



(19) **RU** <sup>(11)</sup> **2 221 337** <sup>(13)</sup> **C2**  
(51) МПК<sup>7</sup> **H 04 B 7/216**

РОССИЙСКОЕ АГЕНТСТВО  
ПО ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ

## (12) ОПИСАНИЕ ИЗОБРЕТЕНИЯ К ПАТЕНТУ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

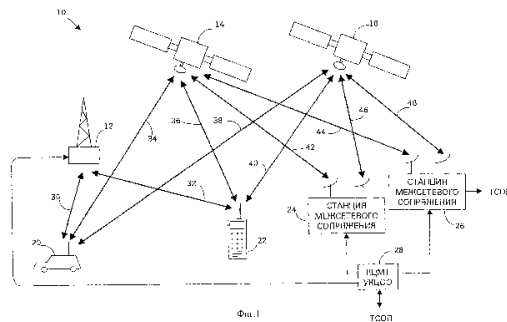
(21), (22) Заявка: 2000111521/09, 09.10.1998  
(24) Дата начала действия патента: 09.10.1998  
(30) Приоритет: 10.10.1997 US 60/061,698  
(43) Дата публикации заявки: 27.04.2002  
(46) Дата публикации: 10.01.2004  
(56) Ссылки: EP 0748074 A, 11.12.1996. US 4969159 A, 06.11.1990. US 5577025 A, 19.11.1996. SU 1349685 A, 30.05.1987.  
(85) Дата перевода заявки РСТ на национальную фазу: 10.05.2000  
(86) Заявка РСТ: US 98/21466 (09.10.1998)  
(87) Публикация РСТ: WO 99/19992 (22.04.1999)  
(98) Адрес для переписки: 129010, Москва, ул. Б. Спасская, 25, стр.3, ООО "Юридическая фирма Городисский и Партнеры", пат.пов. Ю.Д.Кузнецову, рег.№ 595

(72) Изобретатель: ХАРМС Брайан (US), БАТЛЕР Брайан (US), СКИННЕР Гордон (US)  
(73) Патентообладатель: КВЭЛКОММ ИНКОРПОРЕЙТЕД (US)  
(74) Патентный поверенный: Кузнецов Юрий Дмитриевич

## (54) МНОГОУРОВНЕВОЕ РАСШИРЕНИЕ ПШ КОДОМ В МНОГОПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОЙ СИСТЕМЕ СВЯЗИ

(57) Изобретение относится к системам связи с расширенным спектром. Технический результат заключается в улучшении обнаружения сигнала. Для этого первый ПШ код или множество кодов расширения используется для расширения информационных сигналов совместно со второй ПШ кодовой последовательностью или функцией расширения. Второй ПШ код синхронизирован с первым ПШ кодом расширения, но имеет больший период кода, так что каждый кодовый элемент второго ПШ кода превосходит весь период первого ПШ кода. Код расширения более длинного периода образует внешний код, который

помогает обеспечить однозначную идентификацию пучка. 9 с. и 40 з.п. ф-лы, 12 ил.





(19) **RU** (11) **2 221 337** (13) **C2**  
(51) Int. Cl.<sup>7</sup> **H 04 B 7/216**

RUSSIAN AGENCY  
FOR PATENTS AND TRADEMARKS

(12) **ABSTRACT OF INVENTION**

(21), (22) Application: 2000111521/09, 09.10.1998

(24) Effective date for property rights: 09.10.1998

(30) Priority: 10.10.1997 US 60/061,698

(43) Application published: 27.04.2002

(46) Date of publication: 10.01.2004

(85) Commencement of national phase: 10.05.2000

(86) PCT application:  
US 98/21466 (09.10.1998)

(87) PCT publication:  
**WO 99/19992 (22.04.1999)**

(98) Mail address:  
129010, Moskva, ul. B. Spasskaja, 25, str.3,  
OOO "Juridicheskaja firma Gorodisskij i  
Partnery", pat.pov. Ju.D.Kuznetsovu, reg.№ 595

(72) Inventor: KhARMS Brajan (US),  
BATLER Brajan (US), SKINNER Gordon (US)

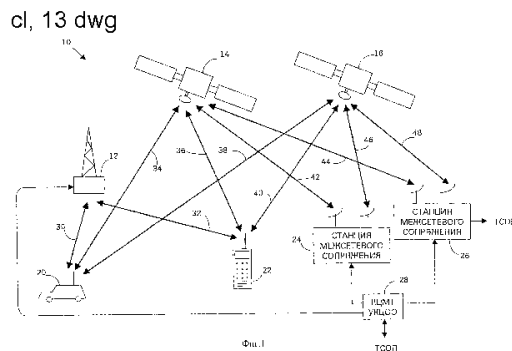
(73) Proprietor:  
KVEhLKOMM INKORPOREJTED (US)

(74) Representative:  
Kuznetsov Jurij Dmitrievich

## (54) MULTILAYER EXPANSION BY PN-CODE IN COMMON-USE COMMUNICATION SYSTEM

(57) Abstract:

FIELD: expanded-spectrum communication systems. SUBSTANCE: first pseudo noise (PN) code or plurality of expansion codes are used for expanding data signals jointly with PN code sequence of expansion function. Second PN code is synchronized with first PN expansion code but its code period is longer so that each code item of second PN code exceeds entire period of first PN code. Expansion code of longer period forms external code that contributes to unambiguous identification of beam. EFFECT: enhanced reliability of signal detection. 49



Текст описания в факсимильном виде (см. графическую часть)

### Формула изобретения:

1. Устройство для расширения информационного сигнала в системе связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены по спектру с использованием, по меньшей мере, одного заранее выбранного псевдослучайного шумового (ПШ) кода расширения с целью формирования сигналов с расширенным спектром, включающее в себя средство расширения, для приема и объединения, по меньшей мере, одного первого заранее определенного ПШ кода расширения, второй заранее определенной ПШ кодовой последовательности, и упомянутых информационных сигналов для получения упомянутых сигналов с расширенным спектром, причем упомянутая вторая заранее определенная ПШ кодовая последовательность использует элементы кода с большим периодом у элементов, чем упомянутый первый заранее определенный ПШ код расширения.

2. Устройство по п.1, в котором упомянутый второй ПШ код является заранее выбранным участком ПШ кода m-последовательности.

3. Устройство по п.1, в котором упомянутое средство расширения включает в себя первое средство расширения, принимающее и объединяющее, по меньшей мере, один первый ПШ код и упомянутый информационный сигнал с целью формирования первых сигналов с расширенным спектром, и второе средство расширения для приема и объединения упомянутой второй ПШ кодовой последовательности и упомянутых первых сигналов с расширенным спектром с целью генерировать вторые сигналы с расширенным спектром.

4. Устройство по п.3, дополнительно включающее в себя средство передачи, подключенное к упомянутому второму средству расширения, для приема и модулирования несущего сигнала упомянутыми вторыми сигналами с расширенным спектром.

5. Устройство по п.3, в котором упомянутое первое средство расширения включает в себя первый генератор ПШ кода для генерирования первого сигнала расширения спектра синфазного ПШ элементного кода с использованием первой полиномиальной функции и второй генератор ПШ кода для генерирования второго сигнала расширения спектра квадратурного ПШ элементного кода с использованием второй, отличающейся полиномиальной функции.

6. Устройство по п.5, в котором упомянутое второе средство расширения содержит третий генератор ПШ кода для генерирования третьего сигнала расширения спектра третьего ПШ элементного кода, полиномиальная функция которого отлична от первых двух.

7. Устройство по п.6, в котором упомянутое второе средство расширения включает в себя средство хранения для хранения заранее выбранной ПШ кодовой последовательности, средство задержки, подключенное для приема упомянутого сохраненного ПШ кода и внесения в него

задержки на один элемент, средство умножения, подключенное для приема и формирования произведения упомянутых ПШ кодовой последовательности и ПШ кодовой последовательности с задержкой и получения упомянутого произведения в качестве дифференциально-кодированного выходного сигнала.

8. Устройство по п.7, в котором упомянутая вторая ПШ кодовая последовательность имеет длину 288 элементов, причем значения первых 24 элементов равны -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1-1 1, а остальные элементы равны 1.

9. Устройство по п.1, в котором упомянутое средство расширения содержит средство генерирования и объединения упомянутых второй ПШ кодовой последовательности и ПШ кодовой последовательности с задержкой на один элемент с целью формирования дифференциально-кодированного выходного сигнала.

10. Устройство по п.9, в котором упомянутое средство расширения генерирует выходной сигнал, подвергнутый дифференциальному кодированию первого порядка.

11. Устройство по п.9, в котором упомянутое средство расширения генерирует выходной сигнал, подвергнутый дифференциальному кодированию второго порядка.

12. Устройство по п.9, в котором упомянутое средство расширения генерирует выходной сигнал, подвергнутый когерентному дифференциальному кодированию.

13. Устройство по п.1, в котором упомянутое средство расширения содержит средство задержки, подключенное для приема упомянутой второй ПШ кодовой последовательности и внесения в нее задержки на один элемент, и средство умножения, подключенное для приема и формирования произведения упомянутых ПШ кодовой последовательности и ПШ кодовой последовательности с задержкой и получения упомянутого произведения в качестве дифференциально-кодированного выходного сигнала.

14. Устройство расширения информационного сигнала в системе связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены по спектру с использованием, по меньшей мере, одного заранее выбранного псевдослучайного шумового кода расширения с целью формирования сигналов с расширенным спектром, включающее в себя первое средство генерирования ПШ для генерирования первого ПШ сигнала, соответствующего, по меньшей мере, одному заранее выбранному первому ПШ коду расширения с первым периодом кода, второе средство генерирования ПШ, предназначенное для генерирования второго ПШ сигнала, соответствующего второй заранее определенной ПШ кодовой последовательности со вторым периодом кода, причем упомянутая вторая заранее определенная ПШ кодовая последовательность использует элементы кода с большим периодом элемента кода, чем у упомянутого первого заранее

определенного ПШ кода расширения, и средство расширения, подключенное для приема и объединения упомянутых первого и второго ПШ сигналов и упомянутых цифровых информационных сигналов для получения упомянутых сигналов с расширенным спектром.

15. Устройство по п.14, в котором упомянутый период первого ПШ кода расширения равен периоду одного элемента упомянутой второй ПШ кодовой последовательности.

16. Устройство по п.15, в котором упомянутые первый и второй ПШ коды имеют периоды кода, которые начинаются в одни и те же заранее выбранные моменты времени.

17. Устройство по п.14, в котором упомянутые первый и второй ПШ коды являются заранее выбранными участками ПШ кодов увеличенной длины линейной последовательности максимальной длины.

18. Устройство по п.14, в котором упомянутое второе средство расширения содержит средство хранения данных, содержащее

дифференциально-кодированную версию упомянутого второго ПШ кода расширения.

19. Устройство по п.14, в котором упомянутый период второго кода существенно больше, чем период первого кода.

20. Способ расширения информационного сигнала в системе связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены по спектру с использованием, по меньшей мере, одного заранее выбранного псевдослучайного шумового кода расширения с целью формирования сигналов с расширенным спектром, включающий в себя этапы, в соответствии с которыми выполняют прием и объединение, по меньшей мере, одного первого заранее определенного ПШ кода расширения, второй заранее определенной ПШ кодовой последовательности, и упомянутых информационных сигналов так, чтобы сформировать упомянутые сигналы с расширенным спектром, причем упомянутая вторая заранее определенная ПШ кодовая последовательность использует элементы кода с большим периодом элементов кода, чем упомянутый первый заранее определенный ПШ код расширения.

21. Способ расширения информационного сигнала в системе связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены по спектру с использованием заранее выбранного псевдослучайного шумового кода расширения с целью формирования сигналов с расширенным спектром, включающий в себя этапы, в соответствии с которыми выполняют генерирование первого ПШ сигнала, соответствующего, по меньшей мере, одному первому заранее определенному ПШ коду расширения, имеющему первый период кода, генерирование второго ПШ сигнала, соответствующего второй заранее определенной ПШ кодовой последовательности со вторым периодом кода, причем упомянутая вторая заранее определенная ПШ кодовая последовательность использует элементы кода с большим периодом элемента кода, чем упомянутый первый заранее определенный ПШ код расширения, и прием и объединение

упомянутых первого ПШ сигнала, упомянутого второго ПШ сигнала и упомянутых цифровых информационных сигналов с целью генерирования сигналов с расширенным спектром.

22. Способ по п.21, дополнительно включающий в себя этап задания периода одного элемента упомянутого второго ПШ кода, по существу, равным периоду упомянутого первого ПШ кода расширения.

23. Способ по п.22, дополнительно включающий в себя этап задания периодов кода упомянутых первого и второго ПШ кодов таким образом, чтобы они начинались в одно и то же заранее выбранное время.

24. Способ по п.20, дополнительно включающий в себя этап выбора упомянутого второго ПШ кода из участка ПШ кода, имеющего вид m-последовательности.

25. Способ по п.20, согласно которому этап приема и объединения включает в себя прием и объединение по меньшей мере одного первого ПШ кода и упомянутого информационного сигнала с целью формирования первых сигналов с расширенным спектром и прием и объединение упомянутой второй ПШ кодовой последовательности и упомянутых первых сигналов с расширенным спектром с целью генерирования упомянутых сигналов с расширенным спектром.

26. Способ по п.25, согласно которому этап генерирования первого ПШ сигнала включает в себя этапы генерирования первого сигнала расширения спектра синфазного ПШ элементного кода с использованием первой полиномиальной функции и генерирования второго сигнала расширения спектра квадратурного ПШ элементного кода с использованием второй, отличающейся полиномиальной функции.

27. Способ по п.26, согласно которому этап генерирования второго ПШ сигнала включает в себя этап генерирования третьего сигнала расширения спектра третьего ПШ элементного кода с использованием полиномиальной функции, отличной от первых двух.

28. Способ по п.21, согласно которому упомянутый этап генерирования второго ПШ сигнала включает в себя этап сохранения дифференциально-кодированной версии желаемого второго ПШ кода в средстве хранения данных.

29. Способ по п.28, включающий в себя этап сохранения ПШ кодовой последовательности, подвергнутой дифференциальному кодированию первого порядка.

30. Способ по п.28, включающий в себя этап сохранения ПШ кодовой последовательности, подвергнутой дифференциальному кодированию второго порядка.

31. Способ по п.28, включающий в себя этап сохранения ПШ кодовой последовательности, подвергнутой когерентному дифференциальному кодированию.

32. Способ по п.21, согласно которому упомянутый этап генерирования второго ПШ сигнала включает в себя этапы сохранения заранее выбранного желаемого второго ПШ кода в кодовой памяти, извлечения и генерирования задержанной на один элемент

версии упомянутого сохраненного второго ПШ кода, извлечения и формирования произведения упомянутого сохраненного второго ПШ кода и задержанной версии упомянутого сохраненного ПШ кода с целью получения дифференциально-кодированного второго ПШ кода.

33. Способ по п.32, включающий в себя этап сохранения ПШ кода, имеющего длину 288 элементов, причем значения первых 24 элементов равны -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 -1 1, а остальные элементы равны 1, в качестве упомянутого второго ПШ кода.

34. Устройство по п.21, в котором упомянутый период второго кода существенно больше, чем период первого кода.

35. Устройство обнаружения сигнала связи в системе связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены по спектру с использованием по меньшей мере первого ПШ кода расширения и второй ПШ кодовой последовательности с целью формирования сигналов связи с расширенным спектром, включающее в себя средство приема, предназначенное для приема и демодулирования упомянутого сигнала связи с расширенным спектром для удаления несущего сигнала и формирования сигнала с расширенным спектром в качестве выходного сигнала, средство сжатия, предназначенное для сжатия упомянутого сигнала с расширенным спектром с упомянутым первым ПШ кодом расширения с целью генерирования промежуточного сжатого сигнала, и средство осуществления согласованной фильтрации упомянутого накопленного промежуточного сжатого сигнала по периоду, равному периоду упомянутого первого ПШ кода.

36. Устройство по п.35, дополнительно включающее в себя средство сравнения результатов упомянутой фильтрации с заранее выбранным пороговым значением.

37. Устройство по п.35, в котором упомянутое средство приема включает в себя средство сжатия для объединения упомянутого сигнала с расширенным спектром с упомянутым первым ПШ кодом расширения с целью генерирования промежуточного сжатого сигнала, а упомянутое средство согласованной фильтрации включает в себя средство накопления, подключенное для приема упомянутого промежуточного сжатого сигнала с целью накопления упомянутого промежуточного сжатого сигнала по периоду, равному периоду упомянутого первого ПШ кода.

38. Устройство обнаружения хронирования сигнала связи с расширенным спектром в системе связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены по спектру с использованием заранее выбранного псевдослучайного шумового кода расширения с целью формирования модулированных сигналов с расширенным спектром для передачи системным пользователям, включающее в себя средство приема сигнала с расширенным спектром, включающего в себя объединение первого ПШ кода расширения первой длины кода и первого периода кода, упомянутых информационных сигналов и второй ПШ кодовой последовательности

второй длины кода и второго периода, существенно более длинного, чем первый, средство сжатия, предназначенное для объединения упомянутого сигнала с расширенным спектром с упомянутым первым ПШ кодом расширения с целью генерирования промежуточного сжатого сигнала, средство накопления для накопления упомянутого промежуточного сжатого сигнала по периоду, равному упомянутому периоду первого ПШ кода, и средство дифференциального декодирования упомянутого накопленного промежуточного сжатого сигнала.

39. Устройство по п.38, в котором применяется

дифференциально-кодированная версия упомянутой второй ПШ кодовой последовательности.

40. Устройство по п.38, дополнительно включающее в себя средство осуществления согласованной фильтрации упомянутого декодированного промежуточного сжатого сигнала; и средство сравнения результатов упомянутой фильтрации с заранее выбранным пороговым значением.

41. Устройство по п.39, дополнительно включающее в себя средство определения амплитуды упомянутого декодированного промежуточного сжатого сигнала и средство определения среднего значения упомянутой амплитуды по периоду упомянутого первого ПШ кода расширения с целью получения упомянутого порогового значения.

42. Способ обнаружения хронирования сигнала связи с расширенным спектром в системе связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены по спектру с использованием заранее выбранного псевдослучайного шумового кода расширения с целью формирования модулированных сигналов с расширенным спектром для передачи системным пользователям, включающий в себе этапы, в соответствии с которыми выполняют прием сигнала с расширенным спектром, который является объединением первого ПШ кода расширения первой длины и первого периода кода, упомянутых информационных сигналов и второй ПШ кодовой последовательности второй длины и второго периода кода, существенно более длинного, чем первый, объединение упомянутого модулированного сигнала с расширенным спектром с упомянутым первым ПШ кодом расширения с целью генерировать промежуточный сжатый сигнал, накопление упомянутого промежуточного сжатого сигнала по периоду, равному периоду упомянутого первого ПШ кода, и дифференциальное декодирование упомянутого накопленного промежуточного сжатого сигнала.

43. Способ по п.42, дополнительно включающий в себя дифференциальное кодирование упомянутой второй ПШ кодовой последовательности.

