



(12) BẢN MÔ TẢ SÁNG CHẾ THUỘC BẢNG ĐỘC QUYỀN SÁNG CHẾ

(19) Cộng hòa xã hội chủ nghĩa Việt Nam (VN)
CỤC SỞ HỮU TRÍ TUỆ

(11)



1-0024741

(51)⁷ G10L 19/02; G10L 19/26; G10L 19/08

(13) B

(21) 1-2015-03080

(22) 28/01/2014

(86) PCT/EP2014/051585 28/01/2014

(87) WO2014/118152 07/08/2014

(30) 61/758,103 29/01/2013 US

(45) 27/07/2020 388

(43) 25/01/2016 334A

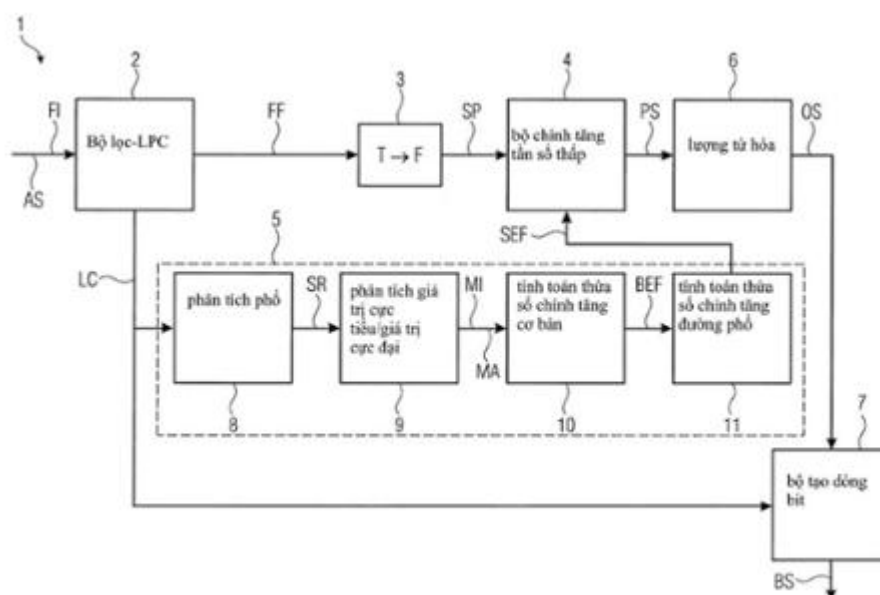
(73) Fraunhofer-Gesellschaft zur Foerderung der angewandten Forschung e.V. (DE)
Hansastrasse 27c, 80686 Muenchen, Germany

(72) DOEHLA, Stefan (DE); GRILL, Bernhard (DE); HELMRICH, Christian (DE);
RETTELBACH, Nikolaus (DE).

(74) Công ty Luật TNHH AMBYS Hà Nội (AMBYS HANOI)

(54) BỘ MÃ HÓA ÂM THANH VÀ PHƯƠNG PHÁP MÃ HÓA TÍN HIỆU ÂM THANH KHÔNG PHẢI TIẾNG NÓI, BỘ GIẢI MÃ ÂM THANH VÀ PHƯƠNG PHÁP GIẢI MÃ DÒNG BIT

(57) Sáng chế đề xuất bộ mã hóa âm thanh và phương pháp mã hóa tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói để từ đó tạo ra dòng bit, bộ mã hóa âm thanh bao gồm: tổ hợp (2, 3) của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2) có nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) và bộ chuyển đổi thời gian-tần số (3); bộ chỉnh tăng tần số thấp (4) được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý (PS) dựa trên phổ (SP); thiết bị điều khiển (5) được tạo cấu hình để điều khiển phép tính toán của phổ được xử lý (PS) bởi bộ chỉnh tăng tần số thấp (4) phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2). Ngoài ra, sáng chế đề xuất bộ giải mã âm thanh tương ứng, hệ thống, phương pháp giải mã dòng bit chứa các phổ được lượng tử hóa và nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính và chương trình máy tính tương ứng.



Lĩnh vực kỹ thuật được đề cập

Sáng chế đề cập đến lĩnh vực xử lý tín hiệu âm thanh và cụ thể đề cập đến bộ mã hóa, bộ giải mã, hệ thống và phương pháp mã hóa tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói sử dụng chỉnh tăng và chỉnh giảm tần số thấp thích ứng.

Tình trạng kỹ thuật của sáng chế

Người ta đã biết được rằng các tín hiệu không phải tiếng nói, ví dụ, âm nhạc, có thể xử lý phức tạp hơn so với âm tiếng nói của con người, chiếm băng tần số rộng hơn. Các hệ thống mã hóa âm thanh trong tình trạng kỹ thuật gần đây chẳng hạn như AMR-WB+ tài liệu [3] và xHE-AAC tài liệu [4] cung cấp công cụ mã hóa biến đổi cho âm nhạc và âm thanh thông thường khác, các tín hiệu không phải tiếng nói. Công cụ này thường được biết đến như công cụ mã hóa kích thích mã biến đổi (transform coded excitation-TCX) và dựa trên nguyên lý truyền phần dư mã hóa dự báo tuyến tính (linear predictive coding-LPC), kích thích được chỉ định, được lượng tử hóa và mã hóa entropi trong miền tần số. Do bị giới hạn về thứ tự thiết bị dự báo được sử dụng trong giai đoạn LPC, tuy nhiên, các giả âm có thể xảy ra trong tín hiệu được giải mã đặc biệt là tại các tần số thấp, trong đó khả năng nghe của con người là rất chính xác. Để đạt được điều này, sơ đồ chỉnh tăng tần số thấp và chỉnh giảm tần số thấp được đưa ra trong các tài liệu 1 đến 3.

Sơ đồ chỉnh tăng tần số thấp thích ứng ALFE (adaptive low-frequency emphasis) trong tình trạng kỹ thuật đã nêu khuếch đại các đường phổ tần số thấp trước khi lượng tử hóa trong bộ mã hóa. Cụ thể, các đường tần số thấp được nhóm lại thành các băng, năng lượng của mỗi băng được tính toán, và băng với năng lượng cực bộ cực đại được tìm thấy. Dựa trên giá trị và vị trí của năng lượng cực đại, các băng dưới băng năng lượng cực đại được nâng lên để chúng được lượng tử hóa chính xác hơn trong bước lượng tử hóa tiếp theo.

Sự chỉnh giảm tần số thấp được thực hiện để nghịch đảo ALFE trong bộ giải mã tương ứng là khái niệm rất tương tự. Như được thực hiện trong bộ mã hóa, các băng tần số thấp được thiết lập và băng với năng lượng cực đại được xác định. Không giống trong bộ mã hóa, các băng dưới đỉnh năng lượng bây giờ bị tắt dần. Biện pháp này phục hồi thô năng lượng dạng đường của phổ ban đầu.

Điều đáng chú ý là trong tình trạng kỹ thuật, việc tính toán năng lượng băng trong bộ mã hóa được thực hiện trước khi lượng tử hóa, tức là trên phổ đầu vào, trong khi trong bộ giải mã nó được tiến hành trên các đường đã lượng tử hóa theo cách nghịch đảo, tức là phổ được giải mã. Mặc dù phép toán lượng tử hóa có thể được thiết kế để năng lượng phổ được bảo toàn trên trung bình, sự bảo toàn năng lượng chính xác không thể được chắc chắn với các đường phổ riêng. Vì vậy, ALFE không thể được nghịch đảo một cách hoàn hảo. Hơn nữa, phép toán căn bậc hai được yêu cầu trong cách thực hiện ưu tiên của ALFE trong tình trạng kỹ thuật trong cả bộ mã hóa và bộ giải mã. Việc tránh những phép toán phức tạp liên quan là điều mong muốn.

Tài liệu tham khảo

- [1] 3GPP TS 26.290, “Extended AMR Wideband Codec - Transcoding Functions,” Dec. 2004.
- [2] B. Bessette, U.S. Patent 7,933,769 B2, “Methods and devices for low-frequency emphasis during audio compression based on ACELP/TCX”, Apr. 2011.
- [3] J. Mäkinen et al., “AMR-WB+: A New Audio Coding Standard for 3rd Generation Mobile Audio Services,” in Proc. ICASSP 2005, Philadelphia, USA, Mar. 2005.
- [4] M. Neuendorf et al., “MPEG Unified Speech and Audio Coding – The ISO/MPEG Standard for High-Efficiency Audio Coding of All Content Types,” in Proc. 132nd Convention of the AES, Budapest, Hungary, Apr. 2012. Also to appear in the Journal of the AES, 2013.
- [5] T. Baeckstroem et al., European Patent EP 2 471 061 B1, “Multi-mode audio signal decoder, multi-mode audio signal encoder, methods and computer program using linear prediction coding based noise shaping”.

Bản chất kỹ thuật của sáng chế

Mục đích của sáng chế là đề xuất các khái niệm được cải tiến để xử lý tín hiệu âm thanh. Cụ thể hơn, mục đích của sáng chế là đề xuất các khái niệm được cải tiến để chỉnh tăng và chỉnh giảm tần số thấp thích ứng. Mục đích của sáng chế đạt được nhờ bộ mã hóa âm thanh theo điểm 1, bộ giải mã âm thanh theo điểm 12, hệ thống theo điểm 24, các phương pháp theo điểm 25 và 26 và chương trình máy tính theo điểm 27 và 28.

Theo một khía cạnh sáng chế đề xuất bộ mã hóa âm thanh để mã hóa tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói để từ đó tạo ra dòng bit, bộ mã hóa âm thanh bao gồm:

tổ hợp gồm bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính có nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính và bộ chuyển đổi thời gian-tần số, trong đó tổ hợp được tạo cấu hình để lọc và chuyển đổi khung của tín hiệu âm thanh sang miền tần số để xuất ra phổ dựa trên khung và dựa trên các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính;

bộ chỉnh tăng tần số thấp được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý dựa trên phổ, trong đó các đường phổ của phổ được xử lý biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu được chỉnh tăng; và

thiết bị điều khiển được tạo cấu hình để điều khiển phép tính toán của phổ được xử lý bởi bộ chỉnh tăng tần số thấp phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính.

Bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (bộ lọc LPC) là công cụ được sử dụng trong xử lý tín hiệu âm thanh và xử lý tiếng nói để biểu diễn đường bao phổ của tín hiệu số có khung của âm ở dạng được nén, sử dụng thông tin của mô hình dự báo tuyến tính.

Bộ chuyển đổi thời gian-tần số là công cụ để chuyển đổi một cách cụ thể tín hiệu số có khung từ miền thời gian sang miền tần số để ước lượng phổ của tín hiệu. Bộ chuyển đổi thời gian-tần số có thể sử dụng phép biến đổi cosin rời rạc cải biên (modified discrete cosine transform-MDCT), mà là biến đổi tròng dựa trên biến đổi cosin rời rạc kiểu IV (type-IV discrete cosine transform -DCT-IV), với thuộc tính bổ sung là tròng: nó được thiết kế để được thực hiện trên các khung liên tiếp của bộ dữ liệu lớn hơn, trong đó các khung tiếp theo được tròng lên nhau để nửa cuối của một khung trùng với nửa đầu của khung kế tiếp. Việc tròng lên nhau này, ngoài chất lượng nén năng lượng của DCT, làm

MDCT đặc biệt hấp dẫn cho các ứng dụng nén tín hiệu, vì nó giúp tránh việc nhét đầy các giả âm từ các đường biên khung.

Bộ chỉnh tăng tần số thấp được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý dựa trên phổ, trong đó các đường phổ của phổ được xử lý biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu được chỉnh tăng sao cho chỉ các tần số thấp được chứa trong phổ được xử lý được chỉnh tăng. Đường phổ tham chiếu có thể được xác định trước dựa trên kinh nghiệm.

Thiết bị điều khiển được tạo cấu hình để điều khiển phép tính của phổ được xử lý bởi bộ chỉnh tăng tần số thấp phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính. Do đó, bộ mã hóa theo sáng chế không cần phải phân tích phổ của tín hiệu âm thanh cho mục đích chỉnh tăng tần số thấp. Hơn nữa, vì các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính đồng nhất có thể được sử dụng trong bộ mã hóa và bộ giải mã tiếp theo, chỉnh tăng tần số thấp thích ứng có thể nghịch đảo hoàn toàn bất kể sự lượng tử hóa phổ miễn là các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính được truyền đến bộ giải mã trong dòng bit mà được tạo ra bởi bộ mã hóa hoặc bởi cách khác bất kỳ. Nhìn chung các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính phải được truyền trong dòng bit theo bất kỳ cách nào với mục đích khôi phục tín hiệu đầu ra âm thanh từ dòng bit bởi bộ giải mã tương ứng. Do đó, tốc độ bit của dòng bit sẽ không được tăng bởi sự chỉnh tăng tần số thấp như được mô tả ở đây.

Hệ thống chỉnh tăng tần số thấp thích ứng được mô tả trong bản mô tả này có thể được thực hiện trong bộ mã hóa lõi TCX của LD-USAC (EVS), biến thể độ trễ thấp của xHE-AAC trong tài liệu [4] mà có thể chuyển giữa miền thời gian và miền MDCT mã hóa trên cơ sở mỗi khung.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế khung của tín hiệu âm thanh được nhập vào bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính, trong đó khung được lọc được xuất ra bởi bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính và trong đó bộ chuyển đổi thời gian-tần số được tạo cấu hình để ước lượng phổ dựa trên khung được lọc. Theo đó, bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính có thể hoạt động trong miền thời gian, có tín hiệu âm thanh như là đầu vào của nó.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế khung của tín hiệu âm thanh được nhập vào bộ chuyển đổi thời gian-tần số, trong đó khung được chuyển đổi được xuất ra bởi

bộ chuyển đổi thời gian-tần số và trong đó bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính được tạo cấu hình để ước lượng phổ dựa trên khung được chuyển đổi. Theo cách tương đương hoặc thay thế, phương án thứ nhất của bộ mã hóa theo sáng chế có bộ chỉnh tăng tần số thấp, bộ mã hóa có thể tính toán phổ được xử lý dựa trên phổ của khung được tạo ra bởi việc tạo hình nhiễu âm miền tần số (frequency-domain noise shaping - FDNS), được bộc lộ làm ví dụ trong tài liệu [5]. Cụ thể hơn, sự sắp xếp thứ tự công cụ ở đây được thay đổi: bộ chuyển đổi thời gian-tần số chẳng hạn như bộ được đề cập ở trên có thể được tạo cấu hình để ước lượng khung được chuyển đổi dựa trên khung của tín hiệu âm thanh và bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính được tạo cấu hình để ước lượng phổ âm thanh dựa trên khung được chuyển đổi, mà được xuất ra bởi bộ chuyển đổi thời gian-tần số. Theo đó, bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính có thể hoạt động trong miền tần số (thay vì miền thời gian) có khung được chuyển đổi như đầu vào của nó, với bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính được áp dụng thông qua việc nhân với phép biểu diễn phổ của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính.

Điều này là hiển nhiên với người có hiểu biết trong lĩnh vực kỹ thuật mà hai cách tiếp cận này - lọc tuyến tính trong miền thời gian được theo sau bởi chuyển đổi thời gian-tần số với chuyển đổi thời gian-tần số được theo sau bởi lọc tuyến tính thông qua gán trọng số phổ trong miền tần số có thể được thực hiện để chúng tương đương.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế bộ mã hóa âm thanh bao gồm thiết bị lượng tử hóa được tạo cấu hình để tạo ra phổ được lượng tử hóa dựa trên phổ được xử lý và bộ tạo dòng bit được tạo cấu hình để nhúng phổ được lượng tử hóa và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính vào dòng bit. Sự lượng tử hóa, trong xử lý tín hiệu số, là xử lý ánh xạ tập hợp lớn của các giá trị đầu vào thành tập hợp nhỏ hơn (có thể đếm được) - chẳng hạn như làm tròn các giá trị thành một số đơn vị chính xác. Thiết bị hoặc hàm thuật toán mà thực hiện lượng tử hóa được gọi là thiết bị lượng tử hóa. Bộ tạo dòng bit có thể là thiết bị bất kỳ mà có khả năng nhúng dữ liệu số từ các nguồn khác nhau thành dòng bit đơn nhất. Bằng các đặc điểm này dòng bit được tạo ra với sự chỉnh tăng tần số thấp có thể được tạo ra dễ dàng, trong đó chỉnh tăng tần số thấp thích ứng có thể nghịch đảo hoàn toàn bởi bộ giải mã tiếp theo chỉ sử dụng thông tin đã chứa sẵn trong dòng bit.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều khiển bao gồm bộ phân tích phổ được tạo cấu hình để ước lượng phép biểu diễn phổ của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính, bộ phân tích cực tiểu-cực đại được tạo cấu hình để ước lượng giá trị cực tiểu của phép biểu diễn phổ và giá trị cực đại của sự biểu diễn phổ dưới đường phổ tham chiếu bổ sung, và bộ tính toán thừa số chỉnh tăng được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh tăng đường phổ để tính toán các đường phổ của phổ được xử lý biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu dựa trên giá trị cực tiểu và giá trị cực đại, trong đó các đường phổ của phổ được xử lý được chỉnh tăng bằng cách áp dụng các thừa số chỉnh tăng đường phổ cho các đường phổ của phổ của khung được lọc. Bộ phân tích phổ có thể là bộ chuyển đổi thời gian-tần số như được mô tả dưới đây. Phép biểu diễn phổ là hàm chuyển của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính và có thể, nhưng không phải là phải là, phép biểu diễn phổ tương tự như phép biểu diễn được sử dụng cho FDNS, như được mô tả ở trên. Phép biểu diễn phổ có thể được tính toán từ Biến đổi Fourier rời rạc lẻ (odd discrete Fourier transform-ODFT) của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính. Trong xHE-AAC và LD-USAC, hàm chuyển có thể được tính gần đúng bởi các độ khuếch đại miền MDCT 32 hoặc 64 bit mà che phủ phép biểu diễn phổ hoàn toàn.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ tính toán thừa số chỉnh tăng được tạo cấu hình theo cách mà các thừa số chỉnh tăng đường phổ tăng theo hướng từ đường phổ tham chiếu đến đường phổ biểu diễn tần số thấp nhất của phổ. Điều này có nghĩa là đường phổ biểu diễn tần số thấp nhất được khuếch đại nhiều nhất trong khi đường phổ liền kề với đường phổ tham chiếu được khuếch đại ít nhất. Đường phổ tham chiếu và các đường phổ biểu diễn các tần số cao hơn đường phổ tham chiếu không được chỉnh tăng toàn bộ. Điều này giảm những phức tạp trong tính toán mà không có bất kỳ nhược điểm có thể nghe được nào.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ tính toán thừa số chỉnh tăng bao gồm giai đoạn thứ nhất được tạo cấu hình để tính toán thừa số chỉnh tăng cơ bản theo công thức thứ nhất $\gamma = (\alpha \cdot \min / \max)^\beta$, trong đó α là giá trị thiết lập trước thứ nhất, với $\alpha > 1$, β là giá trị thiết lập trước thứ hai, với $0 < \beta \leq 1$, $\min$ là giá trị cực tiểu của phép biểu diễn phổ, $\max$ là giá trị cực đại của phép biểu diễn phổ và γ là thừa số chỉnh tăng cơ bản, và trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh tăng bao gồm giai đoạn thứ hai được tạo

