



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

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

(11)



1-0024631

(51)⁷ G10L 19/06; G10L 25/12

(13) B

(21) 1-2016-04464

(22) 16/04/2015

(86) PCT/JP2015/061763 16/04/2015

(87) WO 2015/163240 A1 29/10/2015

(30) 2014-090781 25/04/2014 JP

(45) 27/07/2020 388

(43) 27/02/2017 347A

(73) NTT DOCOMO, INC. (JP)

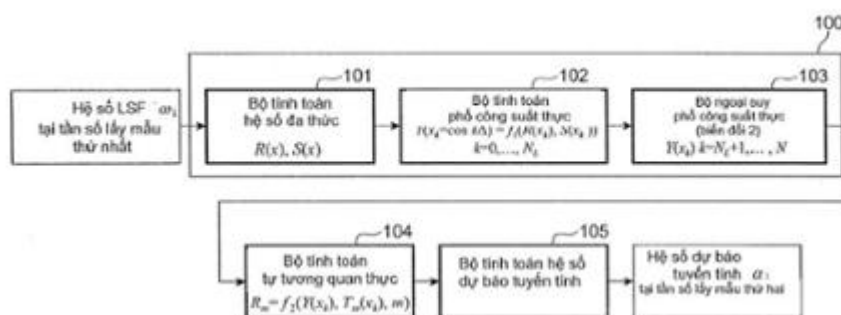
11-1, Nagatacho 2-chome, Chiyoda-ku, Tokyo 100-6150 Japan

(72) NAKA Nobuhiko (JP); RUOPPILA Vesa (FI).

(74) Công ty TNHH một thành viên Sở hữu trí tuệ VCCI (VCCI-IP CO.,LTD)

(54) BỘ BIẾN ĐỔI HỆ SỐ DỰ BÁO TUYẾN TÍNH VÀ PHƯƠNG PHÁP BIẾN ĐỔI
HỆ SỐ DỰ BÁO TUYẾN TÍNH

(57) Sáng chế đề cập đến bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính, trong đó bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính này là bộ biến đổi các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất được tính toán tại tần số lấy mẫu thứ nhất thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai khác tần số lấy mẫu thứ nhất, gồm có phương tiện tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai dựa vào các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất hoặc tham số tương đương, phương tiện tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, các hệ số tự tương quan từ phổ công suất, và phương tiện biến đổi các, hệ số tự tương quan thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai. Mục đích của sáng chế là đánh giá bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính sau khi biến đổi tần số lấy mẫu trong với lượng tính toán nhỏ.



Lĩnh vực kỹ thuật được đề cập

Sáng chế đề cập đến bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính và phương pháp biến đổi hệ số dự báo tuyến tính.

Tình trạng kỹ thuật của sáng chế

Mô hình toàn cục tự hồi quy là phương pháp thường được sử dụng để tạo mô hình của đường bao phổ ngắn hạn trong mã hóa tiếng nói và audio, trong đó tín hiệu đầu vào thu được cho bộ gom nhất định hoặc khung với chiều dài đã được xác định rõ, tham số của mô hình được mã hóa và truyền đến bộ giải mã cùng với tham số khác làm thông tin truyền. Mô hình toàn cục tự hồi quy thường được đánh giá bằng dự báo tuyến tính và ở dạng bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính.

Một trong số các kỹ thuật mã hóa tiếng nói và audio thông thường mới nhất là ITU-T Recommendation G.718. Kỹ thuật này mô tả chi tiết cấu trúc khung thông thường để mã hóa bằng cách sử dụng bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính, và phương pháp đánh giá, phương pháp mã hóa, phương pháp nội suy, và phương pháp sử dụng bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính. Hơn nữa, mã hóa tiếng nói và audio dựa vào dự báo tuyến tính cũng được mô tả chi tiết trong tài liệu sáng chế 2.

Trong quy trình mã hóa tiếng nói và audio mà có thể xử lý các tần số lấy mẫu đầu vào/đầu ra khác nhau và hoạt động tại khoảng tốc độ bit rộng, các tốc độ này thay đổi giữa các khung, thường cần thay đổi tần số lấy mẫu trong của bộ mã hóa. Vì cũng cần thay đổi tần số lấy mẫu trong bộ giải mã, hoạt động giải mã được thực hiện tại tần số lấy mẫu trong giống như trong bộ mã hóa. Fig.1 thể hiện ví dụ trong đó tần số lấy mẫu trong thay đổi. Trong ví dụ này, tần số lấy mẫu trong là 16.000Hz trong khung i, và 12.800Hz trong khung i-1 trước. Bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính mà biểu diễn các đặc trưng của tín hiệu đầu vào trong khung i-1 trước cần được đánh giá lại sau khi lấy mẫu lại tín hiệu đầu vào tại tần số lấy mẫu trong đã thay đổi là 16.000Hz, hoặc được biến đổi thành

loại tương ứng với tần số lấy mẫu trong đã thay đổi là 16.000Hz. Lý do mà bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính cần được tính toán tại tần số lấy mẫu trong đã thay đổi là nhằm thu được trạng thái trong chính xác của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính cho tín hiệu đầu vào hiện thời và thực hiện nội suy để thu được mô hình mà tạm thời hiệu quả hơn.

Một phương pháp để thu được bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính khác dựa vào các đặc trưng của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính nhất định là tính toán bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính sau khi biến đổi từ đáp ứng tần số mong muốn sau khi biến đổi trong miền tần số như được thể hiện trên Fig.2. Trong ví dụ này, các hệ số LSF được nhập làm tham số biểu diễn bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính. Có thể là các hệ số LSP, các hệ số ISF, các hệ số ISP hoặc các hệ số phản xạ, thường được biết là các tham số tương đương với các hệ số dự báo tuyến tính. Trước tiên, các hệ số dự báo tuyến tính được tính toán để thu được phổ công suất $Y(\omega)$ của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu trong thứ nhất (001). Bước này có thể được bỏ qua khi các hệ số dự báo tuyến tính đã biết. Tiếp theo, phổ công suất $Y(\omega)$ của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính, được xác định bởi các hệ số dự báo tuyến tính đã thu được, được tính toán (002). Sau đó, phổ công suất đã thu được được điều chỉnh thành phổ công suất mong muốn $Y'(\omega)$ (003). Các hệ số tự tương quan được tính toán từ phổ công suất đã được điều chỉnh (004). Các hệ số dự báo tuyến tính được tính toán từ các hệ số tự tương quan (005). Quan hệ giữa các hệ số tự tương quan và các hệ số dự báo tuyến tính được biết là phương trình Yule-Walker, và thuật toán Levinson-Durbin được biết là lời giải của phương trình đó.

Thuật toán này có hiệu quả để biến đổi tần số lấy mẫu của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính nêu trên đây. Điều này là vì, mặc dù tín hiệu mà ở trước theo thời gian của tín hiệu trong khung sẽ được mã hóa, được gọi là tín hiệu xem trước, thường được sử dụng trong phân tích dự báo tuyến tính, tín hiệu xem trước không thể được sử dụng khi lại thực hiện phân tích dự báo tuyến tính trong bộ giải mã.

Như được mô tả trên đây, trong mã hóa tiếng nói và audio với hai tần số lấy mẫu trong khác nhau, tốt hơn là sử dụng phổ công suất để biến đổi tần số lấy mẫu trong của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính đã biết. Tuy nhiên, vì việc

tính toán phổ công suất rất phức tạp, nên nảy sinh vấn đề là lượng tính toán lớn.

Tài liệu trích dẫn

Tài liệu phi sáng chế

Tài liệu phi sáng chế 1: ITU-T Recommendation G.718

Tài liệu phi sáng chế 2: Speech coding and synthesis, W.B. Kleijn, K.K. Pariwal, et. al. ELSEVIER.

Vấn đề kỹ thuật cần được sáng chế giải quyết

Như được mô tả trên đây, có vấn đề là, trong lược đồ mã hóa mà có bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính với hai tần số lấy mẫu trong khác nhau, cần lượng tính toán lớn để biến đổi bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu trong nhất định thành bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu trong mong muốn.

