

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 –

цифровой сумматор; ЦВ1 – цифровой вычитатель; ЦГ – цифровой генератор; ЦАП1, ЦАП2 – цифроаналоговые преобразователи; ФНЧ1, ФНЧ2 – фильтры нижних частот; Г – генератор частоты; См1, См2 – смесители; ФВ – фазовращатель; АС – аналоговый сумматор. Преобразование спектра частот исходного сигнала данной схемой устройства показано с помощью спектральных диаграмм на рис. 2 и 3. Для простоты анализа обработки сигналов цифровые сигналы и их спектры представлены аналоговыми эквивалентами.

На рис. 2, а показан условный вид спектра частот $S(f)$ исходного сигнала, занимающего полосу частот от F_H до F_B . Представим исходный сигнал в виде квадратурного сигнала:

$$I_0(t) = A(t) \cos \varphi(t),$$

$$Q_0(t) = A(t) \sin \varphi(t),$$

где $A(t)$ – амплитуда сигнала; $\varphi(t)$ – фаза сигнала.

Сигналы ЦГ являются цифровыми гармоническими колебаниями со средней частотой F_C в спектре исходного сигнала:

$$u_1(t) = u_4(t) = A(t) \cos \varphi(t),$$

$$u_2(t) = u_3(t) = A(t) \sin \varphi(t).$$

Условные спектры сигналов на выходе ЦП1...ЦП4 показаны соответственно на рис. 2, б – 2, д.