cầu hình để tính toán các thừa số chỉnh tăng đường phổ theo công thức thứ hai $\varepsilon_i = \gamma^{i'-i}$, trong đó i' là số đường phổ được chỉnh tăng, i là chỉ số của đường phổ tương ứng, chỉ số tăng với các tần số của các đường phổ, với $i = 0$ tới $i'-1$, γ là thừa số chỉnh tăng cơ bản và ε_i là thừa số chỉnh tăng đường phổ với chỉ số i . Thừa số chỉnh tăng cơ bản được tính toán từ tỉ lệ của giá trị cực tiểu và giá trị cực đại bằng công thức thứ nhất theo cách dễ dàng. Thừa số chỉnh tăng cơ bản đóng vai trò làm chuẩn để tính toán tất cả các thừa số chỉnh tăng đường phổ, trong đó công thức thứ hai đảm bảo rằng các thừa số chỉnh tăng đường phổ tăng theo hướng từ đường phổ tham chiếu đến đường phổ biểu diễn tần số thấp nhất của phổ. Trái ngược với các giải pháp thuộc tình trạng kỹ thuật, giải pháp được đề xuất không yêu cầu phép toán căn bậc hai mỗi băng phổ hoặc hoạt động phức tạp tương tự. Chỉ 2 phép toán chia và 2 phép toán lũy thừa được yêu cầu, một phép toán cho mỗi phía bộ mã hóa và bộ giải mã.

Trong phương án được ưu tiên của sáng chế giá trị thiết lập trước thứ nhất nhỏ hơn 42 và lớn hơn 22, cụ thể nhỏ hơn 38 và lớn hơn 26, cụ thể hơn nhỏ hơn 34 và lớn hơn 30. Các khoảng được đề cập trước kia được dựa vào kinh nghiệm. Các kết quả tốt nhất có thể đạt được khi giá trị thiết lập trước thứ nhất được thiết lập đến 32.

Trong phương án được ưu tiên của sáng chế giá trị thiết lập trước thứ hai được xác định theo công thức $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$, trong đó i' là số đường phổ được chỉnh tăng, θ là thừa số giữa 3 và 5, cụ thể giữa 3,4 và 4,6, cụ thể hơn giữa 3,8 và 4,2. Các khoảng này cũng được dựa vào kinh nghiệm. Các tác giả sáng chế đã tìm thấy được các kết quả tốt nhất có thể đạt được khi giá trị thiết lập trước thứ hai được thiết lập là 4.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, đường phổ tham chiếu biểu diễn tần số giữa 600Hz và 1000Hz, cụ thể giữa 700Hz và 900Hz, cụ thể hơn giữa 750Hz và 850Hz. Các khoảng tìm được theo kinh nghiệm này đảm bảo đủ sự chỉnh tăng tần số thấp cũng như sự phức tạp trong tính toán thấp của hệ thống. Các khoảng này đảm bảo cụ thể rằng trong phổ phân bố dày đặc, các đường tần số thấp hơn được mã hóa với độ chính xác đủ. Trong phương án được ưu tiên, đường phổ tham chiếu biểu diễn 800Hz, trong đó các đường phổ 32 được chỉnh tăng.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, đường phổ tham chiếu khác biểu diễn cùng tần số hoặc tần số cao hơn đường phổ tham chiếu. Các đặc tính này đảm bảo rằng

phép ước lượng giá trị cực tiểu và giá trị cực đại được hoàn thành trong khoảng tần số thích hợp.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều khiển được tạo cấu hình theo cách mà các đường phổ của phổ được xử lý biểu diễn tần số thấp hơn phổ tham chiếu chỉ được chỉnh tăng nếu giá trị cực đại là nhỏ hơn giá trị cực tiểu được nhân với α , giá trị thiết lập trước thứ nhất. Các đặc tính này đảm bảo rằng sự chỉnh tăng tần số thấp chỉ được thực hiện khi cần thiết để tải lượng công việc của bộ mã hóa có thể được tối thiểu hóa và không bit nào bị bỏ trên các vùng không quan trọng theo cảm giác trong suốt quá trình lượng tử hóa phổ.

Theo một khía cạnh, sáng chế đề xuất bộ giải mã âm thanh để giải mã dòng bit dựa trên tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói để tạo ra từ dòng bit tín hiệu đầu ra âm thanh không phải tiếng nói được giải mã, cụ thể để giải mã dòng bit được tạo ra bởi bộ mã hóa âm thanh theo sáng chế, dòng bit chứa các phổ được lượng tử hóa và nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính, bộ giải mã âm thanh bao gồm:

bộ nhận dòng bit được tạo cấu hình để trích xuất phổ được lượng tử hóa và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính từ dòng bit;

thiết bị khử lượng tử hóa được tạo cấu hình để tạo ra phổ được khử lượng tử hóa dựa trên phổ được lượng tử hóa:

bộ chỉnh giảm tần số thấp được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý nghịch đảo dựa trên phổ được khử lượng tử hóa, trong đó các đường phổ của phổ được xử lý nghịch đảo biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu được chỉnh giảm; và

thiết bị điều khiển được tạo cấu hình để điều khiển phép tính toán của phổ được xử lý nghịch đảo bởi bộ chỉnh giảm tần số thấp phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính được chứa trong dòng bit.

Bộ nhận dòng bit có thể là thiết bị bất kỳ mà có khả năng phân loại dữ liệu số từ dòng bit đơn nhất để gửi dữ liệu được phân loại đến giai đoạn xử lý tiếp theo thích hợp. Cụ thể, bộ nhận dòng bit được tạo cấu hình để trích xuất phổ được lượng tử hóa mà sau đó được chuyển đến thiết bị khử lượng tử hóa, và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính, mà sau đó được chuyển đến thiết bị điều khiển, từ dòng bit.

Thiết bị khử lượng tử hóa được tạo cấu hình để tạo ra phổ được khử lượng tử hóa dựa trên phổ được lượng tử hóa, trong đó phép khử lượng tử hóa là xử lý ngược đối với phép lượng tử hóa như được giải thích ở trên.

Bộ chỉnh giảm tần số thấp được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý nghịch đảo dựa trên phổ được khử lượng tử hóa, trong đó các đường phổ của phổ được xử lý nghịch đảo biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu được chỉnh giảm sao cho chỉ các tần số thấp được chứa trong phổ được xử lý nghịch đảo được chỉnh giảm. Đường phổ tham chiếu có thể được định trước dựa trên kinh nghiệm. Cần phải lưu ý rằng đường phổ tham chiếu của bộ giải mã cần biểu diễn cùng tần số như đường phổ tham chiếu của bộ mã hóa như được giải thích ở trên. Tuy nhiên, tần số mà đường phổ tham chiếu tham chiếu đến có thể được lưu trữ trên phía bộ giải mã sao cho nó không cần thiết để truyền tần số đó trong dòng bit.

Thiết bị điều khiển được tạo cấu hình để điều khiển sự tính toán của phổ được xử lý nghịch đảo bởi bộ chỉnh giảm tần số thấp phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính. Vì các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính đồng nhất có thể được sử dụng trong bộ mã hóa tạo ra dòng bit và trong bộ giải mã, sự chỉnh tăng tần số thấp thích ứng có thể ngược hoàn toàn bất kể sự lượng tử hóa phổ miễn là các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính được truyền đến bộ giải mã trong dòng bit. Nhìn chung các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính phải được truyền trong dòng bit theo bất kỳ cách nào với mục đích khôi phục tín hiệu đầu ra âm thanh từ dòng bit bởi bộ giải mã. Do đó, tốc độ bit của dòng bit sẽ không được tăng bởi sự chỉnh tăng tần số thấp và sự chỉnh giảm tần số thấp như được mô tả ở đây.

Hệ thống chỉnh giảm tần số thấp thích ứng được mô tả trong bản mô tả này có thể được thực hiện trong bộ mã hóa lõi TCX của LD-USAC, biến thể độ trễ thấp của xHE-AAC trong tài liệu [4] mà có thể chuyển giữa mã hóa miền thời gian và miền MDCT.

Bằng các đặc tính này dòng bit được tạo ra với việc chỉnh tăng tần số thấp thích ứng có thể được giải mã dễ dàng, trong đó chỉnh giảm tần số thấp thích ứng có thể được hoàn thành bởi bộ giải mã chỉ có sử dụng thông tin đã chứa sẵn trong dòng bit.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ giải mã âm thanh bao gồm tổ hợp của bộ chuyển đổi tần số-thời gian và bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược nhận nhiều

hệ số mã hóa dự báo tuyến tính được chứa trong dòng bit, trong đó tổ hợp được tạo cấu hình để lọc ngược và chuyển đổi phổ được xử lý nghịch đảo thành miền thời gian để xuất ra tín hiệu đầu ra dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo và dựa trên các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính.

Bộ chuyển đổi tần số-thời gian là công cụ để thực hiện phép toán ngược của phép toán của bộ chuyển đổi thời gian-tần số như được giải thích ở trên. Đó là công cụ để chuyển đổi riêng phổ của tín hiệu trong miền tần số thành tín hiệu số có khung trong miền thời gian chẳng hạn như để ước lượng tín hiệu ban đầu. Bộ chuyển đổi thời gian-tần số có thể sử dụng phép biến đổi cosin rời rạc cải biên ngược (MDCT-inverse), trong đó phép biến đổi cosin rời rạc cải biên là biến đổi tròng dựa trên biến đổi cosin rời rạc kiểu IV (type-IV discrete cosine transform -DCT-IV), với thuộc tính bổ sung là tròng: điều đó được thiết kế để được thực hiện trên các khung liên tiếp của bộ dữ liệu lớn hơn, trong đó các khung tiếp theo được tròng lên nhau để nửa cuối của một khung trùng với nửa đầu của khung kế tiếp. Việc tròng lên nhau này, ngoài ra để các chất lượng nén năng lượng của DCT, làm MDCT đặc biệt hấp dẫn cho các ứng dụng nén tín hiệu, vì nó giúp tránh việc nhét đầy các giả âm từ các đường biên khung. Những người có hiểu biết trong lĩnh vực kỹ thuật sẽ hiểu rằng các biến đổi khác là có khả năng có. Tuy nhiên, biến đổi trong bộ giải mã nên là biến đổi nghịch đảo của biến đổi trong bộ mã hóa.

Bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược là công cụ để thực hiện phép toán ngược để phép toán được hoàn thành bởi bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (bộ lọc LPC) như đã giải thích ở trên. Bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính là công cụ được sử dụng trong xử lý tín hiệu âm thanh và xử lý tiếng nói để giải mã đường bao phổ của tín hiệu số có khung để khôi phục tín hiệu số, sử dụng thông tin về mô hình dự báo tuyến tính. Mã hóa và giải mã dự báo tuyến tính là có thể ngược hoàn toàn miễn là các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính tương tự được sử dụng, mà có thể được đảm bảo bằng cách truyền các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính từ bộ mã hóa sang bộ giải mã được nhúng trong dòng bit như được mô tả ở đây.

Bằng các dấu hiệu này tín hiệu đầu ra có thể được xử lý theo cách dễ dàng.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế bộ chuyển đổi tần số-thời gian được tạo cấu hình để ước lượng tín hiệu thời gian dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo, trong

đó bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược được tạo cấu hình để xuất ra tín hiệu đầu ra dựa trên tín hiệu thời gian. Theo đó, bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược có thể hoạt động trong miền thời gian, có phở được xử lý nghịch đảo như đầu vào của nó.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược được tạo cấu hình để ước lượng tín hiệu được lọc nghịch đảo dựa trên phở được xử lý nghịch đảo, trong đó bộ chuyển đổi tần số-thời gian được tạo cấu hình để xuất ra tín hiệu đầu ra dựa trên tín hiệu được lọc ngược.

Theo cách thay thế hoặc tương đương, và tương tự như biện pháp FDNS được mô tả ở trên được thực hiện trên phía bộ mã hóa, thứ tự của bộ chuyển đổi tần số-thời gian và bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược có thể nghịch đảo sao cho sau cùng được hoạt động đầu tiên và trong miền tần số (thay vì miền thời gian). Cụ thể hơn, bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược có thể xuất ra tín hiệu lọc nghịch đảo dựa trên phở được xử lý nghịch đảo, với bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược được áp dụng thông qua phép nhân (hoặc chia) bởi phép biểu diễn phở của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính, như trong tài liệu [5]. Theo đó, bộ chuyển đổi tần số-thời gian như một trong những bộ chuyển đổi được đề cập ở trên có thể được tạo cấu hình để ước lượng khung của tín hiệu đầu ra dựa trên tín hiệu được lọc ngược, mà được nhập vào bộ chuyển đổi thời gian-tần số.

Điều này là hiển nhiên với người có hiểu biết trong lĩnh vực kỹ thuật mà hai cách tiếp cận này- lọc nghịch đảo tuyến tính trong miền tần số được theo sau bởi chuyển đổi tần số-thời gian với chuyển đổi tần số-thời gian được theo sau bởi lọc tuyến tính thông qua việc gán trọng số phở trong miền thời gian có thể được thực hiện sao cho chúng tương đương.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế thiết bị điều khiển bao gồm bộ phân tích phở được tạo cấu hình để ước lượng phép biểu diễn phở của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính, bộ phân tích cực tiểu-cực đại được tạo cấu hình để ước lượng giá trị cực tiểu của phép biểu diễn phở và giá trị cực đại của phép biểu diễn phở dưới đường phở tham chiếu thêm nữa và bộ tính toán thừa số chỉnh giảm được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh giảm đường phở để tính toán các đường phở của phở được xử lý nghịch đảo biểu diễn tần số thấp hơn đường phở tham chiếu dựa trên giá trị cực tiểu và giá trị

cực đại, trong đó các đường phổ của phổ được xử lý nghịch đảo được chỉnh giảm bằng cách áp dụng các thừa số chỉnh giảm đường phổ cho các đường phổ của phổ được chỉnh giảm. Bộ phân tích phổ có thể là bộ chuyển đổi thời gian-tần số như được mô tả dưới đây. Phép biểu diễn phổ là hàm chuyển của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính và có thể, nhưng không phải là, phép biểu diễn phổ tương tự như phép biểu diễn được sử dụng cho FDNS, như được mô tả ở trên. Phép biểu diễn phổ có thể được tính toán từ Biến đổi Fourier rời rạc lẻ (odd discrete Fourier transform-ODFT) của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính. Trong xHE-AAC và LD-USAC, hàm chuyển có thể được tính gần đúng bởi các độ khuếch đại miền MDCT 32 hoặc 64 bit mà che phủ phép biểu diễn phổ hoàn toàn.

