_4(t) = 2\{A_B(t)\sin \varphi_B(t) + A_H(t)\sin \varphi_H(t)\}.$$

Существенным преимуществом ФФМ является то, что зеркальный канал является производной величиной от полезного сигнала. Это означает, что прием радиосигнала с помощью ФФМ не зависит от динамического диапазона радиосигналов в эфире и помех по зеркальным каналам приема. Наряду с этим сильное подавление соседних каналов приема осуществимо в цифровом виде с помощью ЦФНЧ (а также предварительно обеспечивается с помощью АФНЧ). Это позволяет организовать устойчивую связь и надежную передачу информации между устройствами защищенной телекоммуникационной системы.

Дисбаланс квадратурных каналов КД приводит к неполному подавлению сигнала зеркального канала и искажению полезного сигнала. Для ФФМ общую модель дисбаланса квадратурных сигналов при дисбалансе входных каналов КД, дисбалансе квадратурных каналов ФВ КД и дисбалансе выходных I/Q-каналов КД, в совокупности приведенных к сигналу канала Q КД, можно записать в виде выражения

$$u_M(t) = k_1(t)k_2k_3(t)\{-A_B(t)\sin[\varphi_B(t) - \omega_c t + \varphi_1(t) - \varphi_2 + \varphi_3(t)] + \\ + A_H(t)\sin[\omega_c t - \varphi_H(t) - \varphi_1(t) + \varphi_2 + \varphi_3(t)]\},$$

где $u_M(t)$ – сигнал на выходе канала Q КД; $k_1(t)$, $\varphi_1(t)$, k_2 , φ_2 , $k_3(t)$, $\varphi_3(t)$ – соответствующие функции, отражающие амплитудный и фазовый дисбаланс входных каналов КД, квадратурных каналов ФВ КД и выходных I/Q-каналов КД; $A_H(t)$, $\varphi_H(t)$, $A_B(t)$, $\varphi_B(t)$ – амплитуды и фазы соответственно низкочастотной и высокочастотной половин спектра принимаемого радиосигнала.

Коррекция дисбаланса квадратурных сигналов КД в соответствии с приведенной моделью дисбаланса квадратурных сигналов состоит из трех компонент (для схемы рис. 1). Дисбаланс выходных I/Q-каналов КД устраняется соответствующим изменением сигнала $Q_1(t)$ путем умножения на коэффициент $1/k_3(t)$ и сдвига фазы на $-\varphi_3(t)$. Другим вариантом являются аналогичные операции по

коррекции выходного сигнала ЦП2 на величины $1/k_3(t)$ и $-\varphi_3(t)$ для верхней половины его спектра и на величины $1/k_3^*(t)$ и $\varphi_3^*(t)$ – для нижней половины. Здесь функции со знаком * являются зеркальными, соответствующими функциям относительно частоты F_C . Дисбаланс каналов ФВ КД устраняется соответствующим изменением сигнала ЦГ, подаваемого на ЦП2, на величины $1/k_2$ и $-\varphi_2$. Дисбаланс входных каналов КД устраняется соответствующим изменением выходного сигнала ЦП2 на величины $1/k_1(t)$ и $-\varphi_1(t)$.

