



ДЕРЖАВНА СЛУЖБА
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІ
УКРАЇНИ

УКРАЇНА

(19) UA (11) 95776 (13) C2
(51) МПК (2011.01)
G01L 21/00

ОПИС ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(54) СИСТЕМА, СПОСІБ ТА ПРИСТРІЙ ГЕНЕРУВАННЯ ЗБУДЖЕННЯ В ДІАПАЗОНІ ВИСОКИХ ЧАСТОТ

1

2

(21) а200712057

(22) 03.04.2006

(24) 12.09.2011

(86) PCT/US2006/012234, 03.04.2006

(31) 60/667,901

(32) 01.04.2005

(33) US

(31) 60/673,965

(32) 22.04.2005

(33) US

(46) 12.09.2011, Бюл.№ 17, 2011 р.

(72) ВОС КОН БЕРНАРД, US, КАНДХАДАЙ АНАН-
ТХАПАДМАНАБХАН А., US

(73) КВЕЛКОММ ІНКОРПОРЕЙТЕД, US

(56) US 5455888 A; 03.10.1995

XP 010803767; 07.05.2001

WO 03044777 A; 30.05.2003

EP 1300833 A2; 03.04.2009

(57) 1. Спосіб генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот, що містить етапи, на яких:

гармонійно розширюють спектр сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження; розраховують обвідну в часовій ділянці сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження;

модують сигнал шуму відповідно до обвідної в часовій ділянці; і

розраховують зважену суму (А) гармонійно розширеного сигналу на основі результату згаданого гармонійного розширення і (В) модульованого сигналу шуму на основі результату згаданого модулювання,

при цьому вузькосмуговий сигнал збудження оснований на залишковому мовному сигналі, і

при цьому розрахунок зваженої суми включає у себе зважування гармонійно розширеного сигналу відповідно до першого вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з часом, і основане на параметрі, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності мовного сигналу, і при цьому сигнал збудження в діапазоні високих частот оснований на зваженій сумі.

2. Спосіб за п. 1, у якому згадане гармонійне розширення містить етап, на якому застосовують нелінійну функцію до сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження.

3. Спосіб за п. 2, у якому згадане застосування нелінійної функції містить етап, на якому застосовують нелінійну функцію в часовій ділянці.

4. Спосіб за п. 2, у якому нелінійна функція являє собою нелінійну функцію без пам'яті.

5. Спосіб за п. 2, у якому нелінійна функція є не змінюваною за часом.

6. Спосіб за п. 2, у якому нелінійна функція містить щонайменше одну з функцій: функцію абсолютного значення, функцію піднесення у квадрат і функцію обмеження.

7. Спосіб за п. 2, у якому нелінійна функція являє собою функцію абсолютного значення.

8. Спосіб за п. 1, у якому згаданий розрахунок обвідної в часовій ділянці сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження, включає у себе етап, на якому зчитують обвідну в часовій ділянці одного із сигналів: вузькосмугового сигналу збудження, вузькосмугового мовного сигналу на основі вузькосмугового сигналу збудження і гармонійно розширеного сигналу.

9. Спосіб за п. 1, у якому згадане гармонійне розширення включає у себе етап, на якому гармонійно розширюють спектр дискретизованого з підвищенням частоти сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження.

10. Спосіб за п. 1, який містить щонайменше один з етапів, на яких здійснюють (А) спектральне вирівнювання гармонійно розширеного сигналу перед згаданим розрахунком зваженої суми і (В) спектральне вирівнювання сигналу збудження в діапазоні верхніх частот.

11. Спосіб за п. 10, у якому згадане спектральне вирівнювання містить етапи, на яких:

розраховують множину коефіцієнтів фільтра на основі сигналу, призначеного для спектрального вирівнювання; і

фільтрують сигнал, призначений для спектрального вирівнювання за допомогою відбілюючого фільтра, виконаного відповідно до множини коефіцієнтів фільтра.

12. Спосіб за п. 1, що містить етап, на якому генерують сигнал шуму відповідно до детермінованої функції інформації в межах кодованого мовного сигналу.

13. Спосіб за п. 1, у якому згаданий розрахунок зваженої суми включає у себе зважування модульованого сигналу шуму відповідно до другого

(13) C2

(11) 95776

(19) UA

вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з часом, і

при цьому спосіб включає у себе (А) розрахунок значення другого вагового коефіцієнта, основуючись на параметрі, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, і (В) розрахунок значення першого вагового коефіцієнта відповідно до значення другого вагового коефіцієнта.

14. Спосіб за п. 1, у якому згаданий розрахунок зваженої суми включає у себе етап, на якому зважують модульований сигнал шуму відповідно до другого вагового коефіцієнта, і

при цьому спосіб містить етап, на якому розраховують перший і другий вагові коефіцієнти так, щоб сума енергій першого і другого вагових коефіцієнтів залишалася, по суті, постійною з плином часу.

15. Спосіб за п. 1, у якому параметр, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, вказує ступінь присутності мовного сигналу.

16. Спосіб за п. 15, що містить етап, на якому одержують вузькосмуговий сигнал збудження і значення посилення тону із квантованого представлення вузькосмугового залишкового мовного сигналу,

при цьому згаданий параметр, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, є значенням посилення тону.

17. Спосіб за п. 1, у якому кодують мовний сигнал діапазону високих частот відповідно до сигналу збудження в діапазоні високих частот.

18. Спосіб за п. 1, який містить декодування мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до сигналу збудження в діапазоні високих частот і множини параметрів фільтра, які описують спектральну обвідну частини мовного сигналу діапазону високих частот.

19. Носій запису даних, що має зчитувані комп'ютером команди, які спонукають комп'ютер виконувати ці команди для здійснення способу обробки сигналів за будь-яким з пунктів 1-17.

20. Носій запису даних за п. 19, який містить зчитувані комп'ютером команди, які спонукають комп'ютер виконувати ці команди для:

зважування модульованого сигналу шуму відповідно до другого вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з часом,

розрахунку значення другого вагового коефіцієнта, основуючись на параметрі, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, і розрахунку значення першого вагового коефіцієнта відповідно до значення другого вагового коефіцієнта.

21. Носій запису даних за п. 19, який містить зчитувані комп'ютером команди, які спонукають комп'ютер виконувати ці команди для:

зважування модульованого сигналу шуму відповідно до другого вагового коефіцієнта, і розрахунку першого і другого вагових коефіцієнтів так, щоб сума енергій першого і другого вагових коефіцієнтів залишалася, по суті, постійною з плином часу.

22. Носій запису даних за п. 19, у якому параметр, який належить щонайменше до одного з періодич-

ності і гармонійності, вказує ступінь присутності мовного сигналу.

23. Носій запису даних за п. 22, який містить зчитувані комп'ютером команди, які спонукають комп'ютер виконувати ці команди для одержання вузькосмугового сигналу збудження і значення посилення тону з квантованого представлення вузькосмугового залишкового мовного сигналу, і при цьому згаданий параметр, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, є значенням посилення тону.

24. Носій запису даних за п. 19, який містить зчитувані комп'ютером команди, які спонукають комп'ютер виконувати ці команди для кодування мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до сигналу збудження в діапазоні високих частот.

25. Носій запису даних за п. 19, який містить зчитувані комп'ютером команди, які спонукають комп'ютер виконувати ці команди для декодування мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до сигналу збудження в діапазоні високих частот і множини параметрів фільтра, які описують спектральну обвідну частини мовного сигналу діапазону високих частот.

26. Носій запису даних за п. 19, який містить зчитувані комп'ютером команди, які спонукають комп'ютер виконувати ці команди для генерування сигналу шуму відповідно до детермінованої функції інформації в кодованому мовному сигналі.

27. Пристрій для генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот, який містить:

розширювач спектра, сконфігурований для виконання гармонійного розширення спектра сигналу, яке основане на вузькосмуговому сигналі збудження;

калькулятор обвідної, сконфігурований для розрахунку обвідної в часовій ділянці сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження; перший блок комбінування, сконфігурований для модуляції сигналу шуму відповідно до обвідної в часовій ділянці; і

другий блок комбінування, сконфігурований для розрахунку зваженої суми (А) гармонійно розширеного сигналу на основі результату згаданого гармонійного розширення і (В) модульованого сигналу шуму на основі результату згаданої модуляції,

при цьому вузькосмуговий сигнал збудження оснований на залишковому мовному сигналі, і

при цьому другий блок комбінування сконфігурований для розрахунку зваженої суми шляхом зважування гармонійно розширеного сигналу відповідно до першого вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з часом, і основане на параметрі, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності мовного сигналу, причому сигнал збудження в діапазоні високих частот оснований на результаті зваженої суми.

28. Пристрій за п. 27, у якому згаданий розширювач спектра виконаний з можливістю застосування нелінійної функції для виконання гармонійного розширення спектра сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження.

29. Пристрій за п. 28, у якому нелінійна функція містить щонайменше одну з функцій: функцію аб-

солютного значення, функцію піднесення до квадрата і функцію обмеження.

30. Пристрій за п. 28, у якому нелінійна функція являє собою функцію абсолютного значення.

31. Пристрій за п. 27, у якому згаданий калькулятор обвідної виконаний з можливістю розрахунку обвідної в часовій ділянці на основі одного з вузькосмугового сигналу збудження, вузькосмугового мовного сигналу діапазону низьких частот, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження, і гармонійно розширеного сигналу.

32. Пристрій за п. 27, у якому згаданий розширювач спектра виконаний з можливістю виконання гармонійного розширення спектра дискретизованого з підвищенням частоти сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження.

33. Пристрій за п. 27, причому згаданий пристрій містить вирівнювач спектра, виконаний з можливістю вирівнювання спектра щонайменше одного із сигналів: гармонійно розширеного сигналу і сигналу збудження в діапазоні високих частот.

34. Пристрій за п. 33, у якому згаданий вирівнювач спектра виконаний з можливістю розрахунку множини коефіцієнтів фільтра на основі сигналу, призначеного для вирівнювання спектра, і фільтрації сигналу, спектр якого повинен бути вирівняний за допомогою відбілюючого фільтра, виконаного відповідно до множини коефіцієнтів фільтра.

35. Пристрій за п. 27, причому згаданий пристрій містить генератор шуму, виконаний з можливістю генерування сигналу шуму відповідно до детермінованої функції інформації в межах кодованого мовного сигналу.

36. Пристрій за п. 27, у якому згаданий другий блок комбінування сконфігурований для розрахунку зваженої суми шляхом зважування модульованого сигналу шуму відповідно до другого вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з часом, і при цьому другий блок комбінування сконфігурований для (А) розрахунку значення другого вагового коефіцієнта, основуючись на параметрі, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, і (В) розрахунку значення першого вагового коефіцієнта відповідно до значення другого вагового коефіцієнта.

37. Пристрій за п. 27, у якому згаданий другий блок комбінування сконфігурований для зважування модульованого сигналу шуму відповідно до другого вагового коефіцієнта, і

при цьому згаданий другий блок комбінування сконфігурований для розрахунку першого і другого вагових коефіцієнтів так, щоб сума енергій першого і другого вагових коефіцієнтів залишалася, по суті, постійною із плином часу.

38. Пристрій за п. 27, у якому параметр, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, вказує ступінь присутності мовного сигналу.

39. Пристрій за п. 38, у якому згаданий пристрій включає у себе деквантизатор, сконфігурований для одержання вузькосмугового сигналу збудження, і значення посилення тону із квантованого представлення вузькосмугового залишкового мовного сигналу, і

при цьому параметр, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, є значенням посилення тону.

40. Пристрій за п. 27, який включає у себе мовний кодер діапазону високих частот, виконаний з можливістю кодування мовного сигналу діапазону високих частот.

41. Пристрій за п. 27, який містить стільниковий телефон.

42. Пристрій за п. 27, який містить пристрій, виконаний з можливістю передачі множини пакетів, сумісних з версією протоколу Інтернет, причому множина пакетів описує вузькосмуговий сигнал збудження.

43. Пристрій за п. 27, який містить пристрій, виконаний з можливістю прийому множини пакетів, сумісних з версією протоколу Інтернет, причому множина пакетів описує вузькосмуговий сигнал збудження.

44. Пристрій за п. 27, який містить декодер мовного сигналу діапазону високих частот, сконфігурований для декодування мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до сигналу збудження в діапазоні високих частот і множини параметрів фільтра, які описують спектральну обвідну частини мовного сигналу діапазону високих частот.

45. Пристрій для генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот, що містить:

засіб гармонійного розширення спектра сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження;

засіб розрахунку обвідної в часовій ділянці сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження;

засіб модуляції сигналу шуму відповідно до обвідної в часовій ділянці; і

засіб для розрахунку зваженої суми (А) гармонійно розширеного сигналу на основі результату згаданого гармонійного розширення і (В) модульованого сигналу шуму на основі результату згаданого модулювання,

при цьому вузькосмуговий сигнал збудження оснований на залишковому мовному сигналі, і

при цьому засіб для розрахунку зваженої суми сконфігурований для розрахунку зваженої суми шляхом зважування гармонійно розширеного сигналу відповідно до першого вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з часом, і

оснований на параметрі, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності мовного сигналу, і

при цьому сигнал збудження в діапазоні високих частот оснований на зваженій сумі.

46. Пристрій за п. 45, у якому згаданий пристрій містить стільниковий телефон.

47. Пристрій за п. 45, який містить засіб для декодування мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до сигналу збудження в діапазоні високих частот і множини параметрів фільтра, які описують спектральну обвідну частини мовного сигналу діапазону високих частот.

48. Пристрій за п. 45, у якому засіб для розрахунку зваженої суми сконфігурований для зважування модульованого сигналу шуму відповідно до друго-

го вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з часом,

при цьому засіб для розрахунку зваженої суми сконфігурований для розрахунку значення другого вагового коефіцієнта, основуючись на параметрі, що належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, і

при цьому засіб для розрахунку зваженої суми сконфігурований для розрахунку значення першого вагового коефіцієнта відповідно до значення другого вагового коефіцієнта.

49. Пристрій за п. 45, у якому засіб для розрахунку зваженої суми сконфігурований для зважування модульованого сигналу шуму відповідно до другого вагового коефіцієнта, і

при цьому засіб для розрахунку зваженої суми сконфігурований для розрахунку першого і другого вагових коефіцієнтів так, щоб сума енергій першого і другого вагових коефіцієнтів залишалася, по суті, постійною із плином часу.

50. Пристрій за п. 45, у якому параметр, що належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, вказує ступінь присутності мовного сигналу.

51. Пристрій за п. 50, який містить засіб для одержання вузькосмугового сигналу збудження і значення посилення тону із квантованого представлення вузькосмугового залишкового мовного сигналу,

при цьому згаданий параметр, що належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, є значенням посилення тону.

52. Спосіб генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот, що містить етапи, на яких: розраховують гармонійно розширений сигнал шляхом застосування нелінійної функції до вузькосмугового сигналу збудження, отриманого із частини мовного сигналу низької частоти; і

змішують гармонійно розширений сигнал з модульованим сигналом шуму для генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот,

при цьому змішування включає у себе зважування гармонійно розширеного сигналу відповідно до першого вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з часом, і зважування модульованого сигналу шуму відповідно до другого вагового коефіцієнта, значення якого змінюється з плином часу, і

при цьому сума енергій першого і другого вагових коефіцієнтів залишається, по суті, постійною з часом.

53. Спосіб за п. 52, у якому нелінійна функція являє собою функцію абсолютного значення.

54. Спосіб за п. 52, що містить етап, на якому розраховують модульований сигнал шуму шляхом модулювання сигналу шуму відповідно до обвідної в часовій ділянці одного із сигналів: вузькосмугового сигналу збудження, вузькосмугового мовного сигналу на основі вузькосмугового сигналу збудження і гармонійно розширеного сигналу.

55. Спосіб за п. 52, який містить кодування частини мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до сигналу збудження в діапазоні високих частот.

56. Спосіб за п. 52, який містить декодування частини мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до сигналу збудження в діапазоні високих частот і множини параметрів фільтра, які описують спектральну обвідну частини мовного сигналу діапазону високих частот.

57. Спосіб за п. 52, що містить етапи, на яких: генерують сигнал шуму відповідно до детермінованої функції інформації в кодованому мовному сигналі, і

одержують модульований сигнал шуму шляхом модулювання сигналу шуму відповідно до обвідної в часовій ділянці сигналу, який оснований на вузькосмуговому сигналі збудження.

58. Спосіб за п. 52, у якому змішування включає у себе розрахунок значення другого вагового коефіцієнта, основуючись на параметрі, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності мовного сигналу, і

при цьому змішування включає у себе розрахунок значення першого вагового коефіцієнта відповідно до значення другого вагового коефіцієнта.

59. Спосіб за п. 58, у якому параметр, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, вказує ступінь присутності мовного сигналу.

60. Спосіб за п. 58, який містить етап одержання вузькосмугового сигналу збудження і значення посилення тону із квантованого представлення залишкової низькочастотної частини, і

при цьому згаданий параметр, який належить щонайменше до одного з періодичності і гармонійності, є значенням посилення тону.

Галузь техніки, якої стосується винахід
Даний винахід стосується обробки сигналів.
Рівень техніки

Мовний зв'язок по комутованій телефонній мережі загального користування (КТМЗ, PSTN) традиційно обмежений смугою пропускання в діапазоні частот 300-3400 кГц. Нові мережі для мовного зв'язку, такі як стільниковий телефонний зв'язок і передача голосу по IP (ПІ, протокол Інтернет, VoIP), можуть не мати такі ж обмеження по смузі пропускання, і може бути переважним передавати і приймати по таких мережах мовні повідомлення,

які займають більш широкий діапазон частот. Наприклад, може бути бажаним підтримувати діапазон звукових частот, який продовжується від 50 Гц і/або аж до 7 або 8 кГц. Також може бути бажаним підтримувати інші прикладення, такі як високоякісна передача звуку або організація аудіо/відео конференції, мовний вміст яких може займати діапазон, що виходить за межі традиційних обмежень PSTN.

Розширення діапазону, що підтримується мовним кодером, в ділянку більш високих частот дозволяє поліпшити розбірливість мови. Наприклад,

інформація, за допомогою якою розрізняються фрикативні звуки, такі як «s» та «f», значною мірою розташовується в ділянці високих частот. Розширення в ділянці діапазону високих частот також може поліпшити інші якості мови, такі як ефект присутності. Наприклад, навіть дзвінкий голосний звук може мати спектральну енергію, що далеко виходить за межі, встановлені в PSTN.

Один з підходів широкосмугового кодування мови включає в себе масштабування вузькосмугової технології кодування мови (наприклад, виконаної з можливістю кодування діапазону від 0 до 4 кГц) так, щоб вона охоплювала широкосмуговий спектр. Наприклад, мовний сигнал може бути дискретизований з більш високою частотою так, щоб він включав компоненти високих частот, і технологія вузькосмугового кодування може бути реконфігурована для використання більшої кількості коефіцієнтів фільтра для представлення такого широкосмугового сигналу. Однак технології вузькосмугового кодування, такі як CELP (ЛПКТ, лінійне прогнозування з кодуванням за таблицею кодування), є інтенсивними з точки зору обсягів розрахунків, і широкосмуговий кодер CELP може витратити дуже велику кількість циклів обробки, що робить його непрактичним для використання в багатьох мобільних та інших прикладеннях, що вбудовуються. Кодування всього спектра широкосмугового сигналу до необхідної якості при використанні такої методики також може призвести до неприйнятно великого збільшення смуги пропускання. Крім того, було би потрібним виконувати транскодування такого кодованого сигналу для передачі і/або декодування навіть його вузькосмугової частини в системі, яка підтримує тільки вузькосмугове кодування.

Інший підхід широкосмугового кодування мови включає в себе екстраполяцію огинаючої спектра діапазону високих частот по кодованій огинаючій вузькосмугового спектра. Хоча такий підхід може бути втілений без будь-якого збільшення смуги пропускання і без необхідності транскодування, груба огинаюча спектра або структура форманти на ділянці діапазону високих частот мовного сигналу звичайно не може бути точно передбачена по спектральній огинаючій вузькосмугової ділянки.

Може бути переважним втілити широкосмугове кодування мови таким чином, щоб, щонайменше, вузькосмугову ділянку кодованого сигналу можна було пересилати через вузькосмуговий канал (такий, як канал PSTN), без транскодування або іншої істотної модифікації. Ефективність розширення для широкосмугового кодування також може бути бажаною, наприклад, для виключення істотного зменшення кількості користувачів, які можуть обслуговуватися в прикладеннях, таких як безпроводний стільниковий телефонний зв'язок і широкомовна передача даних по кабельних та безпроводних каналах.

Суть винаходу

В одному варіанті виконання спосіб генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот, містить етапи, на яких гармонійно розширюють спектр сигналу, який оснований на сигналі збудження в діапазоні низьких частот; розрахову-

ють огинаючу у часовій ділянці сигналу, який оснований на сигналі збудження в діапазоні низьких частот; і модулюють сигнал шуму відповідно до огинаючої у часовій ділянці.

Цей спосіб також містить етап, на якому комбінують (А) гармонійно розширений сигнал на основі результату гармонійного розширення і (В) модульований сигнал шуму на основі результату модулювання. У цьому способі сигнал збудження в діапазоні високих частот оснований на результаті такого комбінування.

В іншому варіанті виконання пристрій містить розширювач спектра, виконаний з можливістю гармонійного розширення спектра сигналу, який оснований на сигналі збудження в діапазоні низьких частот; калькулятор огинаючої, виконаний з можливістю розрахунку огинаючої у часовій ділянці сигналу, який оснований на сигналі збудження в діапазоні низьких частот; перший блок комбінування, виконаний з можливістю модуляції сигналу шуму відповідно до огинаючої у часовій ділянці; і другий блок комбінування, виконаний з можливістю розрахунку суми (А) гармонійно розширеного сигналу на основі результату гармонійного розширення і (В) модульованого сигналу шуму на основі результату модуляції. Сигнал збудження в діапазоні високих частот оснований на результаті цієї суми.

В іншому варіанті виконання пристрій містить засіб гармонійного розширення спектра сигналу, який оснований на сигналі збудження в діапазоні низьких частот; засіб розрахунку огинаючої у часовій ділянці сигналу, який оснований на сигналі збудження в діапазоні низьких частот; засіб модуляції сигналу шуму відповідно до огинаючої у часовій ділянці; і засіб комбінування (А) гармонійно розширеного сигналу на основі результату згаданого гармонійного розширення і (В) модульованого сигналу шуму на основі результату згаданої модуляції. У цьому пристрої сигнал збудження в діапазоні високих частот оснований на результаті згаданого комбінування.

В іншому варіанті виконання спосіб генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот містить етапи, на яких розраховують гармонійно розширений сигнал шляхом застосування нелінійної функції до сигналу збудження в діапазоні низьких частот, одержаного з частини мовного сигналу низької частоти; і змішують гармонійно розширений сигнал з модульованим сигналом шуму для генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот.

Короткий опис креслень

На фіг.1а показана блок-схема широкосмугового мовного кодера А100 відповідно до варіанту виконання.

На фіг.1b показана блок-схема варіанту виконання А102 широкосмугового мовного кодера А100.

На фіг.2а показана блок-схема широкосмугового мовного декодера В100 відповідно до варіанту виконання.

На фіг.2b показана блок-схема варіанту виконання В102 широкосмугового мовного кодера В100.

На фіг.3а показана блок-схема варіанту виконання A112 набору A110 фільтрів.

На фіг.3b показана блок-схема варіанту виконання B122 набору B120 фільтрів.

На фіг.4а показаний обхват смуги пропускання діапазонів низьких і високих частот одного прикладу набору A110 фільтрів.

На фіг.4b показаний обхват смуги пропускання діапазонів низьких і високих частот іншого прикладу набору A110 фільтрів.

На фіг.4c показана блок-схема варіанту A114 виконання набору A112 фільтрів.

На фіг.4d показана блок-схема варіанту B124 виконання набору B122 фільтрів.

На фіг.5а показаний приклад графіка залежності логарифма амплітуди від частоти для мовного сигналу.

На фіг.5b показана блок-схема основної системи лінійного кодування з прогнозуванням.

На фіг.6 показана блок-схема варіанту A122 виконання вузькосмугового кодера A120.

На фіг.7 показана блок-схема варіанту B112 виконання вузькосмугового декодера B110.

На фіг.8а показаний приклад графіка залежності логарифма амплітуди від частоти залишкового мовного сигналу.

На фіг.8b показаний приклад графіка залежності логарифма амплітуди від часу для залишкового мовного сигналу.

На фіг.9 показана блок-схема основної лінійної системи кодування з прогнозуванням, яка також виконує довготривале прогнозування.

На фіг.10 показана блок-схема варіанту A202 виконання кодера A200 діапазону високих частот.

На фіг.11 показана блок-схема варіанту A302 виконання генератора A300 збудження в діапазоні високих частот.

На фіг.12 показана блок-схема варіанту A402 виконання розширювача A400 спектра.

На фіг.12a показані графіки спектрів сигналу в різних точках в одному прикладі операції розширення спектра.

На фіг.12b показані графіки спектрів сигналу в різних точках в іншому прикладі операції розширення спектра.

На фіг.13 показана блок-схема варіанту A304 виконання генератора A302 збудження в діапазоні високих частот.

На фіг.14 показана блок-схема варіанту A306 виконання генератора A302 збудження в діапазоні високих частот.

На фіг.15 показана блок-схема послідовності операцій задачі T100 розрахунку огинаючої.

На фіг.16 показана блок-схема варіанту 492 виконання блоку 490 комбінування.

На фіг.17 ілюструється підхід до розрахунку міри періодичності сигналу S30 діапазону високих частот.

На фіг.18 показана блок-схема варіанту A312 виконання генератора A302 збудження в діапазоні високих частот.

На фіг.19 показана блок-схема варіанту A314 виконання генератора A302 збудження в діапазоні високих частот.

На фіг.20 показана блок-схема варіанту A316 виконання генератора A302 збудження в діапазоні високих частот.

На фіг.21 показана блок-схема послідовності операцій задачі T200 розрахунку коефіцієнта посилення.

На фіг.22 показана блок-схема послідовності операцій варіанту T210 виконання задачі T200 розрахунку коефіцієнта посилення.

На фіг.23а показана схема функції вікна.