Trong phương án được ưu tiên của sáng chế bộ tính toán thừa số chỉnh giảm được tạo cấu hình theo cách mà các thừa số chỉnh giảm đường phổ giảm theo hướng từ đường phổ tham chiếu đến đường phổ biểu diễn tần số thấp nhất của phổ được xử lý nghịch đảo. Điều này có nghĩa là đường phổ biểu diễn tần số thấp nhất bị suy giảm nhiều nhất trong khi đường phổ liền kề với đường phổ tham chiếu bị suy giảm ít nhất. Đường phổ tham chiếu và các đường phổ biểu diễn các tần số cao hơn đường phổ tham chiếu không được chỉnh giảm toàn bộ. Điều này giảm độ phức tạp trong tính toán mà không có bất kỳ nhược điểm có thể nghe được nào.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ tính toán thừa số chỉnh giảm bao gồm giai đoạn thứ nhất được tạo cấu hình để tính toán thừa số chỉnh giảm cơ bản theo công thức thứ nhất $\delta = (\alpha \cdot \min / \max)^{-\beta}$, trong đó α là giá trị thiết lập trước thứ nhất, với $\alpha > 1$, β là giá trị thiết lập trước thứ hai, với $0 < \beta \leq 1$, $\min$ là giá trị cực tiểu của phép biểu diễn phổ, $\max$ là giá trị cực đại của phép biểu diễn phổ và δ là thừa số chỉnh giảm cơ bản, và trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh giảm bao gồm giai đoạn thứ hai được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh giảm đường phổ theo công thức thứ hai $\zeta_i = \delta^{i'-i}$, trong đó i' là số đường phổ được chỉnh giảm, i là chỉ số của đường phổ tương ứng, chỉ số tăng với các tần số của các đường phổ, với $i = 0$ tới $i' - 1$, δ là thừa số chỉnh giảm cơ bản và ζ_i là thừa số chỉnh giảm đường phổ với chỉ số i . Phép toán của bộ tính toán thừa số chỉnh giảm là ngược với phép toán của bộ tính toán thừa số chỉnh tăng như được mô tả ở trên. Thừa số chỉnh giảm cơ bản được tính toán từ tỉ số của giá trị cực tiểu và giá trị

cực đại bởi công thức thứ nhất theo cách dễ dàng. Thừa số chỉnh giảm cơ bản đóng vai trò làm chuẩn cho tính toán của tất cả các thừa số chỉnh giảm đường phổ, trong đó công thức thứ hai đảm bảo rằng các thừa số chỉnh giảm đường phổ giảm theo hướng từ đường phổ tham chiếu đến đường phổ biểu diễn tần số thấp nhất của phổ được xử lý nghịch đảo. Trái ngược với các giải pháp thuộc tình trạng kỹ thuật, giải pháp được đề xuất không yêu cầu phép toán căn bậc hai mỗi băng phổ hoặc phép toán phức tạp tương tự. Chỉ 2 phép toán chia và phép toán lũy thừa được yêu cầu, một phép toán cho mỗi phía bộ mã hóa và bộ giải mã.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, giá trị thiết lập trước thứ nhất nhỏ hơn 42 và lớn hơn 22, cụ thể nhỏ hơn 38 và lớn hơn 26, cụ thể hơn nhỏ hơn 34 và lớn hơn 30. Các khoảng nói trên được dựa vào kinh nghiệm. Các kết quả tốt nhất có thể đạt được khi giá trị thiết lập trước thứ nhất được thiết lập đến 32. Lưu ý, rằng giá trị thiết lập trước thứ nhất của bộ giải mã nên tương tự giá trị thiết lập trước thứ nhất của bộ mã hóa.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế giá trị thiết lập trước thứ hai được xác định theo công thức $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$, trong đó i' là số đường phổ được chỉnh giảm, θ là thừa số giữa 3 và 5, cụ thể giữa 3,4 và 4,6, cụ thể hơn giữa 3,8 và 4,2. Các kết quả tốt nhất có thể đạt được khi giá trị thiết lập trước thứ hai được thiết lập đến 4. Lưu ý, rằng giá trị thiết lập trước thứ hai của bộ giải mã nên tương tự giá trị thiết lập trước thứ hai của bộ mã hóa.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế đường phổ tham chiếu biểu diễn tần số giữa 600Hz và 1000Hz, cụ thể giữa 700Hz và 900Hz, cụ thể hơn giữa 750Hz và 850Hz. Các khoảng tìm được theo kinh nghiệm này đảm bảo đủ sự chỉnh tăng tần số thấp cũng như sự phức tạp trong tính toán thấp của hệ thống. Các khoảng này đảm bảo cụ thể rằng trong phổ phân bố dày đặc, các đường tần số thấp hơn được mã hóa với độ chính xác đủ. Theo phương án được ưu tiên đường phổ tham chiếu biểu diễn 800Hz, trong đó các đường phổ 32 được chỉnh giảm. Hiển nhiên rằng đường phổ tham chiếu của bộ giải mã cần biểu diễn cùng tần số như đường phổ tham chiếu của bộ mã hóa.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế đường phổ tham chiếu khác nữa biểu diễn cùng tần số hoặc tần số cao hơn đường phổ tham chiếu. Các đặc điểm này đảm bảo

rằng phép ước lượng của giá trị cực tiểu và giá trị cực đại được hoàn thành trong khoảng tần số thích hợp, như là trường hợp trong bộ mã hóa.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều khiển được tạo cấu hình theo cách mà các đường phổ của phổ được xử lý nghịch đảo biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu chỉ được chỉnh giảm nếu giá trị cực đại là nhỏ hơn giá trị cực tiểu được nhân với giá trị thiết lập trước thứ nhất α . Các đặc điểm này đảm bảo rằng sự chỉnh giảm tần số thấp chỉ được thực hiện khi cần thiết để tải trọng công việc của bộ giải mã có thể được tối thiểu hóa và không bit nào bị bỏ trên các vùng không liên quan theo cảm giác trong suốt quá trình lượng tử hóa.

Theo một khía cạnh, sáng chế đề xuất hệ thống bao gồm bộ giải mã và bộ mã hóa, trong đó bộ mã hóa được thiết kế theo sáng chế và/hoặc bộ giải mã được thiết kế theo sáng chế.

Theo một khía cạnh, sáng chế đề xuất phương pháp mã hóa tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói để từ đó tạo ra dòng bit, phương pháp bao gồm các bước:

lọc với bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính có nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính và chuyển đổi khung của tín hiệu âm thanh thành miền tần số để xuất ra phổ dựa trên khung và dựa trên các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính;

tính toán phổ được xử lý dựa trên phổ của khung được lọc, trong đó các đường phổ của phổ được xử lý biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu được chỉnh tăng; và

điều khiển việc tính toán của phổ được xử lý phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính.

Theo một khía cạnh, sáng chế đề xuất phương pháp giải mã dòng bit dựa trên tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói để tạo ra từ dòng bit tín hiệu đầu ra âm thanh không phải tiếng nói, cụ thể để giải mã dòng bit được tạo ra bởi phương pháp theo điểm trước, dòng bit chứa các phổ được lượng tử hóa và nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính, phương pháp bao gồm các bước:

trích xuất phổ được lượng tử hóa và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính từ dòng bit;

tạo ra phổ được khử lượng tử hóa dựa trên phổ đã lượng tử hóa:

tính toán phổ được xử lý nghịch đảo dựa trên phổ được khử lượng tử hóa, trong đó các đường phổ của phổ được xử lý nghịch đảo biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu được chỉnh giảm; và

điều khiển việc tính toán của phổ được xử lý nghịch đảo phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính được chứa trong dòng bit.

Theo một khía cạnh, sáng chế đề xuất chương trình máy tính để thực hiện phương pháp của sáng chế, khi chạy trên máy tính hoặc bộ xử lý.

Mô tả vắn tắt các hình vẽ

Các phương án được ưu tiên của sáng chế sẽ được thảo luận tiếp theo với các hình vẽ đi kèm, trong đó:

Fig.1a minh họa phương án thứ nhất của bộ mã hóa âm thanh theo sáng chế;

Fig.1b minh họa phương án thứ hai của bộ mã hóa âm thanh theo sáng chế;

Fig.2 minh họa ví dụ thứ nhất về chỉnh tăng tần số thấp được thực hiện bởi bộ mã hóa âm thanh theo sáng chế;

Fig.3 minh họa ví dụ thứ hai về chỉnh tăng tần số thấp được thực hiện bởi bộ mã hóa âm thanh theo sáng chế;

Fig.4 minh họa ví dụ thứ ba về chỉnh tăng tần số thấp được thực hiện bởi bộ mã hóa âm thanh theo sáng chế;

Fig.5a minh họa phương án thứ nhất của bộ giải mã âm thanh theo sáng chế;

Fig.5b minh họa phương án thứ hai của bộ giải mã âm thanh theo sáng chế;

Fig.6 minh họa ví dụ thứ nhất về chỉnh giảm tần số thấp được thực hiện bởi bộ giải mã âm thanh theo sáng chế;

Fig.7 minh họa ví dụ thứ hai về chỉnh giảm tần số thấp được thực hiện bởi bộ giải mã âm thanh theo sáng chế; và

Fig.8 minh họa ví dụ thứ ba về chỉnh giảm tần số thấp được thực hiện bởi bộ giải mã âm thanh theo sáng chế.

Mô tả chi tiết sáng chế

Fig.1a minh họa phương án thứ nhất của bộ mã hóa âm thanh 1 theo sáng chế. Bộ mã hóa âm thanh 1 để mã hóa tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói AS để từ đó tạo ra dòng bit BS bao gồm

tổ hợp 2, 3 của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2 có nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC và bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3, trong đó tổ hợp 2, 3 được tạo cấu hình để lọc và chuyển đổi khung FI của tín hiệu âm thanh AS thành miền tần số để xuất ra phổ SP dựa trên khung FI và dựa trên các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC;

bộ chỉnh tăng tần số thấp 4 được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý PS dựa trên phổ SP, trong đó các đường phổ (xem Fig.2) của phổ được xử lý PS biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSL (xem Fig.2) được chỉnh tăng; và

thiết bị điều khiển 5 được tạo cấu hình để điều khiển việc tính toán của phổ được xử lý PS bởi bộ chỉnh tăng tần số thấp 4 phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2.

Bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2 (bộ lọc LPC) là công cụ được sử dụng trong xử lý tín hiệu âm thanh và xử lý tiếng nói để biểu diễn đường bao phổ của tín hiệu số có khung của âm ở dạng nén, sử dụng thông tin của mô hình dự báo tuyến tính.

Bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3 là công cụ để chuyển đổi cụ thể tín hiệu số có khung từ miền thời gian sang miền tần số để ước lượng phổ của tín hiệu. Bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3 có thể sử dụng phép biến đổi cosin rời rạc cải biên (modified discrete cosine transform-MDCT), mà là biến đổi trông dựa trên biến đổi cosin rời rạc kiểu IV (type-IV discrete cosine transform -DCT-IV), với thuộc tính bổ sung là trông: điều đó được thiết kế được thực hiện trên các khung liên tiếp của bộ dữ liệu lớn hơn, trong đó các khung liên tiếp được trông lên nhau để nửa cuối của một khung trùng với nửa đầu của khung kế tiếp. Việc trông lên nhau này, ngoài chất lượng nén năng lượng của DCT, làm MDCT đặc biệt hấp dẫn cho các ứng dụng nén tín hiệu, vì nó giúp tránh việc nhét đầy các giả âm từ các đường biên khung.

Bộ chỉnh tăng tần số thấp 4 được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý PS dựa trên phổ SP của khung được lọc FF, trong đó các đường phổ SL của phổ được xử lý PS biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSL được chỉnh tăng sao cho chỉ các

tần số thấp được chứa trong phổ được xử lý PS được chỉnh tăng. Đường phổ tham chiếu RSL có thể được định trước dựa trên kinh nghiệm.

Thiết bị điều khiển 5 được tạo cấu hình để điều khiển việc tính toán của phổ được xử lý SP bởi bộ chỉnh tăng tần số thấp 4 phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2. Do đó, bộ mã hóa 1 theo sáng chế không cần phải phân tích phổ SP của tín hiệu âm thanh AS cho mục đích chỉnh tăng tần số thấp. Hơn nữa, vì các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính đồng nhất LC có thể được sử dụng trong bộ mã hóa 1 và bộ giải mã 12 tiếp theo (xem Fig.5), sự chỉnh tăng tần số thấp thích ứng là có thể ngược lại hoàn toàn bất kể phép lượng tử hóa phổ miễn là các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC được truyền đến bộ giải mã 12 trong dòng bit BS mà được tạo ra bởi bộ mã hóa 1 hoặc bởi cách khác bất kỳ. Nhìn chung các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC phải được truyền trong dòng bit BS theo bất kỳ cách nào với mục đích khôi phục tín hiệu đầu ra âm thanh OS (xem Fig.5) từ dòng bit BS bởi bộ giải mã tương ứng 12. Do đó, tốc độ bit của dòng bit BS sẽ không được tăng bởi sự chỉnh tăng tần số thấp như được mô tả ở đây.

Hệ thống chỉnh tăng tần số thấp thích ứng được mô tả trong bản mô tả này có thể được thực hiện trong bộ mã hóa lõi TCX của LD-USAC, biến thể độ trễ thấp của xHE-AAC tài liệu[4] mà có thể chuyển giữa miền thời gian và miền MDCT mã hóa trên cơ sở mỗi khung.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, khung FI của tín hiệu âm thanh AS được nhập vào bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2, trong đó khung được lọc FF được xuất ra bởi bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2 và trong đó bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3 được tạo cấu hình để ước lượng phổ SP dựa trên khung được lọc FF. Theo đó, bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2 có thể hoạt động trong miền thời gian, có tín hiệu âm thanh AS như là đầu vào của nó.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế bộ mã hóa âm thanh 1 bao gồm thiết bị lượng tử hóa 6 được tạo cấu hình để tạo ra phổ được lượng tử hóa QS dựa trên phổ được xử lý BS và bộ tạo dòng bit 7 được tạo cấu hình để nhúng phổ được lượng tử hóa QS và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC vào dòng bit BS. Phép lượng tử hóa, trong xử lý tín hiệu số, là xử lý ánh xạ tập hợp lớn của các giá trị đầu vào thành tập hợp nhỏ

hơn (có thể đếm được) - chẳng hạn như làm tròn các giá trị cho một số đơn vị chính xác. Thiết bị hoặc hàm thuật toán mà thực hiện lượng tử hóa được gọi là thiết bị lượng tử hóa.

6. Bộ tạo dòng bit 7 có thể là thiết bị bất kỳ mà có khả năng nhúng dữ liệu số từ các nguồn khác nhau 2, 6 thành dòng bit đơn nhất BS. Bằng các đặc điểm này dòng bit BS được tạo ra với chính tăng tần số thấp thích ứng có thể được tạo ra dễ dàng, trong đó chính tăng tần số thấp thích ứng có thể ngược lại hoàn toàn bởi bộ giải mã tiếp theo 12 chỉ có sử dụng thông tin được chứa sẵn trong dòng bit BS.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế thiết bị điều khiển 5 bao gồm bộ phân tích phổ 8 được tạo cấu hình để ước lượng phép biểu diễn phổ SR của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC, bộ phân tích giá trị cực tiểu-cực đại 9 được tạo cấu hình để ước lượng giá trị cực tiểu MI của phép biểu diễn phổ SR và giá trị cực đại MA của phép biểu diễn phổ SR dưới đường phổ tham chiếu khác nữa, và bộ tính toán thừa số chỉnh tăng 10, 11 được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh tăng đường phổ SEF để tính toán các đường phổ SL của phổ được xử lý PS biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSL dựa trên giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA, trong đó các đường phổ SL của phổ được xử lý PS được chỉnh tăng bằng cách áp dụng các thừa số chỉnh tăng đường phổ SL cho các đường phổ của phổ SP của khung được lọc FF. Bộ phân tích phổ có thể là bộ chuyển đổi thời gian-tần số như được mô tả ở trên. Phép biểu diễn phổ SR là hàm chuyển của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2. Phép biểu diễn phổ SR có thể được tính toán từ Biến đổi Fourier rời rạc lẻ (odd discrete Fourier transform-ODFT) của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính. Trong xHE-AAC và LD-USAC, hàm chuyển có thể được tính gần đúng bởi các độ khuếch đại miền MDCT 32 hoặc 64 bit mà bao phủ phép biểu diễn nguyên phổ SR.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ tính toán thừa số chỉnh tăng 10, 11 được tạo cấu hình theo cách mà các thừa số chỉnh tăng đường phổ SEF tăng theo hướng từ đường phổ tham chiếu RSL đến đường phổ SL_0 biểu diễn tần số thấp nhất của phổ được xử lý PS. Điều này có nghĩa là đường phổ SL_0 biểu diễn tần số thấp nhất được khuếch đại nhiều nhất trong khi đường phổ SL_{i-1} liền kề với đường phổ tham chiếu được khuếch đại ít nhất. Đường phổ tham chiếu RSL và các đường phổ SL_{i+1} biểu diễn

các tần số cao hơn đường phổ tham chiếu RSL không được chỉnh tăng toàn bộ. Điều này giảm sự phức tạp tính toán mà không có bất kỳ nhược điểm có thể nghe được nào.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ tính toán thừa số chỉnh tăng 10, 11 bao gồm giai đoạn thứ nhất 10 được tạo cấu hình để tính toán thừa số chỉnh tăng cơ bản BEF theo công thức thứ nhất $\gamma = (\alpha \cdot \min / \max)^\beta$, trong đó α là giá trị thiết lập trước thứ nhất, với $\alpha > 1$, β là giá trị thiết lập trước thứ hai, với $0 < \beta \leq 1$, min là giá trị cực tiểu MI của phép biểu diễn phổ SR, max là giá trị cực đại MA của biểu diễn phổ SR và γ là thừa số chỉnh tăng cơ bản BEF, và trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh tăng 10, 11 bao gồm giai đoạn thứ hai 11 được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh tăng đường phổ SEF theo công thức thứ hai $\varepsilon_i = \gamma^{i'-i}$, trong đó i' là số đường phổ SL được chỉnh tăng, i là chỉ số của đường phổ tương ứng SL, chỉ số tăng với các tần số của các đường phổ SL, với $i = 0$ tới $i' - 1$, γ là thừa số chỉnh tăng cơ bản BEF và ε_i là thừa số chỉnh tăng đường phổ SEF với chỉ số i . Thừa số chỉnh tăng cơ bản được tính toán từ tỉ lệ của giá trị cực tiểu và giá trị cực đại bằng công thức thứ nhất theo cách dễ dàng. Thừa số chỉnh tăng cơ bản BEF đóng vai trò làm chuẩn cho tính toán của tất cả các thừa số chỉnh tăng đường phổ SEF, trong đó công thức thứ hai đảm bảo rằng các thừa số chỉnh tăng đường phổ SEF tăng theo hướng từ đường phổ tham chiếu RSL đến đường phổ SL_0 biểu diễn tần số thấp nhất của phổ PS. Trái ngược với các giải pháp thuộc tình trạng kỹ thuật, giải pháp được đề xuất không yêu cầu căn bậc hai mỗi băng phổ hoặc phép toán phức tạp tương tự. Chỉ 2 phép chia và hai phép lũy thừa được yêu cầu, một phép cho mỗi phía bộ mã hóa và bộ giải mã.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, giá trị thiết lập trước thứ nhất nhỏ hơn 42 và lớn hơn 22, cụ thể nhỏ hơn 38 và lớn hơn 26, cụ thể hơn nhỏ hơn 34 và lớn hơn 30. Các khoảng nói trên được dựa vào kinh nghiệm. Các kết quả tốt nhất có thể đạt được khi giá trị thiết lập trước thứ nhất được thiết lập đến 32.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, giá trị thiết lập trước thứ hai được xác định theo công thức $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$, trong đó i' là số đường phổ SL được chỉnh tăng, θ là thừa số giữa 3 và 5, cụ thể giữa 3,4 và 4,6, cụ thể hơn giữa 3,8 và 4,2. Các khoảng này cũng được dựa vào kinh nghiệm. Có thể tìm thấy được các kết quả tốt nhất có thể đạt được so với giá trị thiết lập trước thứ hai được thiết lập đến 4.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế đường phổ tham chiếu RSL biểu diễn tần số giữa 600Hz và 1000Hz, cụ thể giữa 700Hz và 900Hz, cụ thể hơn giữa 750Hz và 850Hz. Các khoảng tìm được theo kinh nghiệm này đảm bảo đủ sự chỉnh tăng tần số thấp cũng như sự phức tạp trong tính toán thấp của hệ thống. Các khoảng này đảm bảo cụ thể rằng trong phổ phân bố dày đặc, các đường tần số thấp hơn được mã hóa với độ chính xác đủ. Theo phương án được ưu tiên đường phổ tham chiếu biểu diễn 800Hz, trong đó 32 đường phổ được chỉnh tăng.