44. Способ по п.42, дополнительно включающий в себя этапы осуществления согласованной фильтрации упомянутого декодированного промежуточного сжатого сигнала и сравнения результатов упомянутой фильтрации с заранее выбранным пороговым значением.

45. Способ по п.44, дополнительно включающий в себя этапы определения

амплитуды упомянутого декодированного промежуточного сжатого сигнала и определения среднего значения упомянутой амплитуды по периоду упомянутого первого ПШ кода расширения с целью получения упомянутого порогового значения.

46. Система связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены с использованием заранее выбранного псевдослучайного шумового кода расширения с целью формирования модулированных сигналов с расширенным спектром, которые передаются системным пользователям, которые демодулируют их для выборки информационных сигналов, включающая в себя совокупность базовых станций типа станций межсетевого сопряжения, каждая из которых включает в себя, по меньшей мере, один передатчик сигнала связи, содержащий первое средство генерирования ПШ для генерирования первого ПШ сигнала, соответствующего заранее определенному ПШ коду расширения с заранее выбранной длиной кода и первым периодом, первое средство расширения для приема и объединения упомянутых первого ПШ сигнала и информационных сигналов с целью получения промежуточных модулированных сигналов с расширенным спектром, второе средство генерирования ПШ для генерирования второго ПШ сигнала, соответствующего второму заранее определенному ПШ коду со второй заранее выбранной длиной кода, существенно более короткой, чем у упомянутого первого ПШ кода, и вторым периодом, существенно более длинным, чем у упомянутого первого ПШ кода, второе средство расширения для приема и объединения упомянутого второго ПШ сигнала и упомянутых промежуточных модулированных сигналов с расширенным спектром с целью генерирования спектрально-модулированных сигналов, средство передачи, подключенное к упомянутому второму средству расширения для приема и модулирования несущего сигнала упомянутым модулированным сигналом с расширенным спектром с целью формирования сигнала связи с расширенным спектром, совокупность пользовательских терминалов, каждый из которых включает в себя мобильный приемник, содержащий средство приема для приема и демодулирования упомянутого сигнала связи с расширенным спектром для удаления упомянутого несущего сигнала и формирования упомянутого модулированного сигнала с расширенным спектром в качестве выходного сигнала, средство сжатия для объединения упомянутого модулированного сигнала с расширенным спектром с упомянутым первым ПШ кодом расширения с целью генерирования промежуточного

сжатого сигнала, средство накопления, подключенное для приема упомянутого промежуточного сжатого сигнала для накопления упомянутого промежуточного сжатого сигнала по периоду, равному периоду упомянутого первого ПШ кода, средство осуществления согласованной фильтрации упомянутого накопленного промежуточного сжатого сигнала и средство сравнения результатов упомянутой фильтрации с заранее выбранным пороговым значением.

47. Система связи с расширенным спектром по п.46, в которой упомянутое второе средство расширения формирует дифференциально-кодированную версию второго ПШ кода до упомянутого объединения и, дополнительно, содержит средство дифференциального декодирования, декодирующее упомянутый накопленный промежуточный сжатый сигнал.

48. Система связи с расширенным спектром по п.46, дополнительно содержащая совокупность спутниковых ретрансляторов, приспособленных для приема сигналов связи от упомянутых станций межсетевого сопряжения и переноса этих сигналов связи к пользовательским терминалам.

49. Система связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены по спектру с использованием, по меньшей мере, одного заранее выбранного псевдослучайного шумового кода расширения с целью формирования сигналов с расширенным спектром, которые передаются системным пользователям, которые демодулируют их с целью выборки информационных сигналов, включающая в себя средство расширения, подключенное для приема и объединения, по меньшей мере, одного заранее определенного ПШ кода расширения, имеющего заранее выбранную первую длину кода и первый период кода, второй заранее определенной ПШ кодовой последовательности, имеющей вторую заранее выбранную длину кода и период кода, который существенно длиннее периода упомянутого первого ПШ кода, и упомянутых информационных сигналов для получения сигналов связи с расширенным спектром, средство приема сигналов связи с расширенным спектром, средство сжатия для объединения упомянутых сигналов связи с расширенным спектром, с упомянутым первым ПШ кодом расширения с целью генерирования промежуточных сжатых сигналов, средство накопления для накопления упомянутых промежуточных сжатых сигналов по периоду, равному периоду упомянутого первого ПШ кода; и средство дифференциального декодирования упомянутых накопленных промежуточных сжатых сигналов.

## Описание изобретения

Область техники, к которой относится изобретение

Настоящее изобретение относится к системам связи с расширенным спектром, например, беспроводным информационным или телефонным системам и спутниковым системам связи. Более конкретно, изобретение относится к способу и устройству генерирования, идентификации и обнаружения сигналов связи с расширенным спектром с использованием многослойных или перекрывающихся ПШ кодов расширения и кодов идентификатора, имеющих различные периоды и скорости передачи элементов.

## Уровень техники

Для переноса информации между многочисленными системными пользователями были разработаны разнообразные системы связи и методики множественного доступа, например, методики множественного доступа с кодовым разделением (МДКР) с расширенным спектром. Методики МДКР в системах связи множественного доступа раскрываются в патенте США № 4,901,307, выданном 13 февраля 1990 г., на изобретение с названием «Система связи множественного доступа с расширенным спектром, использующая спутниковые или наземные ретрансляторы», и патенте США № 5,691,974, выданном 25 ноября 1997 г., на изобретение под названием «Способ и устройство для использования передаваемой мощности полного спектра в системе связи с расширенным спектром для контроля

фазы, времени и энергии отдельного получателя», владельцем обоих патентов является правообладатель на настоящее изобретение, и оба патента включены в настоящее описание посредством ссылки.

В этих патентах раскрыты системы связи, в которых большое количество, в общем случае, мобильных или удаленных системных пользователей или абонентов использует приемопередатчики для связи с другими системными пользователями или предполагаемыми получателями сигнала, например, посредством подключения к телефонной сети общего пользования. Системные пользователи связываются через станции междоузелового сопряжения и спутники или наземные базовые станции (именуемые также ячейками сотовой связи или просто ячейками) с использованием сигналов связи с расширенным спектром.

В типичной системе связи с расширенным спектром, одно или несколько множеств или пар заранее выбранных последовательностей псевдослучайных шумовых кодов используется для модуляции или «расширения» пользовательских информационных сигналов по заранее определенной спектральной полосе до модуляции несущей для передачи в качестве сигналов связи. ПШ расширение это хорошо известный из уровня техники метод передачи с расширенным спектром, согласно которому формируется сигнал связи, полоса частот которого значительно шире полосы частот базового информационного сигнала. На линии связи от базовой станции или станции междоузелового сопряжения к пользователю, именуемой также прямой линией связи, ПШ коды

расширения или двоичные коды используются для различения сигналов, передаваемых различными базовыми станциями, или сигналов различных лепестков, спутников или станций межсетевого сопряжения, а также многолучевых сигналов.

Обычно, эти коды совместно используются во всех сигналах связи в пределах данной(го) ячейки или лепестка и получают сдвиг или смещение по времени при переходе между соседними лепестками или ячейками с целью создания различных кодов расширения. Сдвиги по времени обеспечивают наличие уникальных идентификаторов лепестка, которые полезны для межлепестковой передачи обслуживания и для определения хронирования сигнала относительно основного хронирования системы связи.

В обычной системе связи МДКР с расширенным спектром, каналоразличающие коды используются для различения сигналов, предназначенных различным пользователям в пределах ячейки, или пользовательских сигналов, передаваемых в спутниковом лепестке или подлепестке по прямой линии связи. Иными словами, каждому пользовательскому приемопередатчику предоставляется собственный ортогональный канал прямой линии связи посредством использования уникального «покрывающего» или «каналобразующего» ортогонального кода. Для реализации каналобразующих кодов, обычно, используют функции Уолша, длина которых, обычно, составляет порядка 64 кодовых элемента для наземных систем и 128 кодовых элементов для спутниковых систем. При такой организации, каждая функция Уолша, состоящая из 64 или 128 элементов, обычно именуется

символом Уолша.

Методики модуляции, основанные на ПШ кодах, используемые в обработке МДКР-сигнала, позволяют быстро разграничивать спектрально-подобные сигналы связи. Это позволяет легко отличать один от другого сигналы, распространяющиеся по различным лучам, за счет того, что разница в длине луча обуславливает относительные задержки распространения, превышающие период элемента ПШ кода. Если используется скорость передачи ПШ элементов, скажем, около 1.22 МГц, то система связи с расширенным спектром может различать или разграничивать сигналы или лучи распространения сигналов, отличающиеся более, чем на одну микросекунду по лучевой задержке или по времени прихода.

Методики широкополосного МДКР позволяют более эффективно решать такие проблемы, как, например, многолучевое замирание, и обеспечивают относительно более высокое усиление сигнала. Однако, в общем случае, предусматривается некоего рода разнесение сигналов с целью дальнейшего снижения негативного влияния замирания и дополнительных проблем, связанных с обнаружением и демодуляцией сигналов при наличии в системе связи относительного перемещения пользователя и спутника или источника. Такое перемещение вместе с большими расстояниями приводит к существенным динамическим изменениям длин лучей. В общем случае, в системах связи с расширенным спектром используется три типа разнесения, а именно, временное, частотное и пространственное разнесение. Временное разнесение достигается за счет

кодирования исправления ошибок или простого повторения и перемежения по времени компонентов сигнала, а некоторого рода частотное разнесение неизбежно происходит при распределении энергии сигнала по широкой полосе частот. Пространственное разнесение обеспечивается использованием множественных лучей сигнала обычно за счет различных антенн или лучестков сигнала связи.

Обычные системы связи МДКР с расширенным спектром предусматривают использование методик когерентной модуляции и демодуляции для связи с пользовательским терминалом по прямой линии связи. В системах связи, где используется этот подход, в качестве опорного сигнала когерентной фазы для линий связи от станции межсетевого сопряжения или спутника к пользователю и от базовой станции к пользователю можно использовать пилот-сигнал (или другой известный сигнал). Таким образом, базовая станция или станция межсетевого сопряжения передает в данной зоне обслуживания пилот-сигнал, который, как правило, не содержит модулирующей информации. Для каждой используемой частоты, обычно именуемой каналом МДКР, каналом МПЧР (мультиплексная передача с частотным разделением) или в некоторых системах подлестком, каждая станция межсетевого сопряжения или базовая станция передает один пилот-сигнал. Этот пилот-сигнал совместно используется всеми пользователями, использующими канал МДКР, из общего источника. В общем случае каждый сектор имеет свой собственный, отличный от других пилот-сигнал, тогда как спутниковые системы переносят пилот-сигнал в каждом спутниковом

лепестке, или на каждой частоте, или в каждом подлепестке, который начинается со станций междоузелового сопряжения, использующих спутник. Это обеспечивает сигналы, которые можно легко отличить один от другого, а также различие лепестков и ячеек при обеспечении упрощенного обнаружения сигнала.

Пилот-сигналы используются пользовательскими терминалами для получения начальной синхронизации системы и обеспечивают устойчивый временной, частотный и фазовый контроль передаваемых сигналов и опорный сигнал канального усиления. Фазовая информация, полученная из пилот-сигнала, используется в качестве опорной фазы для когерентной демодуляции сигналов системы связи или пользовательских информационных сигналов. Поскольку пилот-сигналы обычно не содержат модулирующей информации, они, по существу, состоят из ПШ кодов расширения, которые модулируют несущую частоту. Иногда ПШ коды расширения именуют последовательностями пилот-кодов. ПШ коды расширения обычно сдвигают по времени относительно друг друга с целью получения различных пилот-сигналов.

Пилот-сигналы обычно используют для измерения относительной интенсивности сигнала или лепестка для принятых сигналов связи. Кроме того, во многих системах, пилот-сигналы обычно передают с более высоким уровнем мощности, чем обычный трафик или другие информационные сигналы, с целью обеспечения более высокого отношения сигнал-шум и запаса помехозащищенности. Этот более высокий уровень мощности также позволяет с более высокой скоростью выполнять поиск пилот-сигнала с целью вхождения в синхро-

низм, в то же время, обеспечивая очень точный контроль фазы несущей пилот-сигнала с использованием относительно более широкополосных и недорогих схем фазового контроля.

Участвуя в процессе установления линии связи, пользовательский терминал использует приемник, именуемый «приемник-искатель» или просто «искатель», с целью синхронизации с фазой пилот-сигнала и хронированием ПШ кодов расширения при наличии неизвестных сдвигов несущей частоты. Для обеспечения этой функции искателя используют различные методики и устройства. Одна из таких методик раскрыта в патенте США № 5,109,390, на изобретение под названием «Приемник с разнесением в сотовой телефонной системе МДКР», выданном 28 апреля 1992 г., права на который принадлежат владельцу прав на настоящее изобретение и который включен в настоящее описание посредством ссылки.

Одна из проблем, связанных с процессами обнаружения/синхронизации пилот-сигнала и демодуляции сигнала, состоит в продолжительности времени, необходимого пользователям для обнаружения пилот-сигналов. Точнее говоря, это продолжительность времени, необходимого для обнаружения фазы или хронирования ПШ кодов расширения при генерировании пилот-сигналов, для использования при демодуляции других сигналов связи.

В системах, основанных на использовании наземных ретрансляторов, например, наземных беспроводных службах сотовой телефонии, используются относительно длинные ПШ кодовые последовательности длиной 32687 элементов, которые тактируют

с «элементной скоростью» порядка 1.2288 мегаэлементов в секунду (Мсег/с). Эта длина предпочтительна при разграничении сигналов в системе, имеющей большое количество близко расположенных ячеек. Поскольку в таких беспроводных системах используют пилот-сигналы соответствующей интенсивности, времена обнаружения при такой длине могут оставаться короткими. Иными словами, в случае устойчивых пилот-сигналов и небольшого либо отсутствующего доплеровского смещения частоты и тому подобных эффектов, время, необходимое для выбора и проверки когерентной фазы или хронирования сигнала, все еще относительно невелико. Однако, для спутниковых систем, воздействие Доплер-эффекта на частоту и снижение мощности пилот-сигнала при маломощных пилот-сигналах обычно ведет к увеличению времени на обнаружение и проверку хронирования пилот-сигнала.

Поэтому, предусматриваются более короткие ПШ коды расширения с целью существенного сокращения полного времени поиска или обнаружения ввиду увеличения времени на тестирование гипотез, проверку и т.п. В такого рода среде связи предусматриваются ПШ коды длиной порядка 1024 элементов, в результате чего длина кода составляет около 833 мкс при вышеупомянутой скорости передачи элементов. Многие системы пакетируют каналы, несущие информацию, по блокам битов, иначе говоря, «кадрам», при этом необходимо синхронизировать кадры, и только после этого биты можно использовать. Точное значение или последующая обработка информационных битов является функцией размещения внутри кадров.

Подобные кадры данных обычно имеют длину от 20 до 80 мс, что создает проблемы в определении правильного хронирования кадра при работе со значительно более короткими ПШ кодами. Короткий ПШ код сам по себе упускает многие неразрешенные гипотезы хронирования кадра. Правильное хронирование кадра можно найти только методом проб и ошибок, проверяя различные гипотезы. Эта неопределенность в хронировании кадра задерживает обнаружение информационных каналов или сигналов.

К сожалению, задержки на лучах переноса сигналов от станций междоузелового сопряжения к спутникам и от спутников к пользователям или приемопередатчикам также создают огромную проблему для сокращения ПШ кодов. Расстояния, характерные даже для низких околоземных орбит, приносят в сигналы значительные задержки на луче, которые могут варьироваться в широких пределах в зависимости от положения спутника на орбите. В результате, временные сдвиги сигналов для разных спутников или источников сигнала настолько отличаются друг от друга, что сигналы, так или иначе смещенные относительно друг друга, начинают выравниваться, что препятствует правильному разграничению сигналов. Это значит, что сигналы попадают в динамический диапазон задержек на луче порядка 7 мс, следовательно, их уже нельзя адекватно разграничить по времени и невозможно должным образом соотнести с пучками или источниками сигнала. Очевидное решение, заключающееся хотя бы в небольшом удлинении ПШ кодов расширения, вновь приводит к появлению нежелательных задержек по времени при обнаружении сигнала.

Таким образом, существует потребность в новой методике расширения сигналов прямой линии связи, которая позволила бы приемникам точно и в течение коротких интервалов времени обнаруживать информацию по фазе и идентификации лепестка, используемую для демодуляции сигнала, и, в то же время, компенсировать лучи с относительно высокой задержкой сигнала и маломощные пилот-сигналы, связанные со спутниками, перемещающимися относительно получателей сигнала.

#### Сушность изобретения

Ввиду вышеупомянутых и иных недостатков, известных из уровня техники относительно обнаружения и обработки сигналов связи в системах связи с расширенным спектром, одна из целей настоящего изобретения состоит в усовершенствовании обнаружения сигнала.

Одно из преимуществ настоящего изобретения состоит том, что оно предусматривает использование коротких ПШ последовательностей для обнаружения сигнала, в то же время, поддерживая разграничение сигналов с целью их идентификации, и улучшение синхронизации с хронированием информационного канала.

Эти и другие цели, преимущества и признаки настоящего изобретения реализуются в способе и устройстве расширения спектра сигналов в системе связи с расширенным спектром, в которой цифровые информационные сигналы расширены с использованием заранее выбранного псевдослучайного шумового (ПШ) кода расширения с целью формирования модулированных сигналов расширенного спектра. Система связи, приводимая в качестве

примера, представляет собой беспроводную информационную или телефонную систему, в которой для приема сигналов связи от базовых станций типа станции межсетевого сопряжения и переноса их на одну или несколько из совокупности мобильных или переносных станций, имеющих приемники, используют множественные спутниковые ретрансляторы. Обычно в подобных системах информационные сигналы при необходимости преобразуют из аналогового в цифровой вид, после чего подвергают перемежению и кодированию в целях детектирования и исправления ошибок перед тем, как они будут переданы системным пользователям. Кодированные сигналы можно объединять с одной или несколькими ортогональными функциями с целью обеспечения канализации информационных сигналов.

В соответствии с предпочтительным вариантом осуществления генерируется первый ПШ код расширения с заранее выбранной первой длиной кода и первым периодом или периодичностью. Этот код именуется внутренним кодом. Формируется вторая ПШ кодовая последовательность, имеющая заранее определенную вторую длину кода и период, существенно длиннее первого. Этот код именуется внешним кодом. ПШ коды можно генерировать с помощью, соответственно, первого и второго ПШ генераторов. В некоторых системах блоки или схемы генерирования ПШ кодов могут генерировать некоторые коды или последовательности в отведенные для этого промежутки времени. Скорость обновления или генерирования или «элементарная скорость» второго ПШ кода или генератора кода значительно ниже скорости обновления или генерирования первого ПШ кода.