Bản chất kỹ thuật của sáng chế

Cách thức giải quyết vấn đề

Để giải quyết vấn đề nêu trên, mục đích của sáng chế là đề xuất bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính, trong đó bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính này là bộ biến đổi các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất được tính toán tại tần số lấy mẫu thứ nhất thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai khác tần số lấy mẫu thứ nhất, bao gồm phương tiện tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai dựa vào các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất hoặc tham số tương đương, phương tiện tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, các hệ số tự tương quan từ phổ công suất, và phương tiện biến đổi các hệ số tự tương quan thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai. Trong cấu hình này, có thể giảm được lượng tính toán một cách hiệu quả.

Hơn nữa, trong bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính theo một khía cạnh của sáng chế, phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai có thể thu được bằng cách tính toán phổ công suất bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất tại các điểm trên trục thực tương ứng với số lượng

tần số khác nhau N_1 , trong đó $N_1=1+(F_1/F_2)(N_2-1)$, khi tần số lấy mẫu thứ nhất là F_1 và tần số lấy mẫu thứ hai là F_2 (trong đó $F_1 < F_2$), và ngoại suy phổ công suất được tính toán bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất cho số lượng thành phần phổ công suất (N_2-N_1) . Trong cấu hình này, có thể giảm được lượng tính toán một cách hiệu quả khi tần số lấy mẫu thứ hai cao hơn tần số lấy mẫu thứ nhất.

Hơn nữa, trong bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính theo một khía cạnh của sáng chế, phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai có thể thu được bằng cách tính toán phổ công suất bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất tại các điểm trên trục thực tương ứng với số lượng tần số khác nhau N_1 , trong đó $N_1=1+(F_1/F_2)(N_2-1)$, khi tần số lấy mẫu thứ nhất là F_1 và tần số lấy mẫu thứ hai là F_2 (trong đó $F_1 < F_2$). Trong cấu hình này, có thể giảm được lượng tính toán một cách hiệu quả khi tần số lấy mẫu thứ hai nhỏ hơn tần số lấy mẫu thứ nhất.

Một khía cạnh của sáng chế có thể được mô tả ở dạng bộ biến đổi như nêu trên đây và, ngoài ra, cũng có thể được mô tả ở dạng phương pháp dưới đây. Các giải pháp này ở dạng khác nhau nhưng về cơ bản là giống nhau và đạt được các hiệu quả và hoạt động tương tự.

Cụ thể là, phương pháp biến đổi hệ số dự báo tuyến tính theo một khía cạnh của sáng chế là phương pháp biến đổi hệ số dự báo tuyến tính được thực hiện bởi bộ biến đổi các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất được tính toán tại tần số lấy mẫu thứ nhất thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai khác tần số lấy mẫu thứ nhất, phương pháp bao gồm bước tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai dựa vào các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất hoặc tham số tương đương, bước tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, các hệ số tự tương quan từ phổ công suất và bước biến đổi các hệ số tự tương quan thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai.

Hơn nữa, phương pháp biến đổi hệ số dự báo tuyến tính theo một khía cạnh của sáng chế có thể thu được phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai bằng cách tính toán phổ công suất bằng cách sử dụng các

hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất tại các điểm trên trục thực tương ứng với số lượng tần số khác nhau N_1 , trong đó $N_1 = 1 + (F_1/F_2)(N_2 - 1)$, khi tần số lấy mẫu thứ nhất là F_1 và tần số lấy mẫu thứ hai là F_2 (trong đó $F_1 < F_2$), và ngoại suy phổ công suất được tính toán bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất cho số lượng thành phần phổ công suất ($N_2 - N_1$).

Hơn nữa, phương pháp biến đổi hệ số dự báo tuyến tính theo một khía cạnh của sáng chế có thể thu được phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai bằng cách tính toán phổ công suất bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất tại các điểm trên trục thực tương ứng với số lượng tần số khác nhau N_1 , trong đó $N_1 = 1 + (F_1/F_2)(N_2 - 1)$, khi tần số lấy mẫu thứ nhất là F_1 và tần số lấy mẫu thứ hai là F_2 (trong đó $F_1 < F_2$).

Hiệu quả của sáng chế

Có thể đánh giá bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính sau khi biến đổi tần số lấy mẫu trong với lượng tính toán nhỏ hơn so với phương tiện đã biết.

Mô tả vắn tắt các hình vẽ

Fig.1 là hình vẽ thể hiện quan hệ giữa việc chuyển đổi tần số lấy mẫu trong và bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính.

Fig.2 là hình vẽ thể hiện việc biến đổi các hệ số dự báo tuyến tính.

Fig.3 là lưu đồ của biến đổi 1.

Fig.4 là lưu đồ của biến đổi 2.

Fig.5 là sơ đồ khối của một phương án của sáng chế.

Fig.6 là hình vẽ thể hiện quan hệ giữa vòng tròn đơn vị và hàm cosin.

Mô tả chi tiết sáng chế

Các phương án về bộ biến đổi, phương pháp và chương trình được mô tả dưới đây có dựa vào các hình vẽ kèm theo. Lưu ý rằng, trong phần mô tả các hình vẽ, các thành phần giống nhau được biểu thị bằng các ký hiệu chỉ dẫn giống nhau và phần mô tả dư thừa của các thành phần giống nhau này không được thực hiện.

Trước tiên, các định nghĩa cần thiết để mô tả các phương án được mô tả

dưới đây.

Đáp ứng của bộ lọc dự báo tuyến tính tự hồi quy bậc N (dưới đây được gọi là bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính)

$$\frac{1}{A(z)} = \frac{1}{1 + a_1 z^{-1} + \dots + a_n z^{-n}} \quad (1)$$

có thể được điều chỉnh thích hợp cho phổ công suất $Y(\omega)$ bằng cách tính toán tự tương quan

$$R_k = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} Y(\omega) \cos k\omega d\omega, \quad k = 0, 1, \dots, n \quad (2)$$

đối với phổ công suất $Y(\omega)$ đã biết tại tần số góc $\omega \in [-\pi, \pi]$ và, bằng cách sử dụng các hệ số tự tương quan bậc N, tìm các hệ số dự báo tuyến tính $a_1, a_2, \dots, a_n$ bằng phương pháp Levinson-Durbin là phương pháp thông thường chẳng hạn.

Việc tạo mô hình tự hồi quy sử dụng phổ công suất đã biết này cũng có thể được sử dụng để điều chỉnh bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính $1/A(z)$ trong miền tần số. Điều này đạt được bằng cách tính toán phổ công suất của bộ lọc đã biết

$$Y(\omega) = 1/|A(\omega)|^2 \quad (3)$$

và điều chỉnh phổ công suất $Y(\omega)$ đã thu được bằng phương pháp thích hợp để thu được phổ công suất đã được điều chỉnh $Y'(\omega)$, sau đó tính toán các hệ số tự tương quan của $Y'(\omega)$ bằng phương trình (2) nêu trên, và thu được các hệ số dự báo tuyến tính của bộ lọc đã được điều chỉnh $1/A'(z)$ bằng thuật toán Levinson-Durbin hoặc phương pháp tương tự.

Trong khi phương trình (2) không thể được tính toán theo phép phân tích ngoại trừ các trường hợp đơn giản, ví dụ, thuật toán gần đúng hình chữ nhật có thể được sử dụng như sau.

$$R_k \approx \frac{1}{M} \sum_{\varphi \in \Omega} Y(\varphi) \cos k\varphi \quad (4)$$

trong đó Ω biểu diễn số lượng tần số M được đặt tại các khoảng đều tại

tần số góc $[-\pi, \pi]$. Khi tính đối xứng của $Y(-\omega) = -Y(\omega)$ được sử dụng, chỉ cần đánh giá tần số góc $\omega \in [0, \pi]$, tương ứng với nửa trên của vòng tròn đơn vị. Do vậy, được ưu tiên xét về lượng tính toán mà thuật toán gần đúng hình chữ nhật được biểu diễn bằng phương trình (4) nêu trên được thay đổi như sau

$$R_k \approx \frac{1}{N} (Y(0) + (-1)^k Y(\pi) + 2 \sum_{\varphi \in \Omega_+} Y(\varphi) \cos k\varphi) \quad (5)$$

trong đó Ω biểu diễn số lượng tần số $(N-2)$ được đặt tại các khoảng đều tại $(0, \pi)$, ngoại trừ 0 và π .

Dưới đây, các tần số phổ đường dây (dưới đây được gọi là LSF) là phương tiện biểu diễn tương đương của các hệ số dự báo tuyến tính được mô tả dưới đây.