На фіг.23b показане застосування функції вікна, як показано на фіг.23а, для підфреймів (підкадрів) мовного сигналу.

На фіг.24 показана блок-схема варіанту B202 виконання декодера B200 діапазону високих частот.

На фіг.25 показана блок-схема варіанту AD10 виконання широкосмугового мовного кодера A100.

На фіг.26а показана схема варіанту D122 виконання лінії D120 затримки.

На фіг.26b показана схема варіанту D124 виконання лінії D120 затримки.

На фіг.27 показана схема варіанту D130 виконання лінії D120 затримки.

На фіг.28 показана блок-схема варіанту AD12 виконання широкосмугового мовного кодера AD10.

На фіг.29 показана блок-схема послідовності операцій способу обробки MD100 сигналів відповідно до варіанту виконання.

На фіг.30 показана блок-схема послідовності операцій способу M100 відповідно до варіанту виконання.

На фіг.31а показана блок-схема послідовності операцій способу M200 відповідно до варіанту виконання.

На фіг.31b показана блок-схема послідовності операцій варіанту M210 виконання способу M200.

На фіг.32 показана блок-схема послідовності операцій способу M300 відповідно до варіанту виконання.

На фігурах і в прикладеному описі однаковими посилальними позиціями позначені однакові або аналогічні елементи або сигнали.

Докладний опис винаходу

Описані тут варіанти виконання включають в себе системи, способи та пристрої, які можуть бути виконані з можливістю розширення вузькосмугового мовного кодера для підтримки передачі даних і/або збереження широкосмугових мовних сигналів із збільшенням смуги пропускання не більше, ніж приблизно на 800-1000 біт/с (біт в секунду). Потенційні переваги таких варіантів виконання включають в себе впроваджене кодування для підтримки сумісності з вузькосмуговими системами, відносно простий розподіл і перерозподіл бітів між каналами вузькосмугового кодування і кодування в діапазоні високих частот, виключення інтенсивних при розрахунках операцій широкосмугового синтезу і підтримка низької частоти дискретизації для сигналів, що обробляються з використанням інтенсивних при розрахунках процедур кодування форми сигналу.

Якщо тільки чітко не буде обмежено його контекстом, термін «розрахунок» використовується тут для позначення будь-якого з його звичайних

значень, таких як розрахунок, генерування і вибір із списку значень. У випадку, коли термін «розрахунок» використовується в даному описі і в формулі винаходу, він не виключає інші елементи або операції. Термін «А оснований на В» використовується для позначення будь-якого з його звичайних значень, включаючи випадки (i) «А дорівнює В», і (ii) «А оснований, щонайменше, на В». Термін «протокол Інтернет» включає в себе версію 4, як описано в IETF (ЦГП, Цільова група інженерної підтримки Інтернет, Internet Engineering Task Force) RFC (ЗНК, Запит на коментар) 791, і подальші версії, такі як версія 6.

На фіг.1а показана блок-схема широкосмугового мовного кодера A100 відповідно до варіанту виконання. Набір A110 фільтрів виконаний з можливістю фільтрації широкосмугового мовного сигналу S10 для одержання вузькосмугового сигналу S20 і сигналу S30 діапазону високих частот. Вузькосмуговий кодер A120 виконаний з можливістю кодування вузькосмугового сигналу S20 для одержання параметрів S40 вузькосмугового (BC, NB) фільтра і вузькосмугового залишкового сигналу S50. Як більш детально описано нижче, вузькосмуговий кодер A120 типово виконаний з можливістю формування параметрів S40 вузькосмугового фільтра і кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження як показників таблиці кодування або в іншій квантованій формі. Кодер A200 діапазону високих частот виконаний з можливістю кодування сигналу S30 діапазону високих частот відповідно до інформації, що міститься в кодованому вузькосмуговому сигналі S50 збудження, для формування параметрів S60 кодування діапазону високих частот. Як більш детально описано нижче, кодер A200 діапазону високих частот звичайно виконаний з можливістю формування параметрів S60 кодування діапазону високих частот як показників таблиці кодування або в іншій квантованій формі. Один конкретний приклад широкосмугового мовного кодера A100 виконаний з можливістю кодування широкосмугового мовного сигналу S10 зі швидкістю проходження даних приблизно 8,55 кбіт/с (кілобіт в секунду), при цьому приблизно 7,55 кбіт/с використовуються для параметрів S40 вузькосмугового фільтра і кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження і приблизно 1 кбіт/с використовується для параметрів S60 кодування діапазону високих частот.

Може бути бажаним комбінувати кодовані вузькосмуговий канал і широкосмуговий сигнал в один потік бітів. Наприклад, може бути бажаним мультиплексувати кодовані сигнали разом для їх передачі (наприклад, по кабельних, оптичних або безпроводних каналах передачі даних) або для зберігання як кодованого широкосмугового мовного сигналу. На фіг.1b показана блок-схема варіанту A102 виконання широкосмугового мовного кодера A100, який включає в себе мультиплексор A130, виконаний з можливістю комбінування параметрів S40 вузькосмугового фільтра, кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження і параметрів S60 фільтра діапазону високих частот в мультиплексований сигнал S70.

Пристрій, що включає в себе кодер A102, також може включати в себе схему, виконану з можливістю передачі мультиплексованого сигналу S70 в канал передачі даних, такий як кабельний, оптичний або безпроводний канал. Такий пристрій також може бути виконаний з можливістю виконання однієї або більше операцій кодування каналу по сигналу, такої як кодування для корекції помилки (наприклад, згорткове кодування, сумісне за швидкістю) і/або кодування з детектування помилок (наприклад, кодування з циклічною надмірністю), і/або один або більше рівнів кодування мережного протоколу (наприклад, Ethernet, TCP/IP, cdma2000).

Може бути бажаним виконати мультиплексор A130 таким чином, щоб він впроваджував кодований вузькосмуговий сигнал (включаючи параметри S40 вузькосмугового фільтра і кодований вузькосмуговий сигнал S50 збудження) у вигляді відокремлюваного підпотіку мультиплексованого сигналу S70 таким чином, щоб кодований вузькосмуговий сигнал можна було відновлювати і декодувати незалежно від іншої частини мультиплексованого сигналу S70, такої як сигнал діапазону низьких частот і/або сигнал діапазону високих частот. Наприклад, мультиплексований сигнал S70 може бути скомпонований таким чином, щоб кодований вузькосмуговий сигнал можна відновлювати шляхом відділення параметрів S60 фільтра діапазону високих частот. Одна потенційна перевага такої властивості полягає в тому, що усувається необхідність транскодування кодованого широкосмугового сигналу перед його подачею в систему, яка підтримує декодування вузькосмугового сигналу, але не підтримує декодування частини діапазону високих частот.

На фіг.2а показана блок-схема широкосмугового мовного декодера B100 відповідно до варіанту виконання. Вузькосмуговий декодер B110 виконаний з можливістю декодування параметрів S40 вузькосмугового фільтра і кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження для формування вузькосмугового сигналу S90. Декодер B200 діапазону високих частот виконаний з можливістю декодування параметрів S60 кодування діапазону високих частот відповідно до вузькосмугового сигналу S80 збудження на основі кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження для формування сигналу S100 діапазону високих частот. У цьому прикладі вузькосмуговий декодер B110 виконаний з можливістю передачі вузькосмугового сигналу S80 збудження в декодер B200 діапазону високих частот. Набір B120 фільтрів виконаний з можливістю комбінування вузькосмугового сигналу S90 і сигналу S100 діапазону високих частот для формування широкосмугового мовного сигналу S110.

На фіг.2b показана блок-схема варіанту B102 виконання широкосмугового мовного декодера B100, який включає в себе демультіплексор B130, виконаний з можливістю формування кодованих сигналів S40, S50 та S60 з мультиплексованого сигналу S70. Пристрій, що включає в себе декодер B102, може включати в себе схему, виконану з можливістю прийому мультиплексованого сигналу

S70 з каналу передачі даних, такого як кабельний, оптичний або безпроводний канал. Такий пристрій також може бути виконаний з можливістю виконання однієї або більше операцій декодування каналу по сигналу, таких як декодування з корекцією помилки (наприклад, згорток декодування, сумісне за швидкістю) і/або декодування з детектування помилки (наприклад, декодування з циклічною надмірністю), і/або один або більше рівнів декодування мережного протоколу (наприклад, Ethernet, TCP/IP, cdma2000).

Набір A110 фільтрів виконаний з можливістю фільтрації вхідного сигналу відповідно до схеми розділених смуг для одержання низькочастотної підсмуги і високочастотної підсмуги. Залежно від конструктивних критеріїв для конкретного варіанту застосування вихідні підсмуги можуть мати рівну або нерівну ширину смуги пропускання і можуть перекриватися або не перекриватися. Також можлива конфігурація набору A110 фільтрів, яка формує більше, ніж дві підсмуги. Наприклад, такий набір фільтрів може бути виконаний з можливістю формування одного або більше сигналів діапазону низьких частот, які включають в себе компоненти в діапазоні частот нижче вузькосмугового сигналу S20 (наприклад, в діапазоні 50-300 Гц). Також можливо виконати такий набір фільтрів з можливістю формування одного або більше додаткових сигналів діапазону високих частот, які включають в себе компоненти в діапазоні частот вище сигналу S30 діапазону високих частот (такого як діапазон 14-20, 16-20 або 16-32 кГц). У такому випадку широко-смуговий мовний кодер A100 може бути виконаний з можливістю кодування такого сигналу або сигналів окремо, і мультиплексор A130 може бути виконаний з можливістю включення додаткового кодованого сигналу або сигналів в мультиплексований сигнал S70 (наприклад, у вигляді окремої його частини).

На фіг.3а показана блок-схема варіанту виконання A112 набору A110 фільтрів, який виконаний з можливістю формування сигналів двох підсмуг, що мають зменшену частоту дискретизації. Набір A110 фільтрів виконаний з можливістю прийому широко-смугового мовного сигналу S10, що має частину високої частоти (або діапазон високих частот) і частину низької частоти (або діапазон низьких частот). Набір A112 фільтрів включає в себе шлях обробки діапазону низьких частот, виконаний з можливістю прийому широко-смугового мовного сигналу S10 і формуючий вузькосмуговий мовний сигнал S20, і шлях обробки діапазону високих частот, виконаний з можливістю прийому широко-смугового мовного сигналу S10 і формування мовного сигналу S30 діапазону високих частот. Фільтр 110 низьких частот фільтрує широко-смуговий мовний сигнал S10, пропускаючи вибрану підсмугу низьких частот, і фільтр 130 високих частот фільтрує широко-смуговий мовний сигнал S10, пропускаючи вибрану підсмугу високих частот. Оскільки сигнали в обох підсмугах мають більш вузьку смугу пропускання, ніж широко-смуговий мовний сигнал S10, частота їх дискретизації може бути в деякій мірі зменшена без втрати інформації. Дискретизатор 120 із зниженням частоти знижує

частоту дискретизації низькочастотного сигналу відповідно до необхідного коефіцієнта децимації (наприклад, шляхом видалення вибірок сигналу і/або заміни вибірок середніми значеннями), і дискретизатор 140 із зниженням частоти аналогічно зменшує частоту дискретизації високочастотного сигналу відповідно до іншого необхідного коефіцієнта децимації.

На фіг.3b показана блок-схема відповідного варіанту B122 виконання набору B120 фільтрів. Дискретизатор 150 з підвищенням частоти збільшує частоту дискретизації вузькосмугового сигналу S90 (наприклад, шляхом заповнення нулями і/або дублікатами вибірок), і фільтр 160 низьких частот фільтрує сигнал після підвищення частоти дискретизації, пропускаючи тільки частину діапазону низьких частот (наприклад, для запобігання східчастості). Аналогічно - дискретизатор 170 з підвищенням частоти збільшує частоту дискретизації сигналу S100 діапазону високих частот, і фільтр 180 верхніх частот фільтрує сигнал після підвищення частоти дискретизації, пропускаючи тільки частину діапазону високих частот. Два сигнали смуги пропускання потім підсумовують для формування широко-смугового мовного сигналу S110. У деяких варіантах виконання декодера B100 набір B120 фільтрів виконаний з можливістю формування зваженої суми двох сигналів смуги пропускання відповідно до одного або більше вагових значень, прийнятих і/або розрахованих декодером B200 діапазону високих частот. Також може бути розглянута конфігурація набору B120 фільтрів, який комбінує сигнали більше, ніж в двох смугах пропускання.

Кожний з фільтрів 110, 130, 160, 180 може бути втілений як фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (KIX, FIR) або як фільтр з нескінченною імпульсною характеристикою (ITR). Частотні характеристики фільтрів 110 та 130 кодера можуть мати ділянки переходу між смугою затримання і смугою пропускання симетричної форми або несиметричної форми. Аналогічно - частотні характеристики фільтрів 160 та 180 декодування можуть мати симетричну або несиметричну форму ділянок переходу між смугою затримання і смугою пропускання. Може бути переважним, але не строго обов'язковим, щоб фільтр 110 низької частоти мав таку саму характеристику, як і фільтр 160 низької частоти, і фільтр 130 високої частоти мав таку саму характеристику, що і фільтр 180 високої частоти. В одному прикладі дві пари 110, 130 та 160, 180 фільтрів являють собою набори квадратних дзеркальних фільтрів (КДФ, QMF), при цьому пара 110, 130 фільтрів має такі самі коефіцієнти, що і пара 160, 180 фільтрів.

У типовому прикладі фільтр 110 низької частоти має смугу пропускання, яка включає в себе обмежений діапазон PSTN, який дорівнює 300-3400 Гц (наприклад, діапазон від 0 до 4 кГц). На фіг.4а та 4b показані відносні смуги пропускання широко-смугового мовного сигналу S10, вузькосмугового сигналу S20 і сигналу S30 діапазону високих частот в двох різних прикладах втілення. В обох з цих конкретних прикладів широко-смуговий мовний сигнал S10 має частоту дискретизації 16 кГц

(представляє частотні компоненти в межах діапазону від 0 до 8 кГц), і вузькосмуговий сигнал S20 має частоту дискретизації 8 кГц (представляє частотні компоненти в межах діапазону від 0 до 4 кГц).

У прикладі, показаному на фіг.4а, відсутнє істотне перекриття між двома піддіапазонами. Сигнал S30 діапазону високих частот, як показано в цьому прикладі, може бути одержаний з використанням фільтра 130 високої частоти із смугою пропускання 4-8 кГц. У такому випадку може бути бажано зменшити частоту дискретизації до 8 кГц шляхом дискретизації із зниженням частоти фільтрованого сигналу з коефіцієнтом два. Така операція, яка, як можна очікувати, значно знизить складність розрахунків при виконанні додаткових операцій з обробки сигналу, перемістить енергію смуги пропускання в діапазон від 0 до 4 кГц без втрати інформації.

В альтернативному прикладі за фіг.4b піддіапазони високих і низьких частот мають помітне перекриття так, що ділянка від 3,5 до 4 кГц визначається сигналами в обох піддіапазонах. Сигнал S30 діапазону високих частот, як в цьому прикладі, може бути одержаний з використанням фільтра 130 високої частоти із смугою пропускання 3,5-7 кГц. У такому випадку може бути бажано зменшити частоту дискретизації до 7 кГц шляхом дискретизації із зниженням частоти відфільтрованого сигналу з коефіцієнтом 16/7. Така операція, яка, як можна очікувати, значно зменшить складність розрахунків подальших операцій з обробки сигналу, перемістить енергію смуги пропускання в діапазон від 0 до 3,5 кГц без втрати інформації.

У типовій телефонній трубці, що використовується для телефонного зв'язку, один або більше перетворювачів (тобто, мікрофон і навушник або гучномовець) має характеристику з помітними втратами в частотному діапазоні 7-8 кГц. У прикладі, показаному на фіг.4d, частина широкосмугового мовного сигналу S10 в діапазоні від 7 до 8 кГц не включена в кодований сигнал. Інші конкретні приклади фільтра 130 високої частоти мають смуги пропускання 3,5 7,5 кГц та 3,5-8 кГц.

У деяких варіантах виконання, в яких забезпечується перекриття між піддіапазонами, як в прикладі, показаному на фіг.4b, можливо використовувати фільтри низької частоти і/або високої частоти, що мають гладкий спад в ділянці перекриття. Такі фільтри звичайно простіше розробити, вони вимагають розрахунків меншої складності і/або вводять меншу затримку, ніж фільтри з більш різкою або «прямокутною» характеристикою. Фільтри, що мають перехідні ділянки з різкими межами, виявляють тенденцію більш високих бокових пелюсток (які можуть призвести до східчастості), ніж фільтри аналогічного порядку, які мають гладкий спад. Фільтри, що мають гострі перехідні ділянки, також можуть мати тривалі імпульсні характеристики, внаслідок чого можуть виникати паразитні сигнали у вигляді затухаючих коливань. Для варіантів виконання набору фільтрів, що мають один або більше фільтрів IIR (НІХ, нескінченна імпульсна характеристика), які забезпечують гладкий спад в ділянці перекриття, можливо використовувати

фільтр або фільтри, полюси яких розташовані на більшій відстані від одиничного кола, що може бути важливим для забезпечення стабільного втілення з фіксованою точкою.

Перекриття піддіапазонів забезпечує плавне зміщення сигналів діапазону низьких частот і діапазону високих частот, що може призвести до меншого рівня чутних паразитних звуків, зниження східчастості і/або менш помітного переходу з одного діапазону на інший. Крім того, ефективність кодування вузькосмугового кодера A120 (наприклад, кодера форми коливань) може знижуватися при збільшенні частоти. Наприклад, якість кодування вузькосмугового кодера може бути зменшена при малих швидкостях проходження бітів, зокрема, в присутності фонового шуму. У таких випадках, завдяки забезпеченню перекриття піддіапазонів, можна підвищити якість частотних компонентів, що відтворюються в ділянці перекриття.

Крім того, перекриття піддіапазонів забезпечує можливість плавного зміщення сигналів діапазону низьких частот і діапазону високих частот, що дозволяє одержати меншу кількість чутних паразитних звуків, зменшити східчастість і/або забезпечити менш помітний перехід з одного діапазону в інший. Особливо переважним для втілення може бути така властивість, в якій вузькосмуговий кодер A120 і кодер A200 діапазону високих частот працюють відповідно до різних методик кодування. Наприклад, різні методики кодування дозволяють одержувати сигнали, які звучать значною мірою по-різному. Кодер, який кодує спектральну огинаючу в формі показників таблиці кодування, може формувати сигнал, що має інший звук, ніж кодер, який кодує замість цього амплітудний спектр. Кодер у часовій ділянці (наприклад, імпульсно-кодова модуляція або кодер PCM (ІКМ, імпульсно-кодова модуляція)) може формувати сигнал, що має інший звук, ніж кодер, що працює в частотній ділянці. Кодер, який кодує сигнал з представленням спектральної огинаючої і відповідний залишковий сигнал, може формувати сигнал, що має звук, відмінний від звуку кодера, який кодує сигнал тільки з представленням спектральної огинаючої. Кодер, який кодує сигнал, як представлення його форми коливань, може формувати вихідний сигнал, що має звук, відмінний від звуку синусоїдального кодера. У таких випадках використання фільтрів, що мають різкі перехідні ділянки, які визначають піддіапазони, що не перекриваються, може призвести до різкого і помітного для сприйняття переходу між піддіапазонами в широкосмуговому сигналі, що синтезується.

Хоча набори фільтрів QMF, що мають взаємодоповнюючі частотні характеристики, що перекриваються, часто використовують в технологіях підсмуг, такі фільтри не придатні для, щонайменше, деяких з описаних тут варіантів втілення широкосмугового кодування. Набір фільтрів QMF в кодері виконаний з можливістю одержання значної східчастості, яку усувають у відповідному наборі фільтрів QMF в декодері. Таке компонування може не відповідати прикладенню, в якому в сигналі виникає значний рівень спотворень між наборами фільтрів, і ці спотворення можуть знизити ефектив-

ність властивості усунення східчастості. Наприклад, описані тут прикладення включають в себе варіанти втілення кодування, виконані з можливістю роботи з дуже малими швидкостями проходження бітів. Внаслідок дуже малої швидкості проходження бітів декодований сигнал, ймовірно, може надходити із значними спотвореннями в порівнянні з вихідним сигналом, внаслідок чого використання наборів фільтрів QMF може призвести до недостатньої компенсації східчастості.

Крім того, кодер може бути виконаний з можливістю формування синтезованого сигналу, який за сприйняттям аналогічний до вихідного сигналу, але який фактично істотно відрізняється від вихідного сигналу. Наприклад, кодер, який одержує збудження діапазону високих частот із залишкового вузькосмугового сигналу, як описано тут, може формувати такий сигнал, і при цьому фактичний залишковий сигнал діапазону високих частот може повністю бути відсутнім в декодованому сигналі. При використанні наборів фільтрів QMF в таких прикладеннях може виникнути істотний рівень спотворень внаслідок некомпенсованої східчастості. Прикладення, в яких використовують набори фільтрів QMF, звичайно мають більш високі швидкості проходження бітів (наприклад, які перевищують 12 кбіт/с для AMR (відкритий промисловий стандарт для плат розширення) та 64 кбіт/с для G.722).

Рівень спотворень, пов'язаних із східчастістю QMF, може бути зменшений, якщо спотворення будуть впливати на вузький піддіапазон, оскільки вплив східчастості буде обмежений смугою пропускання, яка дорівнює ширині цього піддіапазону. Однак, в описаних тут прикладах, в яких кожний піддіапазон включає в себе приблизно половину смуги пропускання широкого діапазону, спотворення, викликані некомпенсованою східчастістю, можуть впливати на істотну частину сигналів. Якість сигналу також може бути зачеплена залежно від місцеположення частотного діапазону, в якому виникає некомпенсована східчастість. Наприклад, спотворення, що виникли поруч з центром широкосмугового мовного сигналу (наприклад, між 3 та 4 кГц), можуть бути набагато більш небажаними, ніж спотворення, які виникають поруч з краєм сигналу (наприклад, на частотах вище 6 кГц).

Хоча характеристики фільтрів набору фільтрів QMF строго відповідають одна одній, низькочастотний і високочастотний шляхи наборів A110 та B120 фільтрів можуть бути виконані з абсолютно не зв'язаними спектрами в частинах за межами ділянки перекриття двох піддіапазонів. Ми визначаємо перекриття двох піддіапазонів як відстань від точки, в якій частотна характеристика фільтра діапазону високих частот падає до рівня -20 дБ, до точки, в якій частотна характеристика фільтра діапазону низьких частот падає до рівня -20 дБ. У різних прикладах набору A110 і/або B120 фільтрів таке перекриття розташовується в діапазоні від приблизно 200 Гц до приблизно до 1 кГц. Діапазон від приблизно 400 до приблизно 600 Гц може представляти бажаний компроміс між ефективністю кодування і безперервністю сигналу, що

сприймається. В одному конкретному прикладі, як згадано вище, перекриття розташовується приблизно на частоті 500 Гц.

Може бути бажаним втілити набір A112 і/або B122 фільтрів так, щоб вони виконували операції, представлені на фіг.4а та 4b в декількох каскадах. Наприклад, на фіг.4с показана блок-схема варіанту втілення A114 з набору A112 фільтрів, який виконує функціональний еквівалент операцій фільтрації високої частоти і дискретизації із зниженням частоти, з використанням послідовності операцій інтерполяції, повторно дискретизації, децимації та інших операцій. Такі варіанти втілення можуть бути легко здійсненні і/або можуть дозволити повторно використати функціональні логічні блоки і/або блоки коду. Наприклад, один і той самий функціональний блок можна використовувати для виконання операцій децимації до 14 кГц і децимації до 7 кГц, як показано на фіг.4с. Спектрально оборотні операції можуть бути втілені шляхом множення сигналу на функцію $e^{j\pi t}$ або послідовність $(-1)^n$, значення яких чергуються між +1 та -1. Операції формування спектра можуть бути втілені за допомогою фільтра низької частоти, який виконаний з можливістю надання сигналу такої форми, щоб одержати необхідну загальну характеристику фільтра.

Потрібно зазначити, що внаслідок спектральної оборотності операції, спектр сигналу S30 діапазону високих частот реверсують. Подальші операції в кодері і відповідному декодері повинні бути відповідним чином сконфігуровані. Наприклад, генератор A300 збудження в діапазоні високих частот, як описано тут, може бути виконаний з можливістю формування сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот, який також має спектрально обернену форму.

На фіг.4а показана блок-схема варіанту B124 втілення набору B122 фільтрів, який виконує функціональний еквівалент операцій дискретизації з підвищенням частоти і фільтрації верхніх частот, з використанням послідовності операцій інтерполяції, повторної дискретизації та інших операцій. Набір B124 фільтрів включає в себе операцію обернення спектра в діапазоні високих частот, яка виконує операцію, обернену аналогічній операції, яка виконується, наприклад, в наборі фільтрів кодера, такого як набір A114 фільтрів. У цьому конкретному прикладі набір B124 фільтрів також включає в себе вузькосмугові режекторні фільтри в діапазоні низьких частот і в діапазоні високих частот, які ослаблюють компонент сигналу на частоті 7100 Гц, хоча такі фільтри є необов'язковими і не обов'язково повинні бути включені. У заяві на патент №2007/0088558 «SYSTEMS, METHODS, AND APPARATUS FOR SPEECH SIGNAL FILTERING», включений в додатковий опис і креслення, що стосуються характеристик елементів конкретних варіантів втілення наборів A110 та B120 фільтрів, і цей матеріал наведений тут як посилальний матеріал.

Вузькосмуговий кодер A120 втілений відповідно до моделі джерело-фільтр, яка кодує вхідний мовний сигнал як (A) набір параметрів, які описують фільтр і (B) сигнал збудження, який керує опи-

саним фільтром так, що формується синтезоване відтворення вхідного мовного сигналу. На фіг.5а показаний приклад спектральної огинаючої мовного сигналу. Піки, які характеризують цю спектральну огинаючу, представляють резонанси вокального тракту і називаються формантами. Велика частина мовних кодерів кодує, щонайменше, таку грубу спектральну структуру у вигляді набору параметрів, таких як коефіцієнти фільтра.

