



(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)



1-0028041

(51)⁷ G10L 19/07

(13) B

(21) 1-2016-03332

(22) 09/02/2015

(86) PCT/EP2015/052634 09/02/2015

(87) WO 2015/132048 11/09/2015

(30) 14158396.3 07/03/2014 EP; 14178789.5 28/07/2014 EP

(45) 25/04/2021 397

(43) 25/11/2016 344A

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

(72) BAECKSTROEM, Tom (FI); FISCHER PEDERSEN, Christian (DK); FISCHER, Johannes (DE); HUETTENBERGER, Matthias (DE); PINO, Alfonso (ES).

(74) CÔNG TY LUẬT TRÁCH NHIỆM HỮU HẠN AMBYS HÀ NỘI (AMBYS HANOI)

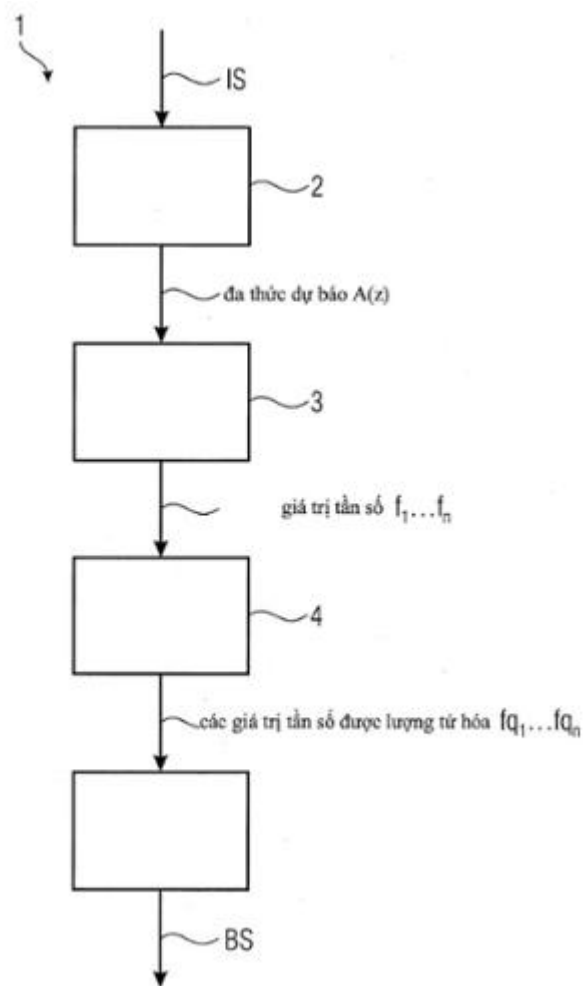
(54) BỘ MÃ HÓA THÔNG TIN VÀ PHƯƠNG PHÁP VẬN HÀNH BỘ MÃ HÓA THÔNG TIN

(57) Sáng chế đề cập đến bộ mã hóa thông tin và phương pháp vận hành bộ mã hóa thông tin. Bộ mã hóa thông tin (1) bao gồm: bộ phân tích (2) để phân tích tín hiệu thông tin (IS) để thu được các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$; bộ chuyển đổi (3) để chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$ thành các giá trị tần số $f_1...f_n$ của sự biểu diễn tần số phổ của đa thức dự báo $A(z)$, trong đó bộ chuyển đổi (3) được tạo cấu hình để xác định các giá trị tần số $f_1...f_n$ bằng cách phân tích cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ được xác định như

$$P(z) = A(z) + z^{-m-I} A(z-1) \text{ và}$$

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-I} A(z-1),$$

trong đó m là thứ tự của đa thức dự báo $A(z)$ và I lớn hơn hoặc bằng 0, trong đó bộ chuyển đổi (3) được tạo cấu hình để thu được các giá trị tần số ($f_1...f_n$) bằng cách thiết lập phổ thực chẵn chẵn (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chẵn chẵn (IES) từ $Q(z)$ và bằng cách nhận biết các số 0 của phổ thực chẵn chẵn (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chẵn chẵn (IES) được suy ra từ $Q(z)$; bộ lượng tử hóa (4) để thu được các giá trị tần số được lượng tử hóa ($f_{q1}...f_{qn}$) từ các giá trị tần số ($f_1...f_n$); và bộ sản xuất dòng bit (5) để sản xuất dòng bit bao gồm các giá trị tần số được lượng tử hóa ($f_{q1}...f_{qn}$).



Lĩnh vực kỹ thuật được đề cập

Sáng chế đề cập đến bộ mã hóa thông tin và phương pháp vận hành bộ mã hóa thông tin

Tình trạng kỹ thuật của sáng chế

Mẫu hình thường được sử dụng nhiều nhất trong việc dự báo tiếng nói là phép dự báo tuyến tính xuất phát từ mã đại số (Algebraic Code Excited Linear Prediction - ACELP), mà được sử dụng trong các tiêu chuẩn như nhóm AMR, G.718 và MPEG USAC [1–3]. Dựa trên việc mô hình hóa tiếng nói sử dụng mô hình nguồn, gồm có bộ dự báo tuyến tính (linear predictor - LP) để mô hình hóa đường bao phổ, bộ dự báo thời gian dài (long time predictor - LTP) để mô hình hóa tần số cơ sở và bảng mã số học cho phần dư.

Các hệ số của mô hình dự báo tuyến tính rất nhạy với sự lượng tử hóa, nhờ đó thường thường, chúng được biến đổi đầu tiên thành các tần số phổ vạch (Line Spectral Frequencies - LSF) hoặc các tần số phổ trở nạp (Imittance Spectral Frequencies - ISF) trước sự lượng tử hóa. Các miền LSF/ISF mạnh đối với các sai số lượng tử hóa và trong các miền này, sự ổn định của bộ dự báo có thể được bảo tồn một cách dễ dàng, nhờ đó đưa ra miền phù hợp cho sự lượng tử hóa [4].