Việc biểu diễn bằng LSF được sử dụng trong các kỹ thuật mã hóa tiếng nói và audio khác nhau đối với lượng đặc trưng của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính, và hoạt động và mã hóa của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính. LSF làm khác biệt đa thức bậc N $A(z)$ bằng số lượng tham số n khác các hệ số dự báo tuyến tính. LSF có các đặc trưng như dễ dàng bảo đảm độ ổn định của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính, được phiên dịch bằng trực giác trong miền tần số, ít có khả năng bị ảnh hưởng bởi các lỗi lượng tử hóa so với các tham số khác như các hệ số dự báo tuyến tính và các hệ số phản xạ, thích hợp cho nội suy và tương tự.

Để đạt được mục đích của một phương án của sáng chế, LSF được định nghĩa như sau.

Sự khai triển LSF của đa thức bậc N $A(z)$ có thể được biểu diễn như sau bằng cách sử dụng chuyển vị của số nguyên trong đó $\kappa \geq 0$

$$A(z) = \{P(z) + Q(z)\} / 2 \quad (6)$$

trong đó $P(z) = A(z) + z^{-n-\kappa} A(z^{-1})$ và

$$Q(z) = A(z) - z^{-n-\kappa} A(z^{-1})$$

Phương trình (6) biểu diễn $P(z)$ là đối xứng và $Q(z)$ là phi đối xứng như sau

$$P(z)=z^{-n-\kappa}P(z^{-1})$$

$$Q(z)=-z^{-n-\kappa}Q(z^{-1})$$

Tính đối xứng như vậy là đặc trưng quan trọng khi triển khai LSF.

Rõ ràng là từng $P(z)$ và $Q(z)$ có nghiệm là $z=\pm 1$. Các nghiệm hiển nhiên này như được thể hiện trên bảng 1 là n và κ . Do vậy, các đa thức biểu diễn các nghiệm hiển nhiên của $P(z)$ và $Q(z)$ được định nghĩa là $P_T(z)$ và $Q_T(z)$. Khi $P(z)$ không có nghiệm hiển nhiên, $P_T(z)$ là 1. Tương tự đối với $Q(z)$.

LSF của $A(z)$ là nghiệm không tầm thường của góc pha dương của $P(z)$ và $Q(z)$. Khi đa thức $A(z)$ là pha nhỏ nhất, cụ thể là, khi tất cả các nghiệm của $A(z)$ nằm trong vòng tròn đơn vị, các nghiệm không tầm thường của $P(z)$ và $Q(z)$ được bố trí xen kẽ trên vòng tròn đơn vị. Số lượng nghiệm phức của $P(z)$ và $Q(z)$ là m_P và m_Q . Bảng 1 thể hiện quan hệ của m_P và m_Q với bậc n và chuyển vị κ .

Khi các nghiệm phức của $P(z)$, là góc pha dương, được biểu diễn là

$$\omega_0, \omega_2, \dots, \omega_{2m_P-2}$$

và các nghiệm của $Q(z)$ được biểu diễn là

$$\omega_1, \omega_3, \dots, \omega_{2m_Q-1},$$

các vị trí của các nghiệm của đa thức $A(z)$, là pha nhỏ nhất, có thể được biểu diễn như sau.

$$(7) \quad 0 < \omega_0 < \omega_1 < \dots < \omega_{m_P+m_Q-1} < \pi$$

Trong mã hóa tiếng nói và audio, chuyển vị $\kappa=0$ hoặc $\kappa=1$ được sử dụng. Khi $\kappa=0$, thường được gọi là ISF (immitance spectral frequency – tần số phổ vào), và khi $\kappa=1$, thường được gọi là LSF theo nghĩa hẹp hơn là trong phần mô tả một phương án của sáng chế. Lưu ý rằng, tuy nhiên, việc biểu diễn sử dụng chuyển vị có thể xử lý cả ISF và LSF theo cách thống nhất. Trong nhiều trường hợp, kết quả thu được bằng LSF có thể được áp dụng khi $\kappa \geq 0$ hoặc có thể được tổng quát hóa.

Khi $\kappa=0$, biểu diễn LSF chỉ có số lượng tham số tần số ($m_P+m_Q=n-1$) như được thể hiện trên Bảng 1. Do vậy, cần một tham số nữa biểu diễn duy nhất

$A(z)$, và hệ số phản xạ thứ n (dưới đây được gọi là γ_n) của $A(z)$ thường được sử dụng. Tham số này được đưa vào khai triển LSF làm thừa số tiếp theo.

$$(8) \nu = -(\gamma_n + 1) / (\gamma_n - 1)$$

trong đó γ_n là hệ số phản xạ thứ n của $A(z)$ bắt đầu với $Q(z)$, và thường là $\gamma_n = a_n$.

Khi $\kappa=1$, số lượng tham số ($m_P + m_Q = n$) thu được bằng cách khai triển LSF, và có thể biểu diễn duy nhất $A(z)$. Trong trường hợp này, $\nu=1$.

Bảng 1

Trường hợp	n	κ	m_P	M_Q	$P_r(z)$	$Q_r(z)$	ν
(1)	chẵn	0	$n/2$	$n/2-1$	1	z^2-1	$-(\gamma_n+1)/(\gamma_n-1)$
(2)	lẻ	0	$(n-1)/2$	$(n-1)/2$	$z+1$	$z-1$	$-(\gamma_n+1)/(\gamma_n-1)$
(3)	chẵn	1	$n/2$	$n/2$	$z+1$	$z-1$	1
(4)	lẻ	1	$(n+1)/2$	$(n-1)/2$	1	z^2-1	1

Tính đến việc các nghiệm không hiển nhiên, ngoại trừ các nghiệm hiển nhiên, là một cặp số phức trên vòng tròn đơn vị và thu được các đa thức đối xứng, phương trình sau thu được.

$$\begin{aligned}
 (9) \quad P(z)/P_T(z) &= 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots + p_2 z^{-2m_P+2} + p_1 z^{-2m_P+1} + z^{-2m_P} \\
 &= (1 + z^{-2m_P}) + p_1(z^{-1} + z^{-2m_P+1}) + \dots + p_{m_P} z^{-m_P} \\
 &= z^{-m_P} ((z^{m_P} + z^{-m_P}) + p_1(z^{m_P-1} + z^{-m_P+1}) + \dots + p_{m_P})
 \end{aligned}$$

Tương tự,

$$(10) \quad Q(z)/\nu Q_T(z) = z^{-m_Q} ((z^{m_Q} - z^{-m_Q}) + q_1(z^{m_Q-1} - z^{-m_Q+1}) + \dots + q_{m_Q})$$

Trong các đa thức này,

$$p_1, p_2, \dots, p_{m_P}$$

và

$$q_1, q_2, \dots, q_{m_Q}$$

hoàn toàn biểu diễn $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách sử dụng chuyển vị κ và ν đã cho trước được xác định bởi bậc n của $A(z)$. Các hệ số này có thể thu được trực tiếp từ các biểu thức (6) và (8).

Khi $z=e^{j\omega}$ và sử dụng quan hệ sau

$$z^k + z^{-k} = e^{j\omega k} + e^{-j\omega k} = 2 \cos \omega k$$

các biểu thức (9) và (10) có thể được biểu diễn như sau

$$(11) \quad P(\omega) = 2e^{-j\omega m_p} R(\omega) P_T(\omega)$$

$$(12) \quad Q(\omega) = 2e^{-j\omega m_q} \nu S(\omega) Q_T(\omega)$$

trong đó

$$(13) \quad R(\omega) = \cos m_p \omega + p_1 \cos(m_p - 1)\omega + \dots + p_{m_p} / 2$$

và

$$(14) \quad S(\omega) = \cos m_q \omega + q_1 \cos(m_q - 1)\omega + \dots + q_{m_q} / 2$$

Cụ thể là, LSF của đa thức $A(z)$ là các nghiệm của $R(\omega)$ và $S(\omega)$ tại tần số góc $\omega \in (0, \pi)$.

Các đa thức Chebyshev của loại thứ nhất, được sử dụng trong một phương án của sáng chế, được mô tả dưới đây.