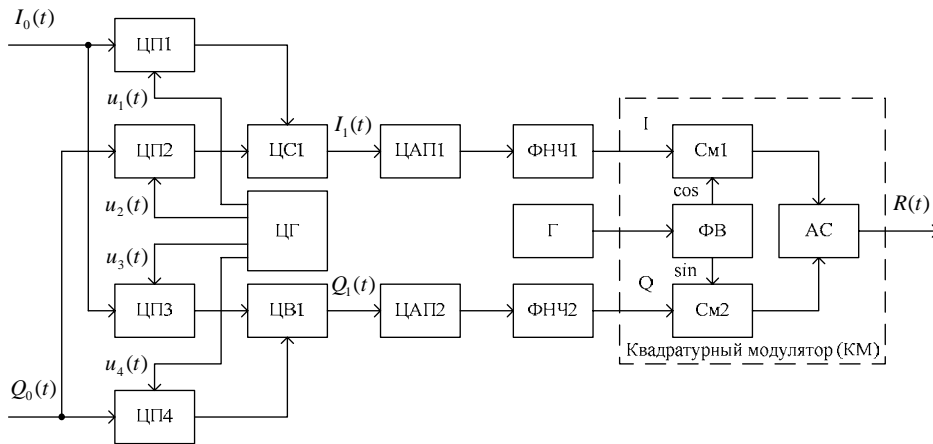


Рис. 1. Структурная схема устройства, реализующего КДФМ

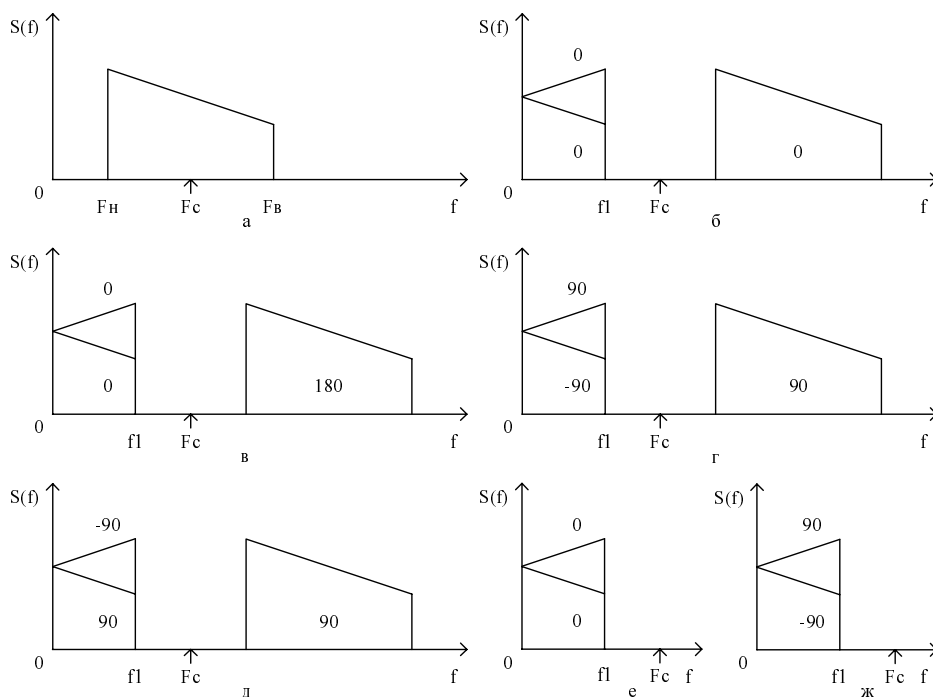


Рис. 2. Преобразование спектра частот исходного сигнала при реализации КДФМ

На выходах ЦС1 и ЦВ1 выделяются квадратурные сигналы, описываемые соответственно следующими выражениями:

$$I_1(t) = A(t) \cos[\omega_C t - \varphi(t)],$$

$$Q_1(t) = A(t) \sin[\omega_C t - \varphi(t)],$$

где $\omega_C = 2\pi F_C$.

Условные спектры этих сигналов показаны соответственно на рис. 2, е и 2, ж.

В смесителях СМ1 и СМ2 производится умножение колебаний $I_1(t)$ и $Q_1(t)$ на квадратурные сигналы с частотой F_T генератора, сформированные в фазовращателе ФВ. На выходах смесителей СМ1 и СМ2 выделяются сигналы

$$u_5(t) = 0,5\{A(t) \cos[(\omega_T + \omega_C)t - \varphi(t)] + A(t) \cos[(\omega_T - \omega_C)t + \varphi(t)]\},$$

$$u_6(t) = 0,5\{-A(t) \cos[(\omega_T + \omega_C)t - \varphi(t)] + A(t) \cos[(\omega_T - \omega_C)t + \varphi(t)]\},$$

где $\omega_C = 2\pi F_T$.

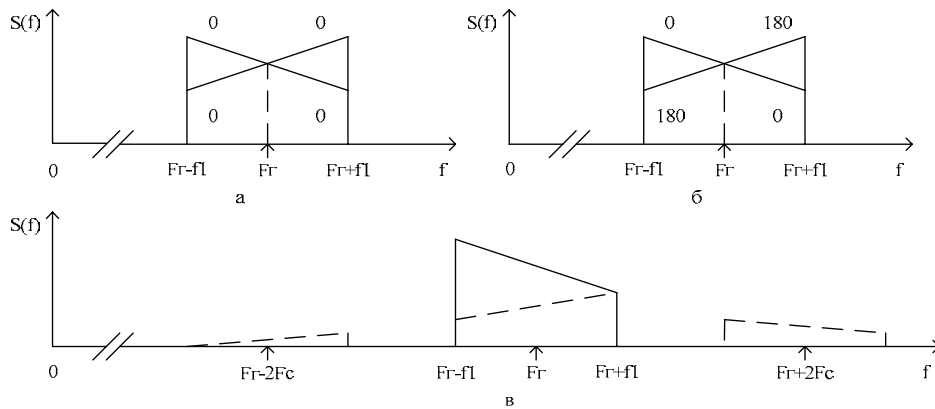


Рис. 3. Преобразование спектра частот исходного сигнала при реализации КДФМ

Условные спектры этих сигналов показаны соответственно на рис. 3, а и 3, б.