Các LSF/ISF, dưới đây được đề cập đến như các giá trị tần số, có thể thu được từ đa thức dự báo tuyến tính $A(z)$ của thứ tự m như sau. Các đa thức cặp phổ vạch được định rõ như

$$\begin{aligned} P(z) &= A(z) + z^{-m-I} A(z^{-1}) \\ Q(z) &= A(z) - z^{-m-I} A(z^{-1}) \end{aligned} \quad (1)$$

trong đó $I = 1$ đối với cặp phổ vạch và $I = 0$ đối với sự biểu diễn cặp phổ trở nạp, nhưng bất kỳ $I \geq 0$ về nguyên tắc là hợp lệ. Sau đây, như vậy sẽ chỉ giả định rằng $I \geq 0$.

Lưu ý rằng bộ dự báo ban đầu có thể luôn luôn được khôi phục sử dụng $A(z) = 1/2 [P(z) + Q(z)]$. Các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ do đó chứa tất cả thông tin của $A(z)$.

Đặc tính trung tâm của các đa thức LSP/ISP đó là nếu và chỉ khi $A(z)$ có tất cả

các nghiệm bên trong đường tròn đơn vị, sau đó các nghiệm của $P(z)$ và $Q(z)$ xen kẽ nhau trên đường tròn đơn vị. Vì các nghiệm của $P(z)$ và $Q(z)$ nằm trên đường tròn đơn vị, chúng có thể được biểu diễn chỉ bởi các góc của chúng. Các góc này tương ứng với các tần số và vì các phổ của $P(z)$ và $Q(z)$ có các đường thẳng đứng trong các phổ độ lớn lôga của chúng tại các tần số tương ứng với các nghiệm, các nghiệm được đề cập đến như các giá trị tần số.

Sau đó các giá trị tần số, mã hóa tất cả thông tin của bộ dự báo $A(z)$. Hơn nữa, các tác giả sáng chế đã tìm ra rằng các giá trị là mạnh đối với các sai số lượng tử hóa sao cho sai số nhỏ trong một giá trị trong số các giá trị tần số tạo ra sai số nhỏ trong phổ của bộ dự báo được khôi phục mà được cục bộ hóa, trong phổ, gần tần số tương ứng. Do các đặc tính ưu tiên này, sự lượng tử hóa trong các miền LSF hoặc ISF được sử dụng trong tất cả các bộ mã hóa-giải mã tiếng nói miền chính [1–3].

Tuy nhiên, một trong số các thách thức trong việc sử dụng các giá trị tần số là tìm ra vị trí của chúng một cách hiệu quả từ các hệ số của các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$. Sau tất cả, việc tìm ra nghiệm của các đa thức là vấn đề cổ điển và khó khăn. Các phương pháp được đề xuất trước đó cho tác vụ này bao gồm các phương thức sau:

- Một trong số các phương pháp trước đó sử dụng thực tế rằng các số 0 thường trú trên đường tròn đơn vị, nhờ đó chúng xuất hiện như các số 0 trong phổ độ lớn [5]. Bằng cách sử dụng biến đổi Fourier rời rạc của các hệ số $P(z)$ và $Q(z)$, một người nhờ đó có thể tìm kiếm các phân lõm trong phổ độ lớn. Mỗi phân lõm biểu thị vị trí của nghiệm và nếu phổ không được lên mẫu một cách đầy đủ, một người có thể tìm tất cả các nghiệm. Tuy nhiên phương pháp này tạo ra chỉ vị trí được làm gần đúng, vì nó khó để xác định vị trí chính xác từ vị trí phân lõm.

- Phương pháp thường được sử dụng nhiều nhất dựa trên các đa thức Chebyshev và được thể hiện trong tài liệu [6]. Phụ thuộc vào sự nhận ra rằng các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ lần lượt là đối xứng và phản đối xứng, nhờ đó chúng chứa nhiều thông tin phần dư. Bằng cách loại bỏ các số 0 không quan trọng tại $z = \pm 1$ và với phép thế $x = z + z^{-1}$ (mà được biết như phép biến đổi Chebyshev), các đa thức có thể được biến đổi đến sự biểu diễn thay thế $FP(x)$ và $FQ(x)$. Các đa thức này là một nửa thứ tự của $P(z)$ và $Q(z)$ và chúng chỉ có các nghiệm thực trong nằm khoảng từ -2 đến +2. Lưu ý rằng các đa

thức $FP(x)$ và $FQ(x)$ là giá trị thực khi x là số thực. Hơn nữa, vì các nghiệm là đơn, $FP(x)$ và $FQ(x)$ sẽ có điểm về 0 tại mỗi nghiệm của chúng.

Trong các bộ mã hóa-giải mã như AMR-WB, phương pháp này được sử dụng sao cho các đa thức $FP(x)$ và $FQ(x)$ được đánh giá trên lưới cố định trên trục thực để tìm ra tất cả các điểm về 0. Các vị trí nghiệm còn được sàng lọc bằng phép nội suy tuyến tính quanh điểm về 0. Lợi ích của phương pháp này là độ phức giảm do sự loại bỏ các hệ số dư.

- Trong tài liệu [19], vấn đề việc tìm ra nghiệm cũng được chỉ ra. Tuy nhiên, phương pháp được đề xuất yêu cầu nhiều dự trữ tính toán.

Trong khi đó các phương pháp được mô tả như trên hoạt động một cách đầy đủ trong các bộ mã hóa-giải mã hiện có, chúng có rất nhiều vấn đề.

Tài liệu tham khảo

[1] B. Bessette, R. Salami, R. Lefebvre, M. Jelinek, J. Rotola-Pukkila, J. Vainio, H. Mikkola, and K. Järvinen, “The adaptive multirate wideband speech codec (AMR-WB)”, *Speech and Audio Processing, IEEE Transactions on*, vol. 10, no. 8, pp. 620–636, 2002.