Các đa thức Chebyshev của loại thứ nhất được định nghĩa như sau bằng cách sử dụng quan hệ đệ quy

$$(15) \quad T_{k+1}(x) = 2xT_k(x) - T_{k-1}(x) \quad k=1,2,\dots$$

Lưu ý rằng các giá trị ban đầu là $T_0(x)=1$ và $T_1(x)=x$. Đối với x trong đó $[-1, 1]$, các đa thức Chebyshev có thể được biểu diễn như sau

$$(16) \quad T_k(x) = \cos\{k \cos^{-1}x\} \quad k=0,1,\dots$$

Một phương án của sáng chế giải thích là ở phương trình (15) đưa ra phương pháp đơn giản để tính toán $\cos k\omega$ (trong đó $k=2,3,\dots$) bắt đầu với $\cos\omega$ và $\cos 0=1$. Cụ thể là, với việc sử dụng phương trình (16), phương trình (15) được viết lại ở dạng sau

$$(17) \quad \cos k\omega = 2\cos\omega \cos(k-1)\omega - \cos(k-2)\omega \quad k=2,3,\dots$$

Khi biến đổi $\omega = \arccos x$ được sử dụng, các đa thức thứ nhất thu được từ phương trình (15) như sau

$$\left\{ \begin{array}{l} T_2(x) = 2x^2 - 1 \\ T_3(x) = 4x^3 - 3x \end{array} \right.$$

$$T_4(x)=8x^4-8x^2+1$$

$$T_5(x)=16x^5-20x^3+5x$$

$$T_6(x)=32x^6-48x^4+18x^2-1$$

$$T_7(x)=64x^7-112x^5+56x^3-7x$$

$$T_8(x)=128x^8-256x^6+160x^4-32x^2+1$$

Khi các phương trình (13) và (14) cho $x \in [-1, 1]$ được thay thế bằng các đa thức Chebyshev này, các phương trình sau thu được

$$(18) \quad R(x) = T_{m_p}(x) + p_1 T_{m_p-1}(x) + \dots + p_{m_p} / 2$$

$$(19) \quad S(x) = T_{m_q}(x) + q_1 T_{m_q-1}(x) + \dots + q_{m_q} / 2$$

Khi LSF ω_i được biết đối với $i=0, 1, \dots, m_p+m_q-1$, các phương trình sau thu được bằng cách sử dụng cosin của LSF $x_i = \cos \omega_i$ (LSP)

$$(20) \quad R(x) = r_0(x-x_0)(x-x_2)\dots(x-x_{2m_p-2})$$

$$(21) \quad S(x) = s_0(x-x_1)(x-x_3)\dots(x-x_{2m_q-1})$$

Các hệ số r_0 và s_0 có thể thu được bằng cách so sánh các phương trình (18) và (19) với (20) và (21) dựa vào m_p và m_q .

Các phương trình (20) và (21) được viết là

$$(22) \quad R(x) = r_0 x^{m_p} + r_1 x^{m_p-1} + \dots + r_{m_p}$$

$$(23) \quad S(x) = s_0 x^{m_q} + s_1 x^{m_q-1} + \dots + s_{m_q}$$

Các đa thức này có thể được tính toán một cách hiệu quả đối với x cho trước bằng phương pháp Horner đã biết. Phương pháp Horner tính được $R(x)=b_0(x)$ bằng cách sử dụng quan hệ đệ quy sau

$$b_k(x) = x b_{k+1}(x) + r_k$$

trong đó giá trị ban đầu là

$$b_{m_p}(x) = r_{m_p}$$

Tương tự đối với $S(x)$.

Phương pháp tính toán các hệ số của các đa thức của các phương trình (22) và (23) được mô tả dưới đây bằng cách sử dụng ví dụ. Giả định trong ví dụ

này là bậc của $A(z)$ là 16 ($n=16$). Do đó, $m_p=m_q=8$ trong trường hợp này. Sự mở rộng chuỗi của phương trình (18) có thể được biểu diễn ở dạng phương trình (22) bằng cách thế và đơn giản hóa bằng các đa thức Chebyshev. Kết quả là, các hệ số của đa thức của phương trình (22) được biểu diễn như sau bằng cách sử dụng hệ số p_i của đa thức $P(z)$.

$$\left\{ \begin{array}{l} r_0=128 \\ r_1=64p_1 \\ r_2=-256+32p_2 \\ r_3=-118p_1+16p_3 \\ r_4=160-48p_2+8p_4 \\ r_5=56p_1-20p_3+4p_5 \\ r_6=-32+18p_2-8p_4+2p_6 \\ r_7=-7p_1+5p_3-3p_5+p_7 \\ r_8=1-p_2+p_4-p_6+p_8/2 \end{array} \right.$$

Các hệ số của $P(z)$ có thể thu được từ phương trình (6). Ví dụ này cũng có thể áp dụng cho đa thức của phương trình (23) bằng cách sử dụng cùng phương trình và bằng cách sử dụng các hệ số của $Q(z)$. Hơn nữa, cùng phương trình để tính toán các hệ số của $R(x)$ và $S(x)$ có thể dễ dàng thu được bậc n khác và cả chuyển vị κ .

Hơn nữa, khi các nghiệm của các phương trình (20) và (21) đã biết, các hệ số có thể thu được từ các phương trình (20) và (21).

Tổng quan của xử lý theo một phương án của sáng chế được mô tả dưới đây.

Một phương án của sáng chế đề xuất phương pháp và thiết bị tính toán hiệu quả để, khi biến đổi bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính được tính toán từ trước bằng bộ mã hóa hoặc bộ giải mã tại tần số lấy mẫu thứ nhất thành bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu thứ hai, tính toán phổ công suất của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính và điều chỉnh nó thành tần số lấy mẫu thứ hai, và sau đó thu được các hệ số tự tương quan từ phổ công suất đã được

điều chỉnh.

Phương pháp tính toán phổ công suất của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính theo một phương án của sáng chế được mô tả dưới đây. Việc tính toán phổ công suất sử dụng triển khai LSF của phương trình (6) và các đặc tính của các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$. Bằng cách sử dụng triển khai LSF và các đa thức Chebyshev nêu trên đây, phổ công suất có thể được biến đổi thành trục thực của vòng tròn đơn vị.

Với việc biến đổi thành trục thực, có thể thực hiện được phương pháp hiệu quả để tính toán phổ công suất tại tần số tùy ý trong $\omega \in [0, \pi]$. Điều này là vì có thể loại bỏ các hàm số siêu việt vì phổ công suất được biểu diễn bởi các đa thức. Cụ thể là, có thể đơn giản hóa việc tính toán phổ công suất tại $\omega=0$, $\omega=\pi/2$ và $\omega=\pi$. Cùng việc đơn giản hóa cũng được áp dụng cho LSF trong đó một trong số $P(z)$ hoặc $Q(z)$ là không. Các đặc tính này có ưu điểm so với FFT, thường được sử dụng để tính toán phổ công suất.

Đã biết là phổ công suất của $A(z)$ có thể được biểu diễn như sau bằng cách sử dụng khai triển LSF.

$$(26) |A(\omega)|^2 = \{|P(\omega)|^2 + |Q(\omega)|^2\} / 4$$

Một phương án của sáng chế sử dụng các đa thức Chebyshev làm một cách để tính toán hiệu quả hơn phổ công suất $|A(\omega)|^2$ của $A(z)$ so với trường hợp trực tiếp áp dụng phương trình (26). Cụ thể là, phổ công suất $|A(\omega)|^2$ được tính toán trên trục thực của vòng tròn đơn vị như được biểu diễn bằng phương trình sau, bằng cách biến đổi biến thành $x = \cos \omega$ và sử dụng triển khai LSF bởi các đa thức Chebyshev.

$$(27) \quad |A(x)|^2 = \{|P(x)|^2 + |Q(x)|^2\} / 4$$

$$= \begin{cases} R^2(x) + 4v^2(1-x^2)S^2(x), & \text{Case (1)(4)} \\ 2(1+x)R^2(x) + 2v^2(1-x)S^2(x), & \text{Case (2)(3)} \end{cases}$$

(1) đến (4) tương ứng với (1) đến (4) trong Bảng 1.

Phương trình (27) được chứng minh như sau.