На фіг.5b показаний приклад основного компонента джерело-фільтр, що застосовується для кодування спектральної огинаючої вузькосмугового сигналу S20. Модуль аналізу розраховує набір параметрів, які характеризують фільтр, який відповідає звуку мови протягом деякого періоду часу (звичайно 20 мс). Відбілюючий фільтр (який також називається фільтром аналізу або прогнозування помилки), виконаний відповідно до цих параметрів фільтра, видаляє спектральну огинаючу для спектрального вирівнювання сигналу. Одержаний в результаті відбілений сигнал (який також називається залишковим) має меншу енергію і, таким чином, меншу дисперсію, і його простіше кодувати, ніж вихідний мовний сигнал. Помилки, що виникають внаслідок кодування залишкового сигналу, також можуть бути більш рівномірно розподілені по спектру. Параметри фільтра і залишковий сигнал звичайно квантують для ефективної передачі через канал. У декодері фільтр синтезу, виконаний відповідно до параметрів фільтра, збуджують за допомогою сигналу на основі залишкового сигналу для формування синтезованої версії вхідного звуку мови. Фільтр синтезу звичайно виконаний так, що він має функцію передачі, інверсну функції передачі відбілюючого фільтра.

На фіг.6 показана блок-схема основного варіанту A122 втілення вузькосмугового кодера A120. У цьому прикладі модуль 210 аналізу кодування з лінійним прогнозуванням (КЛП, LPC) кодує спектральну огинаючу вузькосмугового сигналу S20, як набір коефіцієнтів лінійного прогнозування (ЛП, LP) (наприклад, коефіцієнти фільтра $1/A(z)$, який має всі полюси). Модуль аналізу звичайно обробляє вхідний сигнал як послідовність фреймів, що не перекриваються, із знову встановленими коефіцієнтами, розрахованими для кожного фрейму. Період фрейму звичайно являє собою період, протягом якого можна очікувати, що сигнал залишається локально стаціонарним; як один із загальних прикладів використовується період 20 мілісекунд (еквівалентно 160 вибірк при частоті дискретизації 8 кГц). В одному прикладі модуль 210 аналізу LPC виконаний з можливістю розрахунку набору з десяти коефіцієнтів фільтра LP для характеристики структури форманта кожного 20-мілісекундного фрейму. Також можливо втілити модуль аналізу, який обробляє вхідні сигнали як послідовність фреймів, що перекриваються.

Модуль аналізу може бути виконаний з можливістю безпосереднього аналізу вибірок кожного фрейму, або вибірки можуть бути спочатку зважені відповідно до функції вікна (наприклад, вікна Хеммінга (Hamming)). Аналіз також може бути виконаний у вікні більшому, ніж фрейм, такому як вікно розміром 30 мс. Це вікно може бути симетричним

(наприклад, 5-20-5, при цьому воно включає в себе 5 мілісекунд безпосередньо перед і після 20-мілісекундного фрейму) або асиметричним (наприклад, 10-20, і при цьому воно включає в себе останні 10 мілісекунд попереднього фрейму). Модуль аналізу LPC звичайно виконаний з можливістю розрахунку коефіцієнтів фільтра LP з використанням рекурсії Левінсона-Дурбіна (Levinson-Durbin) або алгоритму Леро-Гегена (Leroux-Gueguen). В іншому варіанті втілення модуль аналізу може бути виконаний з можливістю розрахунку набору кепстральних коефіцієнтів для кожного фрейму замість набору коефіцієнтів фільтра LP.

Вихідна швидкість кодера A120 може бути істотно знижена при відносно малому впливі на якість відтворення шляхом квантування параметрів фільтра. Коефіцієнти фільтра лінійного прогнозування важко ефективно квантувати, і їх звичайно відображають на інше представлення, таке як лінійні спектральні пари (ЛСП, LSP) або лінійні спектральні частоти (ЛСЧ, LSF) для квантування і/або ентропійного кодування. У прикладі, показаному на фіг.6, перетворення 220 коефіцієнта фільтра LP в LSF перетворює набір коефіцієнтів фільтра LP у відповідний набір LSF. Інші взаємно-однозначні представлення коефіцієнтів фільтра LP включають в себе коефіцієнти parcor (коефіцієнти часткової кореляції (PARTIAL CORRELATION)); значення відношення логарифма до площі; спектральні пари імітанса (СПІ, ISP); і спектральні частоти імітанса (СЧІ, ISF), які використовуються в кодеку AMR-WB (АБШ-ШС, Адаптивний багатшвидкісний широко-смуговий) GSM (ГСМ, Глобальна система мобільного зв'язку). Звичайно перетворення між набором коефіцієнтів фільтра LP і відповідним набором LSF є реверсивним, але варіанти виконання також включають в себе варіанти втілення кодера A120, в якому перетворення не може бути реверсивним без помилок.

Блок 230 квантування виконаний з можливістю квантування набору вузькосмугових LSF (або іншого представлення коефіцієнтів), і вузькосмуговий кодер A122 виконаний з можливістю виведення результату цього квантування як параметрів S40 вузькосмугового фільтра. Такий блок квантування звичайно включає в себе блок векторного квантування, який кодує вхідний вектор, як індекс, у відповідний запис вектора в таблиці або таблиці кодування.

Як показано на фіг.6, вузькосмуговий кодер A122 також генерує залишковий сигнал шляхом пропускання вузькосмугового сигналу S20 через відбілюючий фільтр 260 (який також називається фільтром аналізу або фільтром прогнозування помилки), який виконаний відповідно до набору коефіцієнтів фільтра. У цьому конкретному прикладі відбілюючий фільтр 260 втілений як фільтр FIR, хоча також можна використовувати втілення IIR. Залишковий сигнал звичайно містить важливу для сприйняття інформацію мовного фрейму, таку як довготривала структура, що стосується тональності, яка не представлена в параметрах S40 вузькосмугового фільтра. Блок 270 квантування виконаний з можливістю розрахунку квантованого представлення цього залишкового сигналу для

виведення як кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження. Такий блок квантування звичайно включає в себе блок векторного квантування, який кодує вхідний вектор, як індекс, у відповідний запис вектора в таблиці або книзі кодування. Як альтернатива - такий блок квантування може бути виконаний з можливістю передачі одного або більше параметрів, за якими може бути динамічно згенерований вектор в декодері, замість одержання його з накопичувача, як в способі таблиці кодування, що не часто використовується. Такий спосіб використовується в таких схемах кодування, як алгебраїчний CELP (лінійне прогнозування з кодуванням за таблицею кодування) і кодеками, такими як 3GPP2 (Партнерство третього покоління 2) EVRC (ПКЗШ, поліпшений кодек із змінною швидкістю роботи).

Бажано, щоб вузькосмуговий кодер A120 генерував кодований вузькосмуговий сигнал збудження відповідно до тих самих значень параметра фільтра, які будуть доступні для відповідного вузькосмугового декодера. Таким чином, одержаний в результаті кодований вузькосмуговий сигнал збудження може вже враховувати деякою мірою неідеальності таких значень параметра, як помилка квантування. Відповідно до цього бажано конфігурувати відбілюючий фільтр, використовуючи ті самі значення коефіцієнта, які будуть доступні в декодері. В основному прикладі кодера A122, який показаний на фіг.6, блок 240 оберненого квантування деквантує параметри S40 вузькосмугового кодування, перетворює 250 LSF в коефіцієнт LP фільтра, відображає одержані значення обернено у відповідний набір коефіцієнтів LP фільтра, і цей набір коефіцієнтів використовується для конфігурування відбілюючого фільтра 260 для генерування залишкового сигналу, що квантується блоком 270 квантування.

Деякі варіанти втілення вузькосмугового кодера A120 виконані з можливістю розрахунку кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження шляхом ідентифікації одного з набору векторів таблиці кодування, які найкращим чином відповідають залишковому сигналу. Однак потрібно зазначити, що вузькосмуговий кодер A120 також може бути втілений з можливістю розрахунку квантованого представлення залишкового сигналу без фактичного генерування залишкового сигналу. Наприклад, вузькосмуговий кодер A120 може бути виконаний з можливістю використання множини векторів таблиці кодування для генерування відповідних синтезованих сигналів (наприклад, відповідно до поточного набору параметрів фільтра) і для вибору вектора таблиці кодування, асоційованого з сигналом, що генерується, який найкращим чином відповідає вихідному вузькосмуговому сигналу S20 у зв'язі з прийняттям ділянці.

На фіг.7 показана блок-схема варіанту B112 втілення вузькосмугового декодера B110. Блок 310 оберненого квантування деквантує параметри S40 вузькосмугового фільтра (в цьому випадку, в набір LSF), і перетворення 320 LSF в коефіцієнт LP фільтра перетворює LSF в набір коефіцієнтів фільтра (наприклад, як описано вище з посиланням на блок 240 оберненого квантування і перетворення

250 вузькосмугового кодера A122). Блок 340 оберненого квантування деквантує вузькосмуговий залишковий сигнал S40 для одержання вузькосмугового сигналу S80 збудження. На основі коефіцієнтів фільтра і вузькосмугового сигналу S80 збудження вузькосмуговий фільтр 330 синтезу синтезує вузькосмуговий сигнал S90. Іншими словами, вузькосмуговий фільтр 330 синтезу виконаний з можливістю надання форми спектра вузькосмугового сигналу S80 збудження, відповідно до деквантованих коефіцієнтів фільтра, для формування вузькосмугового сигналу S90. Вузькосмуговий декодер B112 також подає вузькосмуговий сигнал S80 збудження в кодер A200 діапазону високих частот, який використовує його для одержання сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот, як описано тут. У деяких варіантах виконання, як описано нижче, вузькосмуговий декодер B110 може бути виконаний з можливістю передачі додаткової інформації в декодер B200 діапазону високих частот, яка зв'язана з вузькосмуговим сигналом, таким як спектральний нахил, посилення залежно від посилення тону і затримки, і мовний режим.

Система вузькосмугового кодера A122 і вузькосмугового декодера B112 являє собою основний приклад мовного кодера аналізу-за-синтезом. Кодування з лінійним прогнозуванням з кодуванням за таблицею кодування (CELP) являє собою одне популярне сімейство кодування аналізу-за-синтезом, і втілення таких кодерів можуть виконувати кодування форми коливань сигналу для залишкового сигналу, включаючи такі операції, як вибір записів з фіксованих і адаптивних таблиць кодування, операції мінімізації помилки і/або операції перцептуального зважування. Інші варіанти втілення кодування аналізу-за-синтезом включають в себе лінійне прогнозування зі змішаним збудженням (ЛПЗЗ, MELP), алгебраїчне CELP (АЛПКТ, ACELP), релаксаційне CELP (РЛПКТ, RCELP), регулярне імпульсне збудження (PI3, RPE), багатоімпульсне CELP (БІК, MPE) і кодування з лінійним прогнозуванням із збудженням за сумою векторів (КЛЗСВ, VSELP). Споріднені способи кодування включають в себе збудження в множині смуг (ЗМС, MBE) і кодування з інтерполяцією форми коливань прототипу (ІКП, PWI). Приклади стандартизованих мовних кодеків з аналізом-за-синтезом включають в себе кодек повної швидкості ETSI (ETSI, Європейський інститут стандартизації в ділянці зв'язку) GSM (GSM 06.10), в якому використовується лінійне прогнозування із залишковим збудженням (ЛПЗЗ, RELP); розширений кодек з повною швидкістю GSM (ETSI-GSM 06.60); кодер за стандартом ITU (MI3, Міжнародний інститут зв'язку) 11,8 Кбайт/сек G.729 Annex E; кодеки IS (BP, часовий стандарт)-641 для IS-136 (схема множинного доступу з часовим розділенням); адаптивні багатошвидкісні кодеки GSM (ГСМ-АБК, GSM-AMR); і кодек 4GV™ (Вокодер™ четвертого покоління) (QUALCOMM Incorporated, м. Сан-Дієго, Каліфорнія). Вузькосмуговий кодер A120 і відповідний декодер B110 можуть бути втілені відповідно до будь-якої з цих технологій або з використанням будь-якої іншої технології кодування мови (як ві-

домої, так і тієї, яка буде розроблена в майбутньому), яка представляє мовний сигнал як (A) набір параметрів, які описують фільтр і (B) сигнал збудження, що використовується для керування описаним фільтром для відтворення мовного сигналу.

Навіть після того, як відбілюючий фільтр видавить грубу огинаючу спектра вузькосмугового сигналу S20, істотна кількість гармонійної структури може залишитися, особливо для мовних сигналів. На фіг.8a показаний графік спектра одного прикладу залишкового сигналу, який може бути одержаний за допомогою відбілюючого фільтра для мовного сигналу, такого як сигнал, який відповідає голосному звуку. Періодична структура, видима в цьому прикладі, зв'язана з тоном, і різні голосові звуки, які вимовляються однією і тією ж людиною, що говорить, можуть мати структури різних формант, але аналогічні структури тону. На фіг.8b показаний графік у часовій ділянці прикладу такого залишкового сигналу, який представляє послідовність імпульсів тону у часі.

Ефективність кодування і/або якості мови може бути підвищена шляхом використання одного або більше значень параметра для кодування характеристик структури тону. Однією важливою характеристикою структури тону є частота першої гармоніки (яка також називається фундаментальною частотою), яка звичайно знаходиться в діапазоні 60-400 Гц. Цю характеристику звичайно кодують як обернене значення фундаментальної частоти, яке також називається затримкою тону. Затримка тону означає кількість вибірок за один період тону і може бути кодована як один або більше показників таблиці кодування. Мовні сигнали людини-чоловіка, що говорить, як правило мають більшу затримку тону, ніж мовні сигнали людини-жінки, що говорить.

Інша характеристика сигналу, зв'язана зі структурою тону, являє собою його періодичність, яка означає силу гармонійної структури або, іншими словами, степінь, в якому сигнал є гармонійним або негармонійним. Два типових індикатори періодичності являють собою перетини нуля і нормалізовані функції автокореляції (НФАК, NACF). Періодичність також може бути позначена посиленням тону, яке звичайно кодується як посилення таблиці кодування (наприклад, квантоване посилення адаптивної таблиці кодування).

Вузькосмуговий кодер A120 може включати в себе один або більше модулів, виконаних з можливістю кодування довготривалої гармонійної структури вузькосмугового сигналу S20. Як показано на фіг.9, одна типова парадигма CELP, яка може використовуватися, включає в себе модуль аналізу LPC з розімкненою петлею зворотного зв'язку, який кодує короточасні характеристики або грубу спектральну огинаючу, після чого йде етап аналізу довготривалого прогнозування із замкненою петлею зворотного зв'язку, який кодує тонкі особливості тону або гармонічну структуру. Короточасні характеристики кодують як коефіцієнти фільтра, і довготривалі характеристики кодують як значення для параметрів, таких як затримка тону і посилення тону. Наприклад, вузькосмуговий

кодер A120 може бути виконаний з можливістю виведення кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження в формі, яка включає в себе одне або більше позначень таблиці кодування (наприклад, індекс фіксованої таблиці кодування та індекс адаптивної таблиці кодування) і відповідні значення коефіцієнта посилення. Розрахунок такого квантованого представлення вузькосмугового залишкового сигналу (наприклад, за допомогою блоку 270 квантування), може включати в себе вибір таких позначень і розрахунок таких значень. Кодування структури тону також може включати в себе інтерполяцію форми коливань прототипу тону, причому ця операція може включати в себе розрахунок різниці між послідовними імпульсами тону. Моделювання довготривалої структури може бути відключене для фреймів, які відповідають неголосовому мовному сигналу, який типово є шумоподібним і неструктурованим.

Варіант втілення вузькосмугового декодера B110 відповідно до прикладу, показаного на фіг.9, може бути виконаний з можливістю виведення вузькосмугового сигналу S80 збудження в декодер B200 діапазону високих частот після відновлення структури протягом тривалого відрізка часу (структури тону або гармоніки). Наприклад, такий декодер може бути виконаний з можливістю виведення вузькосмугового сигналу S80 збудження як десантованої версії кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження. Звичайно, також можливо виконати вузькосмуговий декодер B110 таким чином, щоб декодер B200 діапазону високих частот виконував деквантизацію кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження для одержання вузькосмугового сигналу S80 збудження.

В одному варіанті втілення широкосмугового мовного кодера A100 відповідно до прикладу, показаного на фіг.9, кодер A200 діапазону високих частот може бути виконаний з можливістю прийому вузькосмугового сигналу збудження, що генерується внаслідок короточасного аналізу або за допомогою відбілюючого фільтра. Іншими словами, вузькосмуговий кодер A120 може бути виконаний з можливістю виведення вузькосмугового сигналу збудження в кодер A200 діапазону високих частот перед кодуванням довготривалої структури. Однак бажано, щоб кодер A200 діапазону високих частот приймав з вузькосмугового каналу ту саму інформацію кодування, яка буде прийнята декодером B200 діапазону високих частот так, щоб параметри кодування, що формуються кодером A200 діапазону високих частот, могли вже враховувати певною мірою неідеальності цієї інформації. Таким чином, може бути переважним, щоб кодер A200 діапазону високих частот реконструював вузькосмуговий сигнал S80 збудження з того самого параметричного і/або квантованого кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження, що виводиться широкосмуговим мовним кодером A100. Одна потенційна перевага такого підходу полягає у більш точному розрахунку коефіцієнтів S60b посилення діапазону високих частот, як описано нижче.

У доповнення до параметрів, які характеризують короткострокову і/або довготривалу структуру

вузькосмугового сигналу S20, вузькосмуговий кодер A120 може формувати значення параметра, які стосуються інших характеристик вузькосмугового сигналу S20. Ці значення, які можуть бути відповідним чином квантовані для виведення широкосмуговим мовним кодером A100, можуть бути включені в параметри S40 вузькосмугового фільтра або виведені окремо. Кодер A200 діапазону високих частот також може бути виконаний з можливістю розрахунку параметрів S60 кодування діапазону високих частот відповідно до одного або більшої кількості цих додаткових параметрів (наприклад, після деквантизації). У широкосмуговому мовному декодері B100 декодер B200 діапазону високих частот може бути виконаний з можливістю прийому значення параметра через вузькосмуговий декодер B110 (наприклад, після деквантизації). Як альтернатива - декодер B200 діапазону високих частот може бути виконаний з можливістю безпосереднього прийому (і, можливо, деквантизації) значень параметра.

В одному прикладі додаткових вузькосмугових параметрів кодування вузькосмуговий кодер A120 формує значення для нахилу спектра і параметри режиму мови для кожного фрейму. Нахил спектра стосується форми огинаючої спектра в смузі пропускання і звичайно представлений квантованим першим коефіцієнтом відбиття. Для більшості голосових звуків спектральна енергія зменшується з підвищенням частоти, тому перший коефіцієнт відбиття є негативним і може наближатися до -1. Більшість звуків, не пов'язаних з голосом, мають спектр, який є або плоским, так що перший коефіцієнт відбиття близький до нуля або має велику енергію в ділянці високих частот, так що перший коефіцієнт відбиття має позитивне значення і може наближатися до +1.

Режим мови (який також називається режимом голосу) означає, чи представляє поточний фрейм дзвінку (вокалізовану) або глуху (невокалізовану) мову. Цей параметр може мати двійкове значення на основі одного або декількох показників періодичності (наприклад, перетинів нуля, NACF, посилення тону) і/або активності голосу для фрейму, таких як, наприклад, взаємозв'язок між таким показником і пороговим значенням. В інших варіантах втілення параметр режиму мови має один або більше інших станів, які означають такі режими, як мовчання або фоновий шум, або перехід між мовчанням і дзвінкою мовою.

Кодер A200 діапазону високих частот виконаний з можливістю кодування сигналу S30 діапазону високих частот відповідно до моделі фільтра джерела, при цьому збудження цього фільтра основане на кодованому вузькосмуговому сигналі збудження. На фіг.10 показана блок-схема варіанту A202 втілення кодера A200 діапазону високих частот, який виконаний з можливістю формування потоку параметрів S60 кодування діапазону високих частот, що включає в себе параметри S60a фільтра діапазону високих частот і коефіцієнти S60b посилення діапазону високих частот. Генератор A300 збудження в діапазоні високих частот одержує сигнал S120 збудження в діапазоні високих частот з кодованого вузькосмугового сигналу

S50 збудження. Модуль A210 аналізу формує набір значень параметрів, які характеризують огинаючу спектра сигналу S30 діапазону високих частот. У цьому конкретному прикладі модуль A210 аналізу виконаний з можливістю проведення аналізу LPC для одержання набору коефіцієнтів фільтра LP для кожного фрейму сигналу S30 діапазону високих частот. Перетворення 410 коефіцієнта фільтра лінійного прогнозування в LSF перетворює набір коефіцієнтів фільтра LP у відповідний набір LSF. Як згадується вище з посиланням на модуль 210 аналізу і перетворення 220, модуль A210 аналізу і/або перетворення 410 можуть бути виконані з можливістю використання інших наборів коефіцієнтів (наприклад, кепстральних коефіцієнтів) і/або представлень (наприклад, ISP).

Модуль 420 квантування виконаний з можливістю квантування набору LSF для діапазону високих частот (або інших представлень коефіцієнта, таких як ISP), і кодер A202 діапазону високих частот виконаний з можливістю виведення результату такого квантування у вигляді параметрів S60a фільтра діапазону високих частот. Такий модуль квантування звичайно включає в себе векторний модуль квантування, який кодує вхідний вектор як індекс для відповідного запису вектора в таблиці або таблиці кодування.

Кодер A202 діапазону високих частот також включає в себе фільтр A220 синтезу, виконаний з можливістю формування синтезованого сигналу S130 діапазону високих частот, відповідно до сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот, і кодованої огинаючої спектра (наприклад, набір коефіцієнтів фільтра LP), сформованої модулем A210 аналізу. Фільтр A220 синтезу звичайно втілений як фільтр IIR, хоча також можна використовувати варіанти втілення FIR. У конкретному прикладі фільтр A220 синтезу втілений як лінійний авторегресивний фільтр шостого порядку.

Калькулятор A230 коефіцієнта посилення діапазону високих частот розраховує одну або більше відмінностей між рівнями вихідного сигналу S30 діапазону високих частот і синтезованого сигналу S130 в діапазоні високих частот для визначення огинаючої коефіцієнта посилення для фрейму. Модуль 430 квантування, який може бути втілений як векторний модуль квантування, який кодує вхідний вектор як індекс для відповідного запису вектора в таблиці або в книзі кодування, квантує одне значення або значення, що визначають огинаючу посилення, і кодер A202 діапазону високих частот виконаний з можливістю виведення результату цього квантування у вигляді коефіцієнтів S60b посилення в діапазоні високих частот.

У варіанті втілення, показаному на фіг.10, фільтр A220 синтезу виконаний з можливістю прийому коефіцієнтів фільтра з модуля A210 аналізу. Альтернативний варіант втілення кодера A202 діапазону високих частот включає в себе блок оберненого квантування та інверсне перетворення, виконане з можливістю декодування коефіцієнтів фільтра з параметрів S60a фільтра діапазону високих частот, і в цьому випадку фільтр A220 синтезу встановлений для прийому замість цього декодованих коефіцієнтів фільтра. Таке альтерна-

тивне компонування може підтримувати більш точний розрахунок огинаючої посилення за допомогою калькулятора A230 коефіцієнта посилення в діапазоні високих частот.

В одному конкретному прикладі модуль A210 аналізу і калькулятор A230 посилення діапазону високих частот виводять набір з шести LSF і набір з п'яти значень посилення на фрейм відповідно так, що широкосмугове розширення вузькосмугового сигналу S20 може бути досягнуте, використовуючи тільки одинадцять додаткових значень на фрейм. Вуха виявляє меншу чутливість до помилок частоти на високих частотах, тому таке кодування діапазону високих частот при малому порядку LPC може формувати сигнал, що має порівнянну якість сприйняття з вузькосмуговим кодуванням при більш високому порядку LPC. Типовий варіант втілення кодера A200 діапазону високих частот може бути виконаний з можливістю виведення 8-12 на фрейм для реконструкції високої якості спектральної огинаючої та інших 8-12 біт на фрейм для реконструкції високої якості часової огинаючої. В іншому конкретному прикладі модуль A210 аналізу виводить набір з восьми LSF на фрейм.

Деякі варіанти втілення кодера A200 діапазону високих частот виконані з можливістю формування сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот шляхом генерування випадкового сигналу шуму, що має компоненти діапазону високих частот, і модуляції амплітуди сигналу шуму відповідно до огинаючої у часовій ділянці вузькосмугового сигналу S20, вузькосмугового сигналу S80 збудження або сигналу S30 діапазону високих частот. Однак, хоча такий спосіб, оснований на шумах, дозволяє одержати адекватні результати для неголосових звуків, він може бути небажаним для голосових звуків, залишки яких звичайно є гармонійними і, отже, мають деяку періодичну структуру.

Генератор A300 збудження в діапазоні високих частот виконаний з можливістю генерування сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот шляхом розширення спектра вузькосмугового сигналу S80 збудження в діапазон високих частот. На фіг.11 показана блок-схема варіанту A302 втілення генератора A300 збудження в діапазоні високих частот. Блок 450 оберненого квантування виконаний з можливістю деквантування кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження для формування вузькосмугового сигналу S80 збудження. Розширювач A400 спектра виконаний з можливістю формування гармонійно розширеного сигналу S160 на основі вузькосмугового сигналу S80 збудження. Блок 470 комбінування виконаний з можливістю комбінування випадкового сигналу шуму, що генерується генератором 480 шуму, і огинаючої у часовій ділянці, розрахованої калькулятором 460 огинаючої, для формування модульованого сигналу S170 шуму. Блок 490 комбінування виконаний з можливістю змішення гармонійно розширеного сигналу S160 і модульованого сигналу S170 шуму для одержання сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот.

В одному прикладі розширювач A400 спектра виконаний з можливістю виконання операції спек-

трального накладення (також називається відображенням) на вузькосмуговий сигнал S80 збудження для формування гармонійно розширеного сигналу S160. Спектральне накладення може бути виконане шляхом заповнення нулями сигналу S80 збудження з подальшим застосуванням фільтра високої частоти для збереження паразитного сигналу. В іншому прикладі розширювач A400 спектра виконаний з можливістю формування гармонійно розширеного сигналу S160 шляхом спектрального перетворення вузькосмугового сигналу S80 збудження в діапазон високих частот (наприклад, шляхом виконання дискретизації з підвищенням частот, з множенням на косинусний сигнал з постійною частотою).