Обычно, первый ПШ код расширения поступает на первое средство или элемент расширения, где он используется для расширения информационных сигналов, подлежащих передаче, что приводит к формированию первых сигналов с расширенным спектром. Полученные первые сигналы с расширенным спектром поступают на второй элемент расширения, где они объединяются со второй ПШ кодовой последовательностью с целью формирования вторых сигналов с расширенным спектром. Обычно на каждом этапе объединения ПШ кодов и сигналов используются умножители. Полученные сигналы с расширенным спектром можно переносить на передающие схемы для модулирования несущего сигнала, после чего система связи осуществляет передачу на один или несколько системных пользователей.

Однако, согласно дополнительным аспектам изобретения, сначала второй ПШ код объединяется с информационными сигналами, а затем первый ПШ код используется для расширения полученных сигналов. Альтернативно, два кода объединяются для формирования уникального кода расширения, который по существу представляет собой внешний код, модифицированный внутренним кодом, и затем используется для расширения информационных сигналов.

В приведенной в качестве примера системе с расширенным спектром, информационные сигналы одновременно поступают на синфазный канал и квадратурный канал, и первый элемент расширения использует генератор ПШ кода для формирования синфазного ПШ элементного кода для одного канала с использованием первой полиномиальной функции и второй генератор ПШ

кода для формирования квадратурного ПШ элементного кода для другого канала с использованием второй, отличной от первой, полиноминой функции. Второй элемент расширения использует третий генератор ПШ кода для формирования третьего ПШ элементного кода с использованием еще одной полиноминой функции.

Весь период первого ПШ кода расширения равен периоду одного элемента второго ПШ кода и соответствующие периоды ПШ кодов синхронизируются, чтобы начинаться в одно и то же время. Эти коды можно реализовать, например, в виде заранее выделенных участков ПШ кодов, имеющих вид  $m$ -последовательности, или в виде ПШ кодов увеличенной длины, имеющих вид линейной последовательности максимальной длины. ПШ код или кодовая последовательность с более длинным полным периодом кода образует «внешний» код, облегчающий обнаружение системного хронирования, тогда как ПШ код расширения с более коротким периодом образует «внутренний» код, который поддерживает нужный уровень сигнала без помехи. В целом, желательно обеспечить улучшенную идентификацию сигнала и синхронизацию с хронированием сигнала, в то же время поддерживая по возможности быстрое обнаружение сигнала.

Кодовая последовательность, признанная предпочтительной в качестве второго ПШ кода, отвечающего изобретению, при использовании первого ПШ кода длиной 1024, имеет длину 288 элементов, а значения его элементов начинаются с последовательности или множества  $-1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1$ , при этом все остальные его эле-

менты равны 1. Альтернативно, код, признанный предпочтительным, представляет собой -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 ... 1. Еще один код, признанный предпочтительным, генерируется с помощью характеристического полинома  $Q(z) = 1 + z^3 + z^4 + z^6 + z^9$  и с последующим использованием 288-элементной последовательности.

Согласно дополнительным аспектам изобретения, элементы расширения можно реализовать сохранением заранее выбранных ПШ кодов в средстве хранения данных или элементах памяти, например, в схемах ПЗУ или ОЗУ. Затем коды извлекаются и подаются на входы умножителей, на другие входы которых также поступают соответствующие информационные или расширенные по спектру сигналы.

Второй ПШ код также можно подвергнуть дифференциальному кодированию с целью снижения требований к фазовой когерентности, пропустив извлеченный код через блок одноэлементной задержки и направив его на другой умножитель, на который также поступает код, не имеющий задержки. Умножитель перемножает ПШ код с задержкой с ПШ кодом без задержки, и полученное произведение является дифференциально-кодированным выходным сигналом. Альтернативно, средство хранения данных может содержать дифференциально-кодированную версию второй ПШ кодовой последовательности.

На приемной стороне системы связи, хронирование подобных сигналов связи с многослойным расширением по спектру обнаруживается с использованием приемника, на котором сигналы связи сначала демодулируют с целью удаления несущей,

а затем сжимают по спектру. Сжиматель или средство сжатия объединяет принятый расширенный по спектру сигнал со вторым или внутренним ПШ кодом расширения с целью формирования сигнала с промежуточным или первого уровня сжатием по спектру. Используется накопитель для накопления этого сжатого по спектру сигнала по периоду второго ПШ кода или периоду элемента первого кода и для дифференциального детектирования фазового сдвига между последовательно накопленными сигналами или для декодирования накопленных сигналов. Детектированный сигнал подвергается процессу согласованной фильтрации, результаты которой сравниваются с заранее выбранным пороговым значением. Кроме того, пороговое значение, используемое в этом сравнении, можно выбирать заранее или получать путем определения среднего значения модуля детектированного сигнала по периоду первого ПШ кода. Это значение можно соответствующим образом масштабировать.

#### Перечень фигур чертежей

Признаки, цели и преимущества настоящего изобретения очевидны из нижеследующего подробного его описания, приведенного со ссылками на прилагаемые чертежи, на которых одинаковые элементы обозначены одинаковыми позициями, и на которых:

Фиг.1 - схема иллюстративной системы беспроводной связи;

Фиг.2 - схема передающего каскада станции межсетевого сопряжения;

Фиг.3 - передающий модулятор передающего каскада,

представленного на фиг.2;

Фиг.4а и 4б - секции двухкаскадного ПШ расширения передающего модулятора, представленного на фиг.3, конструкция и действие которых соответствует принципам настоящего изобретения;

Фиг.5 - хронирование внутреннего и внешнего ПШ кодов расширения относительно ПШ кода идентификатора;

Фиг.6 - приемник пользовательского терминала;

Фиг.7 - коррелятор двухуровневого ПШ кода и схема обнаружения сигнала для приемника, представленного на фиг.6;

Фиг.8 - относительное отличие интегральной энергии в случае использования согласованного фильтра и объединения кодов и в случае использования более длинного кода;

Фиг.9 - соотношения хронирования для предложенных кодов;

Фиг.10 - пример генератора кодов, используемого в схеме обнаружения, представленной на фиг.7 или 11;

Фиг.11 - альтернативный вариант коррелятора двух-  
слойного ПШ кода и схемы обнаружения сигнала; и

Фиг.12 - пример блок-коррелятора, используемого в схеме обнаружения сигнала, представленной на фиг.11.

#### Предпочтительные варианты осуществления изобретения

Настоящее изобретение предоставляет новую методику расширения или модуляции с расширенным информационным сигналом в системе связи с расширением по спектру с целью обеспечения улучшенной идентификации лепестка (луча) или источника

сигнала. Эта идентификация предпочтительна, помимо прочего, при измерении задержек по времени и определении хронирования сигнала для мягкой передачи обслуживания и операций позиционирования. Методика, отвечающая изобретению, исключает имевшую место ранее необходимость демодулировать и обрабатывать каждый лепесток, принятый пользовательским терминалом, с целью правильной идентификации лепестка или его источника.

Это достигается за счет применения как первого ПШ кода или множества кодов расширения, так и второй ПШ кодовой последовательности или функции к полезному информационному сигналу с расширенным спектром. Вторая ПШ кодовая последовательность синхронизируется с первым ПШ кодом расширения, но использует элементы кода с более длинным периодом элемента, чем в первой ПШ последовательности. Иными словами, скорость тактирования второго ПШ кода относительно первого такова, что каждый кодовый элемент второго ПШ кода превышает весь период первого(ых) ПШ кода или кодовых символов. Второй ПШ код образует «внешний» код, который улучшает идентификацию источника сигнала, в данном случае пучков, и облегчает обнаружение сигнала. Первый ПШ код образует «внутренний» код расширения, который обеспечивает нужный уровень изоляции и разграничения сигналов и предотвращает взаимные помехи между лепестками. Можно сказать, что внешний код «перекрывает» первый или создает «многослойные» ПШ коды. Вместе внутренний и внешний коды действуют или взаимодействуют с целью формирования функции или кода расширения нового типа, которая(ый) поддерживает функцию расширения по нужной широ-

кой полосе частот, в то же время, обеспечивая более надежную идентификацию лепестка или источника сигнала для использования при быстром обнаружении сигнала и передаче обслуживания.

Система беспроводной связи, например, беспроводная телефонная система, в которой используется настоящее изобретение, представлена на фиг.1. В системе 10 связи, представленной на фиг.1, используются методики спектральной модуляции для связи между удаленными или мобильными пользовательскими терминалами и станциями межсетевого сопряжения или базовыми станциями системы. На фиг.1 представлен фрагмент системы связи, включающей в себя одну базовую станцию 12 и два спутника 14 и 16, а также две соответствующие станции межсетевого сопряжения или концентраторы 24 и 26, предназначенные для осуществления связи с двумя мобильными станциями или пользовательскими терминалами 20 и 22 или другими станциями. Настоящее изобретение можно применять как к спутниковым, так и к наземным системам связи, что очевидно специалистам в данной области техники.

Каждая (ый) из мобильных станций или пользовательских терминалов 20 и 22 включает в себя или представляет собой блок беспроводной связи, например, но не ограничиваясь этим, сотовый телефон, приемопередатчик или блок переноса данных (например, компьютеры, электронные записные книжки, телефаксы) или приемник сигнала поискового вызова или позиционирования. Обычно подобные модули являются, по желанию,

переносными или установленными в автомобиле. В данном случае пользовательский терминал 22 представлен в виде переносного телефона. Хотя в данном случае рассматриваются мобильные пользовательские терминалы, очевидно, что изобретение применимо и к стационарным модулям или к терминалам других типов, для которых требуется дистанционное беспроводное обслуживание. Последний тип обслуживания особенно предпочтителен для использования спутников при установлении линий связи во многих отдаленных областях мира. Кроме того, беспроводное обслуживание может предоставляться как в помещениях, так и вне помещений.

Этот пример предусматривает, что спутники 14 и 16 обеспечивают множественные лепестки внутри «пятен», направленные так, чтобы покрывать отдельные, в общем случае, не перекрывающиеся географические зоны. В общем случае, множественные лепестки (лучи) на различных частотах, именуемые также каналами МДКР или «подлепестками», или же сигналами МДЧР, частотными интервалами или каналами, могут быть направлены так, чтобы перекрывать одну и ту же зону. Однако, очевидно, что области покрытия лепестка или обслуживания для различных спутников или диаграммы направленности антенн для наземных ячеек, могут перекрываться полностью или частично в данной зоне в зависимости от организации системы связи и вида предоставляемого обслуживания. Возможно также пространственное разнесение между любыми из этих зон или блоков связи. Например, каждая из них может предоставлять обслуживание

различным множествам пользователей с различными признаками и на различных частотах, или данный пользовательский терминал может использовать множественные частоты и/или множественных поставщиков обслуживания при том, что геофизические зоны обслуживания их всех перекрываются.

На фиг.1 представлены некоторые из возможных лучей сигнала для линий связи, установленных между пользовательскими терминалами 20 и 22 и базовой станцией 12 или одной или несколькими станциями междоузелового сопряжения или централизованными концентраторами 24 и 26 через спутники 14 и 16. Участки базовая станция-пользователь линий связи, установленных между базовой станцией 12 и пользовательскими терминалами 20 и 22, изображены, соответственно, в виде линий 30 и 32. Участки спутник-пользователь линий связи, установленных между станциями междоузелового сопряжения 24 и 26 и пользовательскими терминалами 20 и 22 через спутник 14, изображены, соответственно, в виде линий 34 и 36. Участки спутник-пользователь линий связи, установленных между станциями междоузелового сопряжения 24 и 26 и пользовательскими терминалами 20 и 22 через спутник 16, изображены, соответственно, в виде линий 38 и 40. Участки станция междоузелового сопряжения-спутник этих линий связи изображены в виде серии линий 42, 44, 46 и 48. Стрелки на этих линиях представляют примерные направления сигналов для каждой линии связи, которая может быть как прямой, так и обратной линией связи, и присутствуют только в целях более наглядного описания, но

не для указания на какие-либо фактические диаграммы распространения сигнала или физические ограничения.

Согласно фиг.1, в системе 10 связи для связи с базовыми станциями. обычно, используется системный контроллер и коммутационная сеть 28, именуемые также коммутационным центром мобильной телефонии (КЦМТ). КЦМТ 28 обычно включает в себя схмотехнику интерфейса и обработки для обеспечения общесистемного управления станциями межсетевого сопряжения или базовыми станциями и для управления маршрутизацией телефонных вызовов между телефонной сетью общего пользования (ТСОП) и базовыми станциями, а также пользовательскими терминалами. Станции межсетевого сопряжения, обычно, осуществляют интерфейс с ТСОП непосредственно и не требуют использования КЦМТ для выполнения этой функции. Альтернативно, другие управляющие и командные центры, например, управляющие и командные центры основных операций (УКЦОО), которые также осуществляют связь со спутниками, обычно подключаются к станциям межсетевого сопряжения или базовым станциям для обеспечения общесистемного управления определенными операциями, включая присвоение ПШ и ортогональных функциональных кодов. Линия связи, через которую УКЦОО или КЦМТ 28 подключается к различным системным станциям межсетевого сопряжения или базовым станциям, может устанавливаться с использованием известных методик, например, но не ограничиваясь этим, выделенных телефонных линий, оптоволоконных линий связи или сверхвысокочастотных или выделенных спутниковых линий связи.

Хотя на фиг.1 представлены только два спутника, система связи, в общем случае, использует множественные спутники 14 и 16, находящиеся на различных орбитальных плоскостях. Данная система представляет собой пример разнообразных многоспутниковых систем связи, в которых используется порядка 48 или более спутников, перемещающихся по восьми орбитальным плоскостям на низких околоземных орбитах (НОО), предназначенных для обслуживания большого количества пользовательских терминалов. Однако, для специалистов очевидной является возможность применения настоящего изобретения к разнообразным конфигурациям спутниковой системы и станций междоузелового сопряжения, включающим в себя другие орбитальные расстояния и группы.

Термины «базовая станция» и «станция междоузелового сопряжения» иногда используются в технике в одинаковом смысле, при этом под станциями междоузелового сопряжения понимают специализированные базовые станции, которые осуществляют прямую связь через спутники и выполняют дополнительные «функции» с помощью соответствующего оборудования для поддержки таких линий связи посредством подвижных релейных элементов или ретрансляторов, тогда как базовые станции используют наземные антенны для прямой связи с окружающей географической зоной. Центральные центры управления также, обычно, выполняют дополнительные функции при взаимодействии со станциями междоузелового сопряжения и спутниками. Пользовательские терминалы также иногда именуют абонентскими модулями, мобильными модулями или мобильными станциями, или же,

просто «пользователями», «мобильниками» или «абонентами» в некоторых системах связи, в зависимости от предпочтения.

Согласно рассмотренному выше, каждая базовая станция или станция междоузелового сопряжения передает «несущую пилот-сигнала» в зону обслуживания. Для спутниковых систем, этот сигнал переносится в каждом спутниковом «лепестке» и начинается со станций междоузелового сопряжения, обслуживаемых спутником. Единичный пилот-сигнал, обычно, передается каждой станцией междоузелового сопряжения или базовой станцией для каждой частоты лепестка спутник-пользователь (лепестка). Этот пилот-сигнал совместно используется всеми пользователями, принимающими сигналы по этому лепестку (лучу). Такая методика позволяет многим каналам трафика или несущим пользовательского сигнала совместно использовать общий пилот-сигнал в качестве опорного сигнала фазы несущей.

Пилот-сигналы, обычно используют одну и ту же пару ПШ кодов или множество кодов расширения в системе связи, но с разными сдвигами относительного хронирования кодов для каждого лепестка, ячейки или сектора. В пределах данного спутникового пятна, каждый лепесток имеет пилот-сигнал с ПШ кодом, который сдвинут по времени относительно пилот-сигналов соседних лепестков. Пользовательские терминалы, работающие в зоне обслуживания данного лепестка или ячейки, совместно используют одну фазу ПШ кода расширения, тогда как различные лепестки используют различные сдвиги по времени относительно основной ПШ кодовой последовательности расширения. Это обеспечивает изоляцию сигналов или снижает помеху и

позволяет легко отличать лепестки друг от друга. Использование одной кодовой последовательности пилот-сигнала позволяет пользовательским терминалам входить в синхронизм с системным хронированием за один проход поиска по всем фазам кода пилот-сигнала. Альтернативно, разные станции междоузелового сопряжения или базовые станции используют различные ПШ коды расширения (производящие полиномы). В спутниковых системах связи, для использования в каждой орбитальной плоскости могут назначаться отдельные множества ПШ кодов. Каждая организация системы связи задает распределение ПШ кодов расширения и сдвиги хронирования в системе, в соответствии с известными в технике факторами.

Каждая ПШ последовательность состоит из серии «элементов», следующих друг за другом в течение заранее выбранного периода ПШ кода с частотой, значительно превосходящей частоту сигнала основной полосы, подлежащего расширению. Типичная частота следования элементов или элементная скорость составляет около 1.2288 МГц в ПШ кодовой последовательности длиной или периодом 1024 элементов. Однако, согласно раскрытому выше, эту длину кода можно регулировать с целью улучшения разделения кодов или с целью уменьшения времени поиска, что очевидно для специалистов в данной области техники, и эта регулировка осуществляется в каждой конструкции системы связи в соответствии с известными в технике факторами. Пример генерации этих последовательностей раскрыт в патенте США № 5,228,054, на изобретение под названием «Мощность генератора псевдослучайных последователь-

ностей двух длин с быстрой регулировкой смещения», выданном 13 июля 1993 г., права на который принадлежат владельцу прав на настоящее изобретение и который включен в настоящее описание посредством ссылки.

Пример реализации передающей секции или участка базовой станции или аппаратуры междетового сопряжения, используемой для реализации системы связи МДКР, представлен на фиг.2. В типичной станции междетового сопряжения используется несколько подобных передающих секций или систем с целью предоставления обслуживания одновременно многим пользовательским терминалам и для нескольких спутников и лепестков в любое время. Количество передающих секций, используемых станцией междетового сопряжения, определяется известными в технике факторами, включая сложность системы, количество спутников в области обзора, емкость по абонентам, степень выбранного разнесения и т.д. Каждая организация системы связи также задает количество антенн, имеющих в распоряжении передающих секций, для использования в переносе сигналов.

Как показано на фиг.2, сигналы, исходящие из КЦМТ, в пределах системы связи, или из других объединителей сигналов, поступают на соответствующий передающий модулятор, предназначенный для передачи сигналов абоненту-получателю, с использованием цифровой линии 50 связи. Схемотехника, используемая для построения цифровой линии 50 связи, общеизвестна и обычно включает в себя различные известные компоненты коммутации и хранения цифровых данных. Цифровая

линия 50 связи также, в общем случае включает в себя схемотехнику или элементы аналого-цифрового преобразования для подготовки информационных сигналов к обработке цифровой передачи. Передающий модулятор 52 осуществляет спектральную модуляцию данных или информационных сигналов для передачи их на пользовательский терминал предполагаемого получателя и выдает результирующий сигнал на контроллер/усилитель 54 передаваемой мощности, который управляет окончательной величиной передаваемой мощности, используемой при выводе сигнала. Дальнейшие подробности, касающиеся структуры и работы передающих модуляторов 52, раскрыты в патенте США № 5,103,459, на изобретение под названием «Система и способ генерирования форм сигнала в сотовой телефонии МДКР», права на который принадлежат владельцу прав на настоящее изобретение и который включен в настоящее описание посредством ссылки.