Các phương trình sau thu được từ các phương trình (11) và (12).

$$|P(\omega)|^2 = 4|R(\omega)|^2|P_T(\omega)|^2$$

$$|Q(\omega)|^2 = 4\nu^2|S(\omega)|^2|Q_T(\omega)|^2$$

Các thừa số biểu diễn các nghiệm hiển nhiên của $P(\omega)$ và $Q(\omega)$ như sau.

$$\left\{ \begin{array}{ll} |P_T(\omega)|^2 = 1, & \text{Trường hợp (1) (4)} \\ |1 + e^{-j\omega}|^2 = 2 + 2\cos\omega, & \text{Trường hợp (2) (3)} \\ |Q_T(\omega)|^2 = |1 - e^{-2j\omega}|^2 = 2 - 2\cos 2\omega, & \text{Trường hợp (1) (4)} \\ |1 - e^{-j\omega}|^2 = 2 - 2\cos\omega, & \text{Trường hợp (2) (3)} \end{array} \right.$$

Thực hiện thế $\cos\omega=x$ và $\cos 2\omega=2x^2-1$ cho $|P_T(\omega)|$ và $|Q_T(\omega)|$, thu phương trình (27).

Các đa thức $R(x)$ và $S(x)$ có thể được tính toán bằng phương pháp Horner nêu trên đây. Hơn nữa, khi đã biết x để tính toán $R(x)$ và $S(x)$, việc tính toán hàm lượng giác có thể được bỏ qua bằng cách lưu trữ x trong bộ nhớ.

Việc tính toán phổ công suất của $A(z)$ còn có thể được đơn giản hóa hơn nữa. Trước tiên, trong trường hợp tính toán với LSF, một trong số $R(x)$ và $S(x)$ trong phương trình (27) tương ứng là không. Khi chuyển vị là $\kappa=1$ và bậc n là số chẵn, phương trình (27) được đơn giản hóa như sau.

$$\left\{ \begin{array}{ll} |A(x_i)|^2 = 2(1-x_i)S^2(x_i), & i \text{ chẵn} \\ 2(1+x_i)R^2(x_i) & i \text{ lẻ} \end{array} \right.$$

Hơn nữa, trong trường hợp $\omega=\{0, \pi/2, \pi\}$, nó được đơn giản hóa khi $x=\{1, 0, -1\}$. Các phương trình là như sau khi chuyển vị là $\kappa=1$ và bậc n là số chẵn, là giống nhau trong ví dụ trên đây.

$$|A(\omega=0)|^2=4R^2(1)$$

$$|A(\omega=\pi/2)|^2=2(R^2(0)+S^2(0))$$

$$|A(\omega=\pi)|^2=4S^2(-1)$$

Các kết quả tương tự cũng có thể thu được dễ dàng khi chuyển vị là $\kappa=0$ và bậc n là số lẻ.

Việc tính toán các hệ số tự tương quan theo một phương án của sáng chế được mô tả dưới đây.

Trong phương trình (5), khi tần số $\Omega_+ = \Delta, 2\Delta, \dots, (N-1)\Delta$ trong đó N là số lẻ và khoảng các tần số là $\Delta = \pi/(N-1)$ được xác định, việc tính toán tự tương quan gồm phổ công suất được đơn giản hóa nêu trên đây tại $\omega = 0, \pi/2, \pi$. Vì việc chuẩn tắc hóa các hệ số tự tương quan bằng $1/N$ không ảnh hưởng đến các hệ số dự báo tuyến tính sẽ thu được, nên giá trị dương bất kỳ có thể được sử dụng.

Tuy nhiên, việc tính toán phương trình (5) cần $\cos k\omega$ trong đó $k=1, 2, \dots, n$ đối với từng số lượng tần số $(N-2)$. Do vậy, tính đối xứng của $\cos k\omega$ được sử dụng.

$$(28) \cos(\pi - k\omega) = (-1)^k \cos k\omega, \omega \in (0, \pi/2)$$

Các đặc trưng dưới đây cũng được sử dụng.

$$(29) \cos(k\pi/2) = (1/2)(1 + (-1)^{k+1})(-1)^{\lfloor k/2 \rfloor}$$

trong đó $\lfloor x \rfloor$ biểu diễn số nguyên lớn nhất mà không lớn hơn x . Lưu ý rằng phương trình (29) được đơn giản hóa đến $2, 0, -2, 0, 2, 0, \dots$ đối với $k=0, 1, 2, \dots$

Hơn nữa, bằng cách biến đổi thành $x = \cos \omega$, các hệ số tự tương quan được chuyển lên trên trục thực của vòng tròn đơn vị. Để đạt được mục đích này, biến $X(x) = Y(\arccos x)$ được đưa vào. Điều này cho phép tính toán $\cos k\omega$ bằng cách sử dụng phương trình (15).

Do vậy, phép lấy xấp xỉ tự tương quan của phương trình (5) có thể được thay thế bằng phương trình sau.

$$R'_k = X(1) + (-1)^k X(-1) + (1 + (-1)^{k+1})(-1)^{\lfloor k/2 \rfloor} X(0) + 2 \sum_{x \in \Lambda} (X(x) + (-1)^k X(-x)) T_k(x)$$

(30)

$$\text{trong đó } T_k(x) = 2xT_{k-1}(x) - T_{k-2}(x)$$

$k=2, 3, \dots, n$, và $T_0(x)=1$, $T_1(x)=\cos x$ như được mô tả trên đây. Khi tính đối xứng của phương trình (28) được xem xét, số hạng cuối của phương trình (30) cần được tính toán chỉ khi $x \in \Lambda = \{\cos \Delta, \cos 2\Delta, \dots, \cos((N-3)\Delta/2)\}$, và số $(N-3)/2$ của

các giá trị cosin có thể được lưu trữ trong bộ nhớ. Fig.6 thể hiện quan hệ giữa tần số Λ và hàm cosin khi $N=31$.

Ví dụ về sáng chế được mô tả dưới đây. Trong ví dụ này, trường hợp biến đổi bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính được tính toán tại tần số lấy mẫu thứ nhất là 16.000Hz thành bộ lọc tại tần số lấy mẫu thứ hai là 12.800Hz (dưới đây được gọi là biến đổi 1) và trường hợp biến đổi bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính được tính toán tại tần số lấy mẫu thứ nhất là 12.800Hz thành bộ lọc tại tần số lấy mẫu thứ hai là 16.000Hz (dưới đây là biến đổi 2) được sử dụng. Hai tần số lấy mẫu này có tỷ lệ 4:5 và thường được sử dụng trong mã hóa tiếng nói và audio. Từng biến đổi 1 và biến đổi 2 của ví dụ này được thực hiện trên bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính trong khung trước khi tần số lấy mẫu trong đã thay đổi, và nó có thể được thực hiện trong bất kỳ trong số bộ mã hóa và bộ giải mã. Biến đổi này cần thiết để thiết lập trạng thái trong chính xác cho bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính trong khung hiện thời và để thực hiện nội suy bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính theo thời gian.

Xử lý trong ví dụ này được mô tả dưới đây có dựa vào các lưu đồ của Fig.3 và Fig.4.

Để tính toán phổ công suất và các hệ số tự tương quan bằng cách sử dụng điểm tần số chung trong cả hai trường hợp của biến đổi 1 và 2, số lượng tần số khi tần số lấy mẫu là 12.800Hz được xác định là $N_L=1+(12.800\text{Hz}/16.000\text{Hz})(N-1)$. Lưu ý rằng N là số lượng tần số tại tần số lấy mẫu là 16.000Hz. Như được mô tả trên đây, tốt hơn là N và N_L đều là số lẻ để gồm các tần số tại đó việc tính toán phổ công suất và các hệ số tự tương quan được đơn giản hóa. Ví dụ, khi N là 31, 41, 51, 61, N_L tương ứng là 25, 33, 41, 49. Trường hợp trong đó $N=31$ và $N_L=25$ được mô tả làm ví dụ dưới đây (bước S000).

Khi số lượng tần số sẽ được sử dụng để tính toán phổ công suất và các hệ số tự tương quan trong miền trong đó tần số lấy mẫu là 16.000Hz là $N=31$, khoảng tần số là $\Delta=\pi/30$, và số lượng thành phần cần thiết để tính toán tự tương quan có trong Λ là $(N-3)/2=14$.

Biến đổi 1 mà được thực hiện trong bộ mã hóa và bộ giải mã theo các

điều kiện nêu trên đây được thực hiện theo thủ tục sau.

Xác định các hệ số của các đa thức $R(x)$ và $S(x)$ bằng cách sử dụng các phương trình (20) và (21) từ các nghiệm thu được bằng chuyển vị $\kappa=0$ hoặc $\kappa=1$ và LSF tương ứng với bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính thu được tại tần số lấy mẫu là 16.000Hz, là tần số lấy mẫu thứ nhất (bước S001).