[2] ITU-T G.718, “Frame error robust narrow-band and wideband embedded variable bit-rate coding of speech and audio from 8-32 kbit/s”, 2008.

[3] M. Neuendorf, P. Gournay, M. Multrus, J. Lecomte, B. Bessette, R. Geiger, S. Bayer, G. Fuchs, J. Hilpert, N. Rettelbach, R. Salami, G. Schuller, R. Lefebvre, and B. Grill, “Unified speech and audio coding scheme for high quality at low bitrates”, in *Acoustics, Speech and Signal Processing. ICASSP 2009. IEEE Int Conf*, 2009, pp. 1–4.

[4] T. Bäckström and C. Magi, “Properties of line spectrum pair polynomials – a review”, *Signal Processing*, vol. 86, no. 11, pp. 3286–3298, November 2006.

[5] G. Kang and L. Fransen, “Application of line-spectrum pairs to low-bit-rate speech encoders”, in *Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP’85.*, vol. 10. IEEE, 1985, pp. 244–247.

- [6] P. Kabal and R. P. Ramachandran, "The computation of line spectral frequencies using Chebyshev polynomials", *Acoustics, Speech and Signal Processing, IEEE Transactions on*, vol. 34, no. 6, pp. 1419–1426, 1986.
- [7] 3GPP TS 26.190 V7.0.0, "Adaptive multi-rate (AMR-WB) speech codec", 2007.
- [8] T. Bäckström, C. Magi, and P. Alku, "Minimum separation of line spectral frequencies", *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 14, no. 2, pp. 145–147, February 2007.
- [9] T. Bäckström, "Vandermonde factorization of Toeplitz matrices and applications in filtering and warping," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 61, no. 24, pp. 6257–6263, 2013.
- [10] V. F. Pisarenko, "The retrieval of harmonics from a covariance function", *Geophysical Journal of the Royal Astronomical Society*, vol. 33, no. 3, pp. 347–366, 1973.
- [11] E. Durand, *Solutions Numériques des Équations Algébriques*. Paris: Masson, 1960.
- [12] I. Kerner, "Ein Gesamtschrittverfahren zur Berechnung der Nullstellen von Polynomen", *Numerische Mathematik*, vol. 8, no. 3, pp. 290–294, May 1966.
- [13] O. Aberth, "Iteration methods for finding all zeros of a polynomial simultaneously", *Mathematics of Computation*, vol. 27, no. 122, pp. 339–344, April 1973.
- [14] L. Ehrlich, "A modified newton method for polynomials", *Communications of the ACM*, vol. 10, no. 2, pp. 107–108, February 1967.
- [15] D. Starer and A. Nehorai, "Polynomial factorization algorithms for adaptive root estimation", in *Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 2. Glasgow, UK: IEEE, May 1989, pp. 1158–1161.
- [16] —, "Adaptive polynomial factorization by coefficient matching", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 39, no. 2, pp. 527–530, February 1991.

[17] G. H. Golub and C. F. van Loan, *Matrix Computations*, 3rd ed. John Hopkins University Press, 1996.

[18] T. Saramäki, “Finite impulse response filter design”, *Handbook for Digital Signal Processing*, pp. 155–277, 1993.

Bản chất kỹ thuật của sáng chế

Vấn đề được giải quyết là đề xuất khái niệm được cải tiến để mã hóa thông tin.

Trong khía cạnh thứ nhất, vấn đề được giải quyết bằng bộ mã hóa thông tin để mã hóa tín hiệu thông tin. Bộ mã hóa thông tin bao gồm:

bộ phân tích để phân tích tín hiệu thông tin để thu được các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$;

bộ chuyển đổi để chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$ thành các giá trị tần số của sự biểu diễn tần số phổ của đa thức dự báo $A(z)$, trong đó bộ chuyển đổi được tạo cấu hình để xác định các giá trị tần số bằng cách phân tích cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ được xác định như

$$P(z) = A(z) + z^{-m-I} A(z^{-1})$$

và

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-I} A(z^{-1}),$$

trong đó m là thứ tự của đa thức dự báo $A(z)$ và I lớn hơn hoặc bằng 0, trong đó bộ chuyển đổi được tạo cấu hình để thu được các giá trị tần số bằng cách thiết lập phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ từ $Q(z)$ và bằng cách nhận biết các số 0 của phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ được suy ra từ $Q(z)$;

bộ lượng tử hóa để thu được các giá trị tần số được lượng tử hóa từ các giá trị tần số; và

bộ sản xuất dòng bit để sản xuất dòng bit bao gồm các giá trị tần số được lượng tử hóa;

trong đó bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị giới hạn để giới hạn phạm vi số của các phổ (RES, IES) của các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách nhân các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$

hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị.

Bộ mã hóa thông tin theo sáng chế sử dụng sự tìm kiếm điểm về 0, trong đó phương thức phổ để tìm kiếm các nghiệm theo tình trạng kỹ thuật dựa vào việc tìm kiếm các phần lõm của phổ độ lớn. Tuy nhiên, khi tìm kiếm các phần lõm, sự chính xác kém hơn khi tìm kiếm các điểm về 0. Xem xét, ví dụ, chuỗi $[4, 2, 1, 2, 3]$. Rõ ràng rằng, giá trị nhỏ nhất là phần tử thứ ba, trong đó 0 sẽ nằm đâu đó giữa phần tử thứ hai và phần tử thứ tư. Nói cách khác, người ta không thể xác định liệu 0 nằm ở phía bên phải hay phía bên trái của phần tử thứ ba. Tuy nhiên, nếu người ta xem xét chuỗi $[4, 2, 1, -2, -3]$, người ta có thể nhìn ra ngay rằng điểm về 0 là nằm giữa phần tử thứ ba và thứ tư, nhờ đó biên sai số được giảm một nửa. Tiếp theo với phương thức phổ độ lớn, người ta cần nhân đôi số điểm phân tích để thu được sự chính xác tương tự như với sự tìm kiếm điểm về 0.