Việc tính toán các thừa số chỉnh tăng đường phổ SEF có thể hoàn thành bởi mã chương trình đến sau đây:

```
max = tmp = lpcGains[0];

/* find minimum (tmp) and maximum (max) of LPC gains in low frequencies */
for (i = 1; i < 9; i++) {

    if (tmp > lpcGains[i]) {
        tmp = lpcGains[i];
    }
    if (max < lpcGains[i]) {
        max = lpcGains[i];
    }
}
tmp *= 32.0f;
if ((max < tmp) && (max > FLT_MIN)) {
    fac = tmp = (float)pow(tmp / max, 0.0078125f);

    /* gradual boosting of lowest 32 bins; DC is boosted by (tmp/max)^1/4 */
    for (i = 31; i >= 0; i--) {
        x[i] *= fac;
        fac *= tmp;
    }
}
```

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, đường phổ tham chiếu khác nữa biểu diễn tần số cao hơn đường phổ tham chiếu RSL. Các đặc điểm này đảm bảo rằng phép ước lượng giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA được hoàn thành trong khoảng tần số thích hợp.

Fig.1b minh họa phương án thứ hai của bộ mã hóa âm thanh 1 theo sáng chế. Phương án thứ hai dựa trên phương án thứ nhất. Sau đây chỉ những khác biệt giữa hai phương án được giải thích.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, khung FI của tín hiệu âm thanh AS được nhập vào bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3, trong đó khung được chuyển đổi CF được xuất ra bởi bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3 và trong đó bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2 được tạo cấu hình để ước lượng phổ SP dựa trên khung được chuyển đổi

CF. Theo cách thay thế nhưng tương đương, phương án thứ nhất của bộ mã hóa 1 theo sáng chế có bộ chỉnh tăng tần số thấp, bộ mã hóa 1 có thể tính toán phổ được xử lý PS dựa trên phổ SP của khung FI được tạo ra theo cách tạo hình nhiễu âm miền tần số (FDNS), như được bộc lộ làm ví dụ trong tài liệu [5]. Cụ thể hơn, sự sắp xếp thứ tự công cụ ở đây được thay đổi: bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3 chẳng hạn như bộ chuyển đổi được đề cập ở trên có thể được tạo cấu hình để ước lượng khung được chuyển đổi FC dựa trên khung FI của tín hiệu âm thanh AS và bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2 được tạo cấu hình để ước lượng phổ âm thanh SP dựa trên khung được chuyển đổi FC, mà được xuất ra bởi bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3. Theo đó, bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2 có thể hoạt động trong miền tần số (thay vì miền thời gian) có khung được chuyển đổi FC như đầu vào của nó, với bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2 được áp dụng thông qua phép nhân với phép biểu diễn phổ của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC.

Điều này là hiển nhiên với người có trình độ trong lĩnh vực kỹ thuật mà phương án thứ nhất và thứ hai lọc tuyến tính trong miền thời gian được theo sau bởi chuyển đổi thời gian-tần số với chuyển đổi thời gian-tần số được theo sau bởi lọc tuyến tính thông qua gán trọng số phổ trong miền tần số có thể được thực hiện để chúng tương đương.

Fig.2 minh họa ví dụ thứ nhất về chỉnh tăng tần số thấp được thực hiện bởi bộ mã hóa theo sáng chế. Fig.2 thể hiện phổ làm ví dụ SP, các thừa số chỉnh tăng đường phổ làm ví dụ SEF và phổ được xử lý làm ví dụ SP trong hệ tọa độ thông thường, trong đó tần số được dựng đồ thị dựa vào trục x và biên độ phụ thuộc vào tần số được dựng đồ thị dựa vào trục y. Các đường phổ SL_0 đến SL_{i-1} , mà biểu diễn các tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSL, được khuếch đại, trong khi đường phổ tham chiếu RSL và đường phổ $SL_{i'+1}$, biểu diễn tần số cao hơn phổ tham chiếu RSL, không được khuếch đại. Fig.2 mô tả trạng thái mà trong đó tỉ lệ của giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA của phép biểu diễn phổ SR của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC gần với 1. Do đó, thừa số chỉnh tăng đường phổ cực đại SEF cho đường phổ SL_0 là khoảng 2,5.

Fig.3 minh họa ví dụ thứ hai về chỉnh tăng tần số thấp được thực hiện bởi bộ mã hóa theo sáng chế. Sự chênh lệch với chỉnh tăng tần số thấp như được nêu trên Fig.2 là tỉ lệ của giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA của phép biểu diễn phổ SR của các hệ

số mã hóa dự báo tuyến tính LC là nhỏ hơn. Do đó, thừa số chỉnh tăng đường phổ cực đại SEF cho đường phổ SL_0 là nhỏ hơn, ví dụ dưới 2,0.

Fig.4 minh họa ví dụ thứ ba về chỉnh tăng tần số thấp được thực hiện bởi bộ mã hóa theo sáng chế. Theo phương án được ưu tiên của sáng chế thiết bị điều khiển 5 được tạo cấu hình theo cách mà các đường phổ SL của phổ được xử lý SP biểu diễn tần số thấp hơn phổ tham chiếu RSL chỉ được chỉnh tăng nếu giá trị cực đại là nhỏ hơn giá trị cực tiểu được nhân với giá trị thiết lập trước thứ nhất. Các đặc điểm này đảm bảo rằng chỉnh tăng tần số thấp chỉ được thực hiện khi cần thiết để tải trọng công việc của bộ mã hóa có thể được giảm thiểu. Trên Fig.4 các điều kiện này được đáp ứng để không có sự chỉnh tăng tần số thấp được thực hiện.

Fig.5 minh họa phương án của bộ giải mã theo sáng chế. Bộ giải mã âm thanh 12 được tạo cấu hình để giải mã dòng bit BS dựa trên tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói để tạo ra từ dòng bit BS tín hiệu đầu ra âm thanh không phải tiếng nói OS, cụ thể để giải mã dòng bit BS được tạo ra bởi bộ mã hóa âm thanh 1 theo sáng chế, dòng bit BS chứa các phổ được lượng tử hóa QS và nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC. Bộ giải mã âm thanh 12 bao gồm:

bộ nhận dòng bit 13 được tạo cấu hình để trích xuất phổ được lượng tử hóa QS và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính từ dòng bit BS;

thiết bị khử lượng tử hóa 14 được tạo cấu hình để tạo ra phổ được khử lượng tử hóa DQ dựa trên phổ được lượng tử hóa QS;

bộ chỉnh giảm tần số thấp 15 được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý nghịch đảo RS dựa trên phổ được khử lượng tử hóa DQ, trong đó các đường phổ SLD của phổ được xử lý nghịch đảo RS biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSLD được chỉnh giảm; và

thiết bị điều khiển 16 được tạo cấu hình để điều khiển sự tính toán của phổ được xử lý nghịch đảo RS bởi bộ chỉnh giảm tần số thấp 15 phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC được chứa trong dòng bit BS.

Bộ nhận dòng bit 13 có thể là thiết bị bất kỳ mà có khả năng phân lớp dữ liệu số từ dòng bit đơn nhất BS để gửi dữ liệu được phân lớp đến giai đoạn xử lý tiếp theo thích hợp. Cụ thể bộ nhận dòng bit 13 được tạo cấu hình để trích xuất phổ được lượng tử hóa

QS, mà sau đó được chuyển đến thiết bị khử lượng tử hóa 14, và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC, mà sau đó được chuyển đến thiết bị điều khiển 16, từ dòng bit BS.

Thiết bị khử lượng tử hóa 16 được tạo cấu hình để tạo ra phổ được khử lượng tử hóa DQ dựa trên phổ được lượng tử hóa QS, trong đó việc khử lượng tử hóa là xử lý ngược lại đối với việc lượng tử hóa như được giải thích ở trên.

Bộ chỉnh giảm tần số thấp 15 được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý nghịch đảo RS dựa trên phổ được khử lượng tử hóa QS, trong đó các đường phổ SLD của phổ được xử lý nghịch đảo RS biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSLD được chỉnh giảm sao cho chỉ các tần số thấp được chứa trong phổ được xử lý nghịch đảo RS được chỉnh giảm. Đường phổ tham chiếu RSLD có thể được định trước dựa trên kinh nghiệm. Cần phải lưu ý rằng đường phổ tham chiếu RSLD của bộ giải mã 12 cần biểu diễn cùng tần số như đường phổ tham chiếu RSL của bộ mã hóa 1 như được giải thích ở trên. Tuy nhiên, tần số mà đường phổ tham chiếu RSLD tham chiếu đến có thể được lưu trữ trên phía bộ giải mã để không cần thiết truyền tần số đó trong dòng bit BS.

Thiết bị điều khiển 16 được tạo cấu hình để điều khiển việc tính toán của phổ được xử lý nghịch đảo RS bởi bộ chỉnh giảm tần số thấp 15 phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LS của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính 2. Vì các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính đồng nhất LC có thể được sử dụng trong bộ mã hóa 1 tạo ra dòng bit BS và bộ giải mã 12, sự chỉnh tăng tần số thấp thích ứng có thể ngược lại hoàn toàn bất kể sự lượng tử hóa phổ miễn là các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính được truyền đến bộ giải mã 12 trong dòng bit BS. Nhìn chung các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC phải được truyền trong dòng bit BS theo bất kỳ cách nào với mục đích khôi phục tín hiệu đầu ra âm thanh OS từ dòng bit BS bởi bộ giải mã 12. Do đó, tốc độ bit của dòng bit BS sẽ không được tăng bởi sự chỉnh tăng tần số thấp và sự chỉnh giảm tần số thấp như được mô tả ở đây.

Hệ thống chỉnh giảm tần số thấp thích ứng được mô tả trong bản mô tả này có thể được thực hiện trong bộ mã hóa lõi TCX của LD-USAC, biến thể độ trễ thấp của xHE-AAC tài liệu [4] mà có thể chuyển giữa miền thời gian và miền MDCT mã hóa trên cơ sở mỗi khung.

Bằng các đặc điểm này dòng bit BS được tạo ra với việc chỉnh tăng tần số thấp thích ứng có thể được giải mã dễ dàng, trong đó chỉnh giảm tần số thấp thích ứng có thể được hoàn thành bởi bộ giải mã 12 chỉ có sử dụng thông tin được chứa trong dòng bit BS.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế bộ giải mã âm thanh 12 bao gồm tổ hợp 17, 18 của bộ chuyển đổi tần số-thời gian 17 và bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược 18 nhận nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC được chứa trong dòng bit BS, trong đó tổ hợp 17, 18 được tạo cấu hình để lọc ngược và chuyển đổi phổ được xử lý nghịch đảo RS thành miền thời gian để xuất ra tín hiệu đầu ra OS dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo RS và dựa trên các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC.

Bộ chuyển đổi tần số-thời gian 17 là công cụ để thực hiện phép toán ngược của phép toán của bộ chuyển đổi thời gian-tần số 3 như đã giải thích ở trên. Đó là công cụ để chuyển đổi riêng phổ của tín hiệu trong miền tần số thành tín hiệu số có khung trong miền thời gian để ước lượng tín hiệu ban đầu. Bộ chuyển đổi tần số-thời gian có thể sử dụng phép biến đổi cosin rời rạc cải biên ngược (MDCT-inverse), trong đó biến đổi cosin rời rạc cải biên là biến đổi trống dựa trên biến đổi cosin rời rạc kiểu IV (type-IV discrete cosine transform -DCT-IV), với thuộc tính bổ sung là trống: điều đó được thiết kế được thực hiện trên các khung liên tiếp của tập hợp dữ liệu lớn hơn, trong đó các khung tiếp theo được trống lên nhau để nửa cuối của một khung trùng với nửa đầu của khung kế tiếp. Việc trống lên nhau này, ngoài các chất lượng nén năng lượng của DCT, làm MDCT đặc biệt hấp dẫn cho các ứng dụng nén tín hiệu, vì nó giúp tránh việc nhét đầy các giả âm từ các đường biên khung. Những người có hiểu biết trong lĩnh vực kỹ thuật sẽ hiểu rằng các biến đổi khác là có khả năng. Tuy nhiên, biến đổi trong bộ giải mã 12 nên là biến đổi ngược của biến đổi trong bộ mã hóa 1.

Bộ lọc mã hóa tuyến tính ngược 18 là công cụ để thực hiện phép toán ngược với phép toán được thực hiện bởi bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (bộ lọc LPC) 2 như đã giải thích ở trên. Bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính là công cụ được sử dụng trong xử lý tín hiệu âm thanh và xử lý tín hiệu tiếng nói để giải mã đường bao phổ của tín hiệu số có khung để khôi phục tín hiệu số, sử dụng thông tin của mô hình dự báo tuyến tính. Mã hóa và giải mã dự báo tuyến tính là có thể nghịch đảo hoàn toàn được biết đến là các hệ

số mã hóa dự báo tuyến tính tương tự được sử dụng, mà có thể được đảm bảo bằng cách truyền các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC từ bộ mã hóa 1 sang bộ giải mã 12 được nhúng vào dòng bit BS như được mô tả ở trong bản mô tả này.