Tính toán phổ công suất của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu thứ hai đến 6.400Hz, là tần số Nyquist của tần số lấy mẫu thứ hai. Vì tần số cắt này tương ứng với $\omega=(4/5)\pi$ tại tần số lấy mẫu thứ nhất, phổ công suất được tính toán bằng cách sử dụng phương trình (27) tại số lượng tần số $N_L=25$ ở phía dưới. Để tính toán $R(x)$ và $S(x)$, phương pháp Horner có thể được sử dụng để giảm tính toán. Không cần tính toán phổ công suất đối với 6 tần số ($=N-N_L$) còn lại ở phía cao (bước S002).

Tính toán các hệ số tự tương quan tương ứng với phổ công suất thu được ở bước S002 bằng cách sử dụng phương trình (30). Ở bước này, N trong phương trình (30) được thiết lập ở $N_L=25$, là số lượng tần số tại tần số lấy mẫu thứ hai (bước S003).

Thu các hệ số dự báo tuyến tính bằng phương pháp Levinson-Durbin hoặc phương pháp tương tự với việc sử dụng hệ số tự tương quan thu được ở bước S003, và thu bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu thứ hai (bước S004).

Biến đổi hệ số dự báo tuyến tính thu được ở bước S004 thành LSF (bước S005).

Biến đổi 2 mà được thực hiện trong bộ mã hóa hoặc bộ giải mã có thể đạt được theo thủ tục sau, theo cách giống như biến đổi 1.

Xác định các hệ số của các đa thức $R(x)$ và $S(x)$ bằng cách sử dụng các phương trình (20) và (21) từ các nghiệm thu được bằng chuyển vị $\kappa=0$ hoặc $\kappa=1$ và LSF tương ứng với bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính thu được tại tần số lấy mẫu là 12.800Hz, là tần số lấy mẫu thứ nhất (bước S011).

Trước tiên, tính toán phổ công suất của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu thứ hai đến 6.400Hz, là tần số Nyquist của tần số lấy

mẫu thứ nhất. Tần số cắt này tương ứng với $\omega=\pi$, và phổ công suất được tính toán bằng cách sử dụng phương trình (27) tại số lượng tần số $N_L=25$. Để tính toán $R(x)$ và $S(x)$, phương pháp Horner có thể được sử dụng để giảm tính toán. Đối với 6 tần số lớn hơn 6.400Hz tại tần số lấy mẫu thứ hai, phổ công suất được ngoại suy. Ví dụ về ngoại suy, phổ công suất thu được tại tần số thứ N_L có thể được sử dụng (bước S012).

Tính toán các hệ số tự tương quan tương ứng với phổ công suất thu được ở bước S012 bằng cách sử dụng phương trình (30). Ở bước này, N trong phương trình (30) được thiết lập ở $N=31$, là số lượng tần số tại tần số lấy mẫu thứ hai (bước S013).

Thu các hệ số dự báo tuyến tính bằng phương pháp Levinson-Durbin hoặc phương pháp tương tự với việc sử dụng hệ số tự tương quan thu được ở bước S013, và thu bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu thứ hai (bước S014).

Biến đổi hệ số dự báo tuyến tính thu được ở bước S014 thành LSF (bước S015).

Fig.5 là sơ đồ khối trong ví dụ của sáng chế. Bộ biến đổi phổ công suất thực 100 gồm bộ tính toán đa thức 101, bộ tính toán phổ công suất thực 102, và bộ ngoại suy phổ công suất thực 103, và cả bộ tính toán tự tương quan thực 104 và bộ tính toán hệ số dự báo tuyến tính 105. Điều này là để đạt được các biến đổi 1 và 2 nêu trên đây. Giống như phần mô tả các lưu đồ được mô tả trên đây, bộ biến đổi phổ công suất thực 100 thu, làm đầu vào, LSF biểu diễn bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu thứ nhất, và xuất phổ công suất của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính mong muốn tại tần số lấy mẫu thứ hai. Trước tiên, bộ tính toán đa thức 101 thực hiện xử lý ở các bước S001, S011 được mô tả trên đây để tính toán các đa thức $R(x)$ và $S(x)$ từ LSF. Tiếp theo, bộ tính toán phổ công suất thực 102 thực hiện xử lý ở các bước S002 hoặc S012 để tính toán phổ công suất. Hơn nữa, bộ ngoại suy phổ công suất thực 103 thực hiện ngoại suy phổ, được thực hiện ở bước S012 trong trường hợp biến đổi 2. Bằng xử lý nêu trên đây, phổ công suất của bộ lọc tổng hợp dự báo tuyến tính mong muốn thu được tại tần số lấy mẫu thứ hai. Sau đó, bộ tính toán tự tương quan thực 104 thực hiện xử lý ở các bước S003 và S013 để biến đổi phổ công suất thành các

hệ số tự tương quan. Cuối cùng, bộ tính toán hệ số dự báo tuyến tính 105 thực hiện xử lý ở các bước S004 và S014 để thu được các hệ số dự báo tuyến tính từ các hệ số tự tương quan. Lưu ý rằng, mặc dù sơ đồ khối này không thể hiện khối tương ứng với S005 và S015, biến đổi từ các hệ số dự báo tuyến tính thành LSF hoặc các hệ số tương đương khác có thể dễ dàng đạt được bằng kỹ thuật đã biết.

[Ví dụ thay thế]

Mặc dù các hệ số của các đa thức $R(x)$ và $S(x)$ được tính toán bằng cách sử dụng các phương trình (20) và (21) ở các bước S001 và S011 của ví dụ được mô tả trên đây, việc tính toán có thể được thực hiện bằng cách sử dụng các hệ số của các đa thức của các phương trình (9) và (10), có thể thu được từ các hệ số dự báo tuyến tính. Hơn nữa, các hệ số dự báo tuyến tính có thể được biến đổi từ các hệ số LSP hoặc các hệ số ISP.

Hơn thế nữa, trong trường hợp mà phổ công suất tại tần số lấy mẫu thứ nhất hoặc tần số lấy mẫu thứ hai được biết bởi phương pháp nhất định, phổ công suất có thể được biến đổi thành phổ công suất tại tần số lấy mẫu thứ hai, và các bước S001, S002, S011 và S012 có thể được bỏ qua.

Ngoài ra, để gán các trọng số trong miền tần số, phổ công suất có thể được biến đổi, và các hệ số dự báo tuyến tính tại tần số lấy mẫu thứ hai có thể thu được.

Danh sách số chỉ dẫn

100...bộ biến đổi phổ công suất thực, 101...bộ tính toán đa thức, 102... bộ tính toán phổ công suất thực, 103... bộ ngoại suy phổ công suất thực, 104...bộ tính toán tự tương quan thực, 105... bộ tính toán hệ số dự báo tuyến tính

YÊU CẦU BẢO HỘ

1. Bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính để biến đổi các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất được tính toán tại tần số lấy mẫu thứ nhất thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai khác tần số lấy mẫu thứ nhất, gồm có:

phương tiện tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai dựa vào các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất hoặc tham số tương đương;

phương tiện tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, các hệ số tự tương quan từ phổ công suất; và

phương tiện biến đổi các hệ số tự tương quan thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai.

2. Bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính theo điểm 1, trong đó phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai thu được bằng cách tính toán phổ công suất bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất tại các điểm trên trục thực tương ứng với $N1$ số lượng tần số khác nhau, trong đó $N1=1+(F1/F2)(N2-1)$, khi tần số lấy mẫu thứ nhất là $F1$ và tần số lấy mẫu thứ hai là $F2$ (trong đó $F1 < F2$), và ngoại suy phổ công suất được tính toán bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất đối với số lượng $(N2-N1)$ thành phần phổ công suất.

3. Bộ biến đổi hệ số dự báo tuyến tính theo điểm 1, trong đó phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai thu được bằng cách tính toán phổ công suất bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất tại các điểm trên trục thực tương ứng với $N1$ số lượng tần số khác nhau, trong đó $N1=1+(F2/F1)(N2-1)$, khi tần số lấy mẫu thứ nhất là $F1$ và tần số lấy mẫu thứ hai là $F2$ (trong đó $F1 > F2$).

4. Phương pháp biến đổi hệ số dự báo tuyến tính được thực hiện bằng bộ biến đổi các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất được tính toán tại tần số lấy mẫu thứ nhất thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai khác tần số lấy mẫu thứ nhất, gồm các bước:

tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai dựa vào các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất hoặc tham số tương đương;

tính toán, trên trục thực của vòng tròn đơn vị, các hệ số tự tương quan từ phổ công suất; và

biến đổi các hệ số tự tương quan thành các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai tại tần số lấy mẫu thứ hai.