So với việc đánh giá các độ lớn $|P(z)|$ và $|Q(z)|$, phương thức điểm về 0 có lợi thế quan trọng về độ chính xác. Xem xét, ví dụ, chuỗi $3, 2, -1, -2$. Với phương thức điểm về 0, hiển nhiên 0 nằm giữa 2 và -1 . Tuy nhiên, bằng cách nghiên cứu chuỗi độ lớn tương ứng $3, 2, 1, 2$, người ta có thể chỉ kết luận rằng 0 nằm đâu đó giữa phần tử thứ hai và phần tử cuối cùng. Nói cách khác, với phương thức điểm về 0, độ chính xác được nhân đôi so với phương thức trên cơ sở độ lớn.

Hơn nữa, bộ mã hóa thông tin theo sáng chế có thể sử dụng các bộ dự báo dài như $m = 128$. Ngược lại với điều đó, phép biến đổi Chebyshev thực hiện một cách đầy đủ chỉ khi chiều dài của $A(z)$ tương đối nhỏ, ví dụ $m \leq 20$. Đối với các bộ dự báo dài, phép biến đổi Chebyshev không ổn định về số lượng, nhờ đó sự thực thi thực tế của thuật toán là bất khả thi.

Các đặc điểm chính của bộ mã hóa thông tin được đề xuất là do đó người ta có thể thu được độ chính xác cao ngang hoặc tốt hơn phương pháp trên cơ sở Chebyshev vì các điểm về 0 được tìm kiếm và do đó phép chuyển đổi miền thời gian thành miền tần số được hoàn thành, để các số 0 có thể được tìm với độ phức tạp tính toán rất thấp.

Kết quả là, bộ mã hóa thông tin theo sáng chế xác định các số 0 (các nghiệm) đều

chính xác hơn, nhưng cũng với độ phức tạp tính toán thấp hơn.

Bộ mã hóa thông tin theo sáng chế có thể được sử dụng trong bất kỳ ứng dụng xử lý tín hiệu mà cần xác định phổ vạch của chuỗi. Ở đây, bộ mã hóa thông tin được thảo luận một cách minh họa trong việc mã hóa tiếng nói ngữ cảnh. Sáng chế có thể ứng dụng trong thiết bị hoặc ứng dụng mã hóa tiếng nói, âm thanh và hoặc video, mà sử dụng bộ dự báo tuyến tính để tạo mô hình đường bao độ lớn phổ, ngưỡng lọc theo tần số cảm giác, đường bao độ lớn theo thời gian, ngưỡng lọc theo thời gian cảm giác hoặc các hình dạng đường bao khác, hoặc các sự biểu diễn khác tương đương với hình dạng đường bao như tín hiệu tự tương quan, mà sử dụng phổ vạch để biểu diễn thông tin đường bao, để mã hóa, phân tích hoặc xử lý, mà cần phương pháp để xác định phổ vạch từ tín hiệu đầu vào, như tiếng nói hoặc tín hiệu âm thanh chung, và tại đó tín hiệu đầu vào được biểu diễn như bộ lọc kỹ thuật số hoặc chuỗi các số khác.

Tín hiệu thông tin có thể ví dụ là tín hiệu âm thanh hoặc tín hiệu video. Các giá trị tần số có thể là các tần số phổ vạch hoặc các tần số phổ trở nạp. Các giá trị được lượng tử hóa được truyền dẫn trong dòng bit có thể cho phép bộ giải mã giải mã dòng bit để tái tạo tín hiệu âm thanh hoặc tín hiệu video.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị xác định để xác định các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ từ đa thức dự báo $A(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm bộ nhận biết số 0 để nhận biết các số 0 của phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ được suy ra từ $Q(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ nhận biết số 0 được tạo cấu hình để nhận biết các số 0 bằng cách:

- a) bắt đầu với phổ thực tại tần số bằng 0;
- b) tăng tần số cho đến khi sự thay đổi về ký hiệu tại phổ thực được tìm ra;
- c) tăng tần số cho đến khi sự thay đổi khác của ký hiệu tại phổ ảo được tìm ra; và
- d) lặp lại các bước b) và c) cho đến khi tất cả các số 0 được tìm ra.

Lưu ý rằng $Q(z)$ và theo đó phần ảo của phổ luôn luôn có số 0 tại tần số bằng 0.

Vì các nghiệm gối lên nhau, $P(z)$ và theo đó phần thực của phổ sẽ luôn luôn là số khác 0 tại tần số bằng 0. Do đó một người có thể bắt đầu với phần thực tại tần số bằng 0 và tăng tần số cho đến khi sự thay đổi thứ nhất của ký hiệu được tìm ra, mà biểu thị điểm về 0 thứ nhất và theo đó giá trị tần số thứ nhất.

Vì các nghiệm xen kẽ nhau, phổ của $Q(z)$ sẽ có sự thay đổi tiếp theo về ký hiệu. Người ta có thể theo đó tăng tần số cho đến khi sự thay đổi tín hiệu của phổ $Q(z)$ được tìm ra. Quy trình này sau đó có thể được lặp lại, luân phiên giữa các phổ $P(z)$ và $Q(z)$, cho đến khi tất cả các giá trị tần số được tìm thấy. Phương thức được sử dụng để định vị điểm về 0 trong các phổ theo đó tương tự với phương thức được áp dụng trong miền Chebyshev [6, 7].