Выходной сигнал контроллера/усилителя 54 мощности суммируется с выходными сигналами других схем управления мощностью и усиления, используемых на станции межсетевого сопряжения. Эти усиленные сигналы, направляемые на другие пользовательские терминалы на той же частоте передачи и в пределах того же лепестка. Это суммирование осуществляется с помощью общеизвестного элемента или средства 56 суммирования сигналов. Выходной сигнал сумматора 56 сигналов поступает на аналоговый передатчик 58 для преобразования до соответствующей несущей частоты, а также дальнейшего усиления и вывода на одну или несколько антенн с целью излучения на пользовательские терминалы через спутники. Управляющий про-

цессор 60 управляет генерированием и мощностью пилот-сигнала, канала синхронизации и сигналов канала поискового вызова, а также их подключением к контроллеру/усилителю 54 мощности перед тем, как они будут суммированы с другими сигналами и выведены на антенну.

До пересылки системным пользователям или абонентам информационные сигналы сначала оцифровывают, если необходимо, затем, при желании, кодируют и перемежают с целью создания основного цифрового сигнала связи. Сигналы, адресованные конкретным пользователям, также модулируют различной ортогональной функцией или кодовой последовательностью расширения, присвоенной прямой линии связи данного пользователя. Иными словами, для различения различных пользовательских или абонентских сигналов в пределах ячейки или лепестка используется уникальный ортогональный код покрытия, обычно, код Уолша. Это кодирование данной несущей частоты на прямой линии связи формирует пользовательские сигналы, также именуемые каналами. Такие ортогональные функции расширения иногда называют канализирующими кодами и, обычно, применяют до окончательной операции ПШ расширения, хотя сначала можно объединять с ПШ кодами расширения, а затем применять на этапе объединенного покрытия/расширения.

Вариант конструкции модулятора сигналов, предназначенный для реализации передающего модулятора 52, представлен более подробно на фиг.3. Согласно фиг.3, модулятор 52 включает в себя кодер 70 и перемежитель 72, предназначенные для кодирования, например, посредством сверточного

кодирования с повторением, и перемежения символов данных в целях обеспечения функций детектирования и исправления ошибок. Методики сверточного кодирования, повторения и перемежения хорошо известны из уровня техники, как и другие методики подготовки цифровых данных для передачи. Настоящее изобретение не ограничено способом подготовки цифровых данных до расширения. Символы данных, поступающие с выхода перемежителя 72, ортогонально кодируют или покрывают присвоенным ортогональным кодом, в данном случае, кодом Уолша, выдаваемым генератором 74 кода. Код, выдаваемый генератором 74, перемножается или иным образом объединяется с символьными данными при помощи одного или нескольких логических элементов 76. Скорость передачи элементов ортогонального кода, как и кодированных данных, определяется факторами, известными специалистам в данной области техники.

До и после покрытия кодом Уолша, перемеженные данные можно также перемножать с двоичной ПШ, последовательностью на втором логическом элементе 78, который последовательно подключен ко входу, либо к выходу умножителя 76. Эта последовательность обеспечивается генератором 80 ПШ кода и соответствует уникальной ПШ последовательности, генерируемой каждым или для каждого пользовательского терминала. Генератор 80 кода может быть реализован с использованием разнообразных известных элементов, приспособленных для этой цели. Адрес пользовательского терминала или ИД пользователя можно использовать для обеспечения дополнительного фактора разграничения системных пользователей. В альтернативе, вместо ПШ

генератора 80 может быть применен генератор нелинейного шифрования, например, шифратор, использующий стандартное шифрование данных (СШД) и особый пользовательский ключ. ПШ<sub>у</sub>-код зачастую представляет собой очень длинный код, генерируемый с высокой скоростью передачи элементов, который затем прореживается с целью получения более низкой скорости передачи элементов 19200 Кбит/с. Когда для реализации элементов ортогонального и ПШ<sub>у</sub> кодов используются двоичные значения «0» и «1», в качестве умножителей могут выступать логические элементы, например, логические элементы «исключающие ИЛИ».

Схемотехника передающего модулятора включает в себя еще два ПШ генератора, 82 и 84, которые генерируют два различных ПШ<sub>с</sub>- и ПШ<sub>к</sub>- кода расширения для, соответственно, синфазного (С) и квадратурного (К) канала. Время использования этих генераторов можно распределять между несколькими передатчиками с помощью соответствующих интерфейсных элементов. Пример схемы генерирования этих последовательностей приведен в патенте США № 5,228,054 на изобретение под названием «Мощность генератора псевдослучайных последовательностей двух длин с быстрой регулировкой смещения», выданном 13 июля 1993 г., права на который принадлежат владельцу прав на настоящее изобретение и который включен в настоящее описание посредством ссылки. Альтернативно, ПШ коды можно заранее сохранять в элементах памяти, например, схемах ПЗУ или ОЗУ, например, в виде поисковых таблиц с автоматической индексацией или адресацией. Эти ПШ коды расширения в

некоторых приложениях могут также представлять собой один и тот же код со сдвигом по фазе на  $90^\circ$ .

ПШ генераторы 82 и 84 также реагируют на, по меньшей мере, один входной сигнал, соответствующий сигналу идентификации лепестка или ячейки, поступающий от управляющего процессора, который обеспечивает заранее определенную задержку или сдвиг по времени при выводе соответствующих ПШ кодов расширения. Хотя на фигуре изображены только два ПШ генератора, генерирующие ПШ<sub>с</sub>- и ПШ<sub>к</sub>- коды расширения, очевидным является, что можно реализовать много других схем ПШ генератора, использующих то или иное количество генераторов.

Ортогонально кодированные символьные данные, выдаваемые умножителем 76, перемножаются с ПШ<sub>с</sub>- и ПШ<sub>к</sub>- кодами расширения с использованием пары логических элементов или умножителей 86 и 88. На оба умножителя поступают одни и те же данные, которые объединяют с индивидуальными кодами или модулируют их. Полученные сигналы поступают на соответствующую схемотехнику управления мощностью и усиления, контроллер 54 передаваемой мощности и аналоговый передатчик 58. Полученные расширенные по ПШ спектру и ортогонально кодированные выходные сигналы, обычно, подвергают полосовой фильтрации и модулируют ВЧ-несущую, обычно, путем двухфазовой модуляции квадратурной пары синусоид с последующим суммированием в единый сигнал связи. Однако, ясно, что в настоящем изобретении возможно применение и других типов модуляции.

Полученные сигналы можно дополнительно усиливать и

фильтровать перед тем, как суммировать их с другими сигналами прямой линии связи и излучать посредством антенны станции междоузелового сопряжения. Операции фильтрации, усиления и модуляции хорошо известны из уровня техники. Как известно, в альтернативных вариантах реализации порядок следования некоторых из этих операций для формирования передаваемого сигнала может быть изменен. Дополнительные подробности относительно работы такого типа передающей аппаратуры можно найти в вышеупомянутом патенте США № 5,103,459.

Раскрытые выше устройство и способ используются также для генерирования пилот-сигналов, за исключением того, что в этом случае отсутствуют кодированные или перемеженные данные, подлежащие обработке. Вместо этого, сигнал постоянного уровня покрывают уникальным кодом, после чего расширяют с использованием логических элементов 86 и 88. Для формирования пилот-сигнала можно использовать данные в виде повторяющегося или неизменного шаблона или с неизменной кадровой структурой. Иными словами, ортогональная функция, используемая для формирования канала пилот-сигнала обычно, имеет постоянное значение, например, все «1» или все «0», или общеизвестный повторяющийся шаблон, например, структурированный шаблон с разнообразием «1» и «0». Альтернативно, шаблон может стробироваться или мультиплексироваться данными, например, поступающими из канала данных. Пилот-сигнал, обычно также получает более высокую мощность при обработке контроллером 54 передаваемой мощности и аналоговым передат-

чиком 58, чтобы можно было гарантировать адекватную энергию приема даже по краям лепестков, хотя это и не является обязательным требованием. После модуляции ВЧ-несущей пилот-сигнал при необходимости переносится в каждый лепесток или канал МДКР, обслуживаемый станцией межсетевого сопряжения.

Хотя вышеописанная методика обеспечивает нужный уровень ПШ расширения, который предпочтителен для наземных сотовых или беспроводных систем, при реализации применительно к спутниковым ретрансляторам проявляются некоторые ее недостатки, которые были раскрыты выше. При использовании в спутниковых приложениях или в усложненных наземных приложениях традиционно используемые ПШ коды расширения оказываются слишком длинными. и поэтому не позволяют достаточно быстро обнаруживать сигнал. Однако, при использовании в условиях более продолжительных задержек сигнала, раскрытых выше, или в случае снижения мощности или ослабления пилот-сигналов, что обычно имеет место при использовании спутниковых ретрансляторов, короткие ПШ коды расширения не обеспечивают практической альтернативы. Иными словами, дополнительные проблемы, связанные со снижением мощности пилот-сигналов или различными задержками на луче сигнала, приводят к возрастанию неопределенности при обнаружении сигнала с помощью коротких ПШ кодов, что, в свою очередь, увеличивает время обнаружения. Поэтому, применение коротких ПШ кодов при нынешней организации спутниковой системы связи, с практической точки зрения, неоправданно.

Настоящее изобретение позволяет устранить недостатки,

связанные с использованием либо данных, либо относительно коротких ПШ кодов расширения, путем использования методики многоуровневого или «многослойного» ПШ расширения. Кроме того, изобретение обеспечивает создание нового, высокоспециализированного или устойчивого кода расширения путем объединения ПШ кода расширения и уникального идентификатора или внешней ПШ кодовой последовательности. Новый код расширения существенно увеличивает временной масштаб кода расширения, не приводя при этом к увеличению времени обнаружения. Эта новая методика расширения предусматривает усовершенствованный способ приема и демодуляции сигналов связи на пользовательских терминалах в системе связи с расширением по спектру, стабильно уменьшая время обнаружения сигнала.

Примеры вариантов реализации устройства расширения для реализации системы связи МДКР, использующей настоящее изобретение, представлены на фиг. 4а и 4б. В расширителе, представленном на фиг. 4а, предварительно закодированные, перемеженные и ортогонально покрытые данные или информационные сигналы поступают, как и раньше, на объединители сигналов или умножители 86 и 88. В данном случае, первичные или «внутренние» ПШ коды расширения ПШ<sub>с</sub> и ПШ<sub>к</sub> поступают, как и раньше, от генераторов 82 и 84 внутреннего кода. В результате образуются расширенные по спектру сигналы связи С-канала и К-канала. Эти сигналы можно рассматривать как расширенные или модулированные на первом уровне или слое ПШ<sub>с</sub>- и ПШ<sub>к</sub>- кодами расширения. Однако, полученные расширен-

ные сигналы не переносятся на контроллер передаваемой мощности и аналоговые передающие элементы, как было показано ранее, но подвергаются ПШ расширению второго уровня.

Согласно фиг.4а, предусмотрен по меньшей мере один дополнительный генератор 90 ПШ кода, генерирующий ПШ код, который синхронизирован с хронированием ПШ<sub>с</sub>- и ПШ<sub>к</sub>- кодов расширения, но имеет значительно более длинный период. Этот код может генерироваться с использованием известной аппаратуры, которая охарактеризована выше, или заранее сохраняться в элементах памяти для дальнейшего извлечения в ходе обработки сигналов.

Как утверждалось выше, типичный внутренний ПШ код имеет длину порядка 1024 элементов и поступает со скоростью порядка 1.2288 Мсег/с (мега/миллион элементов в секунду) в течение интервала или периода кода, составляющего около 833 мкс. Новый внешний ПШ код имеет длину порядка 255-288 элементов и поступает со скоростью порядка 1200 элем/с в течение интервала или периода кода, составляющего около 240 мсек. В рассматриваемом варианте осуществления длина, равная 288 элементов используется только в целях иллюстрации, хотя очевидным является, что в настоящем изобретении могут быть использованы и другие длины кодов (выраженные в количествах элементов). Желательно, чтобы внешняя кодовая последовательность имела период кода значительно больший, чем у внутреннего ПШ кода расширения.

Последовательность, используемая для нового внешнего ПШ кода, может представлять собой любую приемлемую псевдо-

случайную двоичную последовательность. Для примера длины в 288 элементов, нельзя использовать полную  $m$ -последовательность ( $2^m - 1$ ), но можно использовать участок более длинной  $m$ -последовательности, иногда именуемый «урезанной» последовательностью. Преимущество отдается спектрально-белым последовательностям в целях минимизации времени обнаружения пользователем хронирования внешнего ПШ, но для целей изобретения это не является неперенным требованием. Внешний код обычно является «вещественным» кодом, тогда как внутренний код является «комплексным» кодом.

Длину кода выбирают, исходя из определенных соотношений хронирования для той или иной системы связи, как это известно для специалистов в данной области техники, в зависимости от аппаратных ограничений для корреляторов и другой аппаратуры обнаружения сигнала. Таким образом, длина или период элемента кода выбирается на основании ограничений, накладываемых на корреляторы и прочих факторов, но общая длина кода выбирается, исходя из промежутка времени, необходимого для разрешения неоднозначностей задержки на луче и хронирования кадра. В данном примере, один период внутреннего кода расширения (длина кода) содержится в периоде одного элемента внешнего ПШ кода. Внешний ПШ код расширения модулирует внутренние ПШ последовательности (пилот-сигнал) или данные и символы Уолша (сигналы трафика) с целью получения окончательно расширенной последовательности, которая используется.

Затем, внешний ПШ код расширения объединяется с

выходными сигналами объединителей 86 и 88. Хотя это объединение может происходить непосредственно, например, путем умножения, повышения эффективности и работы в более широком диапазоне частотных сдвигов можно достичь с использованием схемы дифференциального кодирования. Дифференциальное кодирование снижает требования к фазовой когерентности до периода около двух элементов внешнего ПШ. Поэтому, согласно предпочтительному варианту осуществления изобретения внешний код, выдаваемый генератором 90 ПШ кода, сначала дифференциально кодируется с использованием умножителя 92 и схемы 94 задержки. Внешний ПШ код поступает на один вход умножителя 92, а на второй его поступает сигнал от схемы 94 задержки, вход которой подключен к выходу умножителя 92. Значение, используемое для задержки, вносимой элементом 94, составляет период одного элемента, что определяется скоростью передачи элементов внешнего ПШ кода. При такой организации контура обратной связи каждый элемент внешнего ПШ кода в момент  $k$  перемножается с предыдущим элементом в момент  $k-1$  (при задержке на один элемент). Это обеспечивает кодированную ПШ последовательность, которая применяется как покрывающий код типа БВН ( $\pm$ ) (Без Возврата к Нулю). Согласно одному из вариантов осуществления изобретения, для кодировки первого элемента можно использовать значение «0», поскольку более ранних элементов не существует.

Хотя было описано разностное или дифференциальное кодирование первого порядка для специалистов в данной области техники очевидным является, что можно использовать

другие задержки и разности более высоких порядков, чем вышеописанные первого порядка. Однако, это потребует более продолжительных промежутков времени когерентности на канале и может не дать преимуществ во многих системах. Для некоторых приложений может оказаться предпочтительным не только подход разности первого порядка, но и подход разности второго порядка. Например, для схемы, подобной DDPSK, потребовалась бы меньшая когерентность. Поэтому, методику можно расширить, включив в нее: когерентное, дифференциальное и дифференциальное второго порядка детектирование. Однако, с достаточной степенью вероятности, для большинства приложений достаточно разности первого и второго порядка.

Дифференциально-кодированная ПШ последовательность поступает от умножителя 92 на каждый из двух умножителей 96 и 98. Каждый из умножителей 96 и 98 принимает кодированную ПШ последовательность в качестве одного входного сигнала и один из  $ПШ_c$  или  $ПШ_k$  расширенных информационных сигналов, соответственно, в качестве второго входного сигнала. Эти сигналы перемножаются с целью расширения  $ПШ_c$ - и  $ПШ_k$ -сигналов дифференциально-кодированной внешней ПШ последовательностью. Результатом являются спектрально-модулированные сигналы, которые расширены внутренним и внешним ПШ кодами для С- и К- каналов. Каждый из этих модулированных сигналов можно пропустить через один из двух КИХ-фильтров 100<sub>а</sub> и 100<sub>в</sub> основной полосы для удаления нежелательных компонентов сигналов, возникающих в результате множественного расширения или иных операций.

В расширителе, представленном на фиг.4б, предварительно кодированные, перемеженные и ортогонально покрытые данные или информационные сигналы принимаются, как и раньше, объединителями сигналов или умножителями 86 и 88. Однако, первичные или «внутренние» ПШ коды расширения ПШ<sub>с</sub> и ПШ<sub>к</sub> поступают на каждый из двух умножителей 96' и 98'. Каждый из умножителей 96' и 98' принимает кодированную внешнюю ПШ последовательность в качестве одного входного сигнала и один внутренний ПШ код в качестве второго сигнала от, соответственно, генераторов 82 и 84 внутреннего кода. Объединение или произведение двух кодов поступает в качестве входного сигнала на умножители 86 и 88. Альтернативно, внешний ПШ код можно подавать без дифференциальной обработки, что представлено элементом 90', выполненный пунктиром.

Соотношение внешнего и внутреннего ПШ кодов расширения с кодированными символами данных более подробно представлено на фиг.5. Согласно этой конфигурации, покрытые символы данных имеют длину 128 элементов и тактируются в систему со скоростью передачи кода расширения, равной 1.2288 Мэле/с. Это соответствует канализирующему коду длиной 128, при желании можно было бы использовать и другие длины кода, например, '64. В результате, на период внутреннего ПШ кода расширения (1024 элемента) приходится восемь символов кода (по 128 элементов каждый).

Внешний ПШ код (элемент) остается постоянным в течение всего периода внутреннего ПШ кода, то есть, один элемент

внешнего ПШ постоянного значения покрывает период в 1024 элементов внутреннего ПШ. Поэтому, путем правильно синхронизированного поиска пользовательский терминал может сначала обнаружить хронирование внутреннего ПШ кода, а затем разрешить хронирование внешнего ПШ кода с целью достижения желаемого управления хронированием. Однако, чтобы использовать этот подход, пользовательский терминал должен знать или должен быть способен адекватно прогнозировать, когда встречаются границы элементов внешнего ПШ. Эта информация используется для того, чтобы не давать приемникам пользовательских терминалов интегрировать энергию сигнала через границы, иначе полученные результаты хронирования будут неточны. Поэтому, согласно фиг.5, границы элементов внешнего ПШ выравниваются таким образом, чтобы совпадать с границами периодов внутреннего ПШ кода с использованием известного системного хронирования.

После того, как станция межсетевого сопряжения подготовила расширенные сигналы связи и передала их через спутники, они должны быть приняты на различных пользовательских терминалах, где осуществляется соответствующее определение хронирования сигнала. На фиг.6 представлена приемная часть пользовательского терминала, предназначенная для приема, сжатия по спектру и детектирования или декодирования сигналов связи с применением вышеописанных методик ПШ кодирования. Пользовательский терминал, представленный на фиг.6, может размещаться, например, в блоке беспроводной связи, например, но не ограничиваясь этим, в переносном или

мобильном сотовом или спутниковом телефоне.