Bằng các đặc điểm này tín hiệu đầu ra OS có thể được xử lý theo cách dễ dàng.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế bộ chuyển đổi tần số-thời gian 17 được tạo cấu hình để ước lượng tín hiệu thời gian TS dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo RS, trong đó bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính nghịch đảo 18 được tạo cấu hình để xuất ra tín hiệu đầu ra OS dựa trên tín hiệu thời gian TS. Theo đó, bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược 18 có thể hoạt động trong miền thời gian, có tín hiệu thời gian TS như là đầu vào của nó.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều khiển 16 bao gồm bộ phân tích phổ 19 được tạo cấu hình để ước lượng phép biểu diễn phổ SR của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC, bộ phân tích giá trị cực tiểu-cực đại 20 được tạo cấu hình để ước lượng giá trị cực tiểu MI của phép biểu diễn phổ SR và giá trị cực đại MA của phép biểu diễn phổ SR dưới đường phổ tham chiếu thêm nữa, và bộ tính toán thừa số chỉnh giảm 21, 22 được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh giảm đường phổ SDF để tính toán các đường phổ SLD của phổ được xử lý nghịch đảo RS biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSLD dựa trên giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA, trong đó các đường phổ SLD của phổ được xử lý nghịch đảo RS được chỉnh giảm bằng cách áp dụng các thừa số chỉnh giảm đường phổ SDF cho các đường phổ của phổ được khử lượng tử hóa DQ. Bộ phân tích phổ có thể là bộ chuyển đổi thời gian-tần số như được mô tả ở trên. Phép biểu diễn phổ là hàm chuyển của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính. Phép biểu diễn phổ có thể được tính toán từ Biến đổi Fourier rời rạc lẻ (odd discrete Fourier transform-ODFT) của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính. Trong xHE-AAC và LD-USAC, hàm chuyển có thể được tính gần đúng bởi các độ khuếch đại miền MDCT 32 hoặc 64 bit mà bao phủ phép biểu diễn phổ nguyên.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ tính toán thừa số chỉnh giảm được tạo cấu hình theo cách mà các thừa số chỉnh giảm đường phổ giảm theo hướng từ đường phổ tham chiếu đến đường phổ biểu diễn tần số thấp nhất của phổ được xử lý nghịch đảo. Điều này có nghĩa là đường phổ biểu diễn tần số thấp nhất được suy giảm nhiều

nhất trong khi đường phổ liền kề với đường phổ tham chiếu được suy giảm ít nhất. Đường phổ tham chiếu và các đường phổ biểu diễn các tần số cao hơn đường phổ tham chiếu không được chỉnh giảm toàn bộ. Điều này giảm sự phức tạp tính toán mà không có bất kỳ nhược điểm có thể nghe được nào.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ tính toán thừa số chỉnh giảm 21, 22 bao gồm giai đoạn thứ nhất 21 được tạo cấu hình để tính toán thừa số chỉnh giảm cơ bản BDF theo công thức thứ nhất $\delta = (\alpha \cdot \min / \max)^{-\beta}$, trong đó α là giá trị thiết lập trước thứ nhất, với $\alpha > 1$, β là giá trị thiết lập trước thứ hai, với $0 < \beta \leq 1$, $\min$ là giá trị cực tiểu MI của phép biểu diễn phổ SR, $\max$ là giá trị cực đại MA của biểu diễn phổ SR và δ là thừa số chỉnh giảm cơ bản BDF, và trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh giảm 21, 22 bao gồm giai đoạn thứ hai 22 được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh giảm đường phổ SDF theo công thức thứ hai $\zeta_i = \delta^{i'-i}$, trong đó i' là số đường phổ SLD được chỉnh giảm, i là chỉ số của đường phổ tương ứng SLD, chỉ số tăng với các tần số của các đường phổ SLD, với $i = 0$ tới $i'-1$, δ là thừa số chỉnh giảm cơ bản và ζ_i là thừa số chỉnh giảm đường phổ SDF với chỉ số i . Phép toán của bộ tính toán thừa số chỉnh giảm 21, 22 là ngược với phép toán của bộ tính toán thừa số chỉnh tăng 10, 11 như được mô tả ở trên. Thừa số chỉnh giảm cơ bản BDF được tính toán từ tỉ số của giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA bởi công thức thứ nhất theo cách dễ dàng. Thừa số chỉnh giảm cơ bản BDF đóng vai trò làm chuẩn cho tính toán của tất cả các thừa số chỉnh giảm đường phổ SDF, trong đó công thức thứ hai đảm bảo rằng các thừa số chỉnh giảm đường phổ SDF giảm theo hướng từ đường phổ tham chiếu RSLD đến đường phổ SL_0 biểu diễn tần số thấp nhất của phổ được xử lý nghịch đảo RS. Trái ngược với các giải pháp thuộc tình trạng kỹ thuật, giải pháp được đề xuất không yêu cầu phép căn bậc hai mỗi băng phổ hoặc phép toán phức tạp tương tự. Chỉ hai phép chia và hai phép lũy thừa được yêu cầu, một phép toán cho mỗi phía bộ mã hóa và bộ giải mã.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, giá trị thiết lập trước thứ nhất nhỏ hơn 42 và lớn hơn 22, cụ thể nhỏ hơn 38 và lớn hơn 26, cụ thể hơn nhỏ hơn 34 và lớn hơn 30. Các khoảng nói trên được dựa vào kinh nghiệm. Các kết quả tốt nhất có thể đạt được khi giá trị thiết lập trước thứ nhất được thiết lập đến 32. Lưu ý, rằng giá trị thiết lập trước thứ nhất của bộ giải mã 12 nên bằng giá trị thiết lập trước thứ nhất của bộ mã hóa 1.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, giá trị thiết lập trước thứ hai được xác định theo công thức $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$, trong đó i' là số đường phổ được chỉnh giảm, θ là thừa số giữa 3 và 5, cụ thể giữa 3,4 và 4,6, cụ thể hơn giữa 3,8 và 4,2. Các kết quả tốt nhất có thể đạt được khi giá trị thiết lập trước thứ hai được thiết lập đến 4. Lưu ý, rằng giá trị thiết lập trước thứ hai của bộ giải mã 12 nên tương tự giá trị thiết lập trước thứ hai của bộ mã hóa 1.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, đường phổ tham chiếu biểu diễn RSLD tần số giữa 600Hz và 1000Hz, cụ thể giữa 700Hz và 900Hz, cụ thể hơn giữa 750Hz và 850Hz. Các khoảng tìm được theo kinh nghiệm này đảm bảo đủ sự chỉnh tăng tần số thấp cũng như sự phức tạp trong tính toán thấp của hệ thống. Các khoảng này đảm bảo cụ thể rằng trong phổ phân bố dày đặc, các đường tần số thấp hơn được mã hóa với độ chính xác đủ. Theo phương án được ưu tiên đường phổ tham chiếu RSLD biểu diễn 800Hz, trong đó 32 đường phổ SL được chỉnh giảm. Hiển nhiên rằng đường phổ tham chiếu RSLD của bộ giải mã 12 cần biểu diễn cùng tần số như đường phổ tham chiếu RSL của bộ mã hóa.

Việc tính toán các thừa số chỉnh tăng đường phổ SEF có thể hoàn thành bởi mã chương trình đến sau đây:

```
max = tmp = lpcGains[0];

/* find minimum (tmp) and maximum (max) of LPC gains in low frequencies */
for (i = 1; i < 9; i++) {

    if (tmp > lpcGains[i]) {
        tmp = lpcGains[i];
    }
    if (max < lpcGains[i]) {
        max = lpcGains[i];
    }
}
tmp *= 32.0f;
if ((max < tmp) && (tmp > FLT_MIN)) {
    fac = tmp = (float)pow(max / tmp, 0.0078125f);

    /* gradual lowering of lowest 32 bins; DC is lowered by (max/tmp)^1/4 */
    for (i = 31; i >= 0; i--) {
        x[i] *= fac;

        /*
         * The following code is not needed if the
         * above code is used.
         */

        fac *= tmp;
    }
}
```

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, đường phổ tham chiếu thêm nữa biểu diễn cùng tần số hoặc tần số cao hơn đường phổ tham chiếu RSLD. Các đặc điểm này đảm bảo rằng phép ước lượng của giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA được thực hiện trong khoảng tần số thích hợp.

Fig.5b minh họa phương án thứ hai của bộ giải mã âm thanh 12 theo sáng chế. Phương án thứ hai dựa trên phương án thứ nhất. Sau đây chỉ những khác biệt giữa hai phương án được giải thích.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược 18 được tạo cấu hình để ước lượng tín hiệu được lọc ngược IFS dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo RS, trong đó bộ chuyển đổi tần số-thời gian 17 được tạo cấu hình để xuất ra tín hiệu đầu ra OS dựa trên tín hiệu được lọc ngược IFS.

Theo cách thay thế và tương đương, và tương tự như tiến trình FDNS được mô tả ở trên được thực hiện trên phía bộ mã hóa, thứ tự của bộ chuyển đổi 17 tần số-thời gian và bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược 18 có thể được nghịch đảo sao cho sau cùng được hoạt động đầu tiên và trong miền tần số (thay vì miền thời gian). Cụ thể hơn, bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược 18 có thể xuất ra tín hiệu lọc ngược IFS dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo RS, với bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược 2 được áp dụng thông qua phép nhân (hoặc chia) bởi phép biểu diễn phổ của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC, như trong tài liệu [5]. Theo đó, bộ chuyển đổi tần số-thời gian 17 như một trong những bộ chuyển đổi được đề cập ở trên có thể được tạo cấu hình để ước lượng khung của tín hiệu đầu ra OS dựa trên tín hiệu được lọc nghịch đảo IFS, mà vào bộ chuyển đổi thời gian-tần số 17.

Điều này là hiển nhiên với người có trình độ trong lĩnh vực kỹ thuật mà hai cách tiếp cận này- lọc ngược tuyến tính trong miền tần số được theo sau bởi chuyển đổi tần số-thời gian với chuyển đổi tần số-thời gian được theo sau bởi lọc tuyến tính thông qua gán trọng số phổ trong miền thời gian có thể được thực hiện sao cho chúng tương đương.

Fig.6 minh họa ví dụ thứ nhất về chỉnh giảm tần số thấp được thực hiện bởi bộ giải mã theo sáng chế. Fig.2 thể hiện phổ được khử lượng tử hóa DQ, các thừa số chỉnh giảm đường phổ SDF ví dụ và ví dụ về phổ được xử lý nghịch đảo RS trong hệ tọa độ thông thường, trong đó tần số được dựng đồ thị dựa vào trục x và biên độ phụ thuộc vào tần

số được dựng đồ thị dựa vào trục y. Các đường phổ SLD_0 đến SLD_{i-1} , mà biểu diễn các tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSLD, được chỉnh giảm, trong khi đường phổ tham chiếu RSLD và đường phổ SLD_{i+1} , mà biểu diễn tần số cao hơn phổ tham chiếu RSLD, không được chỉnh giảm. Fig.6 mô tả trạng thái mà trong đó tỉ lệ của giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA của phép biểu diễn phổ SR của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC gần với 1. Do đó, thừa số chỉnh tăng đường phổ cực đại SEF cho đường phổ SL_0 là khoảng 0,4. Ngoài ra, Fig.6 thể hiện sai số lượng tử hóa QE, phụ thuộc vào tần số. Do sự chỉnh giảm tần số thấp mạnh nên sai số lượng tử hóa QE là rất thấp tại các tần số thấp hơn.

Fig.7 minh họa ví dụ thứ hai về chỉnh giảm tần số thấp được thực hiện bởi bộ giải mã theo sáng chế. Sự chênh lệch với chỉnh tăng tần số thấp như được nêu trên Fig.6 mà là tỉ lệ của giá trị cực tiểu MI và giá trị cực đại MA của phép biểu diễn phổ SR của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính LC là nhỏ hơn. Do đó, thừa số chỉnh giảm đường phổ cực đại SDF cho đường phổ SL_0 là lớn hơn, ví dụ trên 0,5. Sai số lượng tử hóa QE là cao hơn trong trường hợp này nhưng nó không là tới hạn cũng như dưới biên độ của phổ được xử lý nghịch đảo.

Fig.8 minh họa ví dụ thứ ba về chỉnh giảm tần số thấp được thực hiện bởi bộ giải mã theo sáng chế. Trong phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều khiển 16 được tạo cấu hình theo cách mà các các đường phổ SLD của phổ được xử lý nghịch đảo RS biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu RSLD chỉ được chỉnh giảm nếu giá trị cực đại MA là nhỏ hơn giá trị cực tiểu MI đã nhân với giá trị thiết lập trước thứ nhất. Các đặc điểm này đảm bảo rằng chỉnh giảm tần số thấp chỉ được thực hiện khi cần thiết để tải trọng công việc của bộ giải mã 12 có thể được giảm thiểu. Các đặc điểm này đảm bảo rằng chỉnh giảm tần số thấp chỉ được thực hiện khi cần thiết để tải trọng công việc của bộ mã hóa có thể được giảm thiểu. Trên Fig.8 các điều kiện này được đáp ứng để không có sự chỉnh tăng tần số thấp được thực hiện.

Như giải pháp cho vấn đề được đề cập ở trên về độ phức tạp cao tương đối (khả năng gây ra việc thực thi đưa ra trên các thiết bị di động công suất thấp) và thiếu tính nghịch đảo hoàn hảo (rủi ro đủ độ tin cậy) của cách tiếp cận ALFE theo tình trạng kỹ thuật, thiết kế chỉnh tăng tần số thấp thích ứng (ALFE) được dự kiến trong đó

- không yêu cầu phép toán căn bậc hai mỗi băng phổ hoặc phép toán phức tạp tương tự. Chỉ hai phép chia và hai phép lũy thừa được yêu cầu, một phép toán cho mỗi phía bộ mã hóa và bộ giải mã.
- sử dụng phép biểu diễn phổ của các hệ số bộ lọc LPC như thông tin điều khiển cho chỉnh tăng (giảm), không phải bản thân phổ. Vì các hệ số LPC đồng nhất được sử dụng trong bộ mã hóa và bộ giải mã, ALFE có thể nghịch đảo hoàn toàn bất kể phép lượng tử hóa phổ.

Hệ thống ALFE được mô tả trong bản mô tả này có thể được thực hiện trong bộ mã hóa lõi TCX của LD-USAC, biến thể độ trễ thấp của xHE-AAC của tài liệu[4] mà có thể chuyển giữa miền thời gian và miền MDCT mã hóa trên cơ sở mỗi khung. Việc xử lý trong bộ mã hóa và bộ giải mã được tóm tắt như sau:

1. Trong bộ mã hóa, giá trị cực tiểu và giá trị cực đại của biểu diễn phổ của các hệ số LPC được tìm thấy dưới tần số nhất định. Phép biểu diễn phổ của bộ lọc thường được chấp nhận trong xử lý tín hiệu là hàm chuyển của bộ lọc. Trong xHE-AAC và LD-USAC, hàm chuyển được tính gần đúng bởi độ khuếch đại miền MDCT 32 hoặc 64 mà che toàn bộ phổ, được tính toán từ DFT (ODFT) lẻ của các hệ số bộ lọc.
2. Nếu giá trị cực đại là lớn hơn giá trị cực tiểu chung nhất định (ví dụ, 0) và nhỏ hơn α lần lớn hơn giá trị cực tiểu, với $\alpha > 1$ (ví dụ, 32), các bước ALFE 2 sau đây được thực hiện.
3. Thừa số chỉnh tăng tần số thấp γ được tính toán từ tỉ lệ giữa giá trị cực tiểu và giá trị cực đại như $\gamma = (\alpha \cdot \text{giá trị cực tiểu} / \text{giá trị cực đại})^\beta$, trong đó $0 < \beta \leq 1$ và β phụ thuộc vào α .
4. Các đường MDCT với các chỉ số i thấp hơn chỉ số i' biểu diễn tần số nhất định (tức là tất cả các đường phía dưới mà tần số, tốt hơn là giống tần số được sử dụng trong bước 1) bây giờ được nhân với $\gamma^{i'-i}$. Điều này gợi ý rằng đường gần nhất với i' được khuếch đại ít nhất, trong khi đường thứ nhất, đường gần nhất dòng thẳng, được khuếch đại nhiều nhất. Tốt hơn là, $i'=32$.
5. Trong bộ giải mã, các bước 1 và 2 được thực hiện như trong bộ mã hóa (cùng giới hạn tần số).

6. Tiếp theo bước 3, thừa số chỉnh giảm tần số thấp, ngược lại của thừa số chỉnh tăng γ , được tính toán như $\delta = (\alpha \cdot \text{giá trị cực tiểu} / \text{giá trị cực đại}) - \beta = (\text{giá trị cực đại} / (\alpha \cdot \text{giá trị cực tiểu}))\beta$.

7. Các đường MDCT với các chỉ số i thấp hơn chỉ số i' , với i' được chọn như trong bộ mã hóa, cuối cùng được nhân với $\delta i' - i$. Kết quả này là đường gần với i' bị suy giảm ít nhất, đường thứ nhất bị suy giảm nhiều nhất, và toàn bộ phía bộ mã hóa ALFE được nghịch đảo hoàn toàn.

Về cơ bản, hệ thống ALFE được đề xuất đảm bảo rằng trong phổ phân bố dày đặc, các đường phổ tần số thấp hơn được mã hóa với độ chính xác đủ. Ba trường hợp có thể đảm nhiệm minh họa này, như được mô tả trên Fig.8. Khi giá trị cực đại nhiều hơn α lần lớn hơn giá trị cực tiểu, không ALFE được thực hiện. Điều này xảy ra khi hình dạng LPC tần số thấp chứa đỉnh mạnh, tốt hơn xuất phát từ âm trầm được phân tách mạnh trong tín hiệu đầu vào. Các bộ mã hóa LPC thường có thể tái tạo tín hiệu như vậy tương đối tốt, vì ALFE là không cần thiết.

Trong trường hợp hình dạng LPC là phẳng, tức là các giá trị cực đại tiếp cận giá trị cực tiểu, ALFE là mạnh nhất như được mô tả trên Fig.6 và có thể tránh việc mã hóa các giả âm như nhiễu âm.

Khi hình dạng LPC không hoàn toàn phẳng mà cũng không nhọn, ví dụ trên các tín hiệu sóng hài với các âm được đặt gần, chỉ ALFE nhẹ được thực hiện như mô tả trên Fig.7. Cần lưu ý rằng ứng dụng của các thừa số số mũ γ trong bước 4 và δ trong bước 7 không yêu cầu các lệnh lũy thừa nhưng có thể được thực hiện từng bước chỉ sử dụng các phép nhân. Do đó, sự phức tạp mỗi đường phổ được gọi bởi sơ đồ ALFE theo sáng chế là rất thấp.

Mặc dù một vài khía cạnh đã được mô tả trong ngữ cảnh của thiết bị, rõ ràng rằng các khía cạnh này cũng thể hiện mô tả về phương pháp tương ứng, mà khối hoặc thiết bị tương ứng với bước phương pháp hoặc dấu hiệu của bước phương pháp. Tương tự, các khía cạnh được mô tả trong ngữ cảnh của bước phương pháp cũng thể hiện mô tả về khối hoặc mục hoặc dấu hiệu tương ứng của thiết bị tương ứng. Một vài hoặc tất cả các bước phương pháp có thể được thực hiện bởi (hoặc sử dụng) thiết bị phần cứng, ví dụ như, bộ vi xử lý, máy tính có thể lập trình hoặc mạch điện tử. Theo một số phương án,

một số hoặc nhiều bước phương pháp quan trọng nhất có thể được thực hiện bởi thiết bị như vậy.

Phụ thuộc vào các yêu cầu thực hiện nhất định, các phương án của sáng chế có thể được thực hiện trong phần cứng hoặc trong phần mềm. Phương án có thể được thực hiện sử dụng vật ghi lưu trữ không tạm thời như vật ghi lưu trữ dạng số, ví dụ, đĩa mềm, DVD, Blu-Ray, CD, ROM, PROM, và EPROM, EEPROM hoặc bộ nhớ FLASH, có các tín hiệu điều khiển có thể đọc được bằng điện tử được lưu trữ trên đó, mà kết hợp (hoặc có khả năng kết hợp) với hệ thống máy tính có thể lập trình để phương pháp tương ứng được thực hiện. Do đó, vật ghi lưu trữ dạng số có thể đọc được bằng máy tính.