Vì các số 0 của $P(z)$ và $Q(z)$ xen kẽ nhau, người ta có thể luân phiên giữa việc tìm kiếm các số 0 trên các phần thực và phần phức, sao cho người ta tìm ra tất cả các số 0 trong một lần, và giảm độ phức một nửa khi so sánh với sự tìm kiếm đầy đủ.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ nhận biết số 0 được tạo cấu hình để nhận biết các số 0 bằng phép nội suy.

Ngoài phương pháp điểm về 0, người ta có thể áp dụng một cách dễ dàng phép nội suy sao cho người ta có thể ước lượng vị trí của số 0 với độ chính xác thậm chí cao hơn, ví dụ, như được thực hiện trong các phương pháp, ví dụ, [7].

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị đệm số 0 để thêm một hoặc nhiều hệ số có giá trị "0" vào các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ để tạo ra cặp đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$. Độ chính xác có thể còn được cải thiện bằng cách mở rộng chiều dài của phổ được đánh giá. Dựa trên thông tin về hệ thống, thực sự khả thi trong một số trường hợp để xác định khoảng cách tối thiểu giữa các giá trị tần số, và do đó xác định được chiều dài tối thiểu của phổ mà với phổ này tất cả các giá trị tần số có thể được tìm ra [8].

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi được tạo cấu hình theo cách mà trong suốt sự chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính thành các giá trị tần số của sự biểu diễn tần số phổ của đa thức dự báo $A(z)$, ít nhất một phần của các phép toán với các hệ số được biết là có giá trị "0" của các đa thức kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$

được loại bỏ.

Tuy nhiên việc tăng chiều dài của phổ cũng tăng độ phức tạp tính toán. Sự đóng góp lớn nhất cho độ phức tạp là phép biến đổi miền thời gian thành miền tần số, như phép biến đổi Fourier nhanh, của các hệ số của $A(z)$. Vì vectơ hệ số đã được đệm số 0 đến chiều dài mong muốn, tuy nhiên nó rất rải rác. Thực tế này có thể được sử dụng một cách dễ dàng để giảm độ phức tạp. Điều này là vấn đề đơn giản hơn theo nghĩa là một người biết chính xác các hệ số nào bằng 0, nhờ đó trên mỗi phép lặp của phép biến đổi Fourier nhanh, một người có thể loại bỏ một cách đơn giản các phép toán đó mà gồm các số 0. Sự ứng dụng phép biến đổi Fourier nhanh rải rác như vậy là dễ dàng và bất kỳ lập trình viên có trình độ trong lĩnh vực kỹ thuật có thể thực hiện nó. Độ phức tạp của sự thực thi như vậy là $O(N \log_2(1 + m + I))$, trong đó N là chiều dài của phổ và m và I được định nghĩa như nêu trên.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm bộ hình thành đa thức đa hợp được tạo cấu hình để thiết lập đa thức đa hợp $C_e(P_e(z), Q_e(z))$ từ các đa thức kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi được tạo cấu hình theo cách mà phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ từ $Q(z)$ được thiết lập bởi phép biến đổi Fourier đơn bằng cách biến đổi đa thức đa hợp $C_e(P_e(z), Q_e(z))$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị biến đổi Fourier để biến đổi Fourier cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ thành miền tần số và thiết bị điều chỉnh để điều chỉnh pha của phổ được suy ra từ $P(z)$ để nó là thực chặt chẽ và để điều chỉnh pha của phổ được suy ra từ $Q(z)$ để nó là ảo chặt chẽ. Thiết bị biến đổi Fourier có thể dựa trên phép biến đổi Fourier nhanh hoặc phép biến đổi Fourier rời rạc.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều chỉnh được tạo cấu hình như bộ dịch chuyển hệ số để dịch chuyển theo đường tròn các hệ số của cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ dịch chuyển hệ số được tạo cấu

hình để dịch chuyển theo đường tròn các hệ số theo cách mà trung điểm ban đầu của chuỗi các hệ số được dịch chuyển đến vị trí đầu tiên của chuỗi.

Theo lý thuyết, đã biết đến rộng rãi rằng phép biến đổi Fourier của chuỗi đối xứng là giá trị thực và các chuỗi phản đối xứng có các phổ Fourier ảo hoàn toàn. Trong trường hợp này, chuỗi đầu vào của chúng ta là các hệ số của đa thức $P(z)$ hoặc $Q(z)$ mà có chiều dài $m + 1$, trong đó người ta sẽ ưu tiên có phép biến đổi Fourier rời rạc có chiều dài lớn hơn nhiều $N \gg (m + 1)$. Phương thức thông thường để tạo ra các phổ Fourier dài hơn là đệm số 0 tín hiệu đầu vào. Tuy nhiên, việc đệm số 0 chuỗi phải được thực thi một cách kỹ lưỡng sao cho sự đối xứng được duy trì.

Đầu tiên đa thức $P(z)$ với các hệ số

$$[p_0, p_1, p_2, p_1, p_0]$$

được xem xét.

Cách các thuật toán FFT thường được áp dụng yêu cầu rằng điểm đối xứng là phần tử thứ nhất, nhờ đó khi được áp dụng, ví dụ, trong MATLAB người ta có thể viết là

$$\text{fft}([p_2, p_1, p_0, p_0, p_1])$$

để thu được đầu ra giá trị thực. Cụ thể, sự dịch chuyển theo đường tròn có thể được áp dụng, sao cho điểm đối xứng tương ứng với phần tử trung điểm, tức là, hệ số p_2 được dịch chuyển sang trái sao cho nó nằm tại vị trí thứ nhất. Các hệ số mà nằm bên trái của p_2 sau đó được gắn vào cuối chuỗi.

Đối với chuỗi được đệm số 0

$$[p_0, p_1, p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0]$$

người ta có thể áp dụng quy trình tương tự. Chuỗi

$$[p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0, p_0, p_1]$$

nhờ đó sẽ có phép biến đổi Fourier rời rạc giá trị thực. Ở đây số lượng các số 0 trong các chuỗi đầu vào là $N - m - 1$ nếu N là chiều dài mong muốn của phổ.