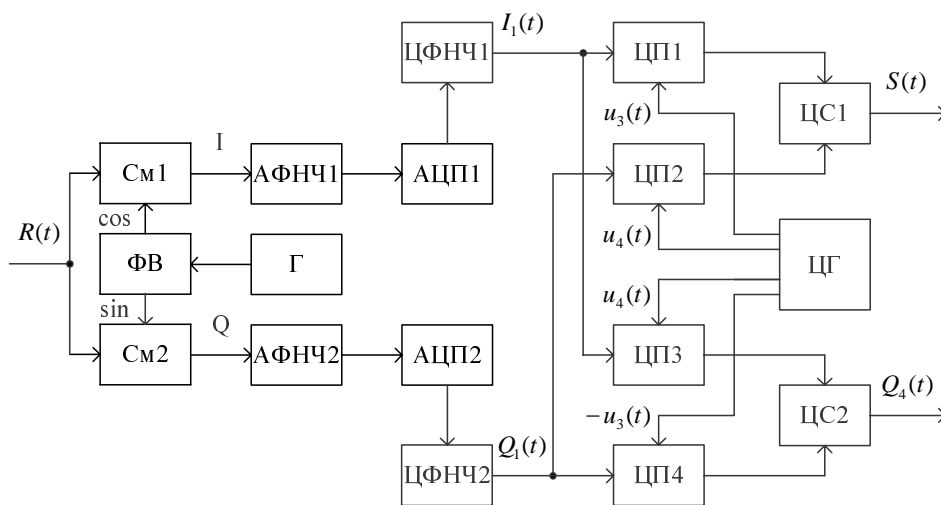


Рис. 3. Структурная схема радиоприемника, получающего квадратурные сигналы с подавленным зеркальным каналом

Аналогично для схемы, показанной на рис. 3, для соответствующих составляющих дисбаланса квадратурных сигналов производят такие же изменения выходных I/Q-сигналов КД, подаваемых на ЦП3 и ЦП4 (или их выходных сигналов), такие же изменения сигналов ЦГ, подаваемых на ЦП3 и ЦП4, и такие же изменения выходных сигналов ЦП3 и ЦП4.

Таким образом, ФФМ может применяться в радиоприемниках защищенных телекоммуникационных систем для обеспечения малого уровня искажений принимаемых радиосигналов и организации устойчивой радиосвязи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Васильев О., Егоров Д., Кадыков А. Цифровая обработка сигналов в системе радиомониторинга. // Chip News. – 2003. – №6. – С.40 – 43.
2. Каргашин В.Л. Проблемы обнаружения и идентификации радиосигналов средств негласного контроля информации. // Специальная техника. – 2000. – № 3. – С. 5.
3. Иванов В.В. Использование беспроводной связи в территориально распределенных системах сбора и обработки информации // Специальная техника. – 2006. – №1.
4. Верзунов М.В. Однополосная модуляция в радиосвязи. – М.: Воениздат, 1972. – 296 с.

Федчун Андрей Александрович

Технологический институт Федерального государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге.

E-mail: sagittariusmajor@mail.ru.

347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44.

Тел.: +7-916-469-16-68.

Кафедра радиоэлектронных средств защиты и сервиса; аспирант.

Fedchun Andrey Alexandrovich

Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”.

E-mail: sagittariusmajor@mail.ru.

44, Nekrasovskiy, Taganrog, 347928, Russia.

Phone: +7-916-469-16-68.

The Department of Radio Electronic Means of Protection and Service; post-graduate student.

УДК 621.396.61

А.А. Федчун

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ ДЛЯ ЗАЩИЩЕННЫХ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ

Рассматривается формирование сигналов для построения маломощных защищенных систем радиосвязи с низким уровнем побочного электромагнитного излучения.

Защищенная система радиосвязи; побочное внеполосное излучение; вторая боковая полоса.

A.A. Fedchun

FORMING OF SIGNALS FOR THE PROTECTED TELECOMMUNICATION RADIO SYSTEM

Forming of radio signals for the low-power protected telecommunication radio systems with low level of unwanted electromagnetic emission is analyzed.

Protected telecommunication radio system; unwanted out band emission; second sideband.

В защищенных системах радиосвязи актуальным является формирование маломощных (скрытных) радиосигналов с низким уровнем побочного электромагнитного излучения [1, 2]. Это позволяет ограничить радиус доступа к информации, передаваемой по радиоканалу и снизить заметность системы радиосвязи при попытках ее поиска [3, 4]. Также к радиопередатчикам защищенных систем радиосвязи, как правило, предъявляются жесткие требования к уровню искажений в формируемых радиосигналах [1, 2].

Рассмотрим каскадный двухфазный метод (КДФМ) [5, 6], позволяющий формировать радиосигналы с низким уровнем побочного (внеполосного) излучения. Структурная схема устройства, реализующего КДФМ, показана на рис. 1, где введены следующие обозначения: ЦП1...ЦП4 – цифровые перемножители; ЦС1 –