Một số phương án theo sáng chế bao gồm vật mang dữ liệu có các tín hiệu điều khiển có thể đọc được bằng điện tử, mà có khả năng kết hợp với hệ thống máy tính có thể lập trình được, do đó một trong các phương pháp được mô tả ở đây được thực hiện.

Thông thường, các phương án của sáng chế có thể được thực hiện như một sản phẩm chương trình máy tính với mã chương trình, mã chương trình hoạt động để thực hiện một trong các phương pháp khi sản phẩm chương trình máy tính chạy trên máy tính. Ví dụ, mã chương trình có thể được lưu trữ trên vật mang có thể đọc được bằng máy.

Các phương án khác bao gồm vật ghi có thể đọc được bằng máy tính bao gồm chương trình máy tính để thực hiện một trong các phương pháp được mô tả ở đây, được lưu trữ trên vật mang có thể đọc được bằng máy.

Nói cách khác, do đó, phương án của phương pháp theo sáng chế là, chương trình máy tính có mã chương trình để thực hiện một trong các phương pháp được mô tả ở đây, khi chương trình máy tính chạy trên máy tính.

Do đó, phương án nữa của phương pháp theo sáng chế là, vật mang dữ liệu (hoặc vật ghi lưu trữ số, hoặc vật ghi có thể đọc được bằng máy tính) bao gồm, đã được ghi lại trên đó, chương trình máy tính để thực hiện một trong các phương pháp được mô tả ở đây. Vật mang dữ liệu, vật ghi lưu trữ số hoặc vật ghi được ghi thường là hữu hình và/hoặc không tạm thời.

Do đó, phương án nữa của phương pháp theo sáng chế là, dòng dữ liệu hoặc chuỗi các tín hiệu thể hiện chương trình máy tính để thực hiện một trong các phương pháp

được mô tả ở đây. Ví dụ, dòng dữ liệu hoặc chuỗi các tín hiệu được tạo cấu hình để được truyền thông qua sự kết nối truyền thông dữ liệu, ví dụ, thông qua liên mạng.

Phương án nữa bao gồm phương tiện xử lý, ví dụ, máy tính, hoặc thiết bị logic có thể lập trình được tạo cấu hình để, hoặc được làm thích ứng để, thực hiện một trong các phương pháp được mô tả ở đây.

Phương án nữa bao gồm máy tính được cài đặt trên đó chương trình máy tính để thực hiện một trong các phương pháp được mô tả ở đây.

Phương án nữa theo sáng chế bao gồm thiết bị hoặc hệ thống được tạo cấu hình để chuyển (ví dụ, theo cách điện tử hoặc quang học) chương trình máy tính để thực hiện một trong các phương pháp được mô tả ở đây đến bộ thu. Ví dụ, bộ thu có thể là máy tính, thiết bị di động, thiết bị nhớ hoặc tương tự. Ví dụ, thiết bị hoặc hệ thống có thể bao gồm máy chủ để chuyển chương trình máy tính đến bộ thu.

Theo một số phương án, thiết bị logic có thể lập trình được (ví dụ, mảng cổng có thể lập trình được dạng trường) có thể được sử dụng để thực hiện một số hoặc tất cả các chức năng của các phương pháp được mô tả ở đây. Theo một số phương án, mảng cổng lập trình được dạng trường có thể kết hợp với bộ vi xử lý để thực hiện một trong các phương pháp được mô tả ở đây. Thông thường, các phương pháp ưu tiên được thực hiện bởi thiết bị phần cứng bất kỳ.

Các phương án được mô tả bên trên chỉ mang tính minh họa cho các nguyên lý của sáng chế. Cần hiểu rằng các biến thể và biến đổi của các phương án và các chi tiết được mô tả ở đây sẽ là rõ ràng đối với người có hiểu biết trong lĩnh vực kỹ thuật tương ứng. Do đó, sáng chế chỉ bị giới hạn bởi phạm vi của các điểm yêu cầu bảo hộ sắp đưa ra dưới đây và không bị giới hạn bởi các chi tiết cụ thể được thể hiện bằng cách mô tả và giải thích của các phương án trong phần mô tả ở đây.

Các kí hiệu tham chiếu:

- 1 bộ mã hóa âm thanh
- 2 bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính
- 3 bộ chuyển đổi thời gian-tần số
- 4 bộ chỉnh tăng tần số thấp
- 5 thiết bị điều khiển

6	thiết bị lượng tử hóa
7	bộ tạo dòng bit
8	bộ phân tích phổ
9	bộ phân tích giá trị cực tiểu-cực đại
10	giai đoạn thứ nhất của bộ tính toán thừa số chính tăng
11	giai đoạn thứ hai của bộ tính toán thừa số chính tăng
12	bộ giải mã âm thanh
13	bộ nhận dòng bit
14	thiết bị khử lượng tử hóa
15	bộ chỉnh giảm tần số thấp
16	thiết bị điều khiển là
17	bộ chuyển đổi tần số-thời gian
18	bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược
19	bộ phân tích phổ
20	bộ phân tích giá trị cực tiểu-cực đại
21	giai đoạn thứ nhất của bộ tính toán thừa số chỉnh giảm
22	giai đoạn thứ hai của bộ tính toán thừa số chỉnh giảm
AS	tín hiệu âm thanh
LC	các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính
FF	khung được lọc
FI	khung
SP	phổ
PS	phổ được xử lý
QS	phổ được lượng tử hóa
SR	biểu diễn phổ
MI	giá trị cực tiểu của biểu diễn phổ
MA	giá trị cực đại của biểu diễn phổ
SEF	các thừa số chỉnh tăng đường phổ
BEF	thừa số chỉnh tăng các pha
FC	khung được chuyển đổi sang miền thời gian

RSL đường phổ tham chiếu
SL đường phổ
DQ phổ được khử lượng tử hóa
RS phổ được xử lý nghịch đảo
TS tín hiệu thời gian
SDF các thừa số chỉnh giảm đường phổ
BDF thừa số chỉnh giảm cơ bản
IFS tín hiệu được lọc nghịch đảo
SLD đường phổ
RSLD đường phổ tham chiếu
QE sai số lượng tử hóa

YÊU CẦU BẢO HỘ

1. Bộ mã hóa âm thanh để mã hóa tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói (AS) để từ đó tạo ra dòng bit (BS), bộ mã hóa âm thanh (1) bao gồm:

tổ hợp (2, 3) của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2) có nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) và bộ chuyển đổi thời gian-tần số (3), trong đó tổ hợp (2, 3) được tạo cấu hình để lọc và để chuyển đổi khung (FI) của tín hiệu âm thanh (AS) sang miền tần số để xuất ra phổ (SP) dựa trên khung (FI) và dựa trên các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC);

bộ chỉnh tăng tần số thấp (4) được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý (PS) dựa trên phổ (SP), trong đó các đường phổ (SL) của phổ được xử lý (PS) biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu (RSL) được chỉnh tăng; và

thiết bị điều khiển (5) được tạo cấu hình để điều khiển phép tính toán của phổ được xử lý (PS) bởi bộ chỉnh tăng tần số thấp (4) phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2);

thiết bị lượng tử hóa (6) được tạo cấu hình để tạo ra phổ được lượng tử hóa (QS) dựa trên phổ được xử lý (PS);

và bộ tạo dòng bit (7) được tạo cấu hình để nhúng phổ được lượng tử hóa (QS) và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) vào dòng bit (BS).

2. Bộ mã hóa âm thanh theo điểm trên, trong đó khung (FI) của tín hiệu âm thanh (AS) được nhập vào bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2), trong đó khung được lọc (FF) được xuất ra bởi bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2) và trong đó bộ chuyển đổi thời gian-tần số (3) được tạo cấu hình để ước lượng phổ (SP) dựa trên khung được lọc (FF).

3. Bộ mã hóa âm thanh theo điểm 1, trong đó khung (FI) của tín hiệu âm thanh (AS) được nhập vào bộ chuyển đổi thời gian-tần số (3), trong đó khung được chuyển đổi (FC) được xuất ra bởi bộ chuyển đổi thời gian-tần số (3) và trong đó bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2) được tạo cấu hình để ước lượng phổ (SP) dựa trên khung được chuyển đổi (FC).

4. Bộ mã hóa âm thanh theo một điểm trong số các điểm trên, trong đó thiết bị điều khiển (5) bao gồm bộ phân tích phổ (8) được tạo cấu hình để ước lượng phép biểu diễn phổ (SR) của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC), bộ phân tích giá trị cực tiểu-giá trị cực đại (9) được tạo cấu hình để ước lượng giá trị cực tiểu (MI) của phép biểu diễn phổ (SR) và giá trị cực đại (MA) của phép biểu diễn phổ (SR) dưới đường phổ tham chiếu thêm nữa, và bộ tính toán thừa số chỉnh tăng (10, 11) được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh tăng đường phổ (SEF) để tính toán các đường phổ (SL) của phổ được xử lý (PS) biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu (RSL) dựa trên giá trị cực tiểu (MI) và giá trị cực đại (MA), trong đó các đường phổ (SL) của phổ được xử lý (PS) được chỉnh tăng bằng cách áp dụng các thừa số chỉnh tăng đường phổ (SEF) cho các đường phổ của phổ của khung được lọc.

5. Bộ mã hóa âm thanh theo điểm trên, trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh tăng (10, 11) được tạo cấu hình theo cách mà các thừa số chỉnh tăng đường phổ (SEF) tăng theo hướng từ đường phổ tham chiếu (RSL) đến đường phổ (SL) biểu diễn tần số thấp nhất của phổ (SP).

6. Bộ mã hóa âm thanh theo điểm 4 hoặc điểm 5, trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh tăng (10, 11) bao gồm giai đoạn thứ nhất (10) được tạo cấu hình để tính toán thừa số chỉnh tăng cơ bản (BEF) theo công thức thứ nhất $\gamma = (\alpha \cdot \min / \max)^\beta$, trong đó α là giá trị thiết lập trước thứ nhất, với $\alpha > 1$, β là giá trị thiết lập trước thứ hai, với $0 < \beta \leq 1$, $\min$ là giá trị cực tiểu (MI) của phép biểu diễn phổ (SR), $\max$ là giá trị cực đại (MA) của phép biểu diễn phổ (SR) và γ là thừa số chỉnh tăng cơ bản (BEF), và trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh tăng (10, 11) bao gồm giai đoạn thứ hai (11) được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh tăng đường phổ (SEF) theo công thức thứ hai $\varepsilon_i = \gamma^{i'-i}$, trong đó i' là số đường phổ (SL) được chỉnh tăng, i là chỉ số của đường phổ tương ứng (SL), chỉ số tăng với các tần số của các đường phổ, với $i = 0$ tới $i'-1$, γ là thừa số chỉnh tăng cơ bản (BEF) và ε_i là thừa số chỉnh tăng đường phổ (SEF) với chỉ số i .

7. Bộ mã hóa âm thanh theo điểm trên, trong đó giá trị thiết lập trước thứ nhất nhỏ hơn 42 và lớn hơn 22, cụ thể nhỏ hơn 38 và lớn hơn 26, cụ thể hơn nhỏ hơn 34 và lớn hơn 30.

8. Bộ mã hóa âm thanh theo điểm 6 hoặc điểm 7, trong đó giá trị thiết lập trước thứ hai được xác định theo công thức $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$, trong đó i' là số đường phổ được chỉnh giảm, θ là thừa số giữa 3 và 5, cụ thể giữa 3,4 và 4,6, cụ thể hơn giữa 3,8 và 4,2.

9. Bộ mã hóa âm thanh theo một điểm trong số các điểm trên, trong đó đường phổ tham chiếu (RSL) biểu diễn tần số giữa 600Hz và 1000Hz, cụ thể giữa 700Hz và 900Hz, cụ thể hơn giữa 750Hz và 850Hz.

10. Bộ mã hóa âm thanh theo một điểm trong số các điểm từ điểm 4 đến điểm 9, trong đó đường phổ tham chiếu thêm nữa biểu diễn cùng tần số hoặc tần số cao hơn đường phổ tham chiếu (RSL).

11. Bộ mã hóa âm thanh theo một điểm trong số các điểm trên, trong đó thiết bị điều khiển (5) được tạo cấu hình theo cách mà các các đường phổ (SL) của phổ được xử lý (PS) biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu (RSL) chỉ được chỉnh tăng nếu giá trị cực đại (MA) là nhỏ hơn giá trị cực tiểu (MI) được nhân với giá trị thiết lập trước thứ nhất.

12. Bộ giải mã âm thanh để giải mã dòng bit (BS) dựa trên tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói (AS) để tạo ra từ dòng bit (BS) tín hiệu đầu ra âm thanh không phải tiếng nói (OS), cụ thể để giải mã dòng bit (BS) được tạo ra bởi bộ mã hóa âm thanh (1) theo điểm 1 đến điểm 11, dòng bit (BS) chứa các phổ được lượng tử hóa (QS) và nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC), bộ giải mã âm thanh (12) bao gồm:

bộ thu dòng bit (13) được tạo cấu hình để trích xuất phổ được lượng tử hóa (QS) và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) từ dòng bit (BS);

thiết bị khử lượng tử hóa (14) được tạo cấu hình để tạo ra phổ được khử lượng tử hóa (DQ) dựa trên phổ được lượng tử hóa (QS);

bộ chỉnh giảm tần số thấp (15) được tạo cấu hình để tính toán phổ được xử lý nghịch đảo (RS) dựa trên phổ được khử lượng tử hóa (DQ), trong đó các đường phổ (SLD) của phổ được xử lý nghịch đảo (RS) biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu (RSLD) được chỉnh giảm; và

thiết bị điều khiển (16) được tạo cấu hình để điều khiển phép tính toán của phổ được xử lý nghịch đảo (RS) bởi bộ chỉnh giảm tần số thấp (15) phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) được chứa trong dòng bit (BS).

13. Bộ giải mã âm thanh theo điểm trên, trong đó bộ giải mã âm thanh 12 bao gồm tổ hợp (17, 18) của bộ chuyển đổi tần số-thời gian (17) và bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược (18) nhận nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) được chứa trong dòng bit (BS), trong đó tổ hợp (17, 18) được tạo cấu hình để lọc ngược và chuyển đổi phổ được xử lý nghịch đảo (RS) sang miền thời gian để xuất ra tín hiệu đầu ra (OS) dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo (RS) và dựa trên các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC).

14. Bộ giải mã âm thanh theo điểm trên, trong đó bộ chuyển đổi tần số-thời gian (17) được tạo cấu hình để ước lượng tín hiệu thời gian (TS) dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo (RS), trong đó bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược (18) được tạo cấu hình để xuất ra tín hiệu đầu ra (OS) dựa trên tín hiệu thời gian (TS).

15. Bộ giải mã âm thanh theo điểm 13, trong đó bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính ngược (18) được tạo cấu hình để ước lượng tín hiệu được lọc ngược (IFS) dựa trên phổ được xử lý nghịch đảo (RS) và trong đó bộ chuyển đổi tần số-thời gian (17) được tạo cấu hình để xuất ra tín hiệu đầu ra (OS) dựa trên tín hiệu được lọc ngược (IFS).

16. Bộ giải mã âm thanh theo một điểm trong số các điểm từ 12 đến 15, trong đó thiết bị điều khiển (16) bao gồm bộ phân tích phổ (19) được tạo cấu hình để ước lượng phép biểu diễn phổ (SR) của các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC), bộ phân tích giá trị

cực tiểu- giá trị cực đại (20) được tạo cấu hình để ước lượng giá trị cực tiểu (MI) của phép biểu diễn phổ (SR) và giá trị cực đại (MA) của sự biểu diễn phổ (SR) dưới đường phổ tham chiếu thêm nữa và bộ tính toán thừa số chỉnh giảm (21, 22) được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh giảm đường phổ (SDF) để tính toán các đường phổ (SLD) của phổ được xử lý nghịch đảo (RS) biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu (RSLD) dựa trên giá trị cực tiểu (MI) và giá trị cực đại (MA), trong đó các đường phổ (SLD) của phổ được xử lý nghịch đảo (RS) được chỉnh giảm bằng cách áp dụng các thừa số chỉnh giảm đường phổ (SDF) cho các đường phổ của phổ được khử lượng tử hóa (DQ).

17. Bộ giải mã âm thanh theo điểm trên, trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh giảm (21, 22) được tạo cấu hình theo cách mà các thừa số chỉnh giảm đường phổ (SDF) giảm theo hướng từ đường phổ tham chiếu (RSLD) đến đường phổ (SL) biểu diễn tần số thấp nhất của phổ xử lý nghịch đảo (RS).

18. Bộ giải mã âm thanh theo điểm 16 hoặc điểm 17, trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh giảm (21, 22) bao gồm giai đoạn thứ nhất (21) được tạo cấu hình để tính toán thừa số chỉnh giảm cơ bản (BDF) theo công thức thứ nhất $\delta = (\alpha \cdot \min / \max)^{-\beta}$, trong đó α là giá trị thiết lập trước thứ nhất, với $\alpha > 1$, β là giá trị thiết lập trước thứ hai, với $0 < \beta \leq 1$, $\min$ là giá trị cực tiểu (MI) của phép biểu diễn phổ (SR), $\max$ là giá trị cực đại (MA) của phép biểu diễn phổ (SR) và δ là thừa số chỉnh giảm cơ bản (BDF), và trong đó bộ tính toán thừa số chỉnh giảm (21, 22) bao gồm giai đoạn thứ hai (22) được tạo cấu hình để tính toán các thừa số chỉnh giảm đường phổ (SDF) theo công thức thứ hai $\zeta_i = \delta^{i'-i}$, trong đó i' là số đường phổ (SLD) được chỉnh giảm, i là chỉ số của đường phổ tương ứng (SLD), chỉ số tăng với các tần số của các đường phổ, với $i = 0$ tới $i'-1$, δ là thừa số chỉnh giảm cơ bản (BDF) và ζ_i là thừa số chỉnh giảm đường phổ (SDF) với chỉ số i .