Tương ứng, xem xét các hệ số

$$[q_0, q_1, 0, -q_1, -q_0]$$

tương ứng với đa thức $Q(z)$. Bằng cách áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn sao cho trung điểm trước đến vị trí thứ nhất, người ta thu được

$$[0, -q_1, -q_0, q_0, q_1]$$

mà có phép biến đổi Fourier rời rạc ảo hoàn toàn. Phép biến đổi được đệm số 0 có thể sau đó được sử dụng cho chuỗi

$$[0, -q_1, -q_0, 0, 0 \dots 0, q_0, q_1]$$

Lưu ý rằng điều trên đây chỉ được áp dụng cho các trường hợp trong đó chiều dài của chuỗi là lẻ, nhờ đó $m + I$ là chẵn. Đối với trường hợp $m + I$ là lẻ, người ta có hai lựa chọn. Người ta hoặc thực thi sự dịch chuyển theo đường tròn trong miền tần số hoặc áp dụng DFT các mẫu một nửa (xem dưới đây).

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều chỉnh được tạo cấu hình như bộ dịch chuyển pha để dịch chuyển pha của đầu ra của thiết bị biến đổi Fourier.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ dịch chuyển pha được tạo cấu hình để dịch chuyển pha của đầu ra của thiết bị biến đổi Fourier bằng cách nhân ngăn tần số thứ k với $\exp(i2\pi kh/N)$, trong đó N là chiều dài của mẫu và $h = (m+I)/2$.

Được biết đến rằng sự dịch chuyển theo đường tròn trong miền thời gian tương đương với sự quay pha trong miền tần số. Cụ thể, sự dịch chuyển $h = (m + I)/2$ bước trong miền thời gian tương ứng với phép nhân ngăn tần số thứ k với $\exp(-i2\pi kh/N)$, trong đó N là chiều dài của phổ. Thay vì sự dịch chuyển theo đường tròn, một người do đó có thể áp dụng phép nhân trong miền tần số để thu được chính xác kết quả giống nhau. Cái giá cho phương thức này là độ phức tạp tăng nhẹ. Lưu ý rằng $h = (m + I)/2$ là số nguyên chỉ khi $m + I$ là chẵn. Khi $m + I$ là lẻ, sự dịch chuyển theo đường tròn sẽ yêu cầu độ trễ bằng số hữu tỉ của các bước, mà khó để thực hiện một cách trực tiếp. Thay vào đó, người ta có thể áp dụng sự dịch chuyển tương ứng trong miền tần số bằng sự quay pha được mô tả như trên.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị biến đổi Fourier để biến đổi Fourier cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức và $Q(z)$ thành miền tần số với các mẫu một nửa để phổ

được suy ra từ $P(z)$ là thực chẵn và để phổ được suy ra từ $Q(z)$ là ảo chẵn.

Cách khác là thực thi DFT với các mẫu một nửa. Cụ thể, trong khi DFT thông thường được định nghĩa là

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_N \exp(-i2\pi kn/N) \quad (2)$$

người ta có thể định nghĩa DFT mẫu một nửa là

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_N \exp\left(-i2\pi k\left(n + \frac{1}{2}\right)/N\right) \quad (3)$$

Sự thực thi nhanh chóng như FFT có thể dễ dàng được đặt ra cho công thức này.

Lợi ích của công thức này là bây giờ, điểm đối xứng là $n = 1/2$ thay vì $n = 1$ thông thường. Với DFT mẫu một nửa, người ta khi đó sẽ với chuỗi

$$[2, 1, 0, 0, 1, 2]$$

thu được phổ Fourier được tạo giá trị thực.

Trong trường hợp $m+I$ lẻ, đối với đa thức $P(z)$ với các hệ số $p_0, p_1, p_2, p_2, p_1, p_0$ người ta có thể do đó với DFT mẫu một nửa và việc đệm số 0 thu được phổ giá trị thực khi chuỗi đầu vào là

$$[p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0, p_0, p_1, p_2].$$

Tương ứng, đối với đa thức $Q(z)$, người ta có thể áp dụng DFT mẫu một nửa trên chuỗi

$$[-q_2, -q_1, -q_0, 0, 0 \dots 0, q_0, q_1, q_2]$$

để thu được phổ ảo hoàn toàn.

Với các phương pháp này, đối với bất kỳ tổ hợp nào của m và I , người ta có thể thu được giá trị thực cho đa thức $P(z)$ và phổ ảo hoàn toàn cho bất kỳ $Q(z)$. Trong thực tế, vì phổ của $P(z)$ và $Q(z)$ lần lượt là thực hoàn toàn và ảo hoàn toàn, người ta có thể lưu trữ chúng trong phổ phức đơn, mà sau đó tương ứng với phổ của $P(z) + Q(z) = 2A(z)$. Sự định tỷ lệ bằng thừa số 2 không thay đổi vị trí của nghiệm, nhờ đó nó có thể được loại trừ. Người ta do đó có thể thu được phổ của $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách đánh giá

chỉ phổ của $A(z)$ sử dụng FFT đơn. Người ta chỉ cần áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn, như được giải thích trên đây, với các hệ số của $A(z)$.

Ví dụ, với $m = 4$ và $I = 0$, các hệ số của $A(z)$ là

$$[a_0, a_1, a_2, a_3, a_4]$$

mà người ta có thể đệm số 0 đến chiều dài tùy ý N bằng

$$[a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, 0, 0 \dots 0].$$

Nếu người ta sau đó áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn của $(m + 1)/2 = 2$ bước, người ta thu được

$$[a_2, a_3, a_4, 0, 0 \dots 0, a_0, a_1].$$

Bằng cách lấy DFT của chuỗi này, người ta có phổ của $P(z)$ và $Q(z)$ trong các phần thực và phức của phổ.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm bộ hình thành đa thức đa hợp được tạo cấu hình để thiết lập đa thức đa hợp $C(P(z), Q(z))$ từ các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi được tạo cấu hình theo cách mà phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ từ $Q(z)$ được thiết lập bởi phép biến đổi Fourier đơn, ví dụ, phép biến đổi Fourier nhanh (fast Fourier transform - FFT), bằng cách biến đổi đa thức đa hợp $C(P(z), Q(z))$.