Приемная часть, представленная на фиг.6, использует по меньшей мере одну антенну 102 для приема и переноса сигналов связи на аналоговый приемник или приемную систему 104. Принятые сигналы связи преобразуются с понижением частоты в аналоговом приемнике 104 и усиливаются перед тем, как будут переведены на соответствующую ПЧ или частоту основной полосы и подвергнуты фильтрации и дальнейшему усилению. Полученные усиленные сигналы оцифровывают на соответствующей скорости тактирования и выводят на по меньшей мере один приемник 106<sub>а</sub> цифровых данных и по меньшей мере один поисковый приемник 108. Эти выходные сигналы представлены для ясности в виде объединенных сигналов синфазного и квадратурного каналов, но, в принципе, представляют собой отдельные С- и К- каналы.

Дополнительные приемники 106<sub>в</sub>-106<sub>н</sub> цифровых данных используются для получения разнесения сигнала, что для некоторых организаций системы может быть необязательно. Для специалистов в данной области очевидными являются факторы, определяющие количество применяемых цифровых приемников, например, типичный уровень доступного разнесения, сложность, надежность производства, стоимость и т.д., которые используются для первоначального выбора этого количества. Количество поисковых приемников может превышать единицу и также зависит от сложности системы связи, количества каналов, по которым осуществляется поиск, желаемая скорость обнаружения сигнала, ограничения по хронированию и т.д., что очевидно для специалистов в данной области.

Пользовательский терминал также включает в себя по меньшей мере один управляющий процессор 110, подключенный к приемникам 106<sub>A</sub>-106<sub>N</sub> цифровых данных, а также к поисковому приемнику 108. Управляющий процессор 110 в общем случае обеспечивает, помимо прочих функций, обработку основного сигнала, управление или координацию хронирования, мощности и переключения, разнесение, функции объединения разнесенных сигналов и выбор частоты, используемой для несущих сигнала. Другая основная функция управления, которая часто осуществляется управляющим процессором 110, это выбор или манипуляция псевдошумовыми (ПШ) кодовыми последовательностями или ортогональными функциями или кодовыми последовательностями, подлежащими использованию, в плане обработки передачи и приема сигнала. В том числе, это могут быть сдвиги фазы или хронирования ПШ кода, используемые для обнаружения различных сигналов.

Выходы приемников 106<sub>A</sub>-106<sub>N</sub> данных подключены к объединителю и декодеру 112 разнесенных сигналов, который выдает единый выходной сигнал на цифровую схемотехнику 114 основной полосы, управляемую процессором 110. Схемотехника основной полосы включает в себе оставшиеся элементы обработки и представления, используемые на пользовательском терминале для переноса информации к и от пользователя модуля. Это могут быть элементы хранения сигнала или данных, например, динамическая или статическая цифровая память; блоки ввода и вывода, например, экраны ЖКД или видеодисплея, громкоговорители, клавиатуры и телефонные трубки; А/Ц элементы,

вокодеры и прочие элементы обработки речевого и аналогового сигнала; все это — составляющие абонентской схемотехники основной полосы, в которой используются элементы, известные из уровня техники. Согласно фиг. 6, некоторые из этих элементов могут работать под управлением или поддерживая связь с управляющим процессором 110.

Для установления или поддержки линии связи через тот или иной приемник цифровых данных, назначается один или несколько поисковых приемников 108, чтобы сканировать заранее выбранные ПШ коды и временные сдвиги кодов, а также доплеровскую частотную область принимаемых сигналов связи с целью обнаружения сигнала. Иными словами, осуществляется периодический поиск данных, принятых из аналоговых приемников, и определяется наличие или отсутствие пилот-сигнала (или иного полезного сигнала); или сначала выясняется, какой из принятых сигналов является пилот-сигналом, пригодным для последующего приема и декодирования сигнала. Во многих системах самый сильный сигнал является пилот-сигналом, но это требование не является обязательным и, вероятно, не выполняется для некоторых спутниковых систем связи. Таким образом, хотя пилот-сигналу можно придавать дополнительную мощность по отношению к обычному сигналу канала трафика, чтобы гарантировать быстроту, правильность и эффективность контроля и обнаружения, это может привести к неоправданно высокому потреблению мощности, а, следовательно к нежелательным помехам. Однако, при реализации методики раскрытой в настоящем изобретении, может быть использован

самый сильный сигнал вне зависимости от того, является ли он пилот-сигналом, пока хронирование ПШ кода правильно, или слабый пилот-сигнал.

Одна из методик определения того, когда было обнаружено хронирование пилот-сигнала (или иного сигнала), состоит в установлении или выборе оценочных сдвигов фазы в качестве «гипотез» фазы ПШ кода пилот-сигнала с последующим их тестированием путем сжатия сигналов связи и сопутствующего шума с использованием локально генерируемых опорных ПШ кодов расширения, применяемых к этим сдвигам хронирования. После этого, энергия, связанная с элементами сигнала в коррелированных сигналах, интегрируется по заранее выбранному интервалу времени и сравнивается с одним или несколькими заранее определенными пороговыми значениями. Накопленная энергия должна быть наивысшей или по меньшей мере превышающей определённый пороговый уровень, когда локальный опорный ПШ код расширения и ПШ код расширения сигнала имеют одно и то же хонирование.

Устройство, пригодное для осуществления подобных измерений энергии при принятии решения по детектированию хонирования ПШ кода, иногда именуемых вычислением статистики испытаний, описана более подробно в патенте США № 5,644,591 на изобретение под названием «Способ и устройство для осуществления поискового обнаружения в системе связи МДКР» и в патенте США № 5,577,025 на изобретение под названием «Обнаружение сигнала в многопользовательской системе связи, использующей множественные каналы Уолша»,

выданных 19 ноября 1996г. и включенных в настоящее описание посредством ссылки.

Пример устройства для обнаружения сигналов с использованием нового внешнего расширяющего или ПШ кода, представлен на фиг.7. Работа этого устройства предполагает, что самый внутренний из двух ПШ кодов или множеств кодов уже обнаружен, например, с использованием устройств, раскрытых в вышеуказанных патентах. Таким образом, схемы пользовательского терминала уже определили соответствующий временной сдвиг внутреннего ПШ кода. После такого первого уровня обнаружения сигнала, оцененный или определенный временной сдвиг внутреннего ПШ кода расширения используется при сжатии принятых сигналов относительно внутреннего ПШ кода с целью получения символов данных, сжатых внешним ПШ кодом.

Сжатие по спектру осуществляется путем подачи локально генерированных ПШ<sub>С-внутр</sub>- и ПШ<sub>К-внутр</sub>- кодов расширения на входы сжимателя или корреляционного элемента 120. Эти коды применяются к принятым сигналам связи с использованием предварительно определенного сдвига по времени внутреннего ПШ кода. Выходной сигнал сжимателя 120 поступает на пару накопителей или элементов суммирования 122<sub>А</sub> и 122<sub>В</sub> с накоплением. Накопители 122<sub>А</sub> и 122<sub>В</sub> накапливают выходной сигнал сжимателя для каждого из С- и К- каналов по периоду внутреннего ПШ кода. Поскольку период каждого элемента внешнего ПШ превышает период (символа) внутреннего ПШ кода, энергия символа накапливается по этому периоду с целью получения энергии для каждого элемента внешнего ПШ кода.

Значения  $C_k$  и  $K_k$ , показанные на фиг.7, соответствуют  $k$ -м элементам внешнего ПШ кода расширения на С- и К- каналах, которые формируются накоплением 1024 элементов внутреннего кода расширения на С- и К-каналах, применительно к примеру варианта осуществления. При других длинах кода расширения, соответственно, получаются другие периоды накопления или количества сегментов.

Для обнаружения внешнего ПШ кода из значений  $C_k$  и  $K_k$ , приемник пользовательского терминала должен произвести упреждающее дифференциальное декодирование сигналов. Иллюстративная методика осуществления такого декодирования состоит в использовании структуры скалярного произведения, подобной той, что обычно используется при демодуляции данных. Более подробное рассмотрение подобной структуры и ее работы по демодуляции данных представлено в патенте США № 5,506,865 на изобретение под названием «Схема скалярного произведения несущей пилот-сигнала», права на которое принадлежат владельцу прав на изобретение и которое включено в настоящее описание посредством ссылки.

Согласно методике, раскрытой в вышеупомянутом патенте, скалярное произведение формируется между вектором информационного сигнала и опорным вектором, выведенным из принятого пилот-сигнала. Типичный информационный вектор имеет длину символа 64 или 128 элементов, которая равна длине ортогональных канализирующих кодов. Однако, в отличие от ситуации приема информационного сигнала, период данного «символа» составляет 1024 внутренних элементов, и текущие векторы ( $C_k$ ,

$K_k$ ) сигнала скалярно перемножаются с предыдущим вектором сигнала, а не с опорным вектором. Один и тот же внешний ПШ код используется на обоих С- и К- каналах, и среднее значение (энергия  $E$  элемента) одного элемента внешнего ПШ на любом из этих каналов имеет вид:

$$E\{C_k\} = E\{K_k\} = \pm 1024 \sqrt{\frac{E_c}{2}}$$

где  $E_c$  это энергия элемента принятого сигнала,  $E\{C_k\}$  — среднее значение для С-канала, а  $E\{K_k\}$  — среднее значение для К-канала.

Скалярное произведение, связанное с  $k$ -м элементом внешнего ПШ имеет вид:

$$D_k = C_k C_{k-1} + K_k K_{k-1}.$$

Если  $k$ -й элемент внешнего ПШ — кода расширения равен своему предшественнику  $(k-1)$ -му элементу, то среднее значение  $d_k$  просто равно  $(1024)^2 E_c$  (энергия элемента, умноженная на квадрат длины кода). Если же элементы внешнего ПШ отличаются друг от друга, то среднее значение  $d_k$  равно  $-(1024)^2 E_c$ , и требуемое дифференциальное декодирование завершено.

Дифференциальное декодирование принятых элементов с использованием обработки скалярным произведением схематически представлено на фиг.7 слева. Выходной сигнал накопителя 122<sub>а</sub> поступает на один вход умножителя 124<sub>а</sub>, а выходной сигнал накопителя 122<sub>б</sub> поступает на один вход умножителя 124<sub>б</sub>. В то же время, выходные сигналы каждого из накопителей 122<sub>а</sub> и 122<sub>б</sub> поступают на вход соответствующего элемента задержки 126<sub>а</sub> и 126<sub>б</sub>. Элементы задержки 126<sub>а</sub> и 126<sub>б</sub> вносят задержку на период одного элемента

внешнего ПШ в сигналы  $C_k$  и  $K_k$  до того, как они поступят на умножители. В результате, умножители 124<sub>A</sub> и 124<sub>B</sub> формируют произведения каждого  $k$ -го ПШ элемента с его предшественником.

Произведения, полученные на умножителях 124<sub>A</sub> и 124<sub>B</sub> для  $k$ -го и  $(k-1)$ -го  $C$ - и  $K$ - элементов, суммируются с использованием суммирующего элемента или сумматора 128 с целью генерировать искомое значение  $d_k$  скалярного произведения, которое соответствует внешнему ПШ, коду расширения с удаленным дифференциальным кодированием. Декодированная последовательность элементов ПШ кода,  $d_k$ , коррелируется с различными сдвигами по времени локальной версии внешнего ПШ кода. Поскольку внешний ПШ код расширения имеет более длинный период порядка 240 мс, важно максимизировать вероятность детектирования правильного выравнивания в течение одного периода внешнего ПШ кода (288 элементов внешнего ПШ). В противном случае, значительное время проходит, по существу, впустую в отношении осуществления дальнейшей обработки сигнала в ожидании начала следующего периода.

Это говорит о том, что для реализации корреляционной операции полезно использовать подход согласованного фильтра. В принципе, согласованный фильтр представляет собой многоотводную линию задержки, состоящую из  $W$  элементов памяти, т.е. фильтр длиной  $W$ . Весовые коэффициенты отводов представляют собой первые  $W$  битов внешнего ПШ, и все  $W$  взвешенных выходных сигналов суммируются накопителем каждый

раз, когда новый элемент внешнего ПШ кода расширения принимается и тактируется в фильтр. Выходной сигнал накопителя сравнивается с порогом. Выходной сигнал фильтра, превышающий пороговое значение, указывает на правильное выравнивание с внешним ПШ кодом расширения. Благодаря использованию согласованного фильтра, вероятность обнаружения пилот-сигнала в течение одного или двух периодов может быть очень высока. Более длинные фильтры обеспечивают более высокие вероятности детектирования, чем более короткие, но их реализация сопряжена с дополнительными затратами.

Этот подход согласованного фильтра представлен на фиг.7, где согласованный фильтр 130 подключен на прием упорядоченных значений  $d_k$  в качестве входного сигнала и выдает коррелированный выходной сигнал на элемент сравнения или компаратор 136. Компаратор 136 формирует выходной сигнал, указывающий, когда корреляция, выдаваемая фильтром 130, превышает нужный порог. Выходной сигнал компаратора можно использовать в сочетании с известной схмотехникой обнаружения и детектирования с целью выбора или указания, когда пригодны выбранные значения сдвига хронирования, используемые для внешнего ПШ расширения.

Время между приходами элементов внешнего ПШ в приведенном выше примере составляет около 0.833 мс, что позволяет осуществлять фильтрационные операции согласованного фильтра 130 с использованием разнообразных аппаратных или программных элементов, известных для специалистов в данной области техники. Тот факт, что весовые коэффициенты отводов

ограничены множеством  $\{+1, -1\}$ , позволяет единственному последовательному сумматору суммировать элементы в фильтре с весовыми коэффициентами отводов, указывающими сложение или вычитание. Для реализации фильтра можно использовать, например, циклический буфер.

Поскольку каждый элемент внешнего ПШ выводится из суммы 1024 элементов внутреннего ПШ, элементы внешнего ПШ выигрывают от 30 дБ «усиления при обработке» относительно элементов внутреннего ПШ. Это усиление означает, что разность между пиком и непиковым максимумом ( $R_{\max}$ ) автокорреляционной функции (АКФ) внешнего ПШ важнее при определении эффективности обнаружения, чем в случае внутреннего ПШ кода расширения. Лишь несколько наибольших непиковых значений АКФ настолько велики, что превышают порог за счет прибавления шума. Следовательно, главный критерий выбора внешнего ПШ кода должен состоять в минимизации максимального непикового корреляционного значения для соответствующего размера интервала частичной корреляции (т.е. длины согласованного фильтра).

Поскольку длительность элементов внешнего кода примерно в 1000 раз (1024) больше, чем элементов внутреннего кода, корреляция по 24 внешним элементам будет интегрировать в 1000 раз большую энергию сигнала, чем корреляция по 24 внутренним элементам. Даже интегрирование по всему более длинному внутреннему коду, скажем, порядка 2048 элементов, будет обеспечивать более, чем десятикратную энергию сигнала. Пример относительного влияния на корреляционный процесс

представлен на фиг.8. Согласно фиг.8, кривая 160 отклика представляет пример того, как соотносятся пиковый и непиковый отклики при использовании более длинного ПШ кода расширения, тогда как кривая 162 представляет отклик при использовании согласованного фильтра при более коротком внешнем ПШ коде. Выигрыш очевиден.

Вышеописанная схема детектирования при помощи согласованного фильтра работает правильно только при условии, что порог масштабирован по отношению к средней энергии принимаемых сегментов внешнего ПШ. Простой но эффективный способ задания такого порога состоит в том, чтобы устанавливать значение, которое находится между средним результатом корреляции в случае выравнивания,  $(1024)^2 W E_c$ , и максимальным средним результатом при отсутствии выравнивания,  $(1024)^2 R_{\max} E_c$ .

Для задания такого типа порогового значения, в общем случае, требуется использовать своего рода автоматическую регулировку порога (АРП), чтобы правильно калибровать порог. Такую АРП относительно легко реализовать, поскольку модуль выходного скалярного произведения дает оценку  $(1024)^2 E_c$ . Эти выходные выборки можно направить на простой фильтр, где они будут усреднены для обеспечения некоторой помехоустойчивости, и масштабировать полученное среднее  $(W+R_{\max})/2$  для получения требуемого порога.

Этот подход представлен в нижнем правом фрагменте фиг.7, где элемент 132 получения модуля также подключен на прием значений  $d_k$  скалярного произведения. Элемент 132 полу-

чения модуля генерирует выходной сигнал, который указывает относительный модуль принятой входной последовательности. Затем этот модуль поступает на вход порогового фильтра 134, который, в свою очередь, усредняет значения и масштабирует полученное среднее коэффициентом  $(W+R_{\max})/2$  с целью получения нужного опорного порога. Этот опорный порог поступает на вход компаратора 136. В альтернативе, модульный элемент 132 и пороговый фильтр 134 можно заменить одним или несколькими дополнительными согласованными фильтрами (не показаны) и детектирование можно производить с использованием сравнений множественных выходных сигналов согласованного фильтра, а не сравнения с порогом. Например, выходные сигналы согласованного фильтра собираются по всему периоду внешнего ПШ, после чего выбирается наибольшее выходное значение.

Следует рассмотреть еще несколько аспектов реализации изобретения. Во-первых, схемы контроля времени и частоты используются в приемниках пользовательских терминалов для контроля хронирования внутренних ПШ кодов расширения. Использование таких схем контроля частоты более подробно рассмотрено в вышеуказанных патентах, касающихся обнаружения сигнала. Эти схемы контроля следует привлекать или задействовать до начала обнаружения внешнего ПШ. Это позволяет, насколько возможно, сохранить когерентность сигналов по используемым накоплениям 1024 элементов. Эти схемы контроля делаются устойчивыми к модуляции внешним ПШ за счет настройки их накопителей таким образом, чтобы они не выходили за пределы элемента внешнего ПШ. Однако, такие схе-

мы контроля частоты должны принимать свой входной сигнал непосредственно от сжимателя, поскольку фильтры пилот-сигнала не обладают устойчивостью к модуляции внешним ПШ, что желательно.

Во-вторых, генерирование локальной версии внешнего ПШ кода расширения отключается в ходе обнаружения внешнего ПШ. Как только хронирование внешнего ПШ разрешено, генератор локального внешнего ПШ активируется, чтобы начать удаление внешнего кода из принятых данных.

В-третьих, обнаружение внешнего ПШ кода расширения не должно начинаться до тех пор, пока схема контроля частоты не войдет в установившийся режим. Если обнаружение начинается, когда схема отслеживания частоты все еще находится в переходном режиме, калибровка порога может оказаться недостоверной вследствие колебаний, происходящих в  $E_c$  по мере изменения частотной ошибки. В общем случае необходима методика определения того, когда пороговое значение становится достоверным. В принципе, измерения, осуществляемые на стадии проверки, можно использовать для оценки  $E_c$  и соответствующего порогового значения. Тогда, обнаружение внешнего ПШ не допускается, пока фактическое пороговое значение не достигнет 90% от этой оценки. Как только значения скалярного произведения признаны достоверными, допускается также задержка  $W$  элементов внешнего ПШ с целью «загрузки» согласованного фильтра до того, как будет позволено тестировать порог детектирования.