5. Phương pháp theo điểm 4, trong đó phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai thu được bằng cách tính toán phổ công suất bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất tại các điểm trên trục thực tương ứng với $N1$ số lượng tần số khác nhau, trong đó $N1=1+(F1/F2)(N2-1)$, khi tần số lấy mẫu thứ nhất là $F1$ và tần số lấy mẫu thứ hai là $F2$ (trong đó $F1 < F2$), và ngoại suy phổ công suất được tính toán bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất đối với số lượng $(N2-N1)$ thành phần phổ công suất.

6. Phương pháp theo điểm 4, trong đó phổ công suất tương ứng với các hệ số dự báo tuyến tính thứ hai thu được bằng cách tính toán phổ công suất bằng cách sử dụng các hệ số dự báo tuyến tính thứ nhất tại các điểm trên trục thực tương ứng với số lượng $N1$ tần số khác nhau, trong đó $N1=1+(F2/F1)(N2-1)$, khi tần số lấy mẫu thứ nhất là $F1$ và tần số lấy mẫu thứ hai là $F2$ (trong đó $F1 > F2$).

Fig.1

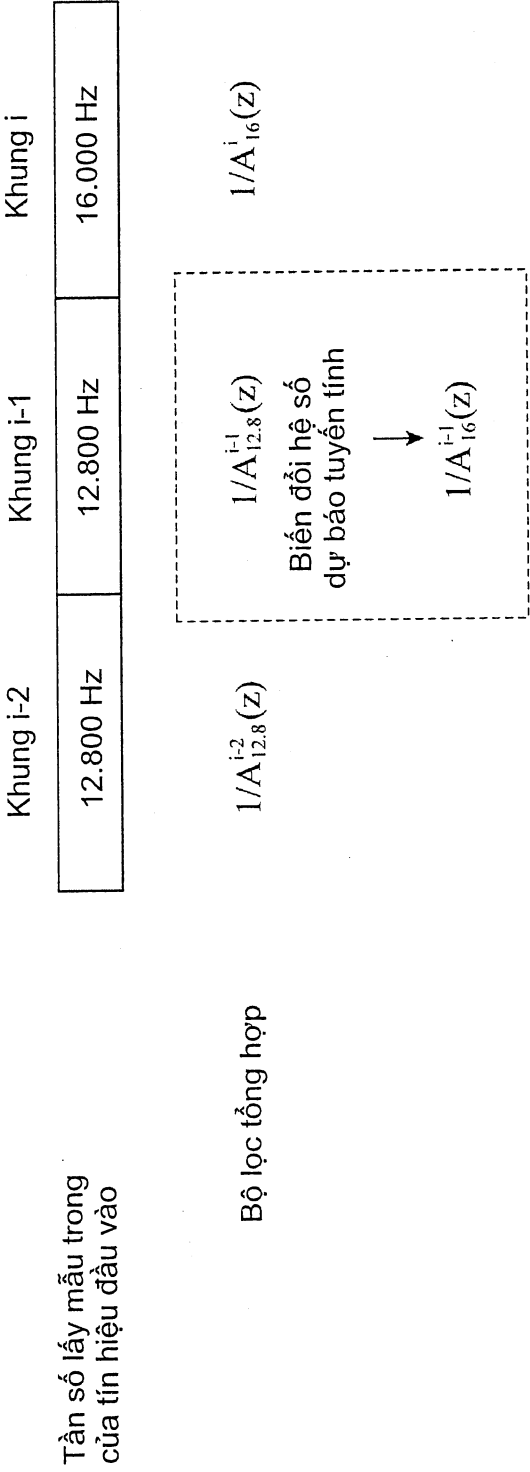


Fig.2

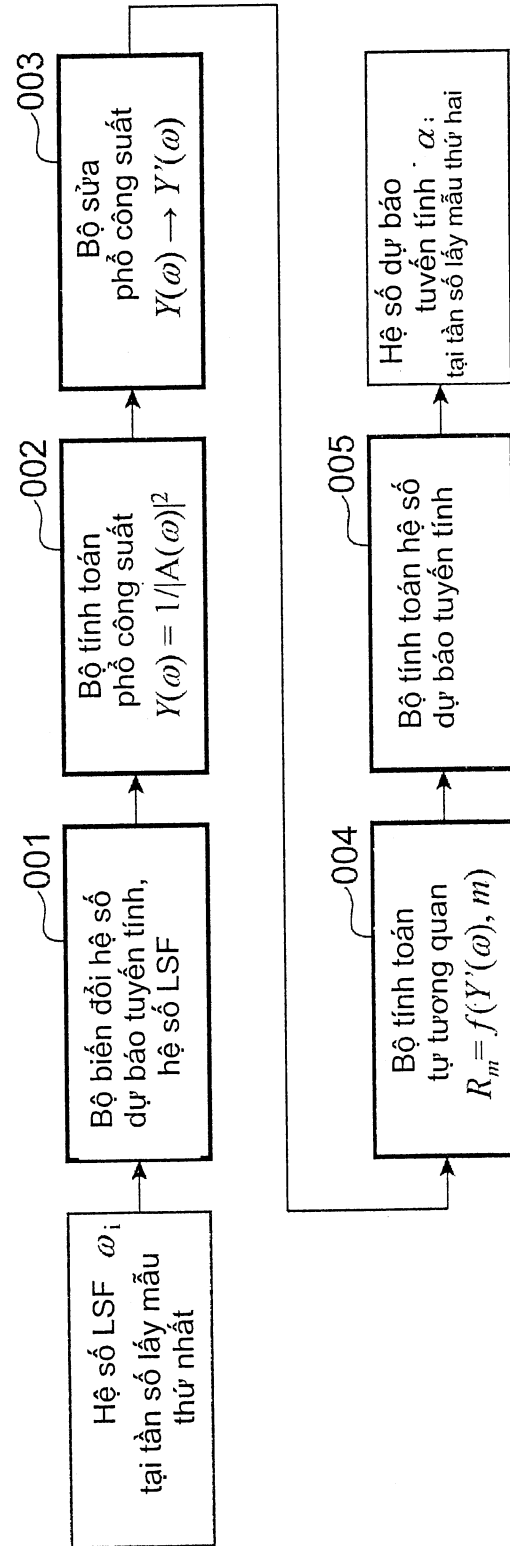


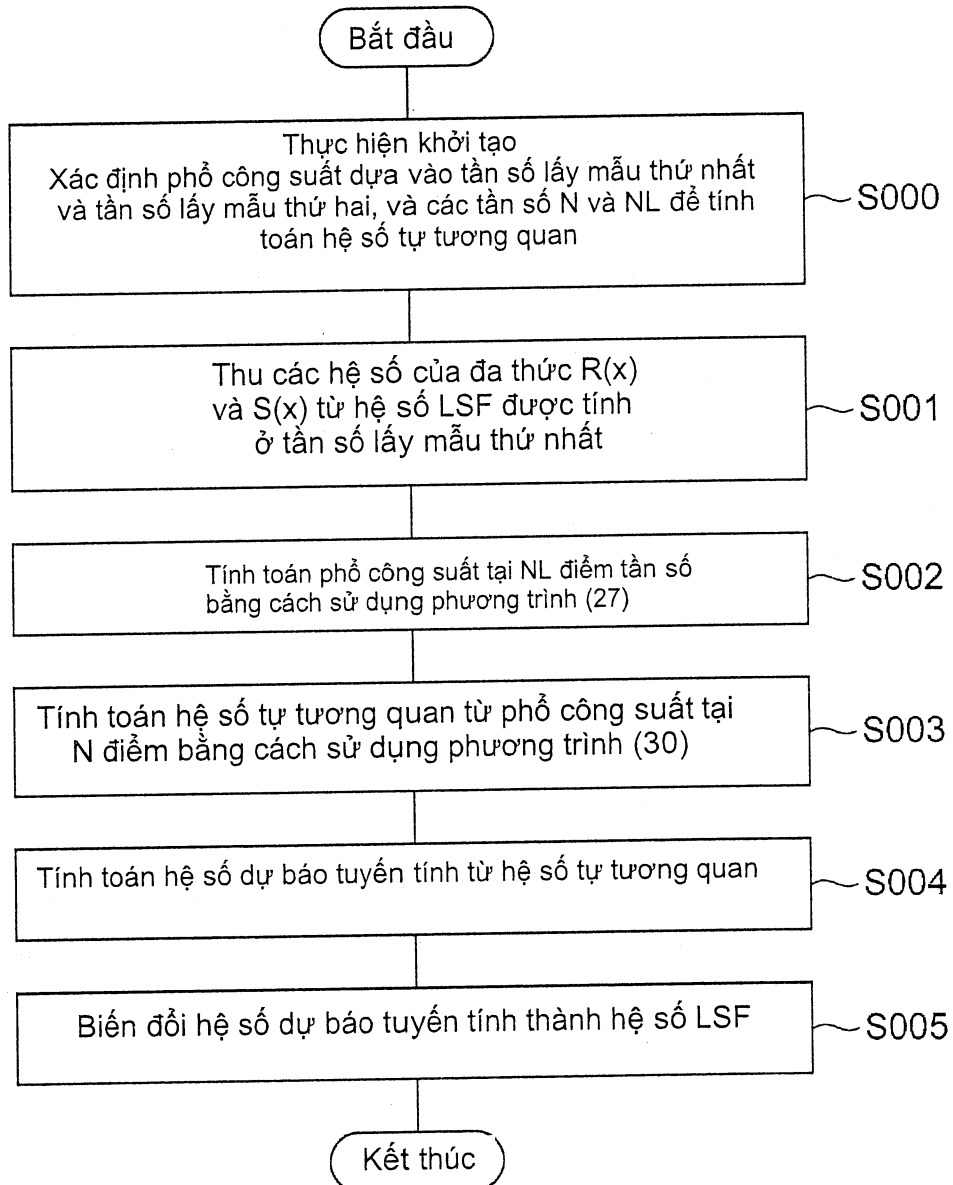
Fig.3

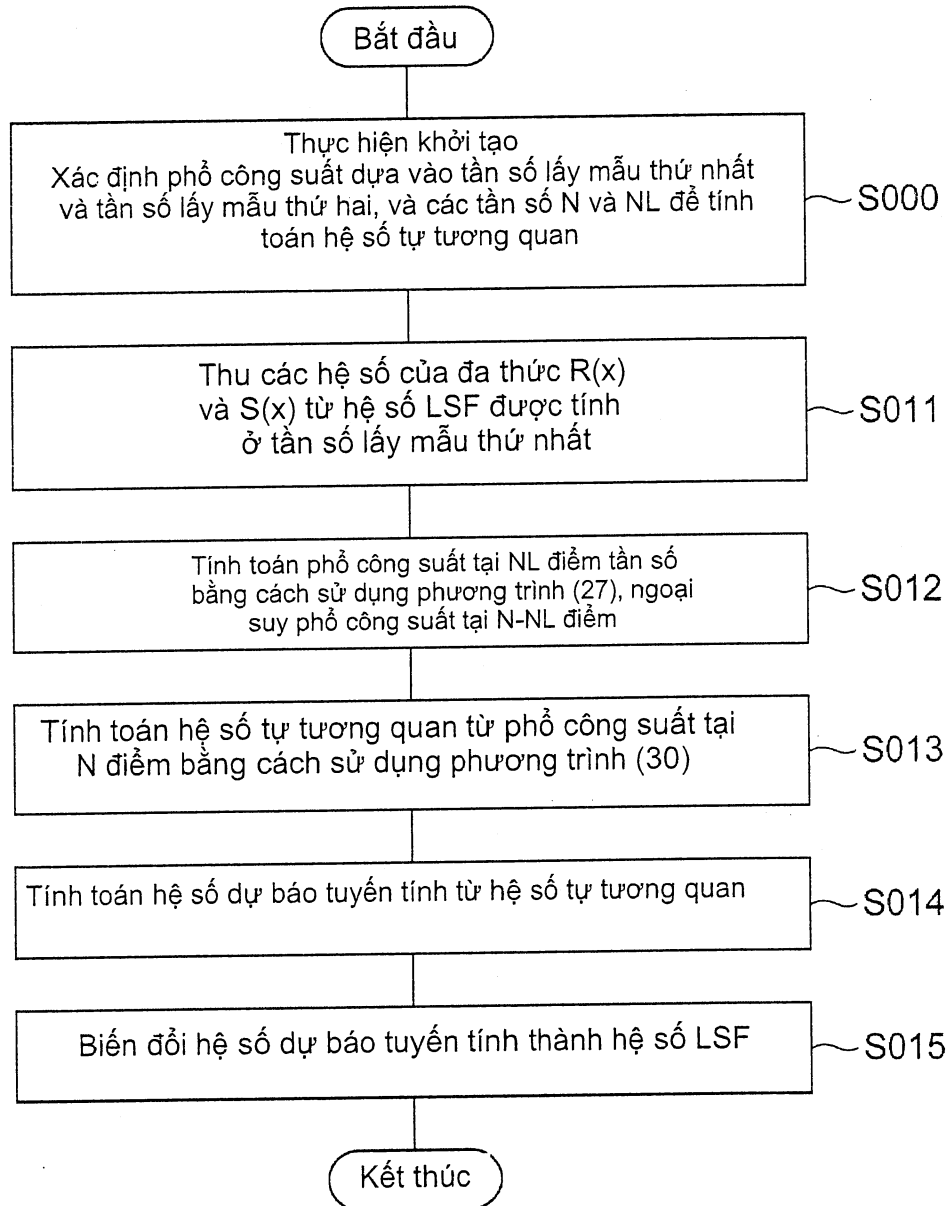
Fig.4

Fig.5

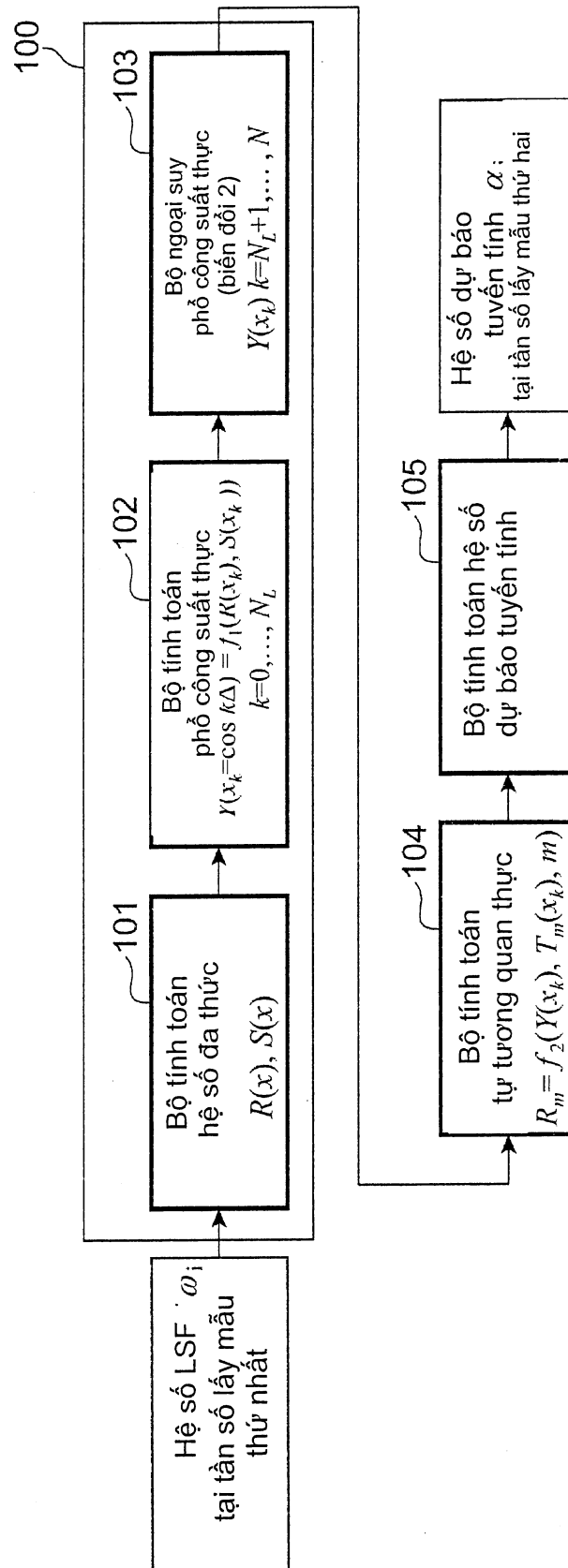


Fig.6