Các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ lần lượt là đối xứng và phản đối xứng, với trục đối xứng tại $z^{-(m+1)/2}$. Tiếp theo đó phổ của $z^{-(m+1)/2}P(z)$ và $z^{-(m+1)/2}Q(z)$ lần lượt được đánh giá trên đường tròn đơn vị $z = \exp(i\theta)$, lần lượt là giá trị thực và phức. Vì các số 0 nằm trên đường tròn đơn vị, người ta có thể tìm chúng bằng cách tìm các điểm về 0. Hơn nữa, sự đánh giá về đường tròn đơn vị có thể được thực thi một cách đơn giản bằng phép biến đổi Fourier nhanh.

Vì phổ tương ứng với $z^{-(m+1)/2}P(z)$ và $z^{-(m+1)/2}Q(z)$ lần lượt là thực và phức, một người có thể thực thi chúng với phép biến đổi Fourier nhanh đơn. Một cách cụ thể, nếu người ta có thể lấy tổng $z^{-(m+1)/2}(P(z) + Q(z))$ sau đó các phần thực và phức của phổ lần lượt tương ứng với $z^{-(m+1)/2}P(z)$ và $z^{-(m+1)/2}Q(z)$. Hơn nữa, vì

$$z^{-(m+1)/2} (P(z) + Q(z)) = 2z^{-(m+1)/2} A(z), \quad (4)$$

người ta có thể trực tiếp lấy FFT của $2z^{-(m+1)/2} A(z)$ để thu được phổ tương ứng với $z^{-(m+1)/2} P(z)$ và $z^{-(m+1)/2} Q(z)$, mà không xác định rõ ràng $P(z)$ và $Q(z)$. Vì người ta chỉ hứng thú với vị trí của các số 0, người ta có thể bỏ qua phép nhân với 2 vô hướng và thay vào đó đánh giá $z^{-(m+1)/2} A(z)$ bằng FFT. Quan sát rằng vì $A(z)$ chỉ có $m + 1$ hệ số khác 0, người ta có thể sử dụng sự xén FFT để giảm độ phức tạp [11]. Để đảm bảo rằng tất cả các nghiệm được tìm ra, người ta phải sử dụng FFT có chiều dài cao đủ N mà phổ được ước lượng trên ít nhất một tần số giữa mỗi hai số 0.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị giới hạn để giới hạn phạm vi số của phổ của các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách nhân các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị.

Các bộ mã hóa-giải mã tiếng nói thường được thực thi trên thiết bị di động với các tài nguyên giới hạn, nhờ đó các phép toán số phải được thực thi với các sự biểu diễn điểm cố định. Do đó điều này là cơ bản rằng các thuật toán được thực thi làm các phép toán với các sự biểu diễn số mà phạm vi của các sự biểu diễn này được giới hạn. Tuy nhiên, đối với các đường bao phổ tiếng nói thông thường, phạm vi số của phổ Fourier là quá lớn để người ta cần đến sự thực thi 32 bit của FFT để đảm bảo rằng vị trí của các điểm về 0 được duy trì.

Mặt khác, FFT 16 bit có thể thường được thực thi với độ phức thấp, nhờ đó nó có thể có lợi để giới hạn phạm vi của các giá trị phổ để thích hợp trong phạm vi 16 bit đó. Từ các phương trình $|P(e^{i\theta})| \leq 2|A(e^{i\theta})|$ và $|Q(e^{i\theta})| \leq 2|A(e^{i\theta})|$, người ta đã biết rằng bằng cách giới hạn phạm vi số của $B(z)A(z)$, người ta cũng có thể giới hạn phạm vi số của $B(z)P(z)$ và $B(z)Q(z)$. Nếu $B(z)$ không có các số 0 trên đường tròn đơn vị, khi đó $B(z)P(z)$ và $B(z)Q(z)$ sẽ có chung điểm về 0 trên đường tròn đơn vị như $P(z)$ và $Q(z)$. Hơn nữa, $B(z)$ phải đối xứng sao cho $z^{-(m+1+n)/2}P(z)B(z)$ và $z^{-(m+1+n)/2}Q(z)B(z)$ duy trì đối xứng và phản đối xứng và các phổ của chúng lần lượt là thực hoàn toàn hoặc ảo hoàn toàn. Thay vì đánh giá phổ của $z^{(n+1)/2}A(z)$, người ta có thể vì vậy đánh giá $z^{(n+1+n)/2}A(z)B(z)$, trong đó $B(z)$ là đa thức đối xứng thứ n mà không có nghiệm trên

đường tròn đơn vị. Nói cách khác, người ta có thể áp dụng phương thức giống nhau như được mô tả trên đây, nhưng đầu tiên nhân $A(z)$ với bộ lọc $B(z)$ và áp dụng sự dịch chuyển pha được cải biên $z^{-(m+1+n)/2}$.