Хотя вышеописанный вариант осуществления изобретения

представляет собой шаг вперед в области обнаружения сигнала, было обнаружено, что с использованием особых внешних ПШ кодовых последовательностей расширения можно достичь дополнительного усовершенствования. Иными словами, использование определенных последовательностей или типов последовательностей для построения внешнего ПШ кода расширения дополнительно повышает эффективность при использовании методики, соответствующей изобретению. Ниже приведен анализ формирования и использования таких последовательностей.

В общем случае, увеличение размера  $W$  и выбор соответствующего кода приводит к снижению вероятности ошибки (пропуски или ложные аварийные сигналы). Однако, выбор соответствующего кода важен еще и потому, что если значение  $R_{\max}$  возрастает с увеличением  $W$ , то повышение эффективности системы связи может оказаться весьма ограниченным даже при увеличении размера  $W$ . Это можно понять с помощью приближения, применяемого для получения оценки вероятности пропуска, которая имеет вид:

$$P_{\text{проп}} \approx Q \left( \frac{\frac{3}{8} N \frac{E_c}{I_o}}{\sqrt{\frac{1}{2} + N \frac{E_c}{I_o}}} \frac{1}{\sqrt{W}} \frac{W - R_{\max}}{\sqrt{W}} \right)$$

Где  $I_o$  это уровень помехового сигнала, связанный с приемом полезного сигнала.

Если значения  $E_c/I_o$  и  $N$ , длина внутреннего ПШ кода, фиксированы, и все полученные постоянные члены объединяются в единую постоянную  $C$ , это соотношение можно свести к упрощенной форме:

$$P_{\text{проп.}} \approx Q\left(C\left(\frac{W - R_{\text{max}}}{\sqrt{W}}\right)\right)$$

Труднее получить точную оценку вероятности ложного аварийного сигнала, ввиду большого количества возможностей для ложного аварийного сигнала в каждом периоде внешнего ПШ, а также, поскольку статистика при таких возможностях изменяется в зависимости от соответствующих значений автокорреляционной функции. Однако, можно с уверенностью утверждать, что вероятность ложного аварийного сигнала, как и вероятность пропуска, убывает как функция  $(W - R_{\text{max}}) / \sqrt{W}$ . В порядке весьма грубого приближения, можно говорить, что вероятность ложного аварийного сигнала выше по порядку величины, чем  $P_{\text{проп.}}$ , в силу многочисленных возможностей для ложного аварийного сигнала. Чтобы вывести более точную зависимость для вероятности ложного аварийного сигнала, как правило, лучше всего обратиться к моделям.

Из рассмотрения вышеприведенного второго соотношения можно видеть, что наивысшей эффективности, в общем случае, можно достичь, максимизируя разность между  $W$  и  $R_{\text{max}}$ , в то же время, сохраняя  $W$  по возможности малой. Конечно, сохранение  $W$  малой желательно также и с аппаратной точки зрения.

Выбор наилучшего кода для использования в изобретении осуществляется с использованием критерия выбора, основанного на частичной корреляции сигнала или кода, а не на полной корреляции. Исчерпывающий поиск по всем  $2^{288}$  возможным двоичным последовательностям длиной 288 не осуществляется

каждый раз, когда пользовательский терминал хочет обнаружить сигнал, но производится один или несколько раз в ходе построения системы связи с целью отыскивания подходящего кода. В противном случае, такой поиск был бы чрезмерно длительным и создавал бы нежелательные задержки связи. Поэтому, был разработан подход, весьма полезный или эффективный, хотя и не вполне оптимальный.

Согласно этой(му) методике или подходу, сначала выбирают согласованный фильтр длиной  $W$ . Затем генерируется или конструируется код из подпоследовательностей длиной  $W$  с использованием структуры:  $[A \ B \ B \ \dots \ B]$ . Например, положим, что выбранная длина  $W$  равна 24 элементам (согласованный фильтр длиной 24), и полная длина ПШ кода равна 288 элементов. Тогда обе подпоследовательности «А» и «В» имеют длину 24, и «В» появляется, в целом, 11 раз [т.е.,  $(288 \text{ элементов} - 24 \text{ элемента}) / 24 \text{ элемента}$  равно использованию «В», которое равно 11]. Затем строят согласованный фильтр с использованием подпоследовательности «А» с тем, чтобы приемник всегда коррелировал «А» с последовательностью из 24 элементов полного внешнего кода длиной 288. Это гораздо более быстрая операция, чем коррелирование с использованием всей последовательности.

Когда хронирование приемника пользовательского терминала должным образом выровнено с внешним ПШ кодом, результирующее корреляционное значение равно  $W$  (24), вне зависимости от выбора «А» или «В». Таким образом, корреляционное значение равно полному количеству  $W$  принятых элементов,

когда сигналы выровнены, и нулю, когда они не выровнены. Так что, одна из целей состоит в выборе таких значений для «А» и «В», чтобы минимизировать все периодические корреляции «В» с «А», а также минимизировать корреляции А с переходными зонами или участками «А» В» или «В А» повторяющегося ПШ кода. Заявители обнаружили, что эффективный выбор значений элементов для подпоследовательности «В» заключается в том, чтобы сделать все элементы равными либо +1, либо -1. Этот подход дает возможность осуществить исчерпывающий поиск наилучшей последовательности «А» за счет того, что W не слишком велико, и предоставляет внешний код расширения, который относительно легко генерировать.

Применение вышеописанной методики поиска привело к идентификации очень хорошего кода, согласованного с длиной двадцать четыре ( $W=24$ ), при  $R_{\max}$  равном нулю. Идентифицированный код обуславливает вероятности ошибки, которые на несколько порядков ниже (для  $W=24$ ), чем коды, построенные в соответствии с другими тестированными методиками, например, усечения m-последовательностей или псевдослучайного поиска. При  $E_c/I_o$ , равном -21 дБ, ожидается вероятность ложного аварийного сигнала меньшая  $10^{-4}$ , и еще меньшая вероятность пропуска. Следовательно, можно предположить, что использование кода, рассмотренного ниже, можно рассматривать как хороший компромисс между достижением малых вероятностей ошибки и сохранением согласованного фильтра по возможности более коротким.

Первые 24 бита этого кода, так называемый участок «А»,

представляет собой:

[-1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 -  
1 1]

при том, что все оставшиеся биты, образующие участок «В», равны 1. Отображая 1 на 0 и -1 на 1, можно преобразовать внешний ПШ в более компактную восьмеричную форму

6 5 4 7 2 3 7 2 0 ...0,

для хранения и извлечения. Иными словами, формат +/- 1 полезен для изучения корреляции и помехи, ПШ генераторы обычно работают в форматах 0/1, и в системах кодирования обычно используются восьмеричные коды.

Пример хронирования такого кода по 288-элементному периоду относительно процесса фильтрации представлен на фиг.9. Согласно фиг.9, элементы полезного внешнего кода 170 размещаются на 24-битовом переменном участке 172, за которым следует 264-элементный или -битовый участок 174 постоянного значения «1». Для сравнения показан также участок 176 более длинного псевдослучайного кода, который также можно использовать для осуществления изобретения, согласно тому, как это раскрыто выше.

Может быть, удобнее хранить дифференциально-кодированный внешний ПШ код или последовательность или последовательности в передающей схемотехнике станции межсетевого сопряжения, чем хранить некодированную версию и обеспечивать аппаратную реализацию дифференциального кодера для обработки данных, как представлено на фиг.4. Это позволило бы упростить аппаратуру за счет исключения умно-

жителя 92 и элемента 94 задержки для каждого из многочисленных каналов, обрабатываемых на станции междетового сопряжения. Для достижения этого упрощения, можно принять соглашение относительно хранения дифференциально-кодированных последовательностей в элементах памяти или хранения, используемых в передатчике, согласно которому они инициализируются на 1 в символике  $\{1, -1\}$  или на 0 в символике  $\{0, 1\}$ . Используя этот подход и сохранения дифференциально-кодированный ПШ код, получаем первые дифференциально-кодированные 24 бита вышеупомянутой последовательности в следующем виде:

$[-1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1]$

при том, что все оставшиеся 264 бита или элемента равны -1.

К сожалению, хранение дифференциально-кодированной версии этого внешнего ПШ кода расширения страдает небольшим недостатком. По завершении дифференциального кодирования по одному полному периоду внешнего ПШ кода, состояние памяти передатчика или дифференциального кодера, т.е. сохраненных значений, оказывается противоположным тому, которое было в начале периода внешнего ПШ. Это значит, что при повторном кодировании внешней ПШ последовательности формируется дифференциальная кодовая последовательность с периодичностью  $2 \times 288$  элементов, при этом вторая половина последовательности является дополнительной к первой половине.

Чтобы справиться с этой проблемой, можно использовать разные подходы. Во-первых, некодированный внешний ПШ код

можно хранить в течение одного периода и осуществлять дифференциальное кодирование в режиме реального времени. Во-вторых, все  $2 \times 288$  битов дифференциально-кодированного внешнего ПШ кода расширения можно хранить в течение одного периода внешнего ПШ. В-третьих, можно сменить значение одного бита, находящегося между 48-м и 264-м битами некодированной внешней ПШ кодовой последовательности. Это простое действие сохраняет  $R_{\max}=0$  и делает период кодированного внешнего ПШ равным 288 битам. В-четвертых, можно сменить 24-бит некодированного внешнего ПШ кода. Это действие сохраняет строку из 264 единиц и делает период некодированного внешнего ПШ кода расширения равным 288 битам. Однако, согласно последней методике, может быть, придется пожертвовать эффективностью, поскольку  $R_{\max}$  будет равно двум.

Когда  $W$  равна 24, заданный выше внешний ПШ код дает  $R_{\max}$  равный нулю, но  $|R|_{\max}$  равен восьми. Если по некоторым причинам требуется использовать внешний ПШ код с малым значением  $|R|_{\max}$ , то следующий код в восьмеричной форме:

7 1 3 2 1 0 7 7 7 ...7,

или, после преобразования в двоичную форму:

[-1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1  
-1 -1 -1 -1 1 1 1 ...1]

обеспечивает значение  $|R|_{\max}$ , равное четырем.

Моделирование производилось с использованием выбранного выше ПШ кода расширения и схемы обнаружения, представленной на фиг.7. Даже низкой интенсивности пилот-сигнала, характе-

ризуемой  $E_c/I_o = -22$  дБ, вероятности ошибки были столь малы, что в 100000 моделированных испытаний не оказалось ни одной ошибки, будь то пропуск или ложный аварийный сигнал. Это вероятность того, что система неправильно указывает, соответственно, неточность или точность хронирования ПШ кода расширения. Аналитическое приближение для метода АРП позволило оценить вероятность пропуска при  $E_c/I_o = -22$  дБ равной, примерно,  $3.4 \times 10^{-6}$ . При дальнейшем снижении значения  $E_c/I_o$  до  $-25$  дБ, аналитическое приближение вероятности пропуска было около  $1 \times 10^{-3}$ . При использовании способа АРП, соответствующие результаты для 100000 испытаний представляли собой: вероятность пропуска - около  $2.6 \times 10^{-4}$  и вероятность ложного аварийного сигнала - около  $7 \times 10^{-4}$ . Использование вышеупомянутого метода отбора наибольшего значения для 100000 испытаний дает вероятность пропуска менее  $1 \times 10^{-5}$  и вероятность ложного аварийного сигнала менее  $1 \times 10^{-5}$ . Таким образом, в 100000 испытаний не было обнаружено ни одного пропуска или ложного аварийного сигнала.

Если требуются еще меньшие вероятности ошибки, согласно одному рентабельному подходу требуется двухпроходное тестирование. Оно легко реализуется простым ожиданием в течение периода 288 внешних элементов после того, как произошло детектирование внешнего ПШ кода, и повторным тестированием определения хронирования. Вероятность наличия ложного аварийного сигнала в обоих независимых тестированиях хронирования равна квадрату вероятности ложного аварийного сигнала за

один проход. Например, при использовании двухпроходного тестирования в рамках метода АРП при  $E_c/I_o = -25$  дБ вероятность ложного аварийного сигнала изменяется от  $7 \times 10^{-4}$  до, примерно,  $4.9 \times 10^{-7}$ . Потеря времени, сопряженная с таким вторым проходом, составляет дополнительные 240 мс.

Представленный выше ПШ код дает внешний ПШ код, состоящий из короткого отрезка квазислучайных значений длиной 24 элемента и длинного отрезка постоянного значения, состоящего из 264 элементов. Был также рассмотрен альтернативный ПШ код, который выглядит псевдослучайным по всей своей длине в 288 элементов и может быть легко сформирован усечением m-последовательности.

Этот внешний код представляет собой подпоследовательность, вырезанную из m-последовательности длиной 511. Характеристический полином имеет вид:

$$Q(Z) = 1 + z^3 + z^4 + z^6 + z^9$$

Структура генератора, предназначенного для генерирования такого кода, изображена в виде конфигурации LFSR Галуа на фиг.10. Исходное состояние (содержимое регистров) должно быть [00010010]. Первые девять сегментов выбранной последовательности представляют собой 010000110, при этом самый левый является первым элементом. Этот генератор подлежит 288-кратному тактированию с последующим сбросом в исходное состояние для обеспечения нужной кодовой последовательности. Таким образом, внешняя ПШ последовательность повторяется каждые 288 элементов или один период внешнего элемента.

В результате получается код с максимальной непиковой

корреляцией, равной 12 в интервале корреляции размером 48. Он может обеспечить более высокую эффективность по сравнению с предыдущим кодом, который был специально оптимизирован для согласованного фильтра длиной 24. Он обеспечивает приемлемый уровень эффективности при единичном поиске. Неусеченные коды приведены в «Связь с расширением по спектру» ("Spread spectrum communications"), т.1, Симон и др., таблица 5.8.

Однако, способ детектирования при помощи согласованного фильтра, используемый согласно вышеприведенному варианту осуществления может не так хорошо работать с этим альтернативным ПШ кодом. Даже если удвоить длину фильтра до 48 бит, вероятность недетектирования правильного хронирования сигнала ( $1-P_{\text{детект}}$ ) более, чем на порядок превышает ту же вероятность для альтернативного кода при данной фиксированной вероятности ложного аварийного сигнала. Поэтому, ниже представлен другой вариант осуществления схемы обнаружения ПШ кода. Главная идея состоит в сборе блока сегментов внешнего ПШ из выходного сигнала элементов 124<sub>A</sub>, 124<sub>B</sub> и 128 дифференциального декодера с последующим коррелированием этого блока со всеми возможными выравниваниями локального опорного сигнала для внешнего ПШ кода расширения. Схема обнаружения сигнала для достижения этого корреляционного процесса представлена на фиг.11.

Согласно фиг.11, участки сжатия и дифференциального декодирования устройства обнаружения сигнала остаются неизменными относительно конфигурации, изображенной на фиг.7. Однако, согласованный фильтр 130, который принимал элементы

$d_k$  внешнего ПШ кода, заменен здесь буфером 140 и блок-коррелятором 142. Фактический размер буфера 140 и блоков данных, используемых в блок-корреляторе 142, определяется в соответствии с конкретным применением и рабочими параметрами системы связи, которые известны в данной области техники. Таким образом, эти размеры определяются сложностью схемотехники и временем на обработку блоков данных, а также требованиями к скорости и точности обнаружения.

При рассмотрении этого варианта осуществления в качестве репрезентативного значения, размер равный 48 элементам, используется лишь в иллюстративных целях. В этом примере, буфер 140 собирает 48 элементов внешнего ПШ кода или элементов по периоду 48 внешних элементов, после чего переносит их в виде блока данных на блок-коррелятор 142 для обработки. После вывода данных из блок-коррелятора 142, он начинает прием и буферизацию следующих 48 внешних элементов.

Более подробно пример блок-коррелятора 142 представлен на фиг.12. Когда блок элементов декодированного внешнего ПШ кода переносится на коррелятор 142, отдельные сегменты сохраняются в последовательных ячейках памяти от ДАННЫЕ (0) до ДАННЫЕ (47) в элементе 144 памяти или хранения, именуемом также блоком данных. Локальная двоичная (+/- 1 в данной модели) копия внешнего ПШ кода последовательно хранится в следующих друг за другом ячейках памяти от ПШ(0) до ПШ(287) в элементе 146 памяти, именуемом также блоком внешнего кода. Каждый из этих блоков имеет линию или шину вывода, которая подключена ко входу накопителя 148. Выходной сигнал блока

144 данных направляется на вход данных накопителя 148, а выходной сигнал блока 146 внешнего кода направляется на управляющий вход сложения/вычитания накопителя 148.

Двоичные значения, извлеченные из блока 146 внешнего ПШ кода, используются для управления линиями сложения/вычитания накопителя 148 с тем, чтобы они определяли, подлежит ли текущее значение, извлеченное из блока 144 данных, сложению или вычитанию с (из) текущим(его) содержимым(ого) накопителя. Накопитель 148 вычисляет или генерирует корреляцию данных с локальным ПШ кодом расширения при каждом возможном сдвиге по времени локального ПШ кода. В общем случае, один сдвиг по времени тестируется для каждого из 288 проходов по данным.

Наибольшее корреляционное значение и его соответствующий индекс сохраняется в еще одной ячейке памяти 150, которая может составлять часть накопителя 148. Значение этого индекса затем сообщается контроллеру 110 или другой схемотехнике обнаружения сигнала в качестве наилучшей оценки правильного выравнивания внешнего ПШ кода расширения. Ниже приведено псевдопрограммное представление этапов, используемых в этой обработке. Эти этапы повторяются каждый раз, когда новый блок элементов декодированного внешнего ПШ кода переносится в блок-коррелятор 142.

Этапы обработки, осуществляемые блок-коррелятором 142 выражаются в виде этапов процедуры:

Установить значения  $R_{\max}$  и  $R_{\max\_i}$  равными 0

Цикл по  $R_i$  от 0 до 287

$R=0$

Цикл по  $j$  от 0 до 47

$R=R+\text{Данные}(j) * \text{ПШ}((R_i+j) \bmod 288)$

Конец\_цикла

При условии  $R > R_{\max}$

$R_{\max}=R$

$R_{\max\_i}=R_i$

Конец\_условной\_операции

Конец\_цикла

Эта простая процедура обработки данных сначала устанавливает значения  $R$ ,  $R_{\max}$  и  $R_{\max\_i}$  равными 0, где « $i$ » это индексное значение того или иного временного или фазового сдвига кода. Иначе говоря, это количество элементов, на которые сдвинут код. Затем, для каждого  $R_i$ , принимающего значения от 0 до 287, значения  $R$  определяется для каждого из 48 значений данных, т.е. для  $j$ , принимающего значения от 0 до 47, согласно соотношению:

$R=R+\text{Данные}(j) * \text{ПШ}((R_i+j) \bmod 288)$

Каждый раз при определении  $R$  оно сравнивается с  $R_{\max}$ , и, если вычисленное значение  $R$  больше текущего сохраненного значения  $R_{\max}$ , то  $R_{\max}$  устанавливается равным этому значению  $R$ , а  $R_{\max\_i}$  устанавливается равным  $R_i$ . Поэтому, каждый раз, когда  $R$  превышает  $R_{\max}$ , это значение  $R$  выбирается в качестве нового значения для  $R_{\max}$ , и значение  $R_i$ , при котором получен этот результат, записывается как  $R_{\max\_i}$ . В конце обработки значение  $R_{\max\_i}$  предоставляет искомую информацию хронирования.