В сумматоре квадратурного модулятора (КМ) складываются сигналы с выходов смесителей СМ1 и СМ2. На выходе КМ выделяется сигнал

$$u_{\gamma}(t) = A(t) \cos[(\omega_{\gamma} - \omega_c)t + \varphi(t)].$$

Условный спектр такого сигнала показан на рис. 3, в. Полученный радиосигнал имеет спектр, преобразованный вверх по частоте относительно спектра исходного сигнала.

Другие варианты структурных схем устройств для реализации КДФМ могут иметь два цифровых вычитателя ЦВ или два цифровых сумматора ЦС [5, 6]. Все возможные варианты реализации КДФМ сведены в табл. 1, причем для формирования инвертированного спектра сигнала достаточно поменять подачу каждой из пар квадратурных сигналов $I_1(t)$ и $Q_1(t)$ на входы КМ наоборот.

Таблица 1

Варианты реализации КДФМ

Комбинация цифровых сумматоров и вычитателей	Соотношение фаз сигнала ЦГ, подаваемого на перемножители ЦП1...ЦП4, градус	Вариант сложения или вычитания сигналов цифровых перемножителей ЦП1...ЦП4
ЦС1, ЦС2	0/90/90/180	ЦП1+ЦП2, ЦП3+ЦП4
ЦС1, ЦВ2	0/90/90/0	ЦП1+ЦП2, ЦП3-ЦП4
ЦВ1, ЦС2	90/0/0/90	ЦП2-ЦП1, ЦП3+ЦП4
ЦВ1, ЦВ2	90/0/180/90	ЦП1-ЦП2, ЦП3-ЦП4
ЦВ1, ЦС2	180/90/90/0/	ЦП2-ЦП1, ЦП3-ЦП4
ЦВ1, ЦВ2	180/90/90/0/	ЦП1-ЦП2, ЦП4-ЦП3
ЦВ1, ЦВ2	90/0/180/90	ЦП2-ЦП1, ЦП4-ЦП3

Амплитудный и фазовый дисбаланс квадратурных каналов КМ приводит к неполной компенсации сигнала второй боковой полосы (ВБП) вида $A(t) \cos[(\omega_{\gamma} + \omega_c)t - \varphi(t)]$. При получении сигналов с помощью двухфазного

метода, заключающегося в подаче сигналов $I_1(t)$ и $Q_1(t)$ соответственно на квадратурный и синфазный входы КМ, остаток ВБП находится вне спектра полезной боковой полосы, то есть является побочным излучением радиопередатчика. Это демаскирует защищенную систему радиосвязи как вообще, так и в частности, путем создания заметных помех другим системам радиосвязи.

Однако при реализации КДФМ получаемый остаток ВБП находится в той же полосе частот, что и полезный радиосигнал (рис. 3, в). Поэтому неполная компенсация ВБП не приводит к внеполосному излучению остатка ВБП передатчиком, но вносит некоторые (как правило, допустимые) искажения в полезный радиосигнал. Реализация КДФМ приводит также к формированию составляющих внеполосного излучения на средних частотах $F_T + 2F_C$ и $F_T - 2F_C$ (рис. 3, в). Это обусловлено ошибками округления при арифметических операциях с числами конечной разрядности и проявляется как неполное подавление верхних боковых полос в сигналах $I_1(t)$ и $Q_1(t)$. Уровень такого внеполосного излучения, как правило, намного ниже уровня остатка ВБП, что является существенным преимуществом КДФМ и обеспечивает большую электромагнитную совместимость и скрытность системы радиосвязи.

Помимо побочного излучения остатка ВБП дисбаланс квадратурных каналов КМ искажает формируемый радиосигнал. Это, в частности, приводит к необходимости увеличивать мощность передатчика системы радиосвязи, что также демаскирует ее. Для создания маломощных систем радиосвязи необходимо формировать как можно более качественные радиосигналы, для чего применяется предварительная цифровая коррекция дисбаланса квадратурных сигналов.