Способи спектрального накладення і перетворення дозволяють формувати сигнали з розширеним спектром, гармонічна структура яких не є безперервною з початковою гармонійною структурою вузькосмугового сигналу S80 збудження за фазою і/або частотою. Наприклад, такі способи дозволяють формувати сигнали, що мають піки, які, загалом, не розташовані в місцях, кратних основній частоті, що може викликати жорсткі металеві паразитні звуки в реконструйованому мовному сигналі. Ці способи також виявляють тенденцію формування високочастотних гармонік, які мають неприродно сильні тональні характеристики. Крім того, оскільки сигнал PSTN може бути дискретизований з частотою 8 кГц, але обмежений по смузі пропускання до рівня, не більше, ніж 3400 Гц, верхній спектр вузькосмугового сигналу S80 збудження може містити малу кількість енергії або не містити енергію, внаслідок чого розширений сигнал, згенерований відповідно до операцій накладення спектра або перетворення, може мати провал спектра на частоті вище 3400 Гц.

Інші способи генерування гармонійно розширеного сигналу S160 включають в себе ідентифікацію однієї або більше основних частот вузькосмугового сигналу S80 збудження і генерування гармонічних тонів відповідно до цієї інформації. Наприклад, гармонічна структура сигналу збудження може характеризуватися основною частотою разом з інформацією про амплітуду і фазу. Інший варіант втілення генератора A300 збудження в діапазоні високих частот генерує гармонійно розширений сигнал S160 на основі основної частоти та амплітуди (як визначено, наприклад, за тримкою тону і посиленням тону). Однак якщо гармонійно розширений сигнал не буде когерентним за фазою з вузькосмуговим сигналом S80 збудження, якість одержаної внаслідок декодованої мови не може бути прийнятною.

Для створення сигналу збудження в діапазоні високих частот, який є когерентним за фазою з вузькосмуговим збудженням, і в якому зберігається гармонічна структура без розриву фази, можна використовувати нелінійну функцію. Нелінійна функція також може створювати підвищений рівень шумів між високочастотними гармоніками, що, однак, виявляє тенденцію більш природного звучання, ніж тональні високочастотні гармоніки, що формуються за допомогою таких способів, як накладення спектра і перетворення спектра. Типо-

ві нелінійні функції без запам'ятовування, які можна застосовувати в різних варіантах втілення розширювача A400 спектра, включають в себе функцію абсолютного значення (яка також називається повним випрямленням форми сигналу), випрямлення половини форми сигналу, піднесення в квадрат, піднесення в куб та обмеження. Інші варіанти втілення розширювача A400 спектра можуть бути виконані з можливістю застосування нелінійної функції, що має пам'ять.

На фіг.12 показана блок-схема варіанту A402 втілення розширювача A400 спектра, який виконаний з можливістю застосування нелінійної функції для розширення спектра вузькосмугового сигналу S80 збудження. Дискретизатор 510 з підвищенням частоти виконаний з можливістю дискретизації з підвищенням частоти вузькосмугового сигналу S80 збудження. При цьому може бути бажаним виконувати дискретизацію з підвищенням частоти сигналу в достатній мірі для мінімізації східчастості після застосування нелінійної функції. В одному конкретному прикладі дискретизатор 510 з підвищенням частоти виконує дискретизацію з підвищенням частоти сигналу з коефіцієнтом вісім. Дискретизатор 510 з підвищенням частоти може бути виконаний з можливістю виконання операції дискретизації з підвищенням частоти шляхом вставлення нулів у вхідний сигнал і фільтрації результату через фільтри низької частоти. Калькулятор 520 нелінійної функції виконаний з можливістю застосування нелінійної функції до сигналу, одержаного після дискретизації з підвищенням частоти. Одна потенційна перевага функції абсолютного значення в порівнянні з іншими нелінійними функціями для розширення спектра, такими як піднесення в квадрат, полягає в тому, що при цьому не потрібна нормалізація енергії. У деяких варіантах втілення функція абсолютного значення може бути ефективно прикладена шляхом видалення або скидання знакового біта кожної вибірки. Калькулятор 520 нелінійної функції також може бути виконаний з можливістю виконання деформації амплітуди сигналу до його дискретизації з підвищенням частоти або сигналу з розширеним спектром.

Дискретизатор 530 із зниженням частоти виконаний з можливістю до дискретизації із зниженням частоти результату застосування нелінійної функції з розширеним спектром. При цьому може бути бажаним, щоб дискретизатор з 530 зниженням частоти виконував операцію смугової фільтрації для вибору необхідної смуги частот сигналу з розширеним спектром перед зниженням частоти вибірки (наприклад, для зменшення або виключення східчастості, або спотворення під впливом небажаного зображення). Також може бути бажаним, щоб дискретизатор 530 із зниженням частоти зменшував частоту дискретизації більше, ніж в одному каскаді.

На фіг.12а показана схема, що представляє спектри сигналу в різних точках в одному прикладі операції розширення спектра, де на різних графіках використовується однакова шкала частот. На графіку (а) показаний спектр одного прикладу вузькосмугового сигналу S80 збудження. На графіку (b) показаний спектр після дискретизації сигналу

S80 з підвищенням частоти з коефіцієнтом вісім. На графіку (c) показаний приклад розширеного спектра після застосування нелінійної функції. На графіку (d) показаний спектр після обробки фільтром низької частоти. У цьому прикладі смуга пропускання продовжується до верхньої межі частоти сигналу S30 діапазону високих частот (наприклад, 7 або 8 кГц).

На графіку (e) показаний спектр після першого етапу дискретизації із зниженням частоти, на якому частота дискретизації зменшена з коефіцієнтом чотири, для одержання широкосмугового сигналу. На графіку (f) показаний спектр після операції фільтрації діапазону високих частот для вибору ділянки діапазону високих частот розширеного сигналу, і на графіку (g) показаний спектр після другого каскаду дискретизації із зниженням частот, в якому частота дискретизації зменшена з коефіцієнтом два. В одному конкретному прикладі дискретизатор 530 із зниженням частоти виконує фільтрацію високої частоти, і другий етап дискретизації із зниженням частоти, шляхом пропускання широкосмугового сигналу через фільтр 130 високих частот і дискретизатор 140 із зниженням частоти набору A112 фільтрів (або через інші структури або процедури, що мають таку саму характеристику) для одержання сигналу з розширеним спектром, що має діапазон частот і частоту дискретизації сигналу S30 діапазону високих частот.

Як можна бачити на графіку (g), дискретизація із зниженням частоти високочастотного сигналу, показаного на графіку (f), призводить до формування оберненого спектра. У цьому прикладі дискретизатор 530 із зниженням частоти також виконаний з можливістю виконання операції обернення спектра сигналу. На графіку (h) показаний сигнал після застосування операції обернення спектра, який може бути виконаний шляхом множення сигналу на функцію $e^{jn\pi}$ або послідовність $(-1)^n$, значення якої змінюються між +1 та -1. Така операція еквівалентна зсуву цифрового спектра сигналу в частотній ділянці на відстань π . Потрібно зазначити, що такий самий результат також може бути одержаний шляхом застосування дискретизації із зниженням частоти та операції перевернення спектра в іншому порядку. Операції виконання дискретизації з підвищенням частоти і/або дискретизації із зниженням частоти також можуть бути виконані так, що вони будуть включати повторну дискретизацію для одержання сигналу з розширеним спектром, що має частоту дискретизації сигналу S30 діапазону високих частот (наприклад, 7 кГц).

Як зазначено вище, набори A110 та B120 фільтрів можуть бути втілені таким чином, що один або обидва сигнали S20, S30 - вузькосмуговий сигнал і сигнал діапазону високих частот - мають спектрально інвертовану форму на виході з набору фільтрів A110, при цьому його кодують і декодують в спектрально оберненій формі і спектр знову обертають в наборі B120 фільтрів перед виведенням у вигляді широкосмугового мовного сигналу S110. У такому випадку, звичайно, операція обернення спектра, як показано на фіг.12а, не

потребується, оскільки при цьому було би потрібно також, щоб сигнал S120 збудження в діапазоні високих частот також мав обернену форму спектра.

Різні задачі виконання дискретизації з підвищенням частоти і дискретизації із зниженням частот операції розширення спектра, що виконуються розширювачем A402 спектра, можуть бути виконані і скомпоновані за допомогою множини різних способів. Наприклад, на фіг.12b показана схема, що представляє спектри сигналів в різних точках в іншому прикладі операції розширення спектра, на яких шкала частот представлена однаковою для різних графіків. На графіку (a) показаний спектр одного прикладу вузькосмугового сигналу S80 збудження. На графіку (b) показаний спектр після дискретизації сигналу S80 з підвищенням частоти з коефіцієнтом два. На графіку (c) показаний приклад розширеного спектра після застосування нелінійної функції. У цьому випадку східчастість, яка може виникати на більш високих частотах, є прийнятною.

На графіку (d) показаний спектр після операції обернення спектра. На графіку (e) показаний спектр після одного етапу дискретизації із зниженням частоти, в якому частота дискретизації зменшена з коефіцієнтом два для одержання необхідного сигналу з розширеним спектром. У цьому прикладі сигнал має інвертовану форму спектра і може використовуватися у варіанті втілення кодера A200 діапазону високих частот, який обробляв сигнал S30 діапазону високих частот в такій формі.

Сигнал з розширеним спектром, сформований калькулятором 520 нелінійної функції, ймовірно, має виражене різке падіння амплітуди по мірі підвищення частоти. Розширювач A402 спектра включає в себе вирівнювач 540 спектра, виконаний з можливістю виконання операції відбілювання сигналу після дискретизації із зниженням частоти. Вирівнювач 540 спектра може бути виконаний з можливістю виконання фіксованої операції відбілювання або виконання операції адаптивного відбілювання. У конкретному прикладі адаптивного відбілювання вирівнювач 540 спектра включає в себе модуль аналізу LPC, виконаний з можливістю розрахунку набору чотирьох коефіцієнтів фільтра з сигналу, дискретизованого із зниженням частоти і фільтра аналізу четвертого порядку, виконаного з можливістю відбілювання сигналу відповідно до цих коефіцієнтів. Інші варіанти втілення розширювача A400 спектра включають в себе конфігурації, в яких вирівнювач 540 спектра працює із сигналом з розширеним спектром перед дискретизатором 530 із зниженням частоти.

Генератор A300 збудження в діапазоні високих частот може бути втілений з можливістю виведення гармонійно розширеного сигналу S160 як сигналу S120 збудження діапазону високих частот. У деяких випадках, однак, використання тільки гармонійно розширеного сигналу як збудження в діапазоні високих частот може призвести до чутних паразитних звуків. Гармонічна структура мови звичайно менш виражена в діапазоні високих частот, ніж в діапазоні низьких частот, і зайве використан-

ня гармонійної структури в сигналі збудження в діапазоні високих частот може призвести до виникнення звуків, що гудять. Такі паразитні звуки можуть бути особливо помітними в мовних сигналах людини-жінки, що говорять.

Варіанти втілення включають в себе реалізації генератора A300 збудження в діапазоні високих частот, який виконаний з можливістю змішування гармонійно розширеного сигналу S160 з сигналом шумів. Як показано на фіг.11, генератор A302 збудження в діапазоні високих частот включає в себе генератор 480 шуму, який виконаний з можливістю формування випадкового сигналу шуму. В одному прикладі генератор 480 шуму виконаний з можливістю формування білого псевдовипадкового сигналу шуму з одиначною дисперсією, хоча в інших варіантах втілення сигнал шуму не обов'язково повинен бути білим і може мати щільність потужності, що змінюється залежно від частоти. Може бути бажано, щоб генератор 480 шуму був виконаний з можливістю виведення сигналу шуму з детермінованою функцією так, щоб його стан можна було дублювати в декодері. Наприклад, генератор 480 шуму може бути виконаний з можливістю виведення сигналу шуму з детермінованою функцією інформації, кодованою раніше в межах того самого фрейму, такою як параметри S40 вузькосмугового фільтра і/або кодований вузькосмуговий сигнал S50 збудження.

Перед зміщенням з гармонійно розширеним сигналом S160, випадковий сигнал шуму, що формується генератором 480 шуму, може бути модульований за амплітудою так, щоб він мав огинаючу у часовій ділянці, яка наближається до розподілу енергії за часом вузькосмугового сигналу S20, сигналу S30 діапазону високих частот, вузькосмугового сигналу S80 збудження або гармонійно розширеного сигналу S160. Як показано на фіг.11, генератор A302 збудження в діапазоні високих частот включає в себе блок 470 комбінування, виконаний з можливістю амплітудної модуляції сигналу шуму, що формується генератором 480 шуму, відповідно до огинаючої у часовій ділянці, розрахованої калькулятором 460 огинаючої. Наприклад, блок 470 комбінування може бути втілений як помножувач, виконаний з можливістю масштабування виходу генератора 480 шуму відповідно до огинаючої у часовій ділянці, розрахованої калькулятором 460 огинаючої, для формування модульованого сигналу S170 шуму.

У варіанті A304 втілення генератора A302 збудження в діапазоні високих частот, як показано в блок-схемі за фіг.13, калькулятор 460 огинаючої виконаний з можливістю розрахунку огинаючої гармонійно розширеного сигналу S160. У варіанті A306 втілення генератора A302 збудження в діапазоні високих частот, як показано в блок-схемі за фіг.14, калькулятор 460 огинаючої виконаний з можливістю розрахунку огинаючої вузькосмугового сигналу S80 збудження. Додаткові втілення генератора A302 збудження в діапазоні високих частот можуть бути сконфігуровані по-іншому для додавання шумів до гармонійно розширеного сигналу S160 відповідно до розташування імпульсів вузькосмугового тону за часом.

Калькулятор 460 огинаючої може бути виконаний з можливістю виконання розрахунку огинаючої як задачі, яка включає в себе послідовність підзадач. На фіг.15 показана блок-схема послідовності операцій прикладу T100 такої задачі. Підзадача T110 розраховує квадрат кожної вибірки фрейму сигналу, огинаюча якого повинна бути змодельована (наприклад, вузькосмугового сигналу S80 збудження або гармонійно розширеного сигналу S160) для формування послідовності квадратів значень. Підзадача T120 виконує операцію згладжування над послідовністю квадратів значень. В одному прикладі підзадача T120 застосовує фільтр низької частоти IIR першого порядку до послідовності відповідно до виразу:

$$y(n) - \alpha x(n) + (1 - \alpha)y(n-1), \quad (1)$$

де x являє собою вхідний сигнал фільтра, y являє собою вихідний сигнал фільтра, n являє собою індекс у часовій ділянці, і α являє собою коефіцієнт згладжування, що має значення від 0,5 до 1. Значення коефіцієнта α згладжування може бути фіксованим або, в альтернативному варіанті втілення, може бути адаптивним, відповідно до позначення шуму у вхідному сигналі, так що значення α стає ближче до 1 за відсутності шумів і ближче до 0,5 в присутності шумів. Підзадача T130 застосовує функцію квадратного кореня до кожної вибірки згладженої послідовності для одержання огинаючої у часовій ділянці.

Такий варіант втілення калькулятора 460 огинаючої може бути виконаний з можливістю виконання різних підзадач задачі T100 послідовно і/або паралельно. У додаткових варіантах втілення задачі T100 підзадачі T110 може передувати операція обмеження по смузі пропускання, виконана з можливістю вибору необхідної ділянки частоти сигналу, повна огинаюча якого повинна бути змодельована, наприклад, в діапазоні 3-4 кГц.

Блок 490 комбінування виконаний з можливістю гармонійного змішення розширеного сигналу S160 і модульованого сигналу S170 шумів для одержання сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот. Варіанти втілення блоку 490 комбінування можуть бути виконані з можливістю, наприклад, розрахунку сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот, як суми гармонійно розширеного сигналу S160 і модульованого сигналу S170 шуму. Такий варіант втілення блоку 490 комбінування може бути виконаний з можливістю розрахунку сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот у вигляді зваженої суми шляхом прикладення вагового коефіцієнта до гармонійно розширеного сигналу S160 і/або до модульованого сигналу S170 шумів перед підсумовуванням. Кожний такий ваговий коефіцієнт може бути розрахований відповідно до одного або більше критеріїв і може мати фіксоване значення або, як альтернатива, адаптивне значення, яке розраховується для кожного фрейму або підфрейму.

На фіг.16 показана блок-схема варіанту 492 втілення блоку 490 комбінування, який виконаний з можливістю розрахунку сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот як зважена сума гармо-

нійно розширеного сигналу S160 і модульованого сигналу S170 шуму. Блок 492 комбінування виконаний з можливістю зважування гармонійно розширеного сигналу S160 відповідно до гармонійного вагового коефіцієнта S180 для зважування модульованого шумового сигналу S170 відповідно до вагового коефіцієнта S190 шуму і виведення сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот як суми зважених сигналів. У цьому прикладі блок 492 комбінування включає в себе калькулятор 550 вагового коефіцієнта, який виконаний з можливістю розрахунку гармонійного вагового коефіцієнта S180 і вагового коефіцієнта S190 шуму.

Калькулятор 550 вагового коефіцієнта може бути виконаний з можливістю розрахунку вагових коефіцієнтів S180 та S190 відповідно до бажаного відношення гармонійного вмісту до вмісту шумів в сигналі S120 збудження в діапазоні високих частот. Наприклад, може бути бажаним, щоб блок 492 комбінування формував сигнал S120 збудження в діапазоні високих частот, який має відношення гармонійної енергії до енергії шуму, аналогічне до цього відношення у сигналу S30 діапазону високих частот. У деяких варіантах втілення калькулятора 550 вагового коефіцієнта вагові коефіцієнти S180, S190 розраховують відповідно до одного або більше параметрів, що стосуються періодичності вузькосмугового сигналу S20 або вузькосмугового залишкового сигналу, таких як коефіцієнт посилення тону і/або режим мови. Такий варіант втілення калькулятора 550 вагового коефіцієнта може бути виконаний з можливістю призначення визначеного значення гармонійному ваговому коефіцієнту S180, який пропорційний, наприклад, посиленню тону, і/або призначення більш високого значення для вагового коефіцієнта S190 шуму для невокалізованих мовних сигналів, ніж для голосових мовних сигналів.

В інших варіантах втілення калькулятора 550 вагового коефіцієнта виконаний з можливістю розрахунку значень для гармонійного вагового коефіцієнта S180 і/або вагового коефіцієнта S190 шуму відповідно до міри періодичності сигналу S30 діапазону високих частот. В одному такому прикладі, калькулятор 550 вагового коефіцієнта розраховує гармонійний ваговий коефіцієнт S180 як максимальне значення коефіцієнта автокореляції сигналу S30 діапазону високих частот для поточного фрейму або підфрейму, коли автокореляцію виконують в діапазоні пошуку, який включає в себе час затримки одного тону і не включає в себе затримку нульових вибірок. На фіг.17 показаний приклад такого діапазону пошуку довжиною n вибірок, який встановлений по центру навколо затримки однієї затримки тону і має ширину не більше, ніж одна затримка тону.

На фіг.17 також показаний приклад іншого підходу, в якому калькулятор 550 вагового коефіцієнта розраховує міру періодичності сигналу S30 діапазону високих частот за декілька етапів. На першому етапі поточний фрейм розділяють на множини підфреймів і затримку, для якої коефіцієнт автокореляції є максимальним, визначають окремо для кожного підфрейму. Як згадано вище, автокореляцію виконують по діапазону пошуку,

який включає в себе затримку однієї затримки тону і не включає в себе затримку нульових вибірок.

На другому етапі затриманий фрейм будують шляхом застосування відповідної ідентифікованої затримки для кожного підфрейму, виконуючи конкатенацію одержаних в результаті підфреймів для побудови оптимально затриманого фрейму, і розраховуючи гармонійний ваговий коефіцієнт S180 як коефіцієнт кореляції між вихідним фреймом та оптимально затриманим фреймом. У додатковій альтернативі - калькулятор 550 вагового коефіцієнта розраховує гармонійний ваговий коефіцієнт S180, як середнє значення максимальних коефіцієнтів автокореляції, одержаних на першому етапі для кожного підфрейму. Варіанти втілення калькулятора 550 вагового коефіцієнта також можуть бути виконані з можливістю масштабування коефіцієнта кореляції і/або комбінування його з іншим значенням для розрахунку значення для гармонійного вагового коефіцієнта S180.

Може бути переважним, щоб калькулятор 550 вагового коефіцієнта розраховував міру періодичності сигналу S30 діапазону високих частот тільки у випадках, коли присутність періодичності у фреймі позначена іншим способом. Наприклад, калькулятор 550 вагового коефіцієнта може бути виконаний з можливістю розрахунку міри періодичності сигналу S30 діапазону високих частот відповідно до відношення між іншим індикатором періодичності поточного фрейму, таким як коефіцієнт посилення тону, і пороговим значенням. В одному прикладі калькулятор 550 вагового коефіцієнта виконаний з можливістю виконання операції автокореляції по сигналу S30 діапазону високих частот, тільки якщо посилення тону фрейму (наприклад, коефіцієнт посилення за адаптивною таблицею кодування вузькосмугового залишкового сигналу) має значення більше, ніж 0,5 (як альтернатива - менше, ніж 0,5). В іншому прикладі калькулятор 550 вагового коефіцієнта виконаний з можливістю виконання операції автокореляції по сигналу S30 діапазону високих частот тільки для фреймів, що мають визначені стани режиму мови (наприклад, тільки для голосових сигналів). У таких випадках калькулятор 550 вагового коефіцієнта може бути виконаний з можливістю призначення прийнятого за умовчанням вагового коефіцієнта для фреймів, що мають інші стани режиму мови, і/або менші значення коефіцієнта посилення тону.

Варіанти виконання включають в себе додаткові втілення калькулятора 550 вагового коефіцієнта, який виконаний з можливістю розрахунку вагових коефіцієнтів відповідно до інших характеристик, ніж періодичність або в доповнення до неї. Наприклад, така реалізація може бути виконана з можливістю призначення більшого значення для коефіцієнта S190 посилення шуму для мовних сигналів, що мають велику затримку тону, ніж для мовних сигналів, що мають малу затримку тону. Інший такий варіант втілення калькулятора 550 вагового коефіцієнта виконаний з можливістю визначення міри гармонійності широкосмугового мовного сигналу S10 або сигналу S30 діапазону високих частот відповідно до міри енергії сигналу в

значеннях, кратних основній частоті, відносно енергії сигналу в інших частотних компонентах.

Деякі варіанти втілення широкосмугового мовного кодера A100 виконані з можливістю виведення позначення періодичності або гармонійності (наприклад, одинітний прапор, що вказує, чи є фрейм гармонійним або негармонійним) на основі коефіцієнта посилення тону і/або іншої міри періодичності або гармонійності, як описано тут. В одному прикладі відповідний широкосмуговий мовний декодер B100 використовує таке позначення для конфігурування операції, такої як розрахунок вагового коефіцієнта. В іншому прикладі таке позначення використовується в кодері і/або декодері при розрахунку значення параметра режиму мови.

Може бути переважним для генератора A302 збудження в діапазоні високих частот генерувати сигнал S120 збудження в діапазоні високих частот так, щоб на енергію сигналу збудження, по суті, не впливали конкретні значення вагових коефіцієнтів S180 та S190. У такому випадку калькулятор 550 вагового коефіцієнта може бути виконаний з можливістю розрахунку значення гармонійного вагового коефіцієнта S180 або вагового коефіцієнта S190 шуму (або одержання такого значення з накопичувача або іншого елемента кодера A200 діапазону високих частот) і одержання значення для іншого вагового коефіцієнта відповідно до такого рівняння, як:

$$(W_{\text{гармонійний}})^2 + (W_{\text{шуму}})^2 = 1, \quad (2)$$

де $W_{\text{гармонійний}}$ означає гармонійний ваговий коефіцієнт S180 і $W_{\text{шуму}}$ означає ваговий коефіцієнт S190 шуму. Як альтернатива - калькулятор 550 вагового коефіцієнта може бути виконаний з можливістю вибору відповідно до значення міри періодичності для поточного фрейму або підфрейму, відповідного одного серед множини пар вагових коефіцієнтів S180, S190, де ці пари розраховані заздалегідь для задоволення відношення постійної енергії, такого як рівняння (2). Для варіанту втілення калькулятора 550 вагового коефіцієнта, в якому спостерігається рівняння (2), типові значення гармонійного вагового коефіцієнта S180 знаходяться в діапазоні від приблизно 0,7 до приблизно 1,0, і типові значення для вагового коефіцієнта S190 шуму знаходяться в діапазоні від приблизно 0,1 до приблизно 0,7. В інших варіантах втілення калькулятора 550 вагового коефіцієнта може бути виконаний з можливістю роботи відповідно до версії рівняння (2), яке було модифіковане відповідно до необхідного зважування по основній лінії між гармонійно розширеним сигналом S160 і модульованим сигналом S170 шуму.

Паразитні звуки можуть виникати в синтезованому мовному сигналі, коли розріджену таблицю кодування (записи в якій, в основному, містять нульові значення) використали для розрахунку квантованого представлення залишкового сигналу. Розрідженість таблиці кодування виникає, в основному, коли вузькосмуговий сигнал кодують з малою швидкістю проходження бітів. Паразитні звуки, викликані розрідженістю таблиці кодування, типово є квазіперіодичними за часом і виникають,

в основному, на частоті вище 3 кГц. Оскільки вухо людини має кращу розрізняючу здатність за часом на більш високих частотах, такі паразитні звуки можуть бути більш помітними в діапазоні високих частот.