Один недостаток второго предложенного ПШ кода по сравнению с первым состоит в том, что для его применения требуется более мощное аппаратное обеспечение, главным образом, память и соответствующую схемотехнику сохранения, поиска и извлечения. Этот ПШ код также требует относительно более высокой скорости вычислений для буферизации и обработки блоков декодированных внешних элементов. В то же время, даже при использовании более длинных блоков, статистика детектирования и ложных аварийных сигналов (основанная на одном блоке) может быть, а может не быть столь хорошей, как найденная для первого предложенного ПШ кода. Ожидалось, что они будут примерно эквивалентны, однако, было обнаружено, что расширяемость альтернативного внешнего ПШ кода и возможность повторных проходов без ожидания всего периода внешнего ПШ стоят усложнения вычислений. Поэтому, вместо специального кода [A B B... B] можно использовать более случайный внешний код. Это значит, что можно также использовать более длинный интервал корреляции  $W=48$ . Оказывается, что он является настолько длинным, что соответствующую таблицу ПШ кодов можно также найти в литературе. Один из табличных кодов дает эффективность, эквивалентную (или немного лучше) эффективности особого кода, согласованного с  $W=24$ .

Согласно рассмотренному выше, чтобы второй раз просмотреть хронирование или выравнивание внешнего ПШ для проверки правильности обнаружения хронирования или выравнивания, в случае первого предложенного ПШ кода, требуется ожидать в течение периода «B» ПШ кода и повторно загрузить

участок «А». Таким образом, проходит почти 240 мс (период внешнего кода), пока в согласованный фильтр 130 вновь не загрузится нужная часть внешнего ПШ кода. При подходе альтернативного ПШ кода второй просмотр можно использовать даже на следующем блоке элементов декодированного внешнего ПШ кода. Например, с использованием блока размером в 48 декодированных элементов, процесс корреляционного тестирования или обработку (тестирование каждого из 288 проходов данных) можно повторять несколько раз в течение одного периода внешнего ПШ. Возможность принятия решения по обнаружению на основании повторных тестов при практически отсутствующем периоде ожидания более, чем компенсирует дополнительную сложность вычислений, в общем случае, обусловленную единичным тестированием с использованием альтернативного ПШ кода.

Дополнительные достоинства использования более случайного внешнего ПШ кода состоят в том, что все участки альтернативного внешнего ПШ кода несут информацию. Это делает альтернативный внешний ПШ код более устойчивым к средам с пакетами ошибок, поскольку позволяет использовать любой блок декодированных элементов. Напротив, в первом предложенном ПШ коде расширения можно использовать только ограниченный участок «А». Кроме того, ПШ код расширения, использующий длинный участок фиксированного значения не обладает расширяемостью, поскольку он разработан исключительно для оптимизации эффективности при наличии детектора в виде согласованного фильтра длиной  $N$ , в данном случае,  $N=24$ .

Участок «В» этого кода является неизменяемым и не позволяет повышать эффективность, при изменении остальных участков схемотехники обнаружения, например, увеличении памяти или размера блок-коррелятора и т.д. Однако, альтернативный ПШ код расширения, будучи в большей степени псевдослучайным по всей своей длине, допускает более радикальные модификации.

Согласно вышеприведенным утверждениям, операция с внутренним кодом не обязательно является «первой», а с внешним кодом – «второй». Термины «первый» и «второй» используются в целях ясности описания и удобства обозначения. Это можно рассматривать, фактически, как создание нового, более длинного кода с некоторыми, специально приспособленными признаками, который является произведением этих двух кодов. Порядок работы для передающей стороны (передатчика) или демодулятора данных может быть разным, т.е. применение этих последовательностей расширения можно осуществлять в разном порядке. К данным можно сначала применять внутренний код, а затем внешний код, или же сначала применять внешний код, а затем внутренний код. Альтернативно, осуществляется отдельная операция объединения кодов с последующим использованием их для расширения. Однако, поисковый приемник чувствителен к порядку осуществления операций. В данном случае, сначала осуществляется сжатие по внутреннему коду, иначе говоря, для сжатия используется внутренний код. Таким образом, для обнаружения, осуществляемого поисковым приемником, важно, что внутренний ПШ код является первым, а внешняя ПШ последовательность является второй.

Очевидно, что процесс обнаружения представляет собой «двухэтапный» процесс, который иногда называют «захватом». В действительности, беспроводной блок или телефон сначала быстро обнаруживает внутренний код, а затем обнаруживает внешний код. Использование такого «двухэтапного» подхода означает, что количество гипотез можно в значительной степени снизить. Это легло в основу использования этого подхода в системах связи.

Обнаружение можно рассматривать с того момента, когда о хронировании внутреннего и внешнего кодов ничего не известно. Большое количество гипотез относительно внутреннего кода тестируется, пока не появится уверенность, что хронирование кода обнаружено. Существует довольно много гипотез, и этот процесс занимает значительное время. Все это время внешний код полностью игнорируется. При этом, хронирование внутреннего кода обнаруживается с разрешением в 1 элемент и неоднозначностью 1024 элемента, для этого примера, другие длины внутреннего кода дают соответствующие значения неопределенности. После отыскания хорошей гипотезы (согласования синхронизации кода) и сжатия принятой формы волны с помощью внутреннего кода, который был детектирован или найден, форма волны поступает на внешний детектор. Внешний детектор определяет, каков внешний сдвиг, выдавая или предоставляя некоторую дополнительную информацию хронирования. На этом втором этапе достигается хронирование с разрешением в 1024 элементов (длина внутреннего кода) и неоднозначностью  $1024 \cdot 288$  элементов (произведение длин внутреннего и внешнего

кодов). В результате, мы имеем хронирование с разрешением в 1 элемент и неоднозначностью в 294912 элементов.

Еще раз подчеркивая роль внешнего кода в работе системы связи, укажем, что внешний код не осуществляет канализирование или разделение пользователей или пользовательских сигналов. Когда на общепринятой обратной линии сотовой связи используется объединение двух ПШ кодов, канализирование обеспечивается за счет длинного кода (а не кодов расширения). В данном случае внешний код фактически снабжает систему связи более длинной временной шкалой, чем это было бы возможно при помощи одних только внутренних кодов. При этом не происходит значительного возрастания времени обнаружения.

Полученная, таким образом, более длинная временная шкала обеспечивает, по меньшей мере, два преимущества. Во-первых она обеспечивает хронирование кадра без необходимости вычислять большое количество метрик ошибок, например, при проверках циклическим избыточным кодом (ЦИК), чтобы тестировать множественные гипотезы хронирования кадров. Во-вторых, она позволяет однозначно идентифицировать пучки по сдвигам их внешних ПШ. Для этого внутренние ПШ коды слишком коротки (когда используются необходимые длины и периоды) относительно вариаций задержки на луче.

Влияние на время обнаружения минимизируется, поскольку хронирование можно обнаружить в два этапа. Сначала тестируется  $n=1024$  возможных вариантов хронирования внутреннего кода, а затем,  $m=288$  вариантов хронирования внешнего кода.

Поэтому, всего тестируется  $n+m = 1312$  гипотез. Если просто сделать внутренний код достаточно длинным, чтобы разрешать неоднозначности хронирования, потребуется тестировать  $n*m = 294912$  гипотез. Другими словами, поиск надлежит производить по двухмерной сетке гипотез хронирования, по одной оси которой отложено 1024 внутренних сдвигов, а по другой оси - 288 внешних сдвигов. Однако, использование внешнего ПШ, отвечающего изобретению, позволяет беспроводному блоку за один раз производить поиск в одном измерении вместо того, чтобы тестировать каждую ячейку сетки.

В результате применения хронирования внешнего ПШ со сдвигами порядка 15 мс, времени на получение идентификации пучка хватает даже при наличии переменной задержки на луче. Это полезно для согласования при передаче обслуживания, которая осуществляется на станциях межсетевого сопряжения в спутниковой системе, и с целью определения сдвига пилот-сигнала относительно системного времени для мягкой передачи обслуживания, а также для правильного измерения дельта- $t$  или разностей времени и фазы для позиционирования. Это избавляет от необходимости независимо демодулировать и обрабатывать каждый новый лепесток с целью идентификации лепестка.

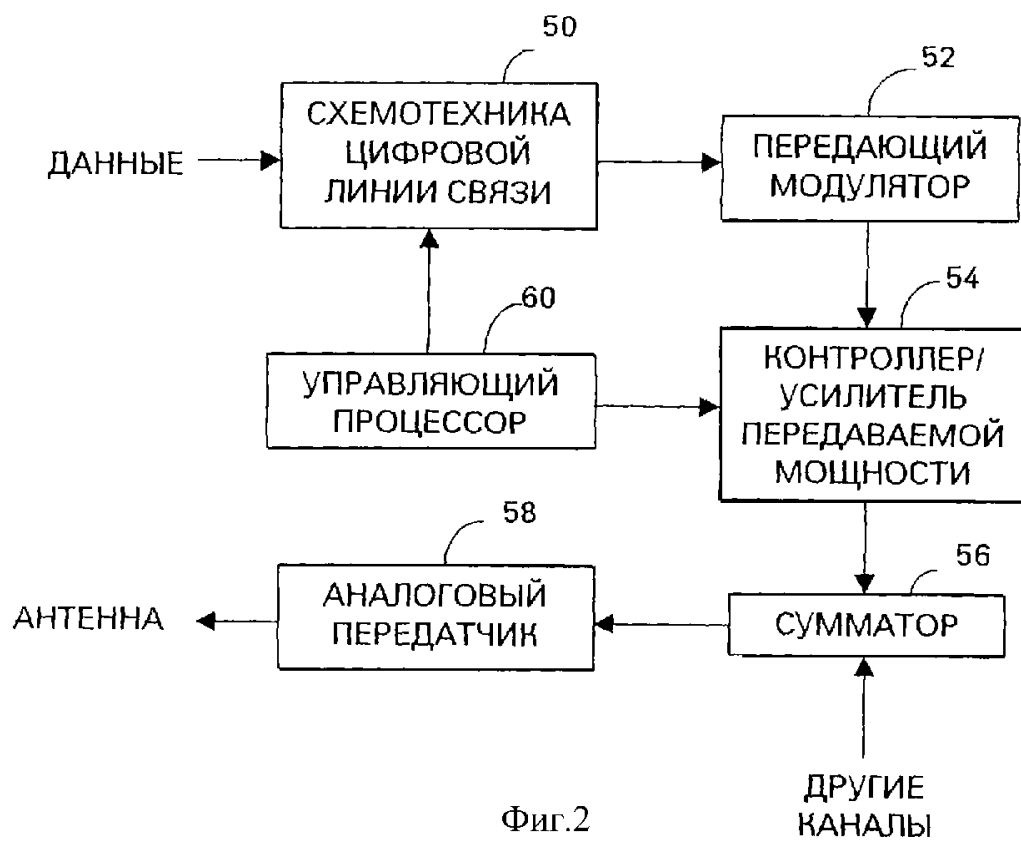
Использование внешнего ПШ кода в качестве дифференциально-кодированной последовательности повышает эффективность телефонного или иного приемного блока в ходе обнаружения хронирования внешнего ПШ. Внешний ПШ код можно детектировать или декодировать с использованием дифференциальной схемы, которая работает в широком диапазоне частотных сдви-

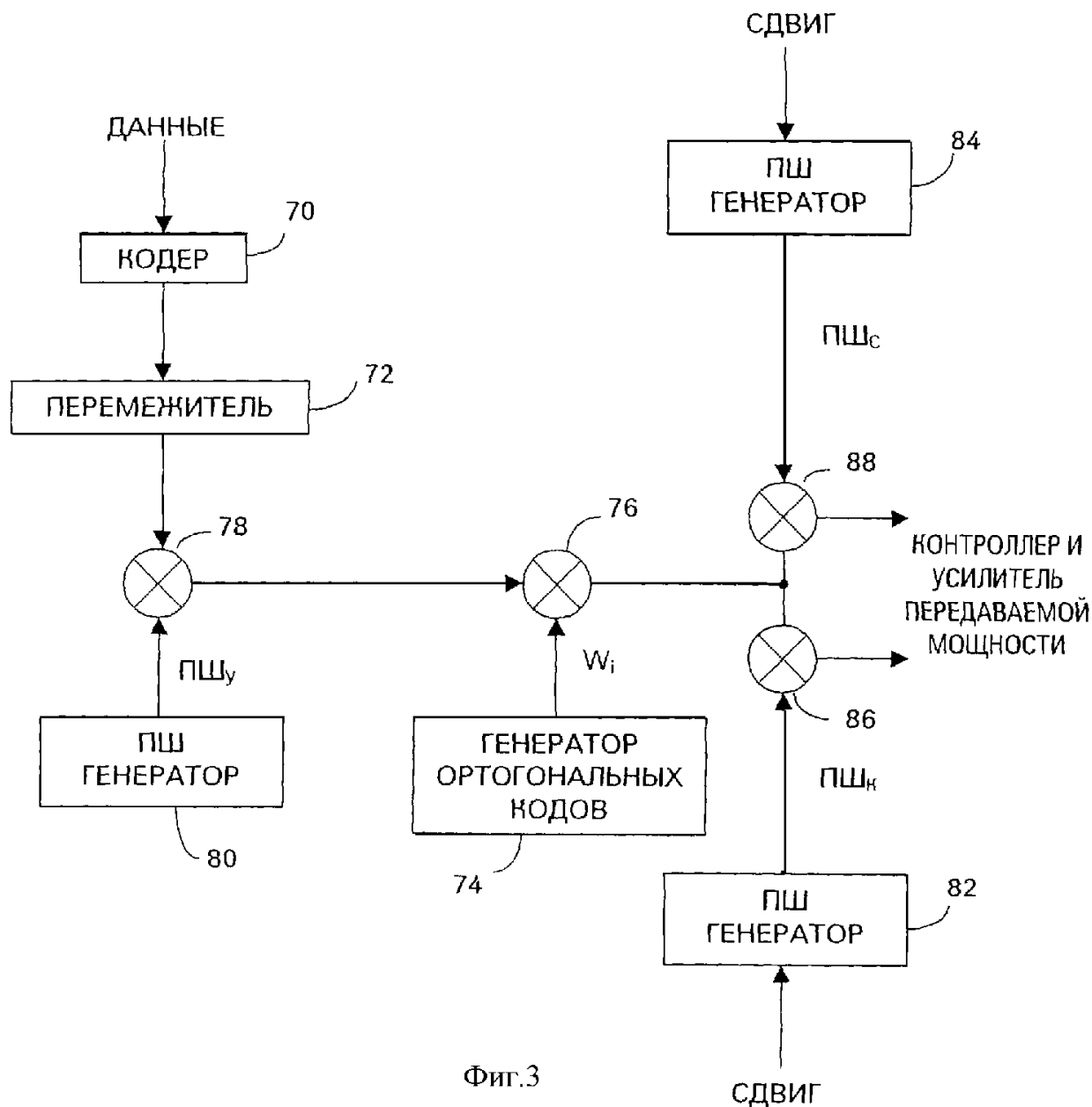
гов. Спектрально-белые последовательности имеют преимущество в плане минимизации времени, необходимого для обнаружения, но это не является обязательным условием. В качестве внешнего кода можно использовать любую подходящую псевдослучайную двоичную последовательность.

Вышеприведенное описание предпочтительных вариантов осуществления изобретения позволяет специалистам в данной области техники реализовать настоящее изобретение. Для специалистов очевидным является возможность внесения в эти варианты осуществления разнообразных модификаций, а также применения основных принципов, определенных в нем, к другим вариантам осуществления без необходимости решения изобретательской задачи. Таким образом, настоящее изобретение не ограничено представленными вариантами осуществления, а соответствует широкому объему охраны, определяемому раскрытыми принципами и признаками.