19. Bộ giải mã âm thanh theo điểm trên, trong đó giá trị thiết lập trước thứ nhất nhỏ hơn 42 và lớn hơn 22, cụ thể nhỏ hơn 38 và lớn hơn 26, cụ thể hơn nhỏ hơn 34 và lớn hơn 30.

20. Bộ giải mã âm thanh theo điểm 18 hoặc điểm 19, trong đó giá trị thiết lập trước thứ hai được xác định theo công thức $\beta = 1 / (\theta \cdot i')$, trong đó i' là số đường phổ (SLD) được chỉnh giảm, θ là thừa số giữa 3 và 5, cụ thể giữa 3,4 và 4,6, cụ thể hơn giữa 3,8 và 4,2.

21. Bộ giải mã âm thanh theo một điểm trong số các điểm từ 12 đến 20, trong đó đường phổ tham chiếu (RSLD) biểu diễn tần số giữa 600Hz và 1000Hz, cụ thể giữa 700Hz và 900Hz, cụ thể hơn giữa 750Hz và 850Hz.

22. Bộ giải mã âm thanh theo một điểm trong số các điểm từ điểm 16 đến điểm 21, trong đó đường phổ tham chiếu thêm nữa biểu diễn cùng tần số hoặc tần số cao hơn đường phổ tham chiếu (RSLD).

23. Bộ giải mã âm thanh theo một điểm trong số các điểm từ điểm 12 đến điểm 22, trong đó thiết bị điều khiển (16) được tạo cấu hình theo cách mà các đường phổ (SLD) của phổ được xử lý nghịch đảo (RS) biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu (RSLD) chỉ được chỉnh giảm nếu giá trị cực đại (MA) là nhỏ hơn giá trị cực tiểu (MI) được nhân với giá trị thiết lập trước thứ nhất.

24. Hệ thống mã hóa tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói và giải mã dòng bit bao gồm bộ mã hóa (1) và bộ giải mã (12), trong đó bộ mã hóa (1) được thiết kế theo một điểm trong số các điểm từ 1 đến 11 và/hoặc bộ giải mã được thiết kế theo một điểm trong số các điểm từ 12 đến 23.

25. Phương pháp mã hóa tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói (AS) để từ đó tạo ra dòng bit (BS), phương pháp bao gồm các bước:

lọc với bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2) có nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) và chuyển đổi khung (FI) của tín hiệu âm thanh (AS) sang miền tần số để xuất ra phổ (SP) dựa trên khung (FI) và dựa trên các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC);

tính toán phổ được xử lý (PS) dựa trên phổ (SP), trong đó các đường phổ (SL) của phổ được xử lý (PS) biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu (RSL) được chỉnh tăng; và

điều khiển phép tính toán của phổ được xử lý (PS) phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) của bộ lọc mã hóa dự báo tuyến tính (2);

tạo ra phổ được lượng tử hóa (QS) dựa trên phổ được xử lý (PS); và

nhúng phổ được lượng tử hóa (QS) và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) vào dòng bit (BS).

26. Phương pháp giải mã dòng bit (BS) dựa trên tín hiệu âm thanh không phải tiếng nói (AS) để tạo ra từ dòng bit (BS) tín hiệu đầu ra âm thanh không phải tiếng nói (OS), cụ thể để giải mã dòng bit (BS) được tạo ra bởi phương pháp theo điểm trên, dòng bit (BS) chứa các phổ được lượng tử hóa (QS) và nhiều hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC), phương pháp bao gồm các bước:

trích xuất phổ được lượng tử hóa (QS) và các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) từ dòng bit (BS);

tạo ra phổ được khử lượng tử hóa (DQ) dựa trên phổ được lượng tử hóa (QS);

tính toán phổ được xử lý nghịch đảo (RS) dựa trên phổ được khử lượng tử hóa (DQ), trong đó các đường phổ (SLD) của phổ được xử lý nghịch đảo (RS) biểu diễn tần số thấp hơn đường phổ tham chiếu (RSLD) được chỉnh giảm; và

điều khiển phép tính toán của phổ được xử lý nghịch đảo (RS) phụ thuộc vào các hệ số mã hóa dự báo tuyến tính (LC) được chứa trong dòng bit (BS).

27. Vật ghi có thể đọc được bằng máy tính chứa chương trình máy tính để thực hiện phương pháp theo điểm 25, khi chương trình máy tính chạy trên máy tính hoặc bộ xử lý.

28. Vật ghi có thể đọc được bằng máy tính chứa chương trình máy tính để thực hiện phương pháp theo điểm 26, khi chương trình máy tính chạy trên máy tính hoặc bộ xử lý.