Варіанти виконання включають в себе реалізацію генератора A300 збудження в діапазоні високих частот, який виконаний з можливістю фільтрації проти розрідженості. На фіг.18 показана блок-схема варіанту A312 втілення генератора A302 збудження в діапазоні високих частот, який включає в себе фільтр 600 проти розрідженості, виконаний з можливістю фільтрації деквантованого вузькосмугового сигналу збудження, що формується блоком 450 оберненого квантування. На фіг.19 показана блок-схема варіанту A314 втілення генератора A302 збудження в діапазоні високих частот, який включає в себе фільтр 600 проти розрідженості, виконаний з можливістю фільтрації сигналу з розширеним спектром, сформованого кодером A400 спектра. На фіг.20 показана блок-схема варіанту A316 втілення генератора A302 збудження в діапазоні високих частот, який включає в себе фільтр 600 проти розрідженості, виконаний з можливістю фільтрації вихідного сигналу блоку 490 комбінування для формування сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот. Звичайно, варіанти втілення генератора A300 збудження в діапазоні високих частот, в якому комбінуються властивості будь-якого з варіантів A304 та A306 втілення з властивостями будь-якого з варіантів A312, A314 та A316 втілення, розглядаються і розкриваються тут в явному вигляді. Фільтр 600 проти розрідженості також може бути встановлений в розширювачі A400 спектра, наприклад, після будь-якого з елементів 510, 520, 530 та 540 в розширювачі A402 спектра. Потрібно безперечно зазначити, що фільтр 600 проти розрідженості також можна використовувати у варіантах втілення розширювача A400 спектра, які виконують накладення спектра, перетворення спектра або гармонічне розширення.

Фільтр 600 проти розрідженості може бути виконаний з можливістю зміни фази свого вхідного сигналу. Наприклад, може бути переважно, щоб фільтр 600 проти розрідженості був виконаний з можливістю і встановлений так, щоб фаза сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот була рандомізована або, в іншому випадку, більш рівномірно розподілена за часом. Також може бути переважним, щоб характеристика фільтра 600 проти розрідженості була спектрально плоскою так, щоб спектр магнітуди фільтрованого сигналу не мав помітних змін. В одному прикладі фільтр 600 проти розрідженості втілений як фільтр повної смуги пропускання, що має функцію передачі, яка відповідає наступному виразу:

$$H(z) = \frac{-0,7 + z^{-4}}{1 - 0,7z^{-4}} \cdot \frac{0,6 + z^{-6}}{1 + 0,6z^{-6}} \quad (3)$$

Один з впливів такого фільтра може полягати у розподілі енергії вхідного сигналу таким чином, щоб вона більше не концентрувалася тільки в декількох вибірках.

Паразитні звуки, пов'язані з розрідженістю таблиці кодування, звичайно є більш помітними для сигналів, подібних до шумових сигналів, де залишкові сигнали включають в себе менше інформації тону, а також для мови в фонових шумах. Розрідженість звичайно призводить до виникнення меншої кількості паразитних звуків у випадках, коли збудження має довготривалу структуру, і дійсно - модифікація фази може викликати зашумленість в голосових сигналах. Таким чином, може бути переважним виконати фільтр 600 проти розрідженості так, щоб він фільтрував невокалізовані сигнали і пропускав, щонайменше, деякі голосові сигнали без зміни. Невокалізовані сигнали характеризуються низьким посиленням тону (наприклад, посиленням квантованої вузькосмугової адаптивної таблиці кодування) і спектральним нахилом (наприклад, квантованим першим коефіцієнтом відбиття), який близький до нуля або позитивний, що означає, що огинаюча спектра є плоскою або нахилена вгору із збільшенням частоти. Типові втілення фільтра 600 проти розрідженості виконані для фільтрації невокалізованих (глухих) звуків (наприклад, як визначено значенням спектрального нахилу), для фільтрації голосових звуків, коли коефіцієнт посилення тону знаходиться нижче порогового значення (як альтернатива - не перевищує порогове значення), і в іншому випадку він пропускає сигнал без зміни.

Додаткові варіанти втілення фільтра 600 проти розрідженості включають в себе два або більше фільтрів, які виконані з можливістю мати різні кути максимальної модифікації фази (наприклад, аж до 180 градусів). У такому випадку фільтр 600 проти розрідженості може бути виконаний з можливістю вибору серед цих компонентних фільтрів відповідно до значення коефіцієнта посилення тону (наприклад, коефіцієнта посилення квантованої адаптивної таблиці кодування або LTP) так, щоб найбільший максимальний кут модифікації фази використовувався для фреймів, що мають менші значення посилення тону. Варіант втілення фільтра 600 проти розрідженості може також включати в себе різні компонентні фільтри, які виконані з можливістю модифікації фази по більшій або меншій частині спектра частот так, щоб фільтр, сконфігурований для модифікації фази по більш широкому частотному діапазону вхідного сигналу, використовувався для фреймів, що мають менші значення посилення тону.

Для точного відтворення кодованого мовного сигналу може бути переважним, щоб відношення між рівнями ділянки діапазону високих частот і вузькосмугової ділянки синтезованого широкосмугового мовного сигналу S100 були аналогічні до співвідношень вихідного широкосмугового мовного сигналу S10. Додатково до огинаючої спектра, представленій параметрами S60a кодування діапазону високих частот, кодер A200 діапазону високих частот може бути виконаний з можливістю характеристизації сигналу S30 діапазону високих частот шляхом вказівки часової огинаючої або огинаючої коефіцієнта посилення. Як показано на фіг.10, кодер A202 діапазону високих частот включає в себе калькулятор A230 коефіцієнта посилен-

ня діапазону високих частот, який виконаний з можливістю і встановлений для розрахунку одного або більше коефіцієнтів посилення відповідно до відношення між сигналом S30 діапазону високих частот і синтезованим сигналом S130 діапазону високих частот, таким, як різниця або відношення між енергіями двох сигналів по фрейму або по деякій його частині. В інших варіантах втілення кодера A202 діапазону високих частот калькулятор A230 посилення діапазону високих частот може бути аналогічно виконаний з можливістю і встановлений замість цього для розрахунку огинаючої коефіцієнта посилення відповідно до такого відношення, що змінюється за часом, між сигналом S30 діапазону високих частот і вузькосмуговим сигналом S80 збудження або сигналом S120 збудження в діапазоні високих частот.

Часові огинаючі вузькосмугового сигналу S80 збудження і сигналу S30 діапазону високих частот, ймовірно, можуть бути аналогічними. Тому кодування огинаючої коефіцієнта посилення, яка основана на взаємовідношенні між сигналом S30 діапазону високих частот і вузькосмуговим сигналом S80 збудження (або сигналом, одержаним на його основі, таким як сигнал S120 збудження в діапазоні високих частот, або синтезований сигнал S130 діапазону високих частот), звичайно буде більш ефективним, ніж кодування огинаючої коефіцієнта посилення, на основі тільки сигналу S30 діапазону високих частот. У типовому варіанті втілення кодера A202 діапазону високих частот виконаний з можливістю виведення квантованого індексу розміром від восьми до дванадцяти бітів, який визначає п'ять коефіцієнтів посилення для кожного фрейму.

Калькулятор A230 коефіцієнта посилення діапазону високих частот може бути виконаний з можливістю розрахунку коефіцієнта посилення як задачі, яка включає в себе одну або більше послідовностей підзадач. На фіг.21 показана блок-схема прикладу T200 такої задачі, яка розраховує значення коефіцієнта посилення для відповідного підфрейму відповідно до відносних енергій сигналу S30 діапазону високих частот і синтезованого сигналу S130 діапазону високих частот. Задачі 220a та 220b розраховують енергії відповідних підфреймів відповідних сигналів. Наприклад, задачі 220a та 220b можуть бути виконані з можливістю розрахунку енергії у вигляді суми квадратів вибірок відповідного підфрейму. Задача T230 розраховує коефіцієнт посилення для підфрейму як корінь квадратний відношення цих енергій. У цьому прикладі задача T230 розраховує коефіцієнт посилення, як корінь квадратний відношення енергії сигналу S30 діапазону високих частот до енергії синтезованого сигналу S130 діапазону високих частот по підфрейму.

Може бути бажаним, щоб калькулятор A230 коефіцієнта посилення діапазону високих частот був виконаний з можливістю розрахунку енергії під фрейму відповідно до функції вікна. На фіг.22 показана блок-схема послідовності операцій такого варіанту T210 втілення задачі T200 розрахунку коефіцієнта посилення. Задача T215a застосовує функцію вікна для сигналу S30 діапазону високих

частот, і задача T215b застосовує ту саму функцію вікна для синтезованого сигналу S130 діапазону високих частот. Варіанти 222a та 222b втілення задач 220a та 220b розраховують енергії відповідних вікон, і задача T230 розраховує коефіцієнт посилення для підфрейму, як квадратний корінь відношення енергій.

Може бути переважним застосовувати функцію вікна, яка перекриває сусідні підфрейми. Наприклад, функція вікна, яка формує коефіцієнти посилення, які можуть бути застосовані з перекриттям, може допомогти зменшити або виключити розривність між підфреймами. В одному прикладі калькулятор A230 коефіцієнта посилення діапазону високих частот виконаний з можливістю застосування функції трапецієподібного вікна, як показано на фіг.23a, в якій вікно перекриває кожний з двох сусідніх підфреймів на одну мілісекунду. На фіг.23b показаний варіант застосування такої функції вікна для кожного з п'яти підфреймів 20-мілісекундного фрейму. Інші варіанти втілення калькулятора A230 коефіцієнта посилення діапазону високих частот можуть бути виконані з можливістю застосування функцій вікна, що мають інші періоди перекриття і/або інші форми вікна (наприклад, прямокутну Хеммінга), які можуть бути симетричними або асиметричними. Також можливо виконати варіант втілення калькулятора A230 коефіцієнта посилення діапазону високих частот з можливістю застосування різних функцій вікна до різних підфреймів в межах фрейму і/або так, щоб фрейм включав в себе підфрейми різної довжини.

Без обмежень - наступні значення представлені як приклади конкретних варіантів виконання. Для цих випадків передбачається фрейм розміром 20 мс, хоча можна використовувати будь-яку іншу тривалість. Для сигналу діапазону високих частот, дискретизованого з частотою 7 кГц, кожний фрейм має 140 вибірок. Якщо такий фрейм розділити на п'ять підфреймів рівної довжини, кожний підфрейм буде мати 28 вибірок, і вікно, як показано на фіг.23a, буде мати ширину 42 вибірки. Для сигналу діапазону високих частот, дискретизованого з частотою 8 кГц, кожний фрейм має 160 вибірок. Якщо такий фрейм розділити на п'ять підфреймів рівної довжини, кожний підфрейм буде мати 32 вибірки, і вікно, як показано на фіг.23a, буде мати ширину 48 вибірок. В інших варіантах втілення можна використовувати підфрейми будь-якої довжини, і навіть можливий варіант втілення калькулятора A230 коефіцієнта посилення діапазону високих частот, який виконаний з можливістю формування різного коефіцієнта посилення для кожної вибірки фрейму.

На фіг.24 показана блок-схема варіанту B202 втілення декодера B200 діапазону високих частот. Декодер B202 діапазону високих частот включає в себе генератор B300 збудження в діапазоні високих частот, який виконаний з можливістю формування сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот, на основі вузькосмугового сигналу S80 збудження. Залежно від конкретних конструктивних варіантів вибору системи, генератор B300 збудження в діапазоні високих частот може бути втілений відповідно до будь-якого з варіантів вті-

лення генератора A300 збудження в діапазоні високих частот, як описано нижче. Звичайно переважно реалізувати генератор B300 збудження в діапазоні високих частот так, щоб він мав таку саму характеристику, що і генератор збудження в діапазоні високих частот кодера діапазону високих частот конкретної системи кодування. Однак оскільки вузькосмуговий декодер B110 типово виконує деквантизацію кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження, в більшості випадків генератор B300 збудження в діапазоні високих частот може бути втілений так, що він буде приймати вузькосмуговий сигнал S80 збудження з вузькосмугового декодера B110, і при цьому немає необхідності включати в нього блок оберненого квантування, виконаний з можливістю деквантування кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження. Також можливо втілити вузькосмуговий декодер B110 так, щоб він включав в себе екземпляр фільтра 600 проти розрідженості, який виконаний з можливістю фільтрації деквантизованого вузькосмугового сигналу збудження перед його подачею у вузькосмуговий фільтр синтезу, такий як фільтр 330.

Блок 560 оберненого квантування виконаний з можливістю деквантування параметрів S60a фільтра діапазону високих частот (в даному прикладі, набору LSF), і перетворення 570 коефіцієнта фільтра LSF в LP виконане з можливістю перетворення LSF в набір коефіцієнтів фільтра (наприклад, як описано вище з посиланням на блок 240 оберненого квантування і перетворення 250 вузькосмугового кодера A122). В інших варіантах втілення, як показано вище, можна використовувати інші набори коефіцієнтів (наприклад, кепстральних коефіцієнтів) і/або представлення коефіцієнтів (наприклад, ISP). Фільтр B204 синтезу діапазону високих частот виконаний з можливістю формування синтезованого сигналу діапазону високих частот відповідно до сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот і набору коефіцієнтів фільтра. Для системи, в якій кодер діапазону високих частот включає в себе фільтр синтезу (наприклад, як в описаному вище прикладі кодера A202), може бути переважним втілити фільтр B204 синтезу діапазону високих частот так, щоб він мав ту саму характеристику (наприклад, ту саму функцію передачі), що і у фільтра синтезу.

Декодер B202 діапазону високих частот також включає в себе блок 580 оберненого квантування, виконаний з можливістю деквантування коефіцієнтів S60b посилення діапазону високих частот, та елемент 590 керування посиленням (наприклад, помножувач або підсилювач), виконаний з можливістю і встановлений таким чином, що він застосовує деквантовані коефіцієнти посилення для синтезованого сигналу діапазону високих частот для формування сигналу S100 діапазону високих частот. Для випадку, в якому огинаюча коефіцієнта посилення фрейму визначена більше, ніж одним коефіцієнтом посилення, елемент 590 керування посиленням може включати в себе логічну схему, виконану з можливістю застосування коефіцієнтів посилення для відповідних підфреймів, можливо, відповідно до функції вікна, яка може бути тією самою або може бути іншою функцією вікна, яку

застосовує калькулятор коефіцієнта посилення (наприклад, калькулятор A230 коефіцієнта посилення діапазону високих частот) відповідного кодера діапазону високих частот. В інших варіантах втілення декодера B202 діапазону високих частот елемент 590 керування посиленням виконаний аналогічно, але встановлений замість цього для застосування деквантованих коефіцієнтів посилення до вузькосмугового сигналу S80 збудження або до сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот.

Як згадано вище, може бути переважним одержати один і той самий стан в кодері діапазону високих частот і декодері діапазону високих частот (наприклад, використовуючи під час кодування деквантовані значення). Таким чином, може бути переважним в системі кодування відповідно до такого варіанту втілення забезпечити однаковий стан для відповідних генераторів шуму в генераторах A300 та B300 збудження в діапазоні високих частот. Наприклад, генератори A300 та B300 збудження в діапазоні високих частот в такому варіанті втілення можуть бути виконані таким чином, щоб стан генератора шуму являв собою детерміновану функцію інформації, вже кодованої в межах того самого фрейму (наприклад, параметри S40 вузькосмугового фільтра або його частини і/або кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження або його частини).

Один або більше блоків квантування описаних тут елементів (наприклад, блоків 230, 420 або 430 квантування), можуть бути виконані з можливістю виконання класифікованого векторного квантування. Наприклад, такий блок квантування може бути виконаний з можливістю вибору однієї з таблиць кодування на основі інформації, яка вже була кодована в межах того самого фрейму у вузькосмуговому каналі і/або в каналі діапазону високих частот. Така технологія звичайно забезпечує підвищену ефективність кодування за рахунок додаткового обсягу, необхідного для зберігання таблиці кодування.

Як описано вище з посиланням, наприклад, на фіг.8 та 9, істотна частина періодичної структури може залишатися в залишковому сигналі після видалення грубої спектральної огинаючої з вузькосмугового мовного сигналу S20. Наприклад, залишковий сигнал може містити послідовність приблизно періодичних імпульсів або піків, розподілених за часом. Така структура, яка типово пов'язана з тоном, особливо ймовірно виникає в голосових мовних сигналах. Розрахунок квантованого представлення вузькосмугового залишкового сигналу може включати в себе кодування такої структури тону відповідно до моделі довготривалої періодичності, яка представлена, наприклад, однією або більше таблицями кодування.

Структура тону фактичного залишкового сигналу може не точно відповідати моделі періодичності. Наприклад, залишковий сигнал може включати в себе невелику флуктуацію регулярності місцезорозташування імпульсів тону так, що відстані між послідовними імпульсами тону у фреймі не будуть точно рівні, і структура не буде повністю

регулярною. Така нерегулярність призводить до зниження ефективності кодування.

Деякі варіанти втілення вузькосмугового кодера A120 виконані з можливістю регуляризації структури тону шляхом прикладення адаптивного перетворення часового масштабу для залишкового сигналу перед квантуванням або під час квантування, або шляхом іншого включення адаптивного перетворення часового масштабу в кодований сигнал збудження. Наприклад, такий кодер може бути виконаний з можливістю вибору або іншого розрахунку ступеня перетворення часу (наприклад, відповідно до одного або більше перцептуальних зважувань і/або критеріїв мінімізації помилки) таким чином, щоб одержаний в результаті сигнал збудження оптимально відповідав моделі довготривалої періодичності. Регуляризація структури тону виконується за допомогою піднабору кодерів CELP, які називаються кодерами лінійного прогнозування з кодовим збудженням релаксації (RCELP).

Кодер RCELP звичайно виконаний з можливістю виконання зміни масштабу часу у вигляді адаптивного зсуву часу. Такий зсув часу може являти собою затримку в діапазоні від декількох негативних значень мілісекунд до декількох позитивних значень мілісекунд і звичайно плавно змінюється для виключення чутних розривів. У деяких варіантах виконання такий кодер виконаний з можливістю застосування регуляризації по частинах, при якій кожний фрейм або підфрейм піддають перетворенню часового масштабу на відповідний фіксований зсув часу. В інших варіантах втілення кодер виконаний з можливістю застосування регуляризації у вигляді безперервної функції перетворення часового масштабу так, що до фрейму або підфрейму застосовують перетворення часового масштабу відповідно до контуру тону (який також називається траєкторією тону). У деяких випадках (наприклад, як описано в опублікованій заявці 2004/0098255 на патент США), кодер виконаний з можливістю включення в себе перетворення масштабу часу в кодованому сигналі збудження шляхом застосування зсуву до перцептуально зваженого вхідного сигналу, який використовується для розрахунку кодового сигналу збудження.

Кодер розраховує кодований сигнал збудження, який був регуляризований і квантований, і декодер деквантує кодований сигнал збудження для одержання сигналу збудження, який використовується для синтезу декодованого мовного сигналу. Декодований вихідний сигнал, таким чином, виявляє ту саму затримку, що змінюється, яка була включена в кодований сигнал збудження в результаті регуляризації. Звичайно в декодер не передають інформацію, що визначає величину регуляризації.

Завдяки регуляризації звичайно спрощується кодування залишкового сигналу, що поліпшує вихід кодування з блоку довготривалого прогнозування і, таким чином, підвищує загальну ефективність кодування, звичайно без генерування паразитних звуків. Може бути переважним виконувати регуляризацію тільки для голосових фреймів. Наприклад, вузькосмуговий кодер A124 може бути

виконаний з можливістю зсуву тільки тих фреймів або підфреймів, які мають довготривалу структуру, таких як голосові сигнали. Може бути навіть бажаним виконувати регуляризацію тільки для підфреймів, які включають в себе енергію імпульсів тону. Різні варіанти втілення кодування RCELP описані в патентах США №№ 5,704,003 (Kleijn та інш.) та 6,879,955 (Rao), і в опублікованій заявці 2004/0098255 на патент США (Kovesi та інш.). Існуючі варіанти втілення кодерів RCELP включають в себе поліпшений кодек із змінною швидкістю роботи (EVRC), як описано в Telecommunications Industry Association (TIA) IS-127 та the Third Generation Partnership Project 2 (3GPP2) Selectable Mode Vocoder (SMV).

На жаль, регуляризація може створити проблеми для широкосмугового мовного кодера, в якому збудження діапазону високих частот одержують з кодованого вузькосмугового сигналу збудження (наприклад, як в системі, що включає в себе широкосмуговий мовний кодер A100 і широкосмуговий мовний декодер B100). Внаслідок одержання його сигналу з перетворенням часового масштабу сигнал збудження в діапазоні високих частот звичайно має часовий профіль, відмінний від профілю вихідного мовного сигналу діапазону високих частот. Іншими словами, сигнал збудження в діапазоні високих частот більше не є синхронним з вихідним мовним сигналом діапазону високих частот.

Несуміщення за часом між сигналом збудження в діапазоні високих частот з перетворенням часового масштабу і вихідним мовним сигналом діапазону високих частот може призвести до декількох проблем. Наприклад, сигнал збудження в діапазоні високих частот з перетворенням часового масштабу більше не може забезпечувати відповідне збудження джерела для фільтра синтезу, який виконаний відповідно до параметрів фільтра, виділених з вихідного мовного сигналу діапазону високих частот. У результаті синтезований сигнал діапазону високих частот може містити чутні паразитні звуки, які погіршують якість сприйняття декодованого широкосмугового мовного сигналу.

Несуміщення за часом може також призвести до неефективності кодування огинаючої посилення. Як згадано вище, ймовірно, існує кореляція між часовими огинаючими вузькосмугового сигналу S80 збудження і сигналу S30 діапазону високих частот. Шляхом кодування огинаючої посилення сигналу діапазону високих частот, відповідно до взаємозалежності між цими двома часовими огинаючими, може бути реалізоване підвищення ефективності кодування в порівнянні з безпосереднім кодуванням огинаючої посилення. Однак у випадку, коли кодований вузькосмуговий сигнал збудження регуляризований, така кореляція може бути послаблена. Несуміщення за часом між вузькосмуговим сигналом S80 збудження і сигналом S30 діапазону високих частот може призвести до виникнення флуктуацій коефіцієнтів S60b посилення діапазону високих частот, і при цьому ефективність кодування може знизитися.

Варіанти втілення включають в себе способи мовного кодування діапазону високих частот, які

виконують перетворення часового масштабу мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до перетворення часового масштабу, включеного у відповідний кодований вузькосмуговий сигнал збудження. Потенційні переваги таких способів включають в себе поліпшення якості декодованого широкосмугового мовного сигналу і/або поліпшення ефективності кодування огинаючої посилення діапазону високих частот.

На фіг.25 показана блок-схема варіанту AD10 втілення широкосмугового мовного кодера A100. Кодер AD10 включає в себе реалізацію A124 вузькосмугового кодера A120, який виконаний з можливістю виконання регуляризації під час розрахунку кодованого вузькосмугового сигналу S50 збудження. Наприклад, вузькосмуговий кодер A124 може бути виконаний відповідно до однієї або більше реалізацій RCELP, описаних вище.

Вузькосмуговий кодер A124 також виконаний з можливістю виведення сигналу SD10 даних регуляризації, що визначає ступінь прикладеного перетворення часового масштабу. Для різних випадків, в яких вузькосмуговий кодер A124 виконаний з можливістю прикладення фіксованого за часом зсуву для кожного фрейму або підфрейму, сигнал SD10 даних регуляризації може включати в себе послідовність значень, які вказують величину кожного зсуву часу у вигляді цілого або нецілого значення для вибірок, мілісекунд або деяких інших приростів часу. Для випадку, в якому вузькосмуговий кодер A124 виконаний з можливістю іншої модифікації шкали часу фрейму або іншої послідовності вибірок (наприклад, шляхом стиснення однієї частини і розширення іншої частини), сигнал SD10 інформації регуляризації може включати в себе відповідний опис модифікації, такий як набір параметрів функції. В одному конкретному прикладі вузькосмуговий кодер A124 виконаний з можливістю розділення фрейму на три підфрейми і розрахунку фіксованого зсуву часу для кожного підфрейму, внаслідок чого сигнал SD10 даних регуляризації означає три величини зсуву часу для кожного регуляризованого фрейму кодованого вузькосмугового сигналу.

Широкасмуговий мовний кодер AD10 включає в себе лінію D120 затримки, виконану з можливістю прискорення або сповільнення частини мовного сигналу S30 діапазону високих частот, відповідно до величин затримки, позначених вхідним сигналом, для одержання мовного сигналу S30a діапазону високих частот, з перетвореним часовим масштабом. У прикладі, показаному на фіг.25, лінія D120 затримки виконана з можливістю перетворення часового масштабу мовного сигналу S30 діапазону високих частот відповідно до перетворення часового масштабу, позначеним сигналом SD10 даних регуляризації. Таким чином, таку саму кількість перетворення часового масштабу, яка була включена в кодований вузькосмуговий сигнал S50 збудження, також застосовують до відповідної ділянки мовного сигналу S30 діапазону високих частот перед аналізом. Хоча в цьому прикладі показана лінія D120 затримки, виконана як окремий елемент кодера A200 діапазону високих частот, в інших варіантах втілення лінія D120 затрим-

ки встановлена як частина кодера діапазону високих частот.

Додаткові варіанти втілення кодера A200 діапазону високих частот можуть бути виконані з можливістю спектрального аналізу (наприклад, аналізу LPC) мовного сигналу S30 діапазону високих частот без перетворення часового масштабу для перетворення часового масштабу мовного сигналу S30 діапазону високих частот перед розрахунком параметрів S60b посилення в діапазоні високих частот. Такий кодер може включати в себе, наприклад, варіант втілення лінії D120 затримки, встановлений для перетворення часового масштабу. Однак в таких випадках параметри S60a фільтра діапазону високих частот на основі аналізу сигналу S30 без перетворення часового масштабу можуть описувати спектральну огинаючу, яка не суміщена за часом із сигналом S120 збудження в діапазоні високих частот.

Лінія D120 затримки може бути виконана відповідно до будь-якої комбінації логічних елементів та елементів збереження, придатних для застосування необхідних операцій перетворення часового масштабу до мовного сигналу S30 діапазону високих частот. Наприклад, лінія D120 затримки може бути виконана з можливістю зчитування мовного сигналу S30 діапазону високих частот з буфера відповідно до необхідного зсуву часу. На фіг.26a показана схема такого варіанту D122 втілення лінії D120 затримки, яка включає в себе зсувний регістр SR1. Зсувний регістр SR1 являє собою буфер визначеної довжини m , який виконаний з можливістю прийому і збереження m найостанніших вибірок мовного сигналу S30 діапазону високих частот. Значення m дорівнює, щонайменше, сумі максимального позитивного (або «прискорення») і негативного (або «сповільнення») часового зсуву, що підтримується. Може бути зручним, щоб значення m було таке, що дорівнює тривалості фрейму або підфрейму сигналу S30 діапазону високих частот.