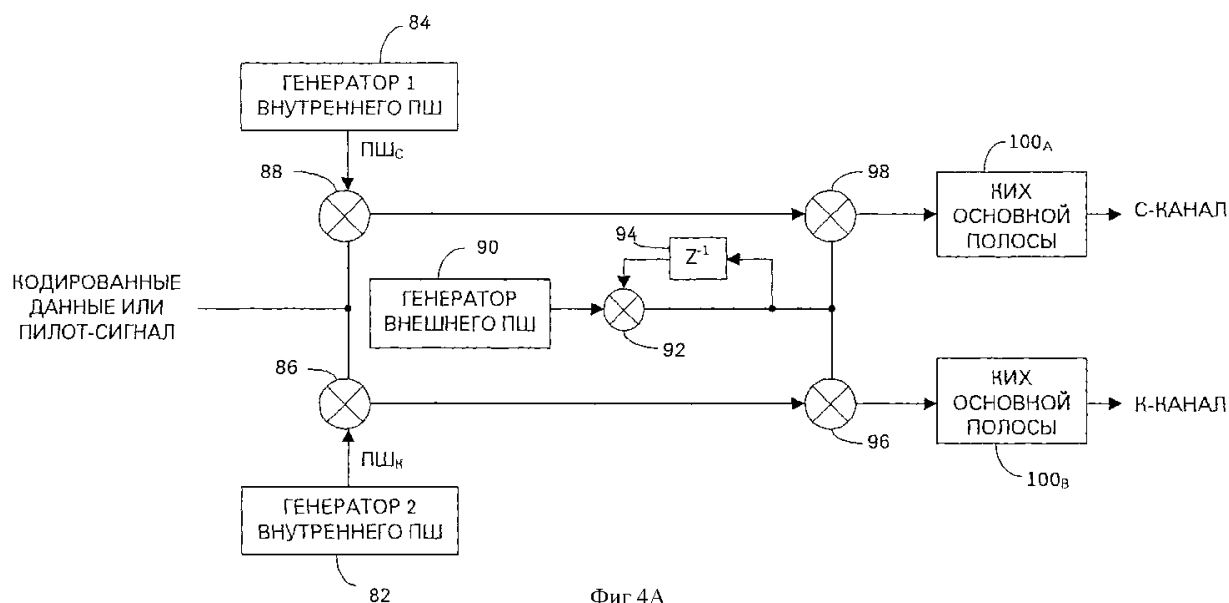
RU 2 2 2 1 3 3 7 C 2

RU 2 2 2 1 3 3 7 C 2

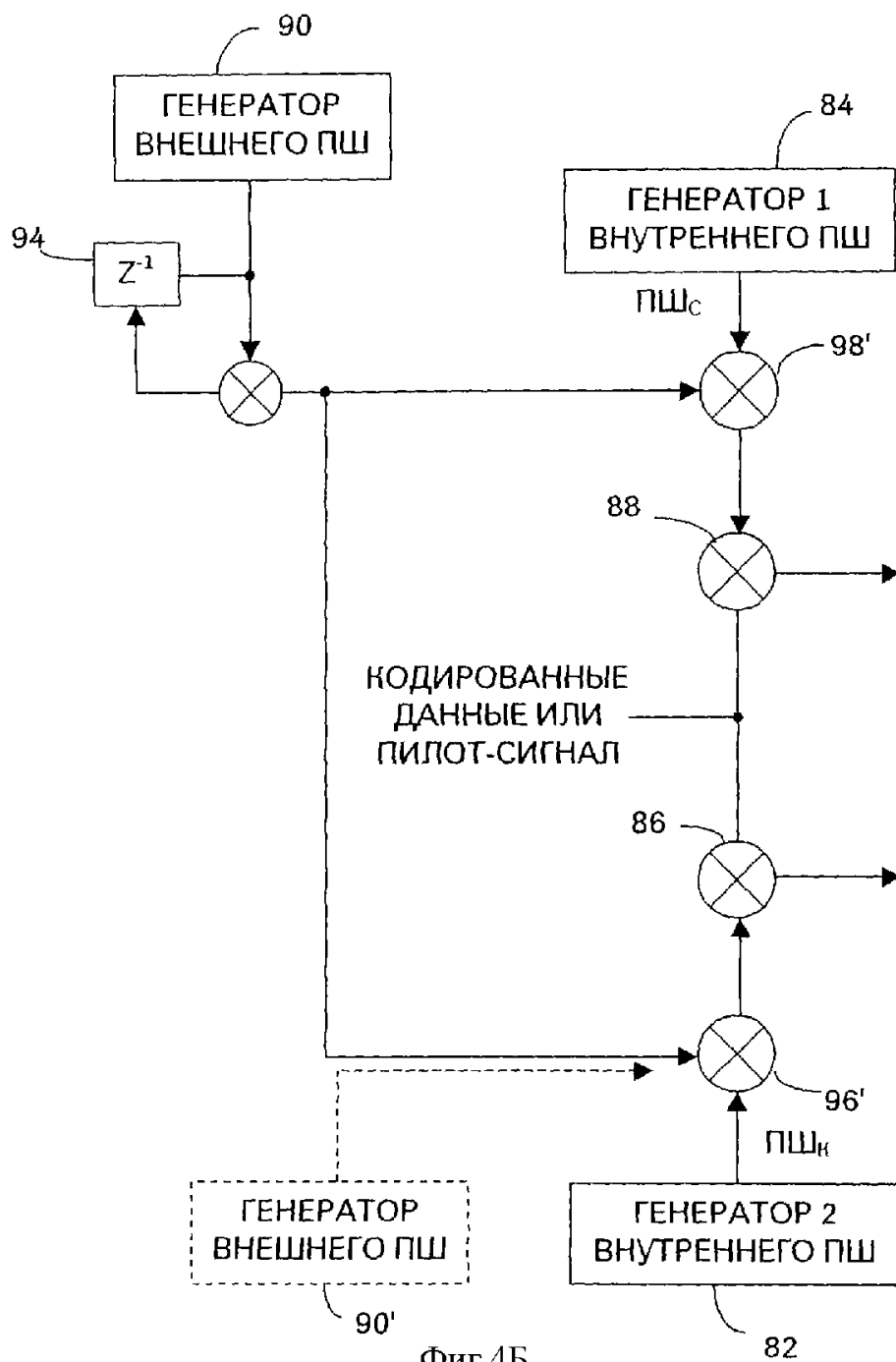




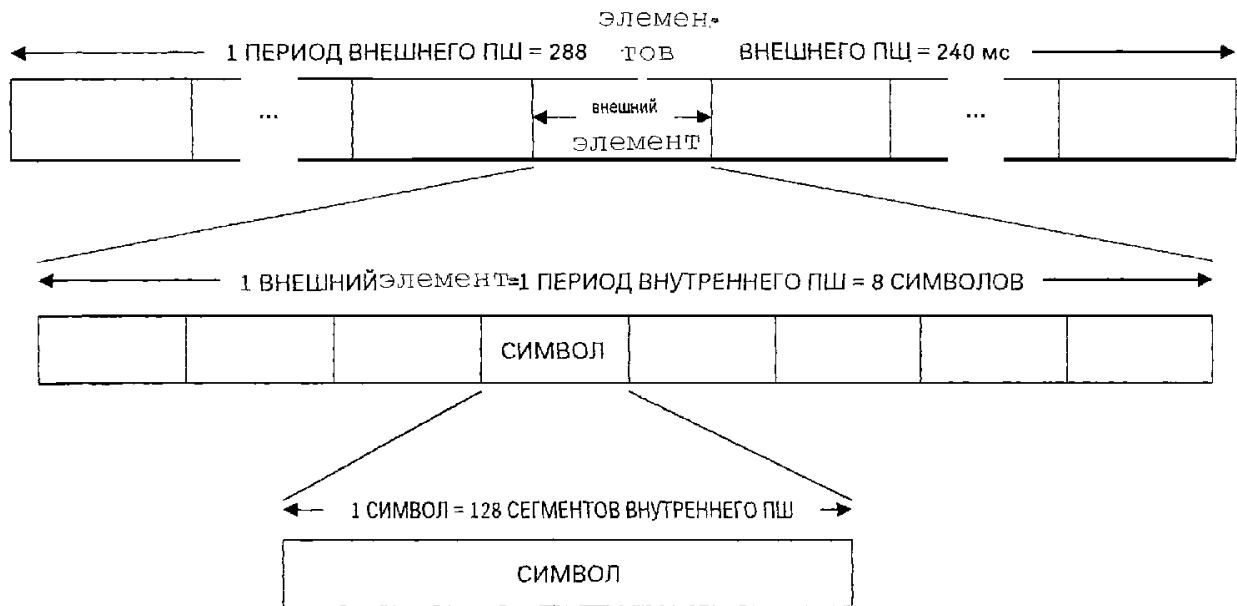
Фиг.3



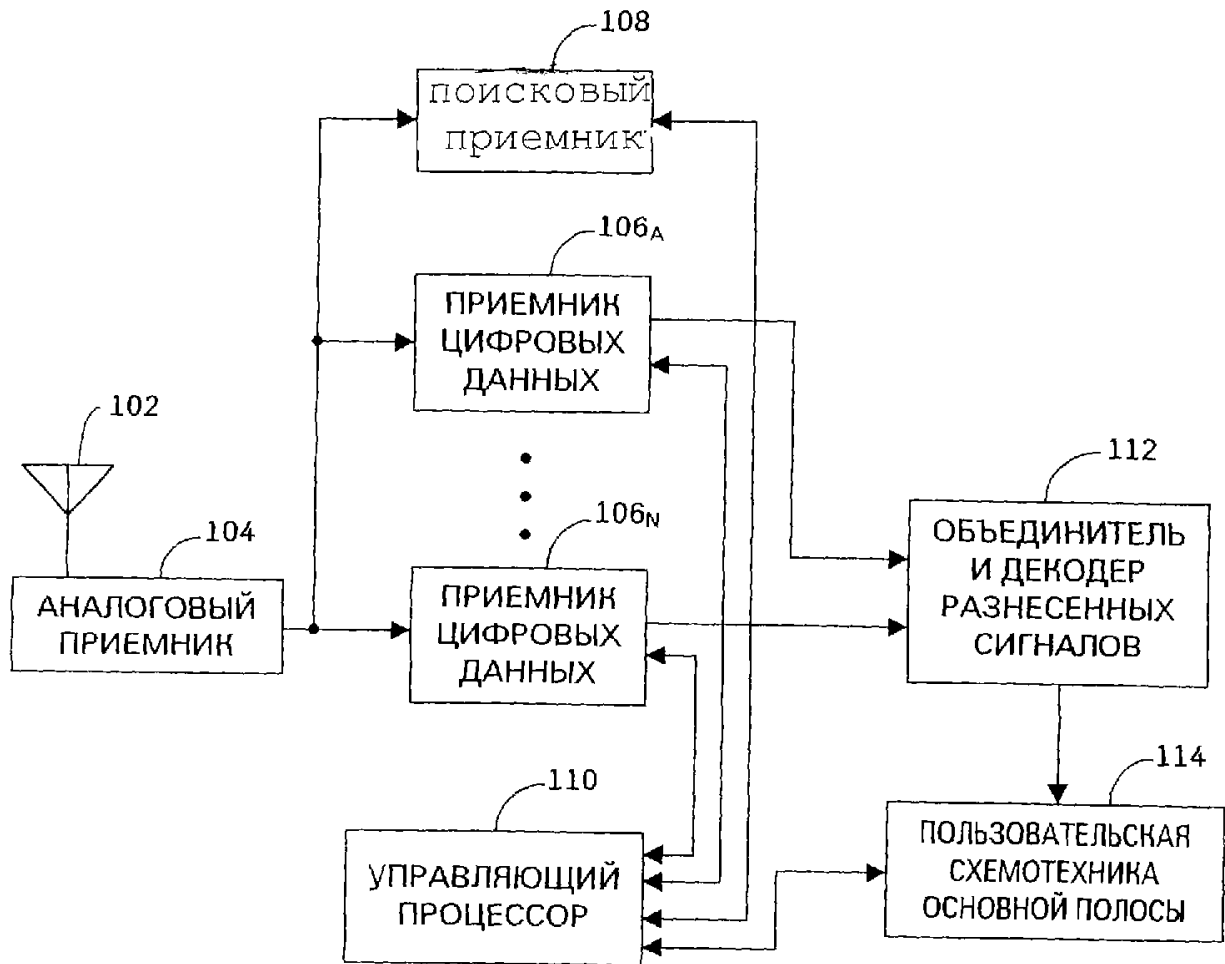
Фиг.4А



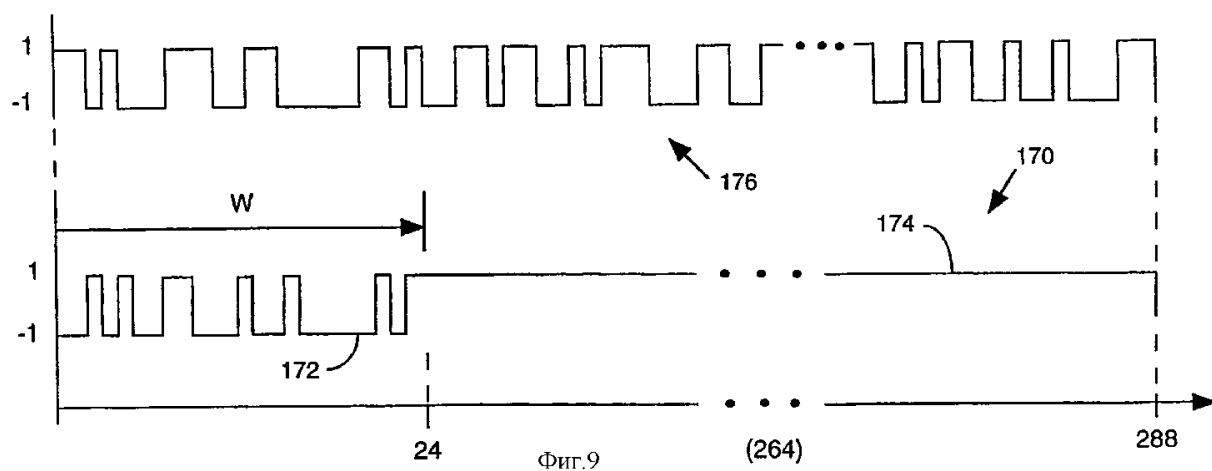
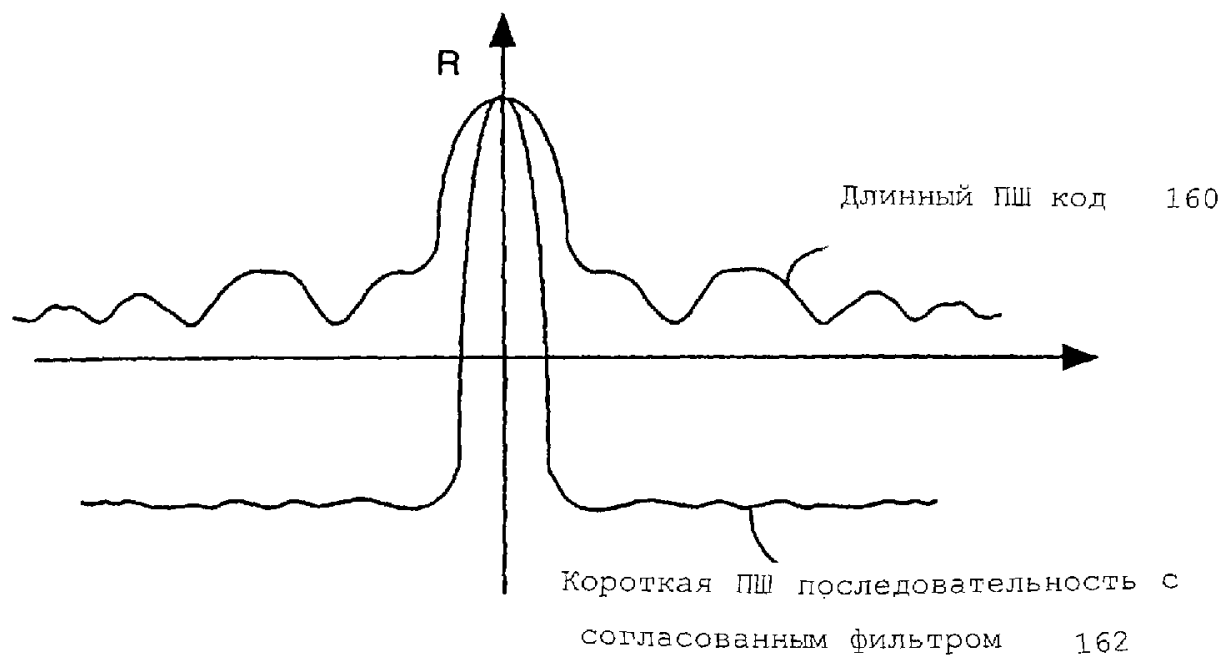
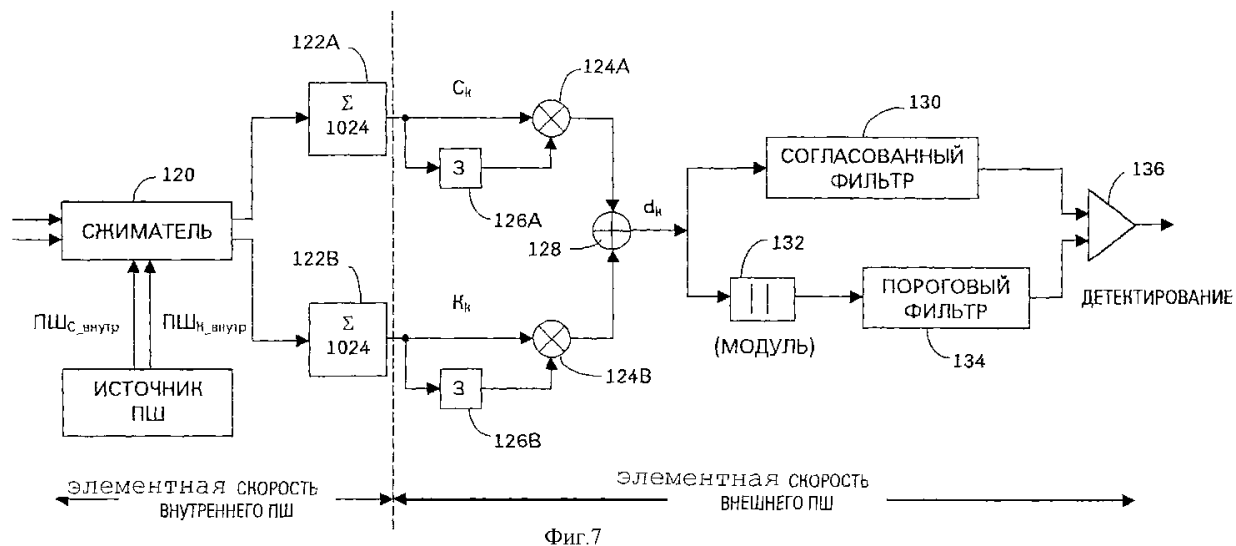
Фиг.4Б

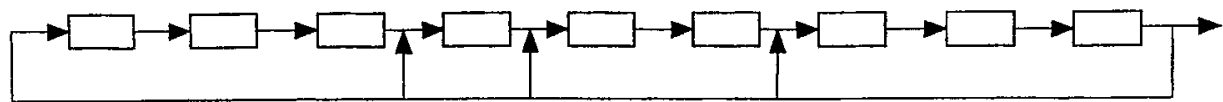


Фиг.5

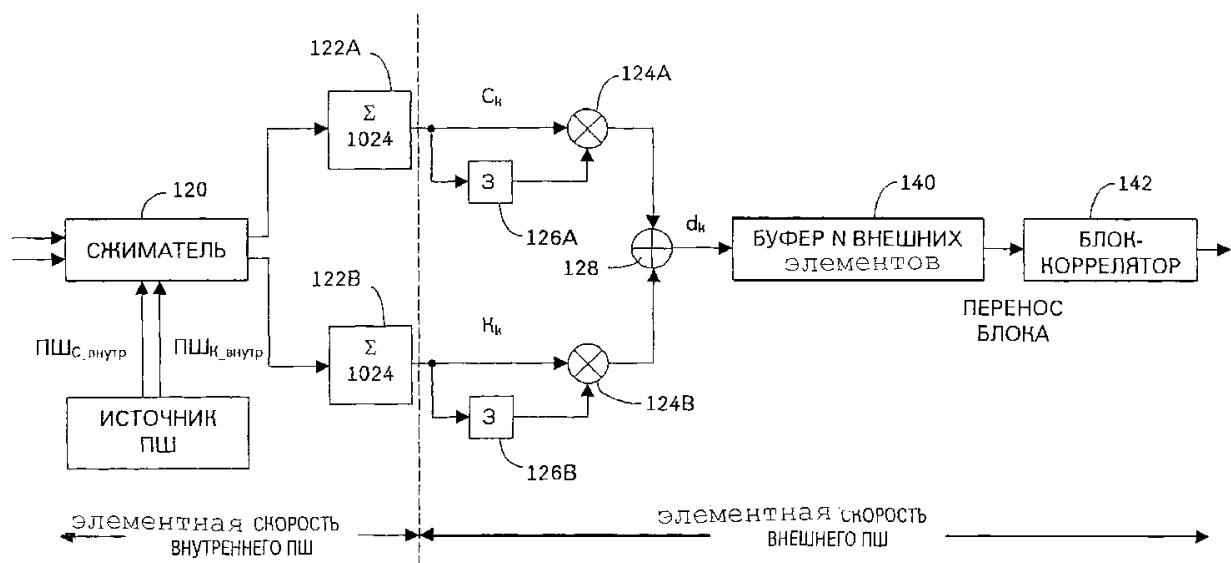


Фиг.6





Фиг.10



Фиг.11