Для КДФМ общую модель дисбаланса квадратурных сигналов при дисбалансе входных каналов КМ, дисбалансе квадратурных каналов ФВ КМ и дисбалансе входных каналов АС КМ, в совокупности приведенных к сигналу канала Q КМ, можно записать в виде выражения

$$u_M(t) = 0,5k_1(t)k_2k_3(t)\{A_B(t)\cos[\omega_T t - \varphi_B(t) + \omega_C t - \varphi_1(t) + \varphi_2 + \varphi_3(t) + 180^0] + \\ + A_B(t)\cos[\omega_T t + \varphi_B(t) - \omega_C t + \varphi_1(t) + \varphi_2 + \varphi_3(t)] + \\ + A_H(t)\cos[\omega_T t - \omega_C t + \varphi_H(t) - \varphi_1(t) + \varphi_2 + \varphi_3(t)] + \\ + A_H(t)\cos[\omega_T t + \omega_C t - \varphi_H(t) + \varphi_1(t) + \varphi_2 + \varphi_3(t) + 180^0]\},$$

где $u_M(t)$ – сигнал на входе АС КМ канала Q КМ; $k_1(t)$, $\varphi_1(t)$, k_2 , φ_2 , $k_3(t)$, $\varphi_3(t)$ – соответствующие функции, отражающие амплитудный и фазовый дисбаланс входных каналов КМ, квадратурных каналов ФВ КМ и входных каналов АС КМ; $A_H(t)$, $\varphi_H(t)$, $A_B(t)$, $\varphi_B(t)$ – амплитуды и фазы соответственно низкочастотной и высокочастотной половин спектра исходного сигнала.

Коррекция дисбаланса квадратурных сигналов КМ в соответствии с приведенной моделью дисбаланса квадратурных сигналов состоит из трех компонент. Дисбаланс входных каналов КМ устраняется соответствующим изменением сигнала $Q_1(t)$ путем умножения на коэффициент $1/k_1(t)$ и сдвигом фазы на $-\varphi_1(t)$. Другим вариантом являются аналогичные операции по коррекции вход-

ных сигналов ЦПЗ и ЦП4 на величины $1/k_1(t)$ и $-\varphi_1(t)$ для верхних половин их спектра и на величины $1/k_1^*(t)$ и $\varphi_1^*(t)$ – для нижних половин. Здесь функции со знаком * являются зеркальными, соответствующими функциям относительно частоты F_C . Дисбаланс каналов ФВ КМ устраняется соответствующим изменением сигналов ЦГ, подаваемых на ЦПЗ и ЦП4, на величины $1/k_2$ и $-\varphi_2$. Дисбаланс входных каналов АС КМ устраняется соответствующим изменением входных сигналов, подаваемых на ЦПЗ и ЦП4, на величины $1/k_3(t)$ и $-\varphi_3(t)$.

Таким образом, КДФМ может применяться для создания скрытных и защищенных систем радиосвязи с низким уровнем побочного электромагнитного излучения и малым уровнем мощности полезного радиосигнала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Сердюков П.Н., Бельчиков А.В., Дронов А.Е., Григорьев А.С., Волков С.С. Защищенные радиосистемы передачи цифровой информации. – М.: ООО "Изд-во АСТ-Москва", 2005. – 525 с.
2. Ketterling H.P. Introduction to Digital Professional Mobile Radio. Artech House. Boston-London, 2004.
3. Васильев О., Егоров Д., Кадыков А. Цифровая обработка сигналов в системе радиомониторинга // Chip News. – 2003. – №6. – С. 40 – 43.
4. Каргашин В.Л. Проблемы обнаружения и идентификации радиосигналов средств негласного контроля информации // Специальная техника. 2000. – № 3. – С. 5.
5. Патент на полезную модель №75121 (РФ). Формирователь группового радиосигнала / А.А. Федчун. Оpubл. в БИ №20, 2008.
6. Патент на полезную модель №75810 (РФ). Формирователь группового радиосигнала / А.А. Федчун. Оpubл. в БИ №23, 2008.

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.