Лінія D122 затримки виконана з можливістю виведення сигналу S30a діапазону високих частот з перетвореним часовим масштабом від зміщеного місцеположення OL зсувного регістра SR1. Положення зміщеного місцеположення OL змінюється навколо опорного положення (нульовий зсув часу) відповідно до поточного зсуву часу, який позначений, наприклад, сигналом SD10 даних регуляризації. Лінія D122 затримки може бути виконана з можливістю підтримки однакових меж прискорення і сповільнення або, як альтернатива, одна з меж може бути більше, ніж інша, при цьому більший зсув може виконуватися в одному напрямку, ніж в іншому. На фіг.26a показаний конкретний приклад, який підтримує велику позитивну величину, ніж негативну величину зсуву за часом. Лінія D122 затримки може бути виконана з можливістю виведення однієї або більше вибірок одночасно (наприклад, залежно від ширини вихідної шини).

Зсув часу при регуляризації, що має магнітуду більше, ніж декілька мілісекунд, може призвести до утворення чутних паразитних звуків в декодованому сигналі. Звичайно магнітуда зсуву часу при регуляризації, що виконується вузькосмуговим кодером A124, не перевищує декількох мілісекунд,

при цьому зсув часу, позначений сигналом SD10 даних регуляризації, буде обмежений. Однак може бути переважно в таких випадках виконати лінію D122 затримки таким чином, щоб вона накладала максимальну межу зсуву часу в позитивному і/або негативному напрямку (наприклад, для додержання більш щільних меж, ніж ті, що накладаються вузькосмуговим кодером).

На фіг.26b показана схема варіанту D124 втілення лінії D122 затримки, яка включає в себе вікно SW зсуву. У цьому прикладі місцеположення OL зміщення обмежене вікном SW зсуву. Хоча на фіг.26b показаний випадок, в якому довжина m буфера більша, ніж ширина вікна SW зсуву, лінія D124 затримки також може бути втілена таким чином, що ширина вікна SW зсуву буде дорівнювати m.

В інших варіантах втілення лінія D120 затримки виконана з можливістю запису мовного сигналу S30 діапазону високих частот в буфер відповідно до необхідних значень зсуву часу. На фіг.27 показана схема такого варіанту D130 втілення лінії D120 затримки, яка включає в себе два зсувних регістри SR2 та SR3, виконаних з можливістю прийому і збереження мовного сигналу S30 діапазону високих частот. Лінія D130 затримки виконана з можливістю запису фрейму або підфрейму із зсувного регістра SR2 в зсувний регістр SR3 відповідно до зсуву часу, як визначено, наприклад, сигналом SD10 даних регуляризації. Зсувний регістр SR3 виконаний як буфер FIFO (ПППО, «першим прийшов - першим обслужений»), встановлений для виведення сигналу S30a діапазону високих частот з перетвореним часовим масштабом.

У конкретному прикладі, показаному на фіг.27, зсувний регістр SR2 включає в себе ділянку FB1 буфера фрейму і ділянку DB буфера затримки, і зсувний регістр SR3 включає в себе ділянку FB2 буфера фрейму, ділянку AB буфера прискорення і ділянку RB буфера затримки. Довжини буфера AB прискорення і буфера RB сповільнення можуть дорівнювати, або одна може бути більше, ніж інша так, що в одному напрямку підтримується більший зсув, ніж в іншому. Буфер DB затримки і ділянка RB буфера сповільнення можуть бути виконані так, що вони будуть мати однакову довжину. Як альтернатива - буфер DB затримки може бути виконаний більш коротким, ніж буфер RB сповільнення для врахування часового інтервалу, необхідного для передачі вибірок з буфера FB1 фрейму в зсувний регістр SR3, який може включати в себе інші операції обробки, такі як перетворення часового масштабу вибірок перед збереженням їх в зсувному регістрі SR3.

У прикладі, показаному на фіг.27, буфер FB1 фрейму виконаний таким чином, що він має довжину, яка дорівнює довжині одного фрейму сигналу S30 діапазону високих частот. В іншому прикладі буфер FB1 фрейму виконаний таким чином, що має довжину, яка дорівнює довжині одного підфрейму сигналу S30 діапазону високих частот. У такому випадку лінія D130 затримки може бути виконана з можливістю включати в себе логічну схему для застосування однієї і тієї самої (наприклад, середньої) затримки до всіх підфреймів

фрейму, в якому виконується зсув. Лінія D130 затримки також може включати в себе логічну схему, що усереднює значення буфера FB1 фрейму зі значеннями, які повинні бути перезаписані в буфер RB сповільнення або буфер AB прискорення. У додатковому прикладі зсувний регістр SR3 може бути виконаний з можливістю прийому значень сигналу S30 діапазону високих частот тільки через буфер FB1 фрейму, і в цьому випадку лінія D130 затримки може включати в себе логічну схему, яка виконує інтерполяцію між перервами між послідовними фреймами або підфреймами, що записуються в зсувний регістр SR3. В інших варіантах втілення лінія D130 затримки може бути виконана з можливістю виконання операції перетворення часового масштабу для вибірок з буфера FB1 фрейму перед записом їх в зсувний регістр SR3 (наприклад, відповідно до функції, описаної сигналом SD10 даних регуляризації).

Може бути бажаним, щоб лінія D120 затримки застосовувала перетворення часового масштабу, яке ґрунтується на, але не ідентично, перетворенні часового масштабу, визначеному сигналом SD10 даних регуляризації. На фіг.28 показана блок-схема варіанту AD12 втілення широкосмугового мовного кодера AD10, який включає в себе блок D110 відображення величини затримки. Блок D110 відображення величини затримки виконаний з можливістю відображення зміни часової осі, позначеного сигналом SD10 даних регуляризації, на відображене значення SD10a затримки. Лінія D120 затримки виконана з можливістю формування мовного сигналу S30a діапазону високих частот, з перетвореним часовим масштабом, відповідно до перетворення часового масштабу, позначеного відображеними значеннями SD10a затримки.

Можна очікувати, що затримка за часом, що застосовується вузькосмуговим кодером, плавно розвертається за часом. Тому звичайно достатньо розрахувати середній вузькосмуговий зсув за часом, що застосовується до підфреймів під час мовного фрейму, і зсувати відповідний фрейм мовного сигналу S30 діапазону високих частот відповідно до цього середнього значення. В одному такому прикладі блок відображення D110 величини часу затримки виконаний з можливістю розрахунку середнього значення для значень затримки підфрейму кожного фрейму, і лінія D120 затримки виконана з можливістю застосування розрахованого середнього значення до відповідного фрейму сигналу S30 діапазону високих частот. В інших прикладах середнє значення може бути розраховане і може застосовуватися протягом більш короткого періоду (такого як два підфрейми або половина фрейму) або більш тривалого періоду (такого як два фрейми). У випадку, коли середнє значення становить не ціле значення вибірок, блок D110 відображення значення затримки може бути виконаний з можливістю округлення значення до цілого числа вибірок перед виведенням його в лінію D120 затримки.

Вузькосмуговий кодер A124 може бути виконаний таким чином, що він буде включати в себе зсув часу регуляризації нецілої кількості вибірок в кодованому вузькосмуговому сигналі збудження. У

такому випадку може бути бажаним, щоб блок D110 відображення значення затримки був виконаний з можливістю округлення вузькосмугового зсуву за часом до цілого числа вибірок і так, щоб лінія D120 затримки застосовувала округлений зсув часу до мовного сигналу S30 діапазону високих частот.

У деяких варіантах втілення широкосмугового мовного кодера AD10 частоти дискретизації вузькосмугового мовного сигналу S20 і мовного сигналу S30 діапазону високих частот можуть відрізнятися одна від одної. У таких випадках блок D110 відображення значення затримки може бути виконаний з можливістю регулювання величини зсуву часу, позначених в сигналі SD10 даних регуляризації, для врахування різниці між частотами дискретизації вузькосмугового мовного сигналу S20 (або вузькосмугового сигналу S80 збудження) і мовного сигналу S30 діапазону високих частот. Наприклад, блок D110 відображення значення затримки може бути виконаний з можливістю масштабування величини зсуву за часом відповідно до співвідношення частот дискретизації. В одному конкретному прикладі, як згадано вище, вузькосмуговий мовний сигнал S20 дискретизує з частотою 8 кГц, і мовний сигнал S30 діапазону високих частот дискретизує з частотою 7 кГц. У цьому випадку блок D110 відображення значення затримки виконаний з можливістю множення кожної величини зсуву на 7/8. Варіанти втілення блоку D110 відображення значення затримки також можуть бути виконані з можливістю виконання таких операцій масштабування разом з операцією округлення до цілого і/або усереднення величини зсуву часу відповідно до даного опису.

У додаткових варіантах виконання лінія D120 затримки виконана з можливістю іншої модифікації часової шкали фрейму або іншої послідовності вибірок (наприклад, шляхом стиснення однієї частини і розширення іншої частини). Наприклад, вузькосмуговий кодер A124 може бути виконаний з можливістю регуляризації відповідно до такої функції, як контур або траєкторія тону. У такому випадку сигнал SD10 даних регуляризації може включати в себе відповідний опис функції, наприклад, набір параметрів, і лінія D120 затримки може включати в себе логічну схему, виконану з можливістю зміни часової шкали фреймів або підфреймів мовного сигналу S30 діапазону високих частот відповідно до цієї функції. В інших варіантах втілення блок D110 відображення значення затримки виконаний з можливістю усереднення, масштабування і/або округлення функції раніше, ніж вона буде застосована до мовного сигналу S30 діапазону частот лінією D120 затримки. Наприклад, блок D110 відображення значення затримки може бути виконаний з можливістю розрахунку одного або більше значень затримки відповідно до функції, причому кожне значення затримки включає в себе таку кількість вибірок, яку потім застосовують за допомогою лінії D120 затримки для перетворення часового масштабу одного або більшої кількості відповідних фреймів або підфреймів мовного сигналу S30 діапазону високих частот.

На фіг.29 показана блок-схема послідовності операцій способу MD100 перетворення часового масштабу, мовного сигналу діапазону високих частот відповідно до перетворення часового масштабу, включеного у відповідний кодований вузькосмуговий сигнал збудження. Задача TD100 обробляє широкосмуговий мовний сигнал для одержання вузькосмугового мовного сигналу і мовного сигналу діапазону високих частот. Наприклад, задача TD100 може бути виконана з можливістю фільтрації широкосмугового мовного сигналу з використанням набору фільтрів, що мають фільтри низької частоти і фільтри високої частоти так, як у варіанті втілення набору A110 фільтрів. Задача TD200 кодує вузькосмуговий мовний сигнал в, щонайменше, кодований вузькосмуговий сигнал збудження і множину вузькосмугових параметрів фільтра. Кодований вузькосмуговий сигнал збудження і/або параметри фільтра можуть бути квантовані, і кодований вузькосмуговий мовний сигнал також може включати в себе інші параметри, такі як параметр режиму мови. Задача TD200 також включає в себе перетворення часового масштабу кодового вузькосмугового сигналу збудження.

Задача TD300 генерує сигнал збудження в діапазоні високих частот на основі вузькосмугового сигналу збудження. У цьому випадку вузькосмуговий сигнал збудження оснований на кодованому вузькосмуговому сигналі збудження. Відповідно до, щонайменше, сигналу збудження в діапазоні високих частот задача TD400 кодує мовний сигнал діапазону високих частот в, щонайменше, множину параметрів фільтра діапазону високих частот. Наприклад, задача TD400 може бути виконана з можливістю кодування мовного сигналу діапазону високих частот у вигляді множини квантованих LSF. У задачі TD500 зсув часу застосовується до мовного сигналу діапазону високих частот, який оснований на інформації, що стосується перетворення часового масштабу, включений в кодований вузькосмуговий сигнал збудження.

Задача TD400 може бути виконана з можливістю виконання спектрального аналізу (такого, як аналіз LPC) для мовного сигналу діапазону високих частот і/або для розрахунку огинаючої посилення мовного сигналу діапазону високих частот. У таких випадках задача TD500 може бути виконана з можливістю застосування зсуву за часом до мовного сигналу діапазону високих частот перед аналізом і/або розрахунком огинаючої посилення.

Інші варіанти втілення широкосмугового мовного кодера A100 виконані з можливістю реверсування перетворення часового масштабу сигналу S120 збудження в діапазоні високих частот, зв'язаного з перетворенням часового масштабу, включеним в кодований вузькосмуговий сигнал збудження. Наприклад, генератор A300 збудження в діапазоні високих частот може бути втілений таким чином, що він буде включати в себе реалізацію лінії D120 затримки, яка виконана з можливістю прийому сигналу SD10 даних регуляризації або відображених значень SD10a затримки, і застосування відповідного зворотного зсуву за часом до вузькосмугового сигналу S80 збудження, і/або

до наступного сигналу, оснований на ньому, такого як гармонійно розширений сигнал S160 або сигнал S120 збудження в діапазоні високих частот.

Інші варіанти втілення широкосмугового мовного кодера можуть бути виконані так, щоб вони кодували вузькосмуговий мовний сигнал S20 і мовний сигнал S30 діапазону високих частот незалежно один від одного, так, щоб мовний сигнал S30 діапазону високих частот був кодований як представлення спектральної огинаючої діапазону високих частот і сигнал збудження в діапазоні високих частот. Такий варіант виконання може бути виконаний з можливістю перетворення часового масштабу залишкового сигналу діапазону високих частот, або він може по-іншому включати перетворення часового масштабу в кодований сигнал збудження в діапазоні високих частот відповідно до інформації, що стосується перетворення часового масштабу, включеної в кодований вузькосмуговий сигнал збудження. Наприклад, кодер діапазону високих частот може включати в себе варіант втілення D120 лінії затримки і/або блок D110 відображення значення затримки, як описано в даному описі, які виконані з можливістю застосування перетворення часового масштабу до залишкового сигналу діапазону високих частот. Потенційні переваги такої операції включають в себе більш ефективне кодування залишкового сигналу діапазону високих частот і кращу відповідність між синтезованим вузькосмуговим мовним сигналом і мовним сигналом діапазону високих частот.

Як згадано вище, варіанти виконання, описані тут, включають в себе реалізації, які можна використовувати для виконання впровадженого кодування, підтримки сумісності з вузькосмуговими системами і виключення необхідності транскодування. Підтримка кодування діапазону високих частот також може служити для диференціації на основі витрат між мікросхемами, наборами мікросхем, пристроями і/або мережами, що забезпечують підтримку широкої смуги із оберненою сумісністю, і пристроями, підтримуючими тільки вузькосмугову передачу. Підтримка кодування діапазону високих частот, описана в даному описі, також може використовуватися спільно з технологією підтримки кодування діапазону низьких частот, і система, спосіб або пристрій, відповідно до такого варіанту виконання, можуть підтримувати кодування компонентів частот в діапазоні від, наприклад, приблизно 50 або 100 Гц до приблизно 7 або 8 кГц.

Як згадано вище, додаткова підтримка діапазону високих частот мовного кодера може поліпшити розбірливість звуків, зокрема, відносно диференціації фрикативних звуків. Хоча слухач-людина звичайно здійснює таку диференціацію на основі конкретного контексту, підтримка діапазону високих частот може служити як додаткова властивість, що поліпшує можливості розпізнавання мови та інших прикладень машинної інтерпретації, таких як системи автоматизованої мовної навігації за меню і/або автоматичної обробки виклику.

Пристрій, відповідно до варіанту виконання, може бути втілений у вигляді портативного при-

строю безпроводного зв'язку, такого як стільниковий телефон або кишеньковий персональний комп'ютер (КПК, PDA). Як альтернатива - такий пристрій може бути включений в інший пристрій зв'язку, такий як трубка VoIP, персональний комп'ютер, виконаний з можливістю підтримки зв'язку VoIP, або мережний пристрій, виконаний з можливістю маршрутизації телефонного зв'язку або зв'язку VoIP. Наприклад, пристрій, відповідно до варіанту виконання, може бути втілений у вигляді мікросхеми або набору мікросхем пристроєм зв'язку. Залежно від конкретного варіанту застосування такий пристрій також може включати в себе такі елементи, як аналогово-цифрове і/або цифрово-аналогове перетворення мовного сигналу, схема, що виконує посилення і/або інші операції обробки сигналів над мовним сигналом, і/або радіочастотна схема, призначена для передачі і/або прийому кодованого мовного сигналу.

Тут явно мається на увазі і розкрито, що варіанти виконання можуть включати в себе і/або можуть використовуватися з будь-якою одною або більшою кількістю інших властивостей, розкритих в попередніх заявках №№ 60/667,901 та 60/673,965 на патенти США, які опубліковані як заявки на патент США №№ 2006/0282263, 2007/0088558, 2007/0088541, 2006/0277042, 2007/0088542, 2006/0277038, 2006/0271356, 2008/0126086, переваги яких заявлені в даній заявці. Такі властивості включають в себе видалення пакетів з великою енергією і малою тривалістю, які виникають в діапазоні високих частот, і які, по суті, відсутні у вузькій смузі. Такі властивості включають в себе фіксоване або адаптивне згладжування представлень коефіцієнтів, таких як LSF діапазону високих частот. Такі властивості включають в себе фіксоване або адаптивне формування шуму, асоційованого з квантуванням представлень коефіцієнта, таких як LSF. Такі властивості також включають в себе фіксоване або адаптивне згладжування огинаючої посилення та адаптивне ослаблення огинаючої посилення.

Наведене вище представлення описаних варіантів виконання представлено з тим, щоб забезпечити для будь-якого фахівця в даній галузі техніки можливість використання даного винаходу. При цьому можливі різні модифікації цих варіантів виконання та їх узагальнені принципи, представлені тут, які також можна застосовувати в інших варіантах втілення. Наприклад, варіант втілення може бути реалізований частково або повністю як схема, основана на апаратних засобах, як конфігурація схеми, виготовлена у вигляді спеціалізованих інтегральних мікросхем або у вигляді вбудованого програмного забезпечення, завантаженого в енергонезалежному запам'ятовуючому пристрої, або у вигляді програм, завантажених з або в накопичувач даних як код, що зчитується машиною, причому такий код являє собою команди, що виконуються матрицею логічних елементів, такою як мікропроцесор або інший цифровий модуль обробки сигналів. Носій запису даних може являти собою набір запам'ятовуючих пристроїв, таких як напівпровідниковий запам'ятовуючий пристрій (який може включати в себе без обмеження дина-

мічний або статичний ОЗП (оперативний запам'ятовуючий пристрій), ПЗП (постійний запам'ятовуючий пристрій) і/або ОЗП типу флеш), або фероелектричні, магніторезистивні запам'ятовуючі пристрої, запам'ятовуючі пристрої на елементах Овшинського, полімерні запам'ятовуючі пристрої або запам'ятовуючі пристрої із зміною фази, або дисковий носій, такий як магнітний або оптичний диск. Термін «програмний засіб» потрібно розуміти, як такий, що включає в себе вихідний код, код на мові Асемблера, машинний код, двійковий код, вбудоване програмне забезпечення, макрокоманду, мікрокод, будь-який один або більше наборів або послідовностей команд, що виконуються набором логічних елементів і будь-яку комбінацію таких прикладів.

Різні елементи втілення генераторів А300 та В300 збудження в діапазоні високих частот, кодера А100 діапазону високих частот, декодера В200 діапазону високих частот, широкосмугового мовного кодера А100 і широкосмугового мовного декодера В100 можуть бути втілені як електронні і/або оптичні пристрої, встановлені, наприклад, в одній мікросхемі або двох або більше мікросхемах набору мікросхем, хоча також передбачається інше компонування без таких обмежень. Один або більше елементів такого пристрою можуть бути втілені повністю або частково, як один або більше наборів команд, представлених для виконання в одній або більше фіксованих або програмованих матриць логічних елементів (наприклад, мікротранзисторів логічних елементів), таких як мікропроцесори, вбудовані процесори, ядра ІР, процесори цифрового сигналу, FPGA (ПБМ, програмовані вентильні матриці), ASSP (СПСП, спеціалізовані для прикладення стандартні продукти) та ASIC (СІС, спеціалізовані інтегральні схеми). Також можливо, щоб один або більше таких елементів мали загальну структуру (наприклад, процесор, що використовується для виконання частин коду, який відповідає різним елементам в різні моменти часу, набір команд, що виконуються для рішення задач, які відповідають різним елементам в різні моменти часу, або компонування електронних і/або оптичних пристроїв, які виконують операції для різних елементів в різні моменти часу). Крім того, можливо, щоб один або більше таких елементів використовувалися для виконання задач або виконання інших наборів команд, які не пов'язані безпосередньо з роботою пристрою, таких як задачі, що відносяться до інших операцій пристрою, або системи, в які вбудований пристрій.

На фіг.30 показана блок-схема послідовності операцій способу М100, відповідно до варіанту виконання, який виконує кодування частини діапазону високих частот мовного сигналу, що має вузькосмугову ділянку і ділянку діапазону високих частот. Задача Х100 розраховує набір параметрів фільтра, які характеризують спектральну огинаючу частини діапазону високих частот. Задача Х200 розраховує сигнал з розширеним спектром шляхом застосування нелінійної функції до сигналу, одержаного з вузькосмугової частини. Задача Х300 генерує синтезований сигнал діапазону високих частот відповідно до (А) набору параметрів

фільтра і (В) сигналу збудження в діапазоні високих частот на основі сигналу з розширеним спектром. Задача Х400 розраховує огинаючу посилення на основі взаємовідношення між (С) енергією частини діапазону високих частот і (D) енергією сигналу, одержаного з вузькосмугової частини.

На фіг.30а показана блок-схема послідовності операцій способу М200 генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот відповідно до варіанту виконання. Задача Y100 розраховує гармонійно розширений сигнал шляхом застосування нелінійної функції до вузькосмугового сигналу збудження, одержаного з вузькосмугової частини мовного сигналу. Задача Y200 змішує гармонійно розширений сигнал з модульованим сигналом шуму для генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот. На фіг.31b показана блок-схема послідовності операцій способу М210 генерування сигналу збудження в діапазоні високих частот відповідно до іншого варіанту виконання, що включає в себе задачі Y300 та Y400. Задача Y300 розраховує огинаючу у часовій ділянці відповідно до залежності енергії від часу одного з вузькосмугового сигналу збудження і гармонійно розширеного сигналу. Задача Y400 модулює сигнал шуму, відповідно до огинаючої у часовій ділянці, для одержання модульованого сигналу шуму.

На фіг.32 показана блок-схема послідовності операцій способу М300 відповідно до варіанту виконання декодування частини діапазону високих частот мовного сигналу, що має вузькосмугову частину і частину діапазону високих частот. Задача Z100 приймає набір параметрів фільтра, які характеризують огинаючу спектра частини діапазону високих частот і набір коефіцієнтів посилення, які характеризують часову огинаючу частини діапазону високих частот. Задача Z200 розраховує сигнал з розширеним спектром шляхом застосування нелінійної функції до сигналу, одержаного з вузькосмугової частини. Задача Z300 генерує синтезований сигнал діапазону високих частот відповідно до (А) набору параметрів фільтра і (В) сигналу збудження в діапазоні високих частот на основі сигналу з розширеним спектром. Задача Z400 модулює огинаючу посилення синтезованого сигналу діапазону високих частот на основі набору коефіцієнтів посилення. Наприклад, задача Z400 може бути виконана з можливістю модулювання огинаючої коефіцієнта посилення синтезованого сигналу діапазону високих частот шляхом застосування набору коефіцієнтів посилення до сигналу збудження, одержаного з вузькосмугової частини, до сигналу з розширеним спектром, до сигналу збудження в діапазоні високих частот або до синтезованого сигналу діапазону високих частот.

Варіанти втілення також включають в себе додаткові способи кодування і декодування мови, як явно розкриті тут, наприклад, відповідно до описів структурних варіантів виконання, виконаних з можливістю виконання таких способів. Кожний з цих способів також може бути матеріально втілений (наприклад, на одному або більше носіях запису даних, як представлено вище) як один або більше наборів команд, що зчитуються і/або виконуються машиною, яка включає в себе матрицю логічних

елементів (наприклад, процесор, мікропроцесор, мікроконтролер або інший автомат кінцевих станів). Таким чином, не передбачається обмеження даного винаходу представленими вище варіантами втілення, а швидше його потрібно розглядати відповідно до найбільш широкого обсягу, який відповідає принципам і новим ознакам, розкритим в будь-якій формі в даному описі, включаючи прикладену формулу винаходу в тому вигляді, як вона подана, яка формує частину первинного розкриття.