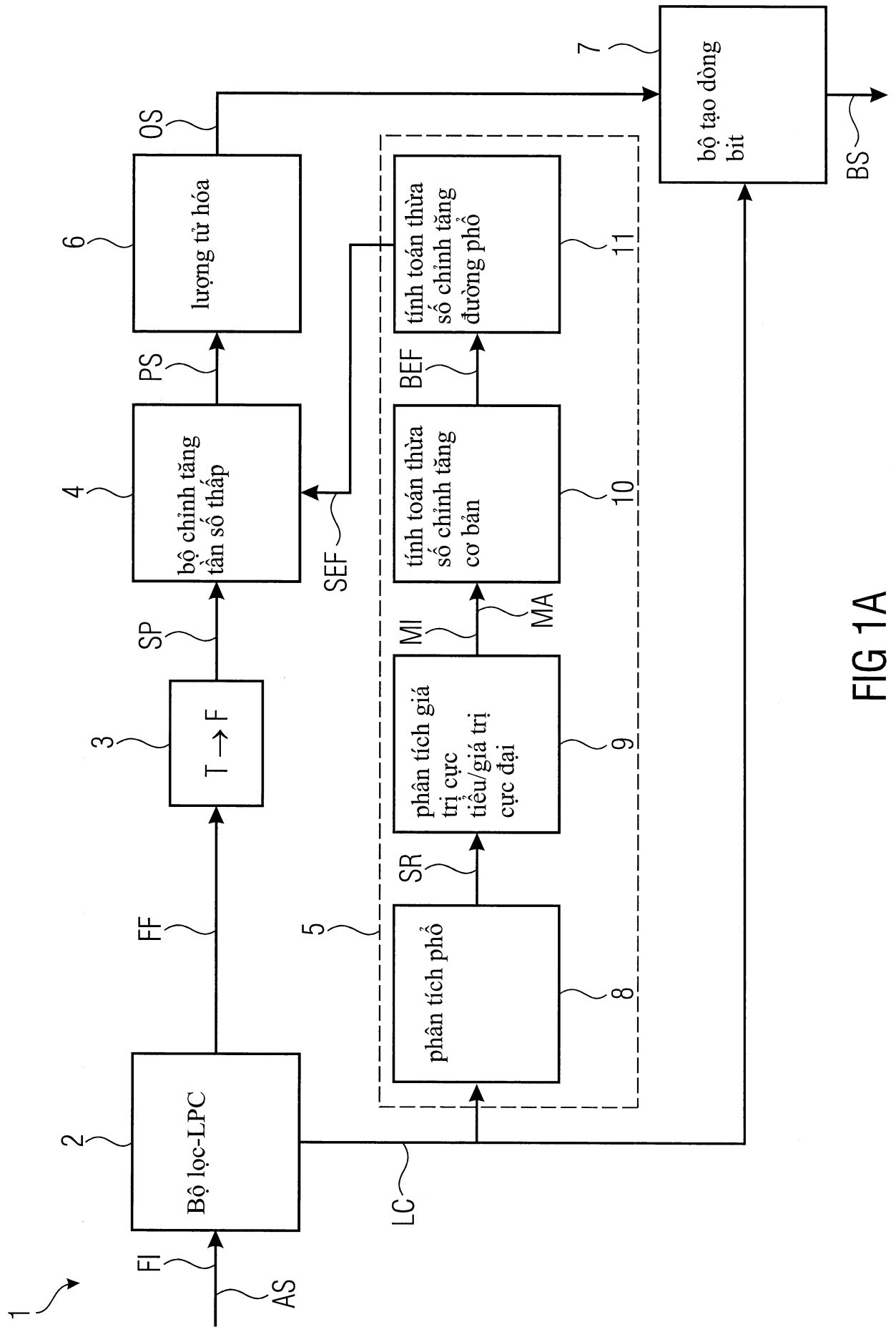


FIG 1A

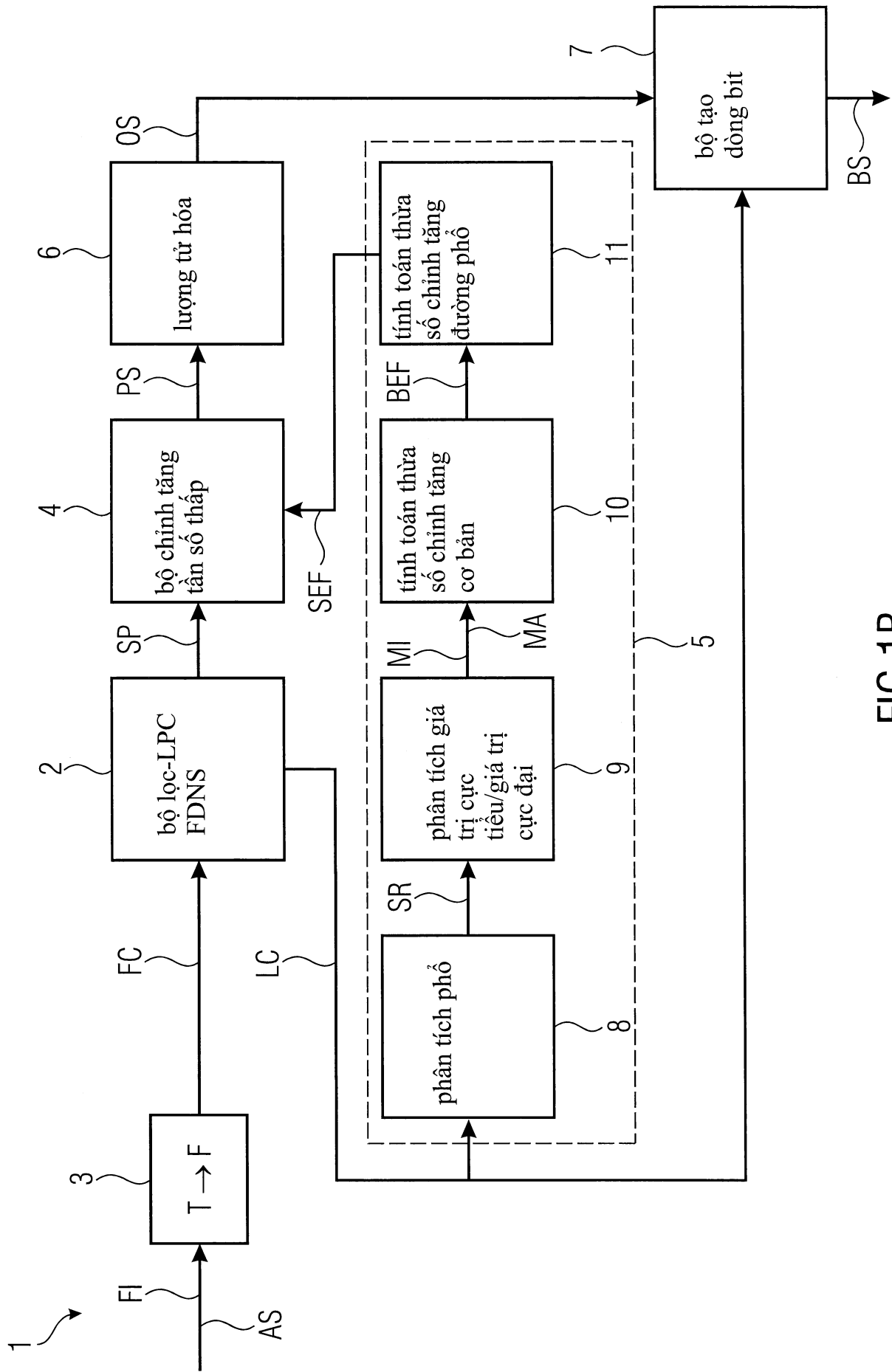


FIG 1B

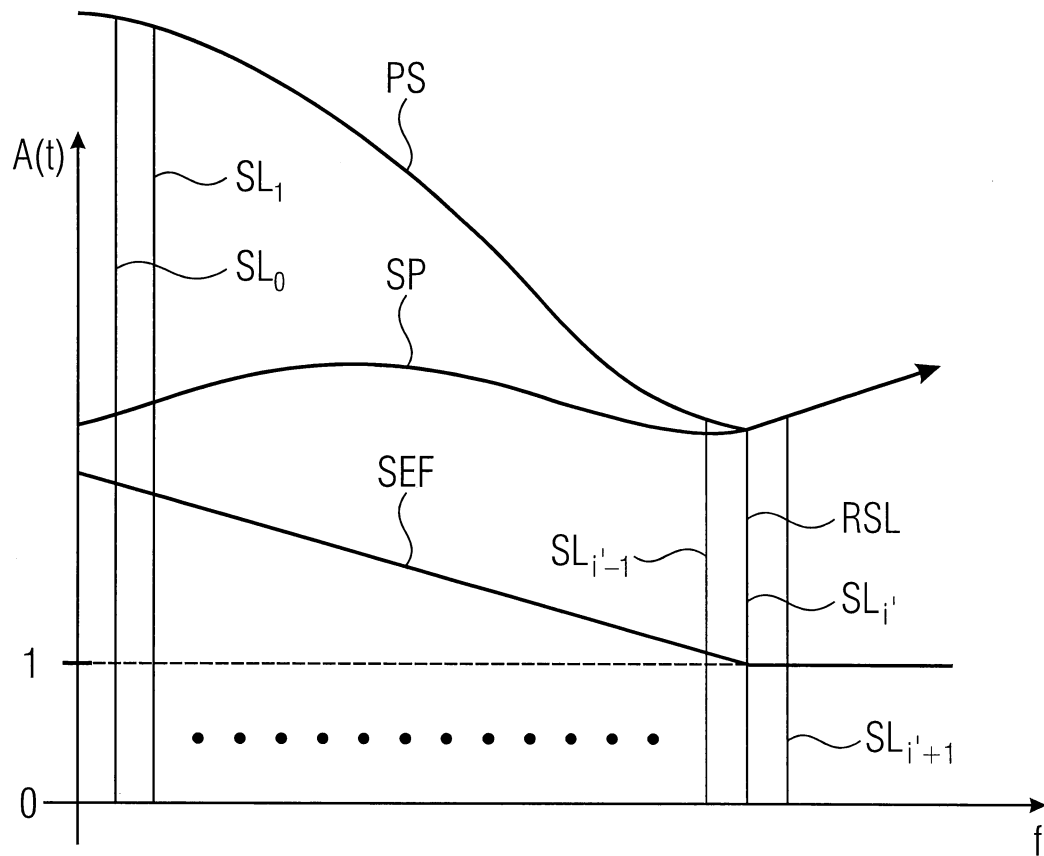


FIG 2

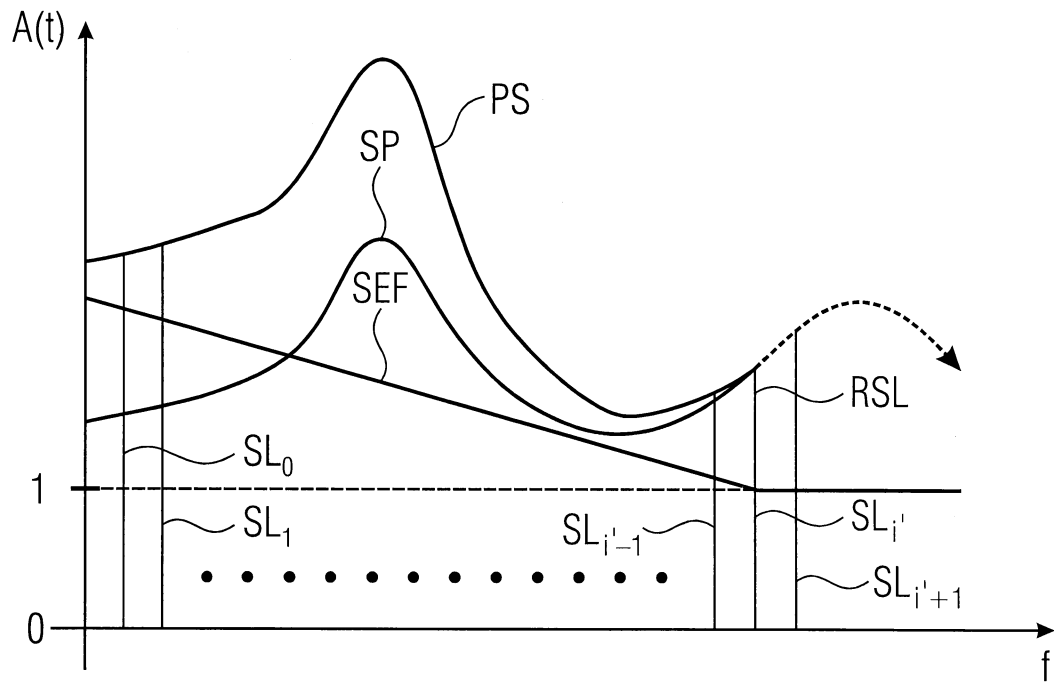


FIG 3

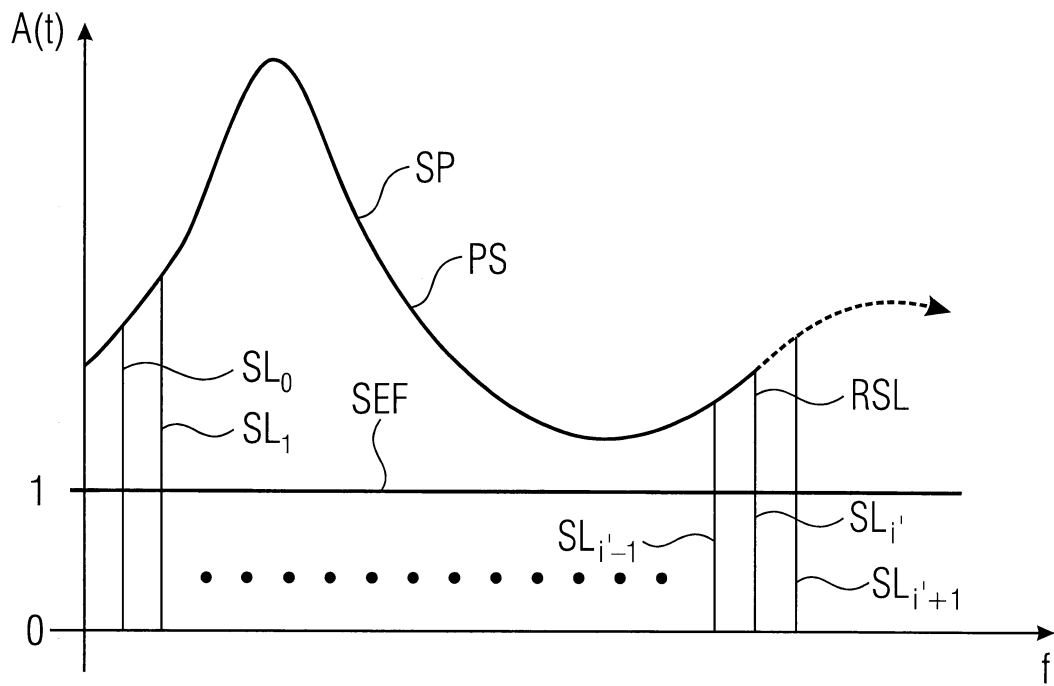


FIG 4

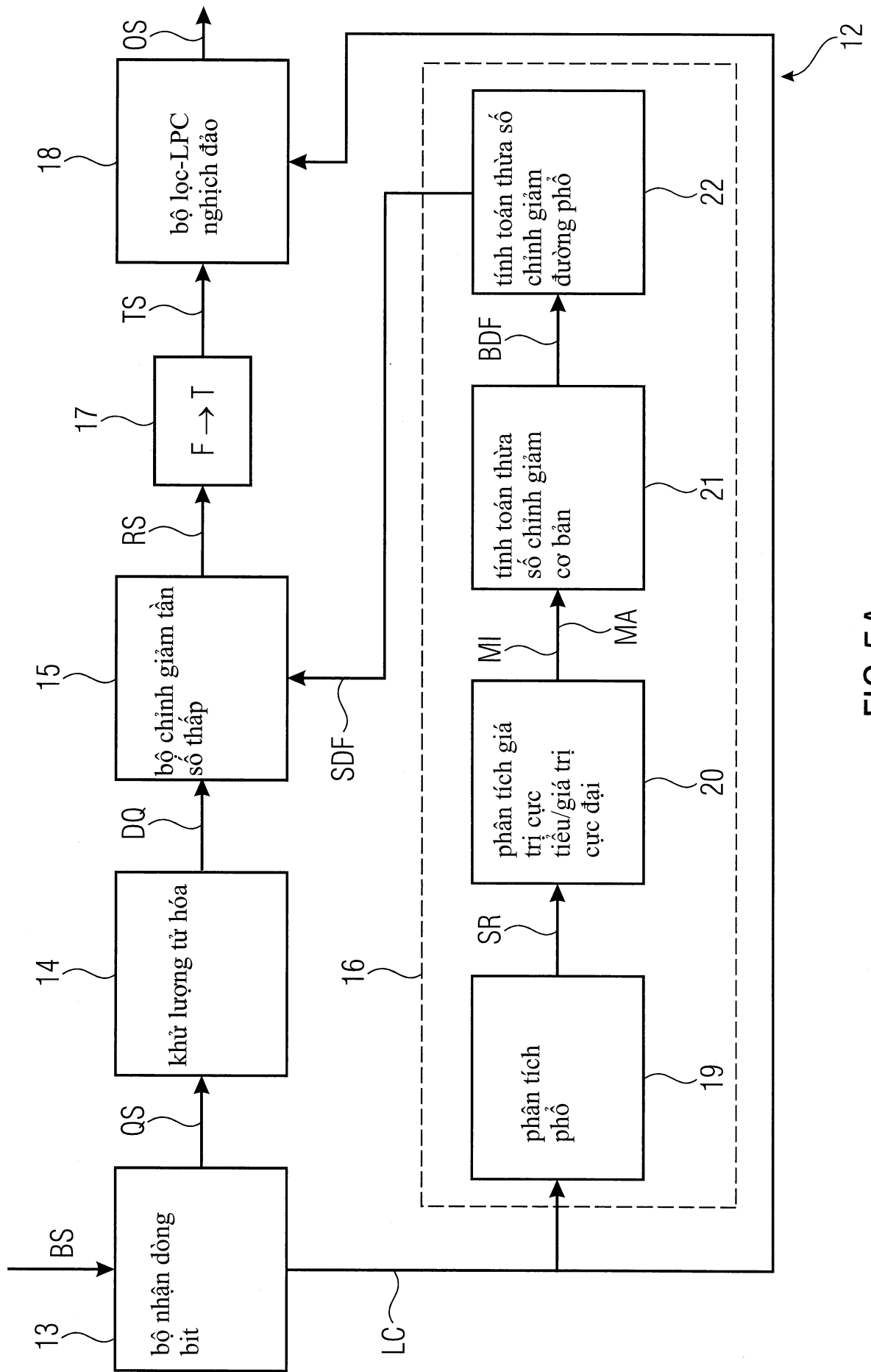


FIG 5A

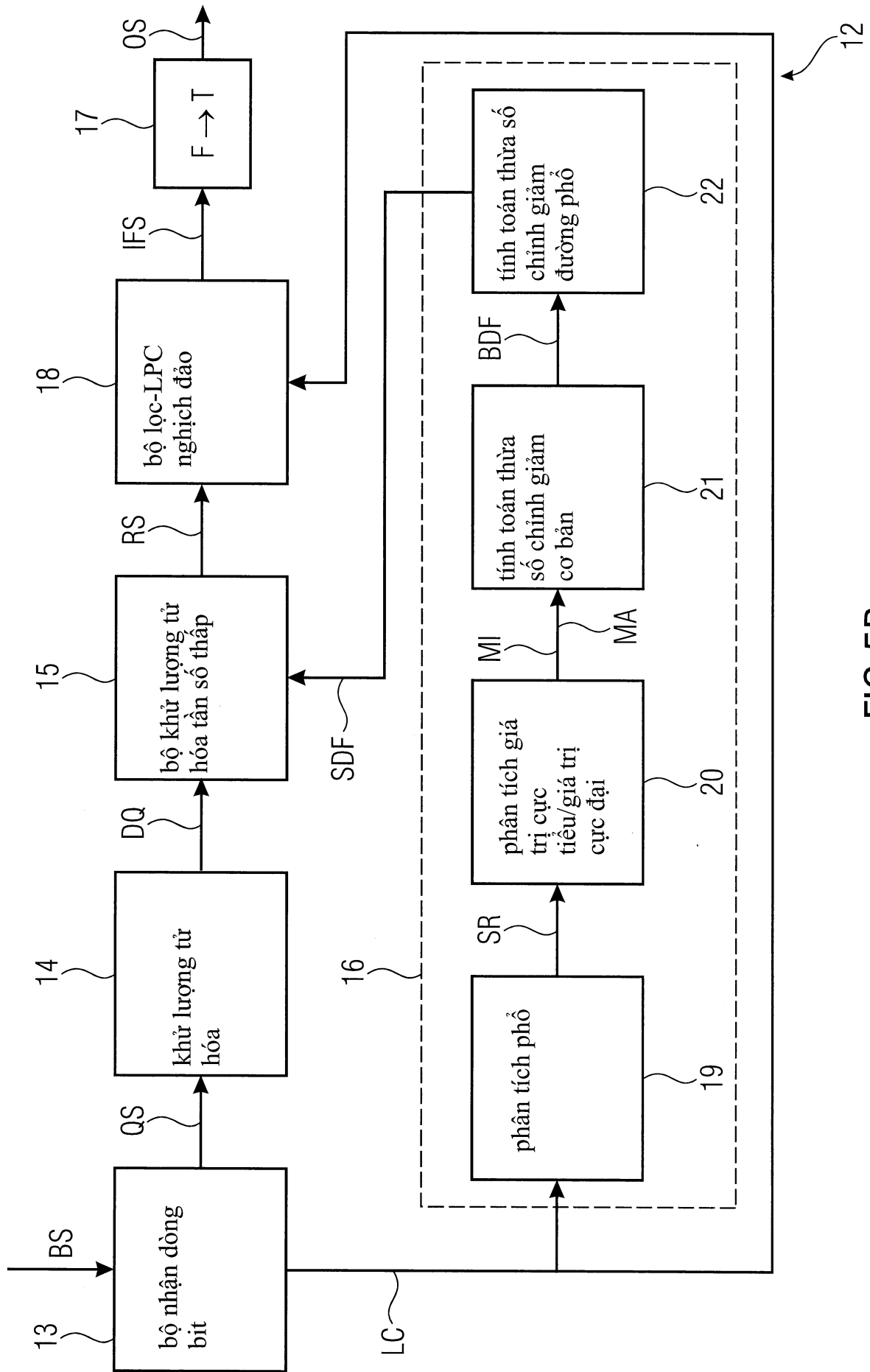


FIG 5B

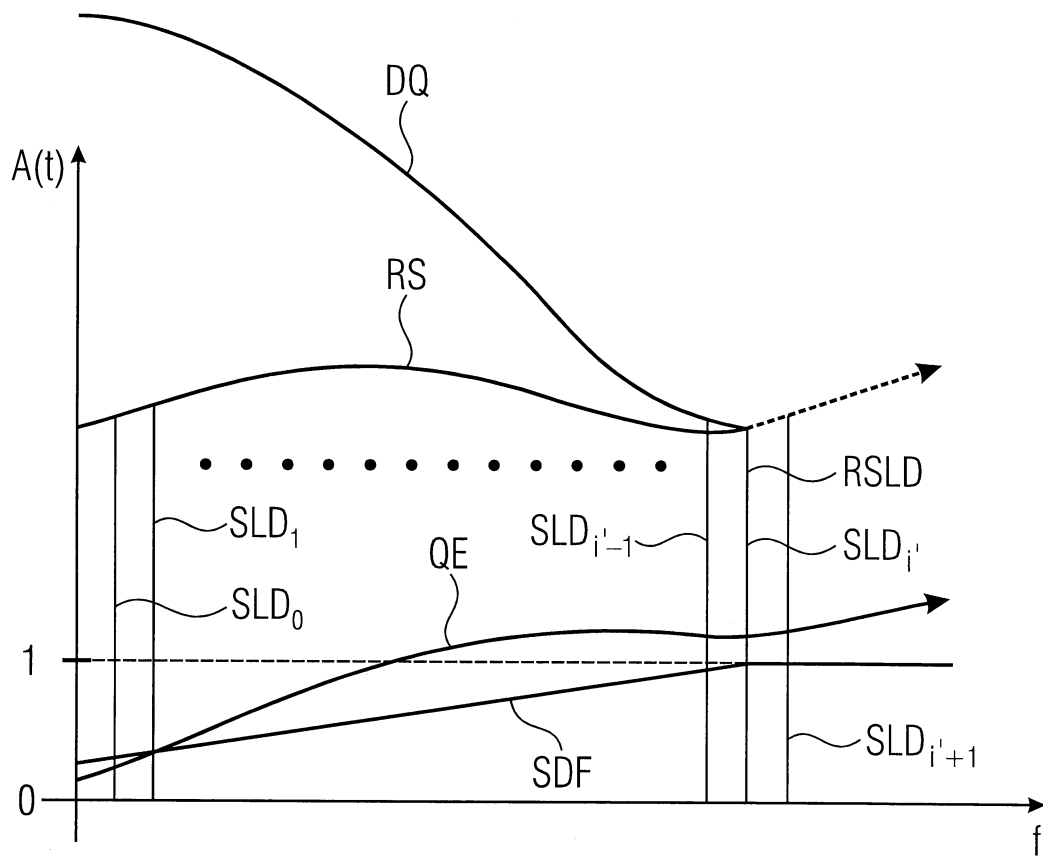


FIG 6

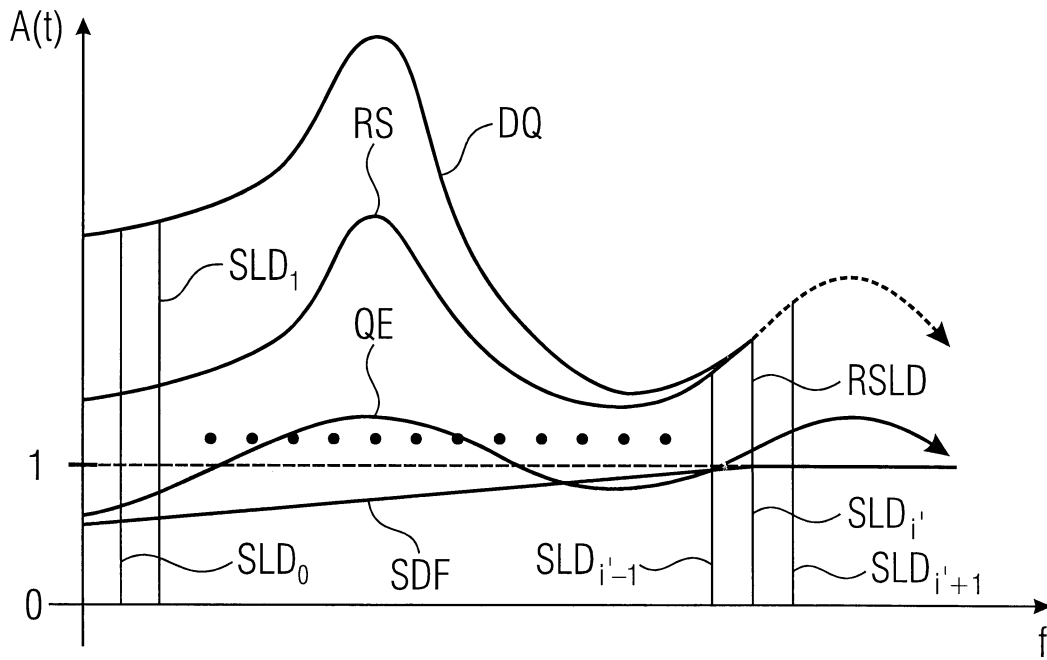


FIG 7

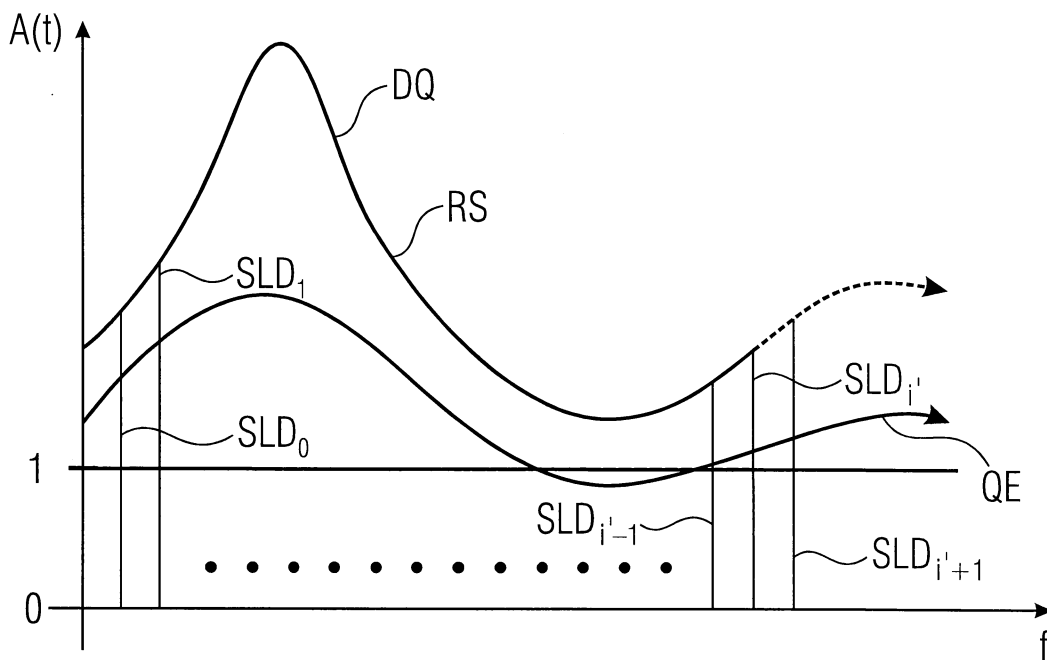


FIG 8