Посилальні позиції

A100, A102, AD10 широкосмуговий мовний кодер

A110, A112, A114 набір фільтрів

A120, A122, A124 вузькосмуговий кодер

A130 мультиплексор

A200, A202 кодер діапазону високих частот

A210 модуль аналізу

A220 фільтр синтезу

A230 калькулятор коефіцієнта посилення діапазону високих частот

A300, A302, A304, A306, A312, 316 генератор збудження в діапазоні високих частот

A400, 402 розширювач спектра

B100, 102 широкосмуговий мовний декодер

B110, B112 вузькосмуговий декодер

B120, B122, B124 набір фільтрів

B130 демультимплексор

B200, 202 декодер діапазону високих частот

B300 генератор збудження в діапазоні високих частот

S10 широкосмуговий мовний сигнал

S20 вузькосмуговий сигнал

S30 мовний сигнал діапазону високих частот

S40 параметри вузькосмугового фільтра

S50 кодований вузькосмуговий залишковий сигнал збудження

S60 параметри кодування діапазону високих частот

S60a параметри фільтра діапазону високих частот

S60b коефіцієнти посилення діапазону високих частот

S70 мультиплексований сигнал

S80 вузькосмуговий сигнал збудження

S90 вузькосмуговий сигнал

S100 сигнал діапазону високих частот

S110 широкосмуговий мовний сигнал

S120 сигнал збудження в діапазоні високих частот

S130 синтезований сигнал в діапазоні високих частот

S160 гармонійно розширений сигнал

S170 модульований сигнал шуму

S180 гармонійний ваговий коефіцієнт

S190 ваговий коефіцієнт шуму

SD10 сигнал даних регуляризації

SD10a відображене значення затримки

SR2, SR3 зсувні регістри

SW вікно зсуву

D110 блок відображення величини часу затримки

D120, D122, D124, D130 лінія затримки

FB1, FB2 буфер фрейму

DB буфер затримки

AB буфер прискорення

RB буфер сповільнення

AD10, AD12 широкосмуговий мовний кодер

D110 блок відображення величини затримки

OL місцеположення зміщення

MD100 спосіб обробки сигналів

M100, M210, M200, M300 способи

T100 задачі розрахунку огинаючої

T200 задачі розрахунку коефіцієнта посилення

T210 варіант виконання задачі T200

110, 160 фільтр низьких частот

120 дискретизатор із зниженням частоти

130 фільтр високих частот

140 дискретизатор із зниженням частоти

150, 170 дискретизатор з підвищенням частоти

180 фільтр верхніх частот

210 модуль аналізу кодування з лінійним прогнозуванням

220 перетворення коефіцієнта фільтра LP в LSF

230, 270 блок квантування

240, 310, 340, 450, 560, 580 блок оберненого квантування

250 блок перетворення вузькосмугового кодера A122

260 відбілюючий фільтр

320 перетворення LSF в коефіцієнт LP фільтра

330 вузькосмуговий фільтр синтезу

410 перетворення коефіцієнта фільтра лінійного прогнозування в LSF

420 модуль квантування

460 калькулятор огинаючої

470, 490, 492 блок комбінування

480 генератор шуму

510 дискретизатор з підвищенням частоти

520 калькулятор нелінійної функції

530 дискретизатор із зниженням частоти

540 вирівнювач спектра

550 калькулятор вагового коефіцієнта

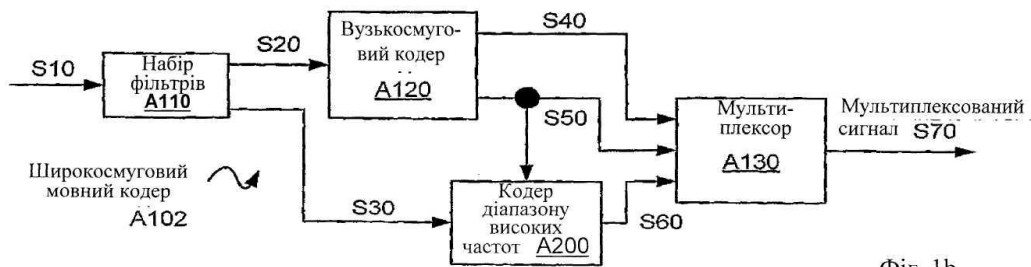
570 перетворення коефіцієнта фільтра

590 елемент керування посиленням

600 фільтр проти розрідженості



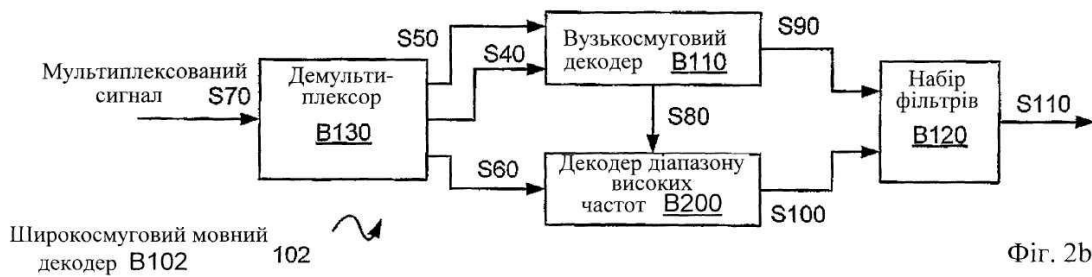
Фиг. 1a



Фиг. 1b



Фиг. 2a



Фиг. 2b



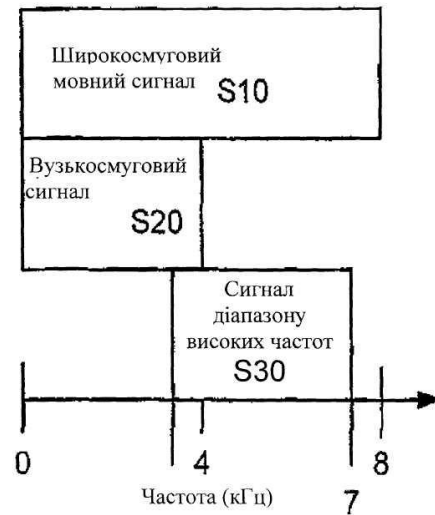
Фіг. 3a



Фіг. 3b



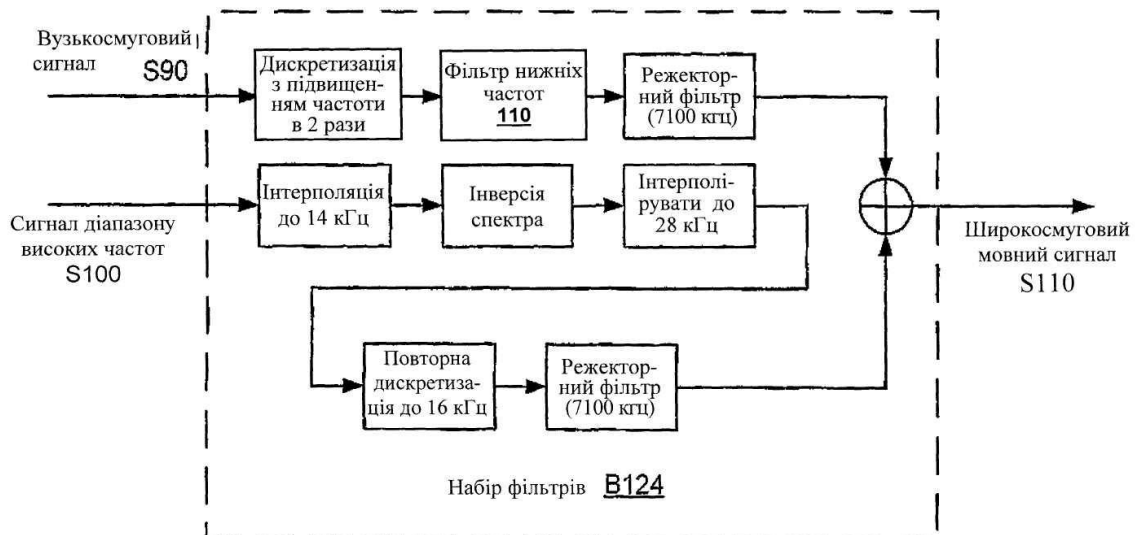
Фіг. 4a



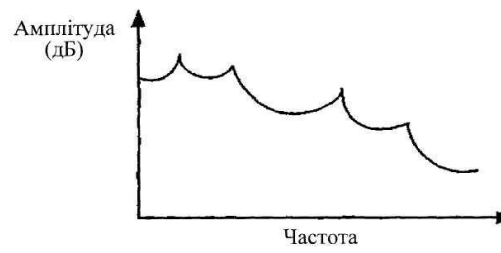
Фіг. 4b



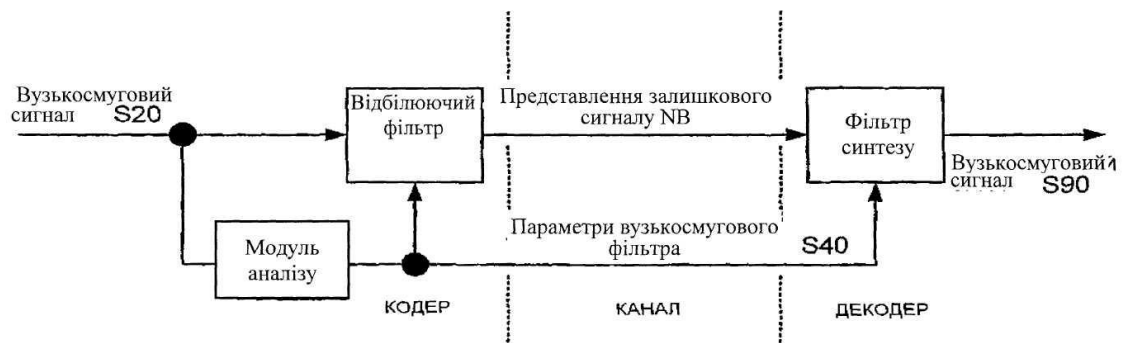
Фіг. 4с



Фіг. 4д



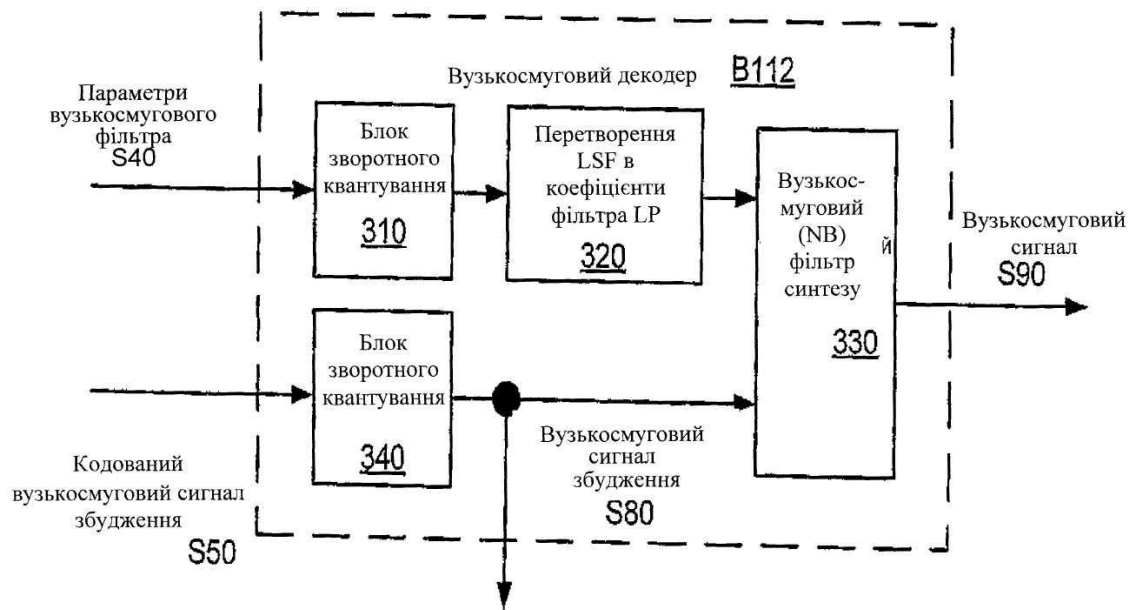
Фіг. 5a



Фіг. 5b

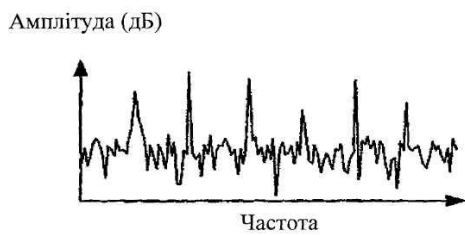


Фіг. 6

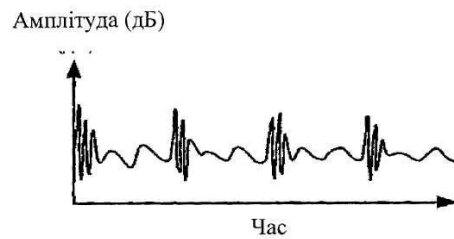


Фіг. 7

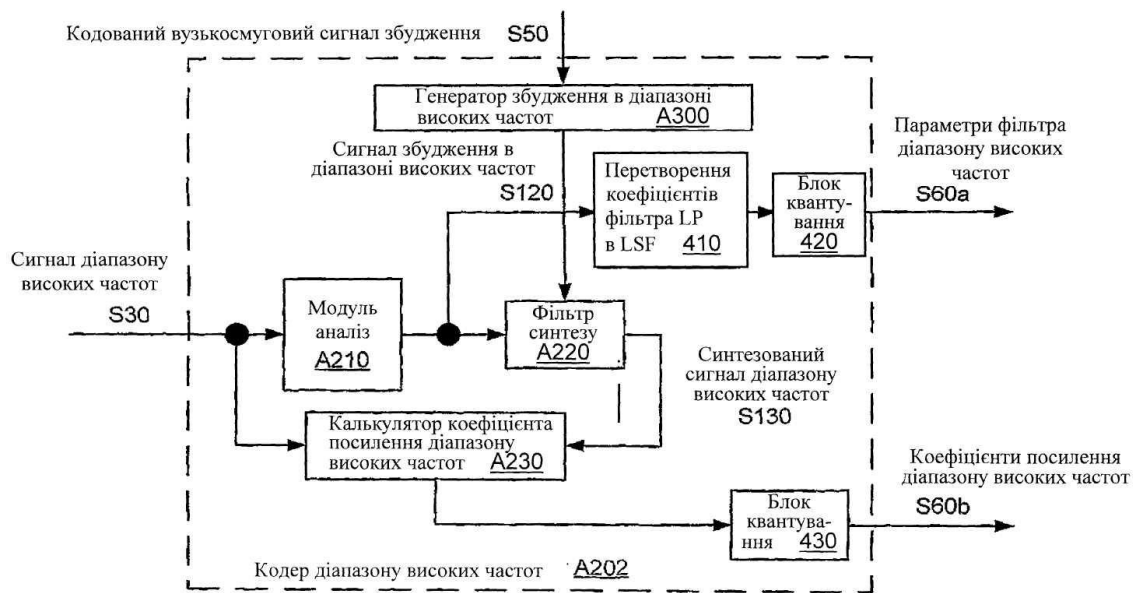
Фіг. 8a



Фіг. 8b



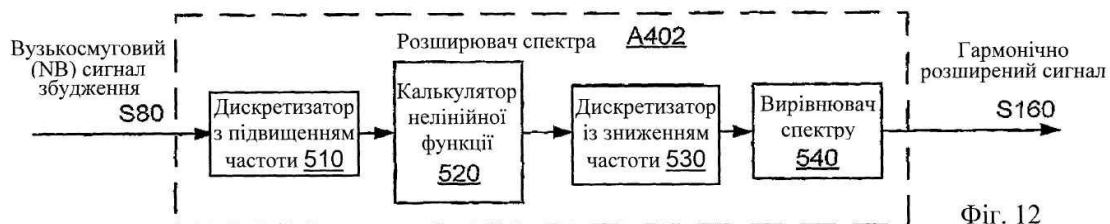
Фіг. 9



Фіг. 10



Фіг. 11



Фіг. 12

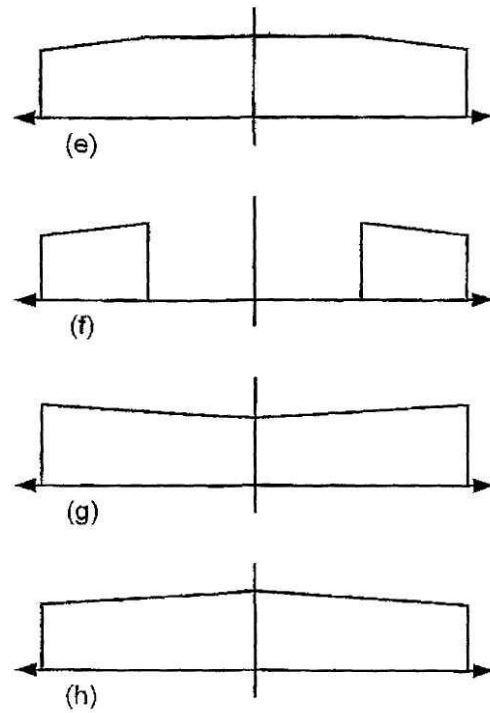
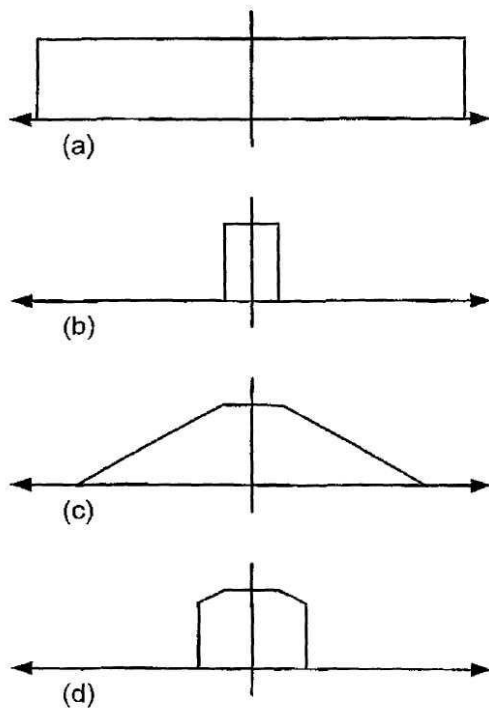


Fig. 12a

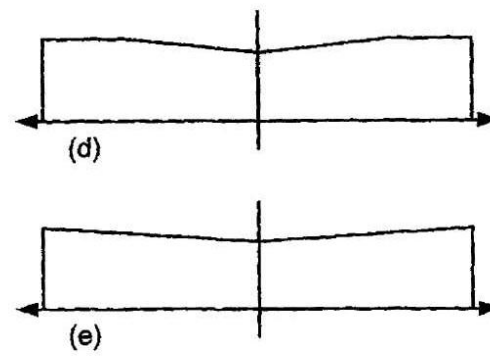
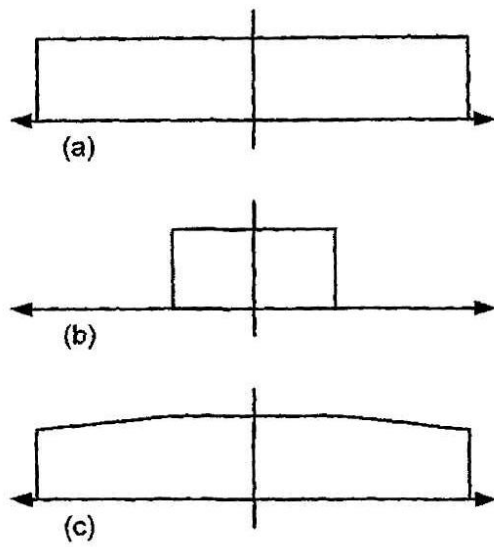
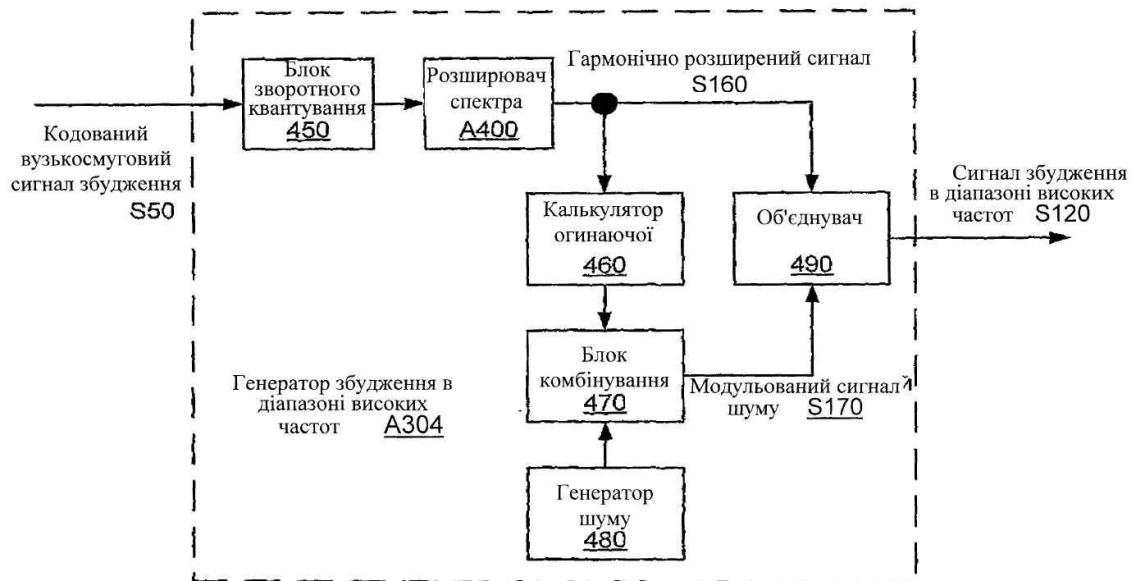
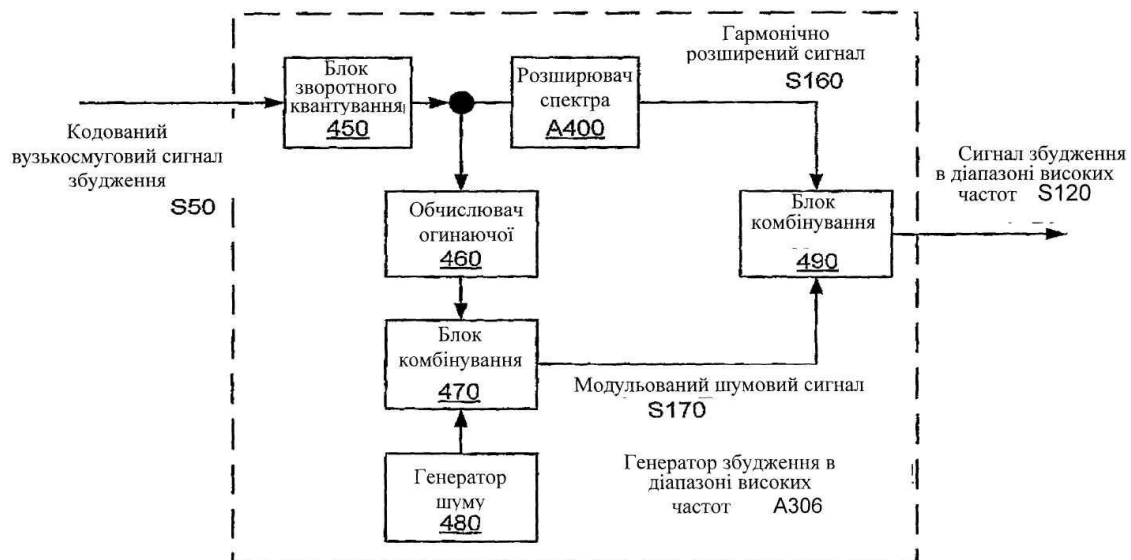


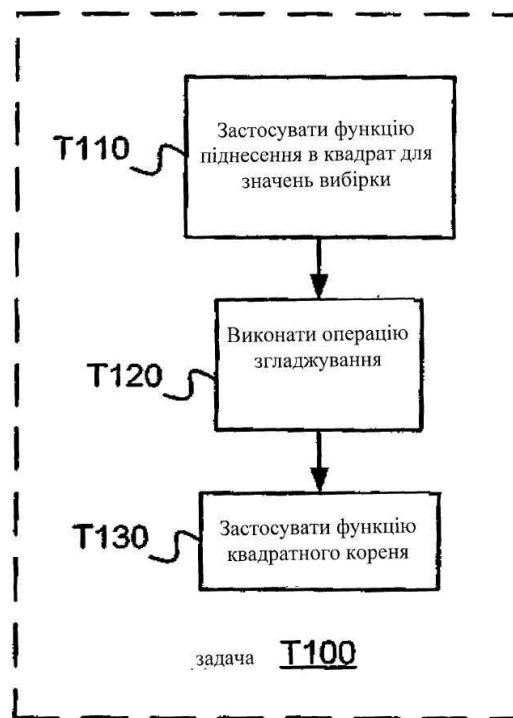
Fig. 12b



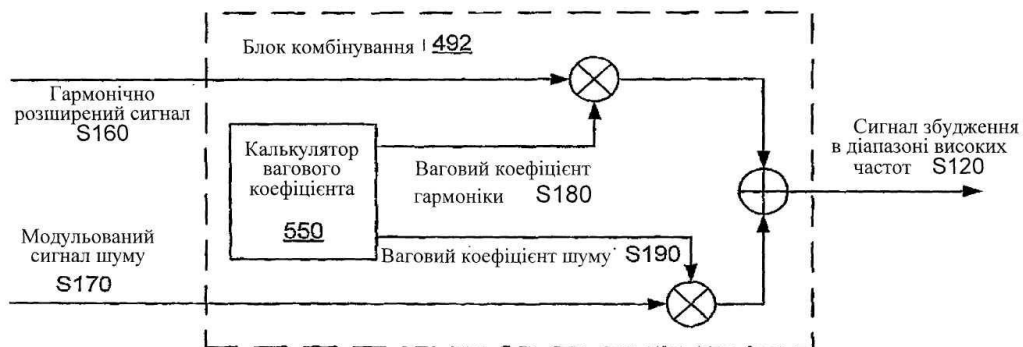
Фіг. 13



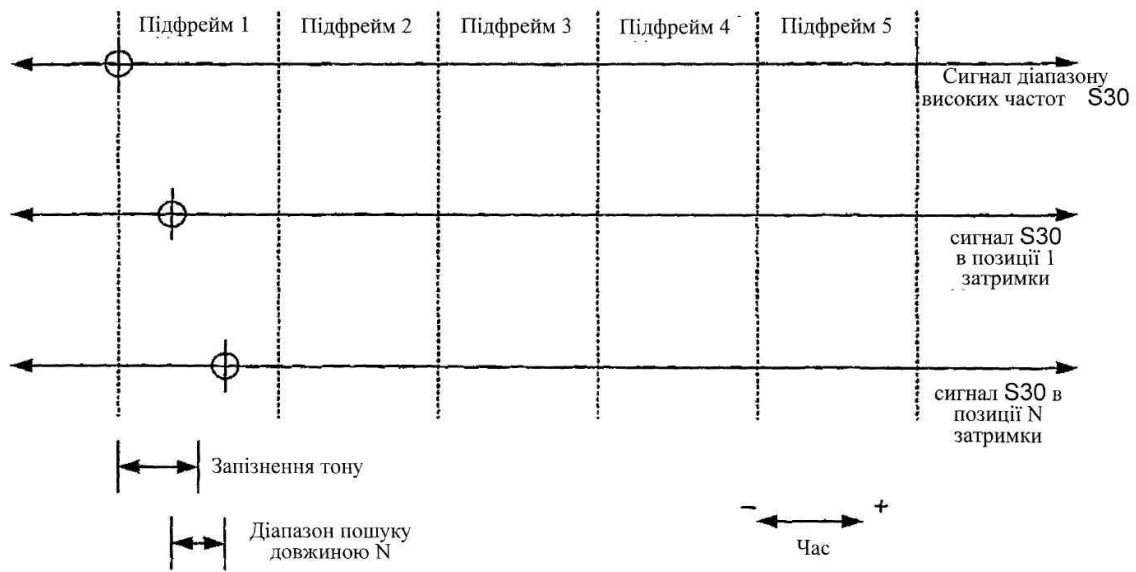
Фіг. 14



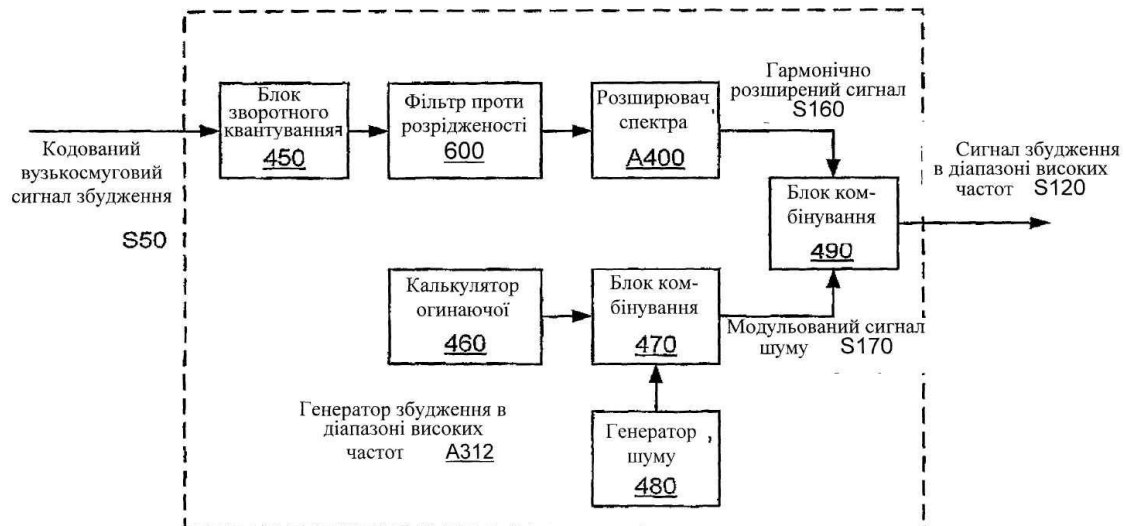
Фіг. 15



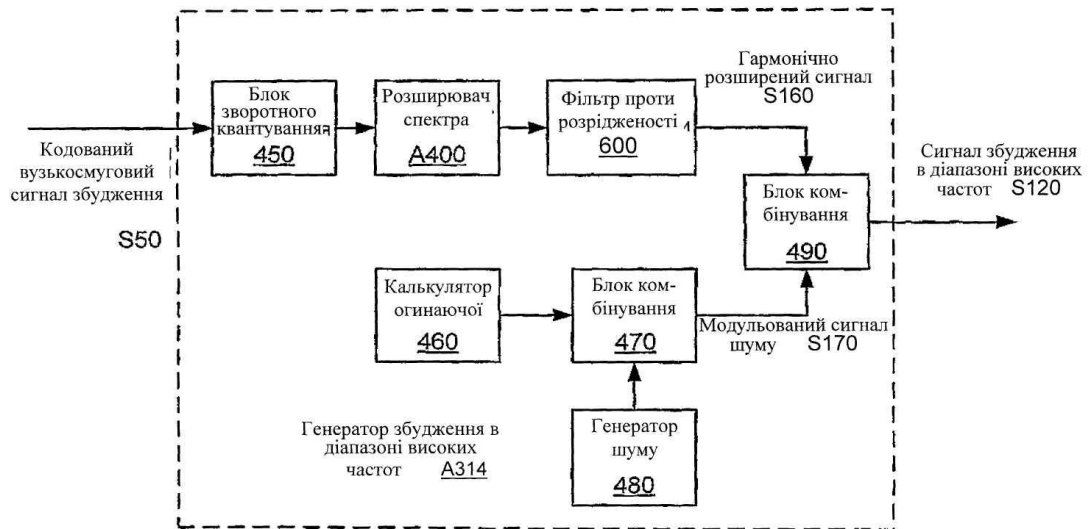
Фіг. 16



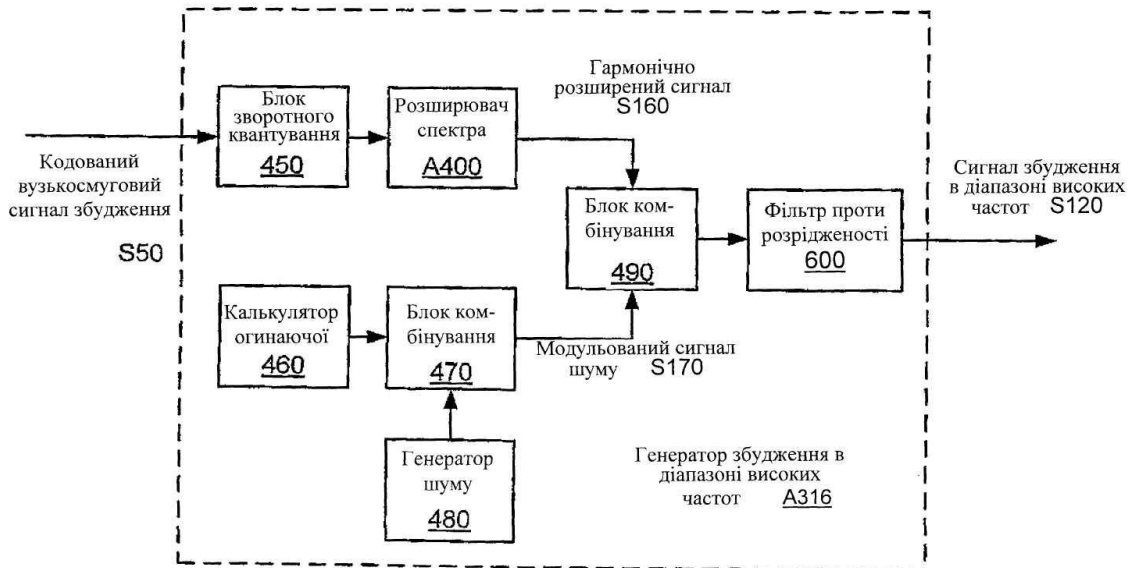
Фіг. 17



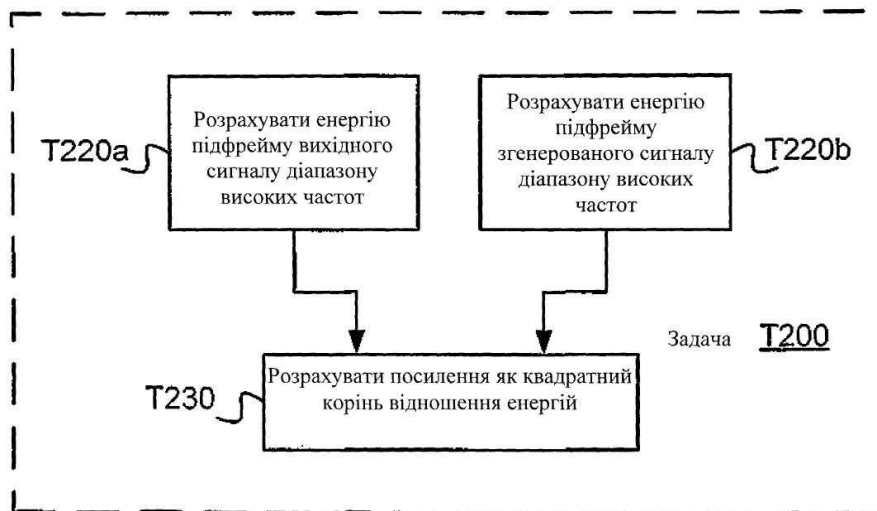
Фіг. 18



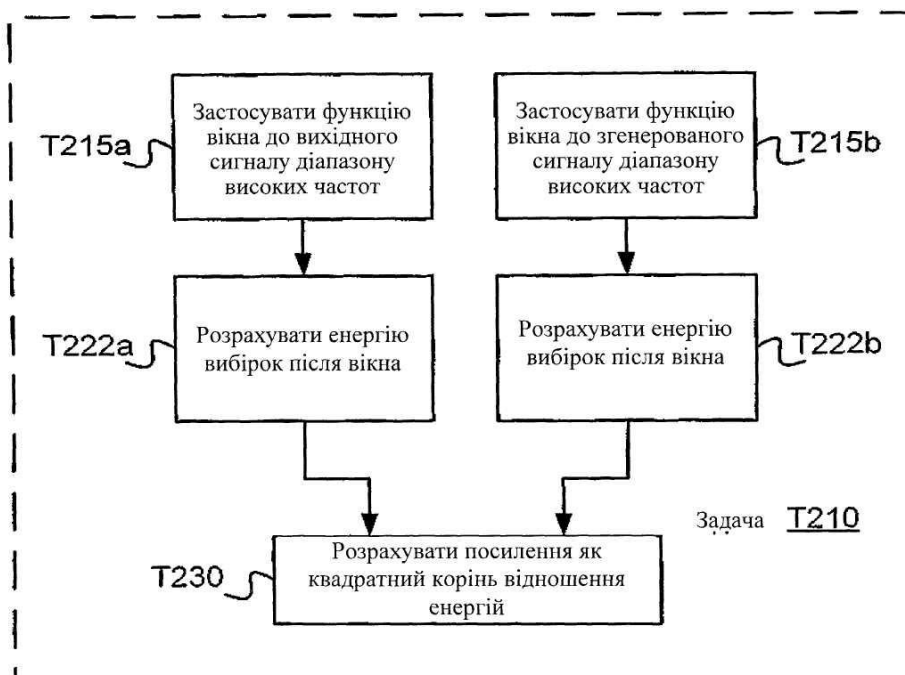
Фіг. 19



Фіг. 20



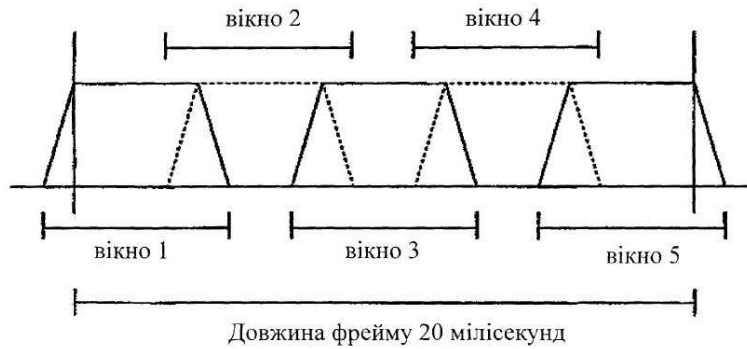
Фіг. 21



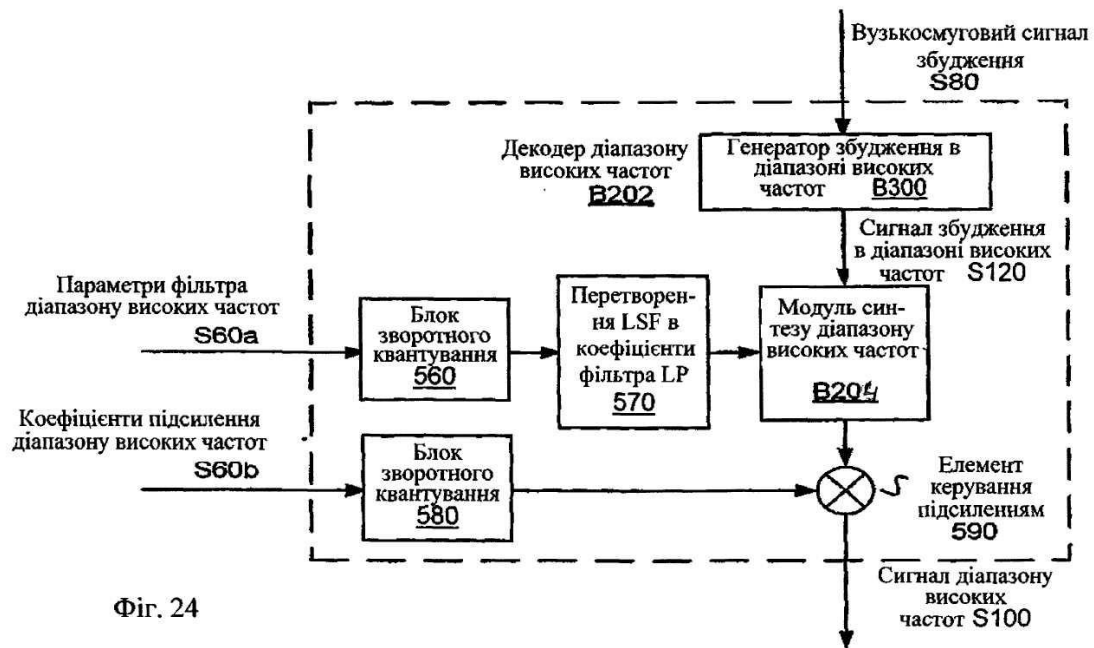
Фіг. 22



Фіг. 23а



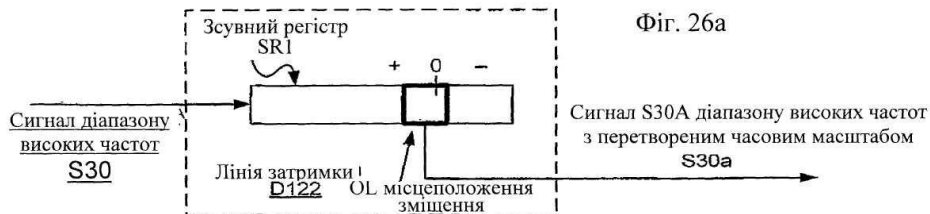
Фіг. 23b



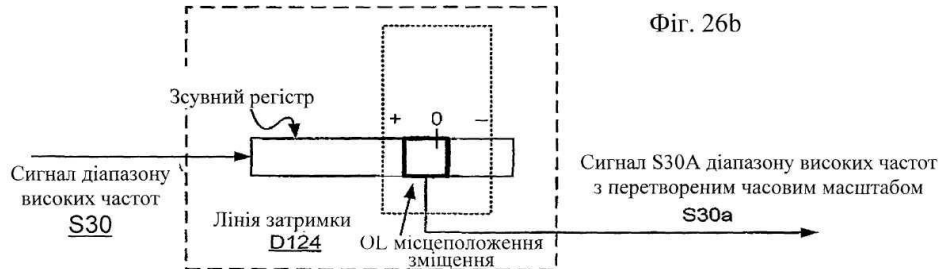
Фіг. 24



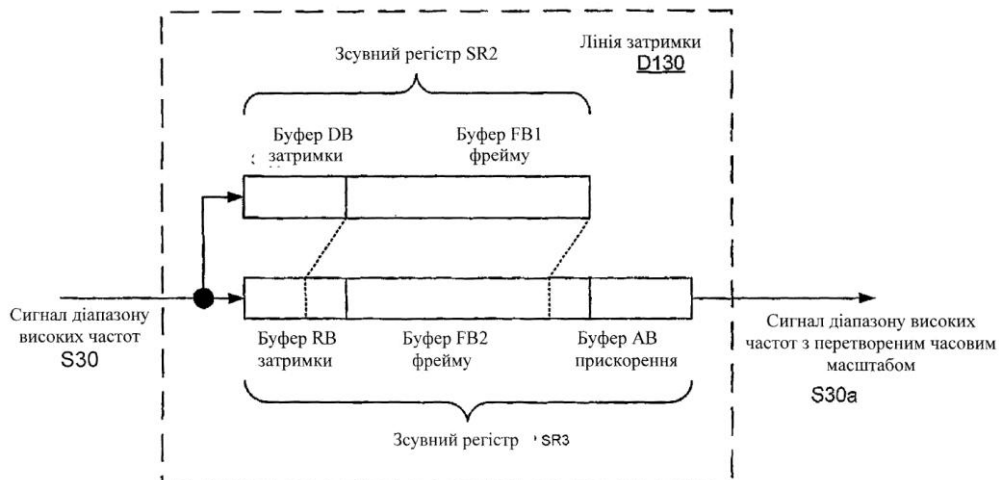
Фіг. 25



Фіг. 26a



Фіг. 26b



Фіг. 27

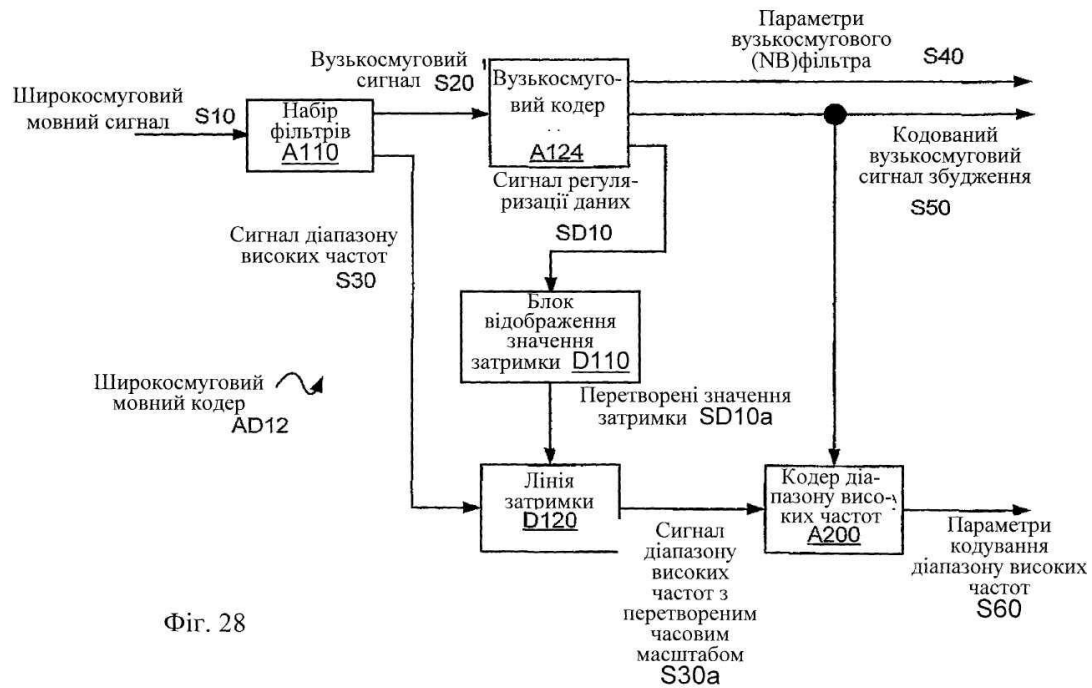
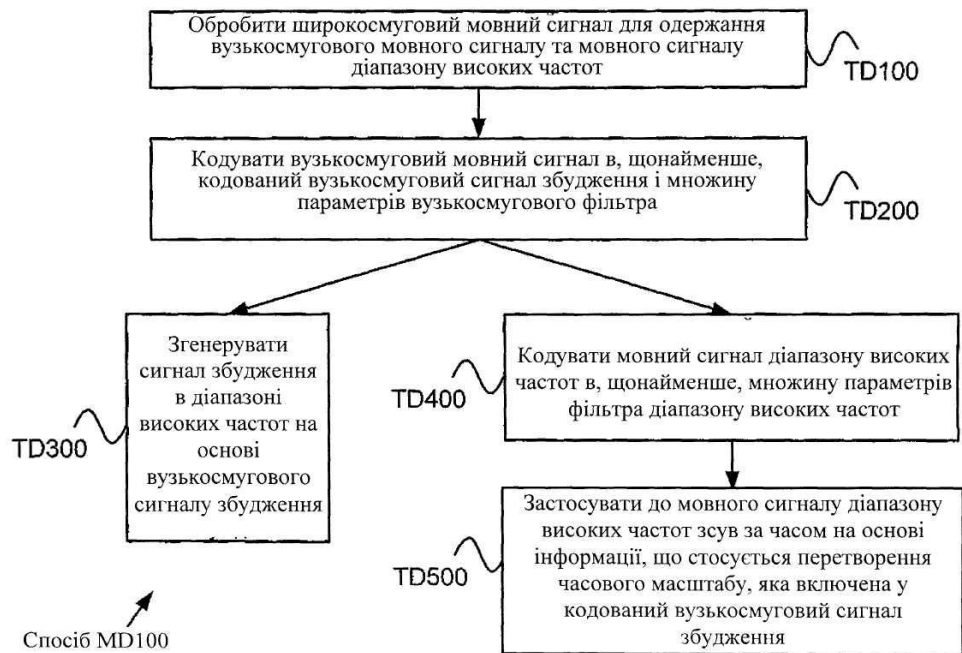
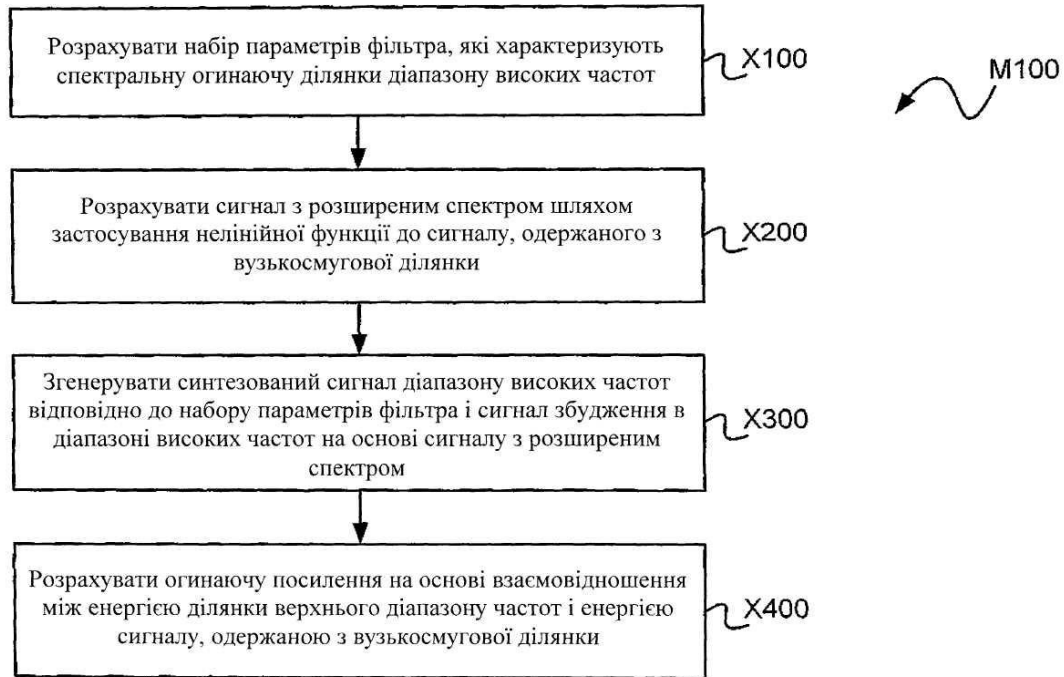


Fig. 28



Спосіб MD100

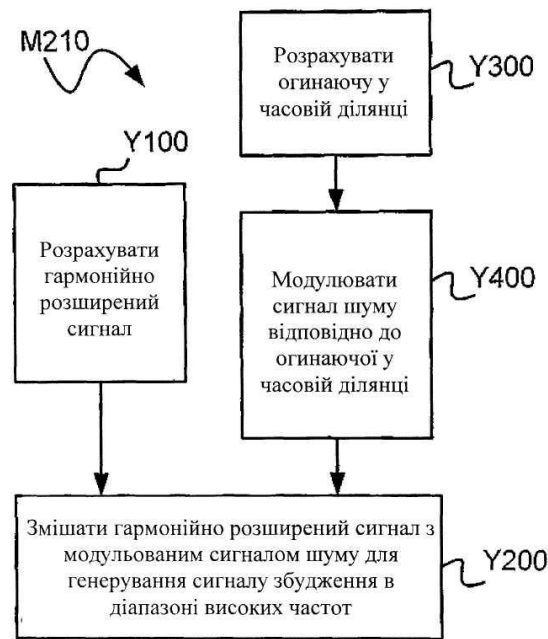
Fig. 29



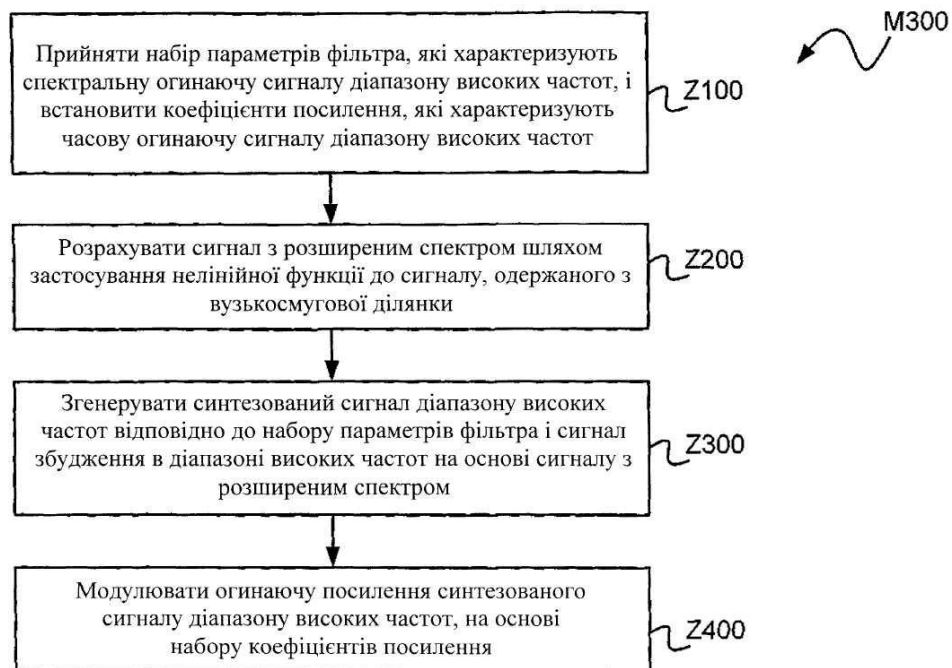
Фіг. 30



Фіг. 31a



Фіг. 31b



Фіг. 32