Tác vụ còn lại là thiết kế bộ lọc $B(z)$ sao cho phạm vi số của $A(z)B(z)$ là giới hạn, với giới hạn mà $B(z)$ phải đối xứng và không có nghiệm trên đường tròn đơn vị. Bộ lọc đơn giản nhất mà thỏa mãn các yêu cầu là bộ lọc pha tuyến tính thứ tự 2

$$B_1(z) = \beta_0 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2} \quad (5)$$

trong đó $\beta_k \in \mathbb{R}$ là các tham số và $|\beta_2| > 2|\beta_1|$. Bằng cách điều chỉnh β_k người ta có thể cải biên độ nghiêng phổ và nhờ đó giảm phạm vi số của tích $A(z)B_1(z)$. Phương thức rất hiệu quả về tính toán là chọn β sao cho độ lớn tại tần số 0 và Nyquist là bằng nhau, $|A(1)B_1(1)| = |A(-1)B_1(-1)|$, nhờ đó người ta có thể chọn, ví dụ

$$\beta_0 = A(1) - A(-1) \text{ và } \beta_1 = 2(A(1) + A(-1)). \quad (6)$$

Phương thức này cung cấp phổ gần như phẳng.

Người ta quan sát (cũng xem Fig.5) rằng trong khi $A(z)$ có đặc tính thông cao, $B_1(z)$ là thông thấp, nhờ đó tích $A(z)B_1(z)$ có, như được mong đợi, độ lớn bằng nhau tại 0- và tần số Nyquist và nó phẳng nhiều hơn hoặc ít hơn. Vì $B_1(z)$ chỉ có một độ tự do, người ta hiển nhiên không thể mong đợi rằng tích sẽ hoàn toàn phẳng. Tuy nhiên, quan sát rằng tỉ lệ giữa đỉnh cao nhất và đáy thấp nhất của $B_1(z)A(z)$ có thể nhỏ hơn nhiều so với tỉ lệ đó của $A(z)$. Điều này có nghĩa rằng người ta đã thu được hiệu quả mong muốn, phạm vi số của $B_1(z)A(z)$ nhỏ hơn nhiều so với phạm vi số của $A(z)$.

Phương pháp thứ hai phức tạp hơn một chút là tính toán sự tự tương quan r_k của phản hồi xung của $A(0,5z)$. Ở đây phép nhân với 0,5 di chuyển các số 0 của $A(z)$ theo hướng của điểm tham chiếu, nhờ đó độ lớn phổ được giảm xấp xỉ một nửa. Bằng cách áp dụng thuật toán Levinson- Durbin trên sự tự tương quan r_k , người ta thu được bộ lọc $H(z)$ có thứ tự n mà là pha tối thiểu. Khi đó người ta có thể định rõ $B_2(z) = z^{-n}H(z)H(z^{-1})$ để thu được $|B_2(z)A(z)|$ mà gần như bất biến. Người ta sẽ lưu ý rằng phạm vi của $|B_2(z)A(z)|$ nhỏ hơn phạm vi của $|B_1(z)A(z)|$. Các phương thức khác cho thiết kế của $B(z)$ có thể dễ dàng được tìm ra trong tài liệu cổ điển của thiết kế FIR [18].

Theo phương án của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị giới hạn để giới hạn phạm vi số của phổ của các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ bằng cách nhân các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị. $B(z)$ có thể được tìm thấy như giải thích trên đây.

Trong khía cạnh khác, vấn đề được giải quyết bằng phương pháp vận hành bộ mã hóa thông tin để mã hóa tín hiệu thông tin. Phương pháp bao gồm bước:

phân tích tín hiệu thông tin để thu được các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$;

chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo tuyến tính $A(z)$ thành các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ của sự biểu diễn tần số phổ của đa thức dự báo $A(z)$, trong đó các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ được xác định bằng cách phân tích cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ được xác định như

$$P(z) = A(z) + z^{-m-1} A(z^{-1})$$

và

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-1} A(z^{-1}),$$

trong đó m là thứ tự của đa thức dự báo $A(z)$ và I lớn hơn hoặc bằng 0, trong đó các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ thu được bằng cách thiết lập phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ từ $Q(z)$ và bằng cách nhận biết các số 0 của phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ được suy ra từ $Q(z)$;

thu được các giá trị tần số $f_{q1} \dots f_{qn}$ từ các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$;

sản xuất dòng bit bao gồm các giá trị tần số được lượng tử hóa $f_{q1} \dots f_{qn}$;

giới hạn phạm vi số của các phổ của các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách nhân các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị.

Hơn nữa, vấn đề được giải quyết bởi vật ghi có thể đọc được bằng máy tính chứa

chương trình để, khi chạy trên bộ xử lý, thực hiện phương pháp theo sáng chế.

Mô tả vắn tắt các hình vẽ

Các phương án ưu tiên của sáng chế được thảo luận liên tiếp với việc đối chiếu với các hình vẽ đi kèm trong đó:

Fig.1 minh họa phương án của bộ mã hóa thông tin theo sáng chế dưới dạng giản đồ;

Fig.2 minh họa hệ thức ví dụ của $A(z)$, $P(z)$ và $Q(z)$;

Fig.3 minh họa phương án thứ nhất của bộ chuyển đổi của bộ mã hóa thông tin theo sáng chế dưới dạng giản đồ;

Fig.4 minh họa phương án thứ hai của bộ chuyển đổi của bộ mã hóa thông tin theo sáng chế dưới dạng giản đồ;

Fig.5 minh họa phổ độ lớn ví dụ của bộ dự báo $A(z)$, các bộ lọc làm phẳng tương ứng $B_1(z)$ và $B_2(z)$ và các sản phẩm $A(z)B_1(z)$ và $A(z)B_2(z)$;

Fig.6 minh họa phương án thứ ba của bộ chuyển đổi của bộ mã hóa thông tin theo sáng chế dưới dạng giản đồ;

Fig.7 minh họa phương án thứ tư của bộ chuyển đổi của bộ mã hóa thông tin theo sáng chế dưới dạng giản đồ; và

Fig.8 minh họa phương án thứ năm của bộ chuyển đổi của bộ mã hóa thông tin theo sáng chế dưới dạng giản đồ.

Mô tả chi tiết sáng chế

Fig.1 minh họa phương án của bộ mã hóa thông tin 1 theo sáng chế dưới dạng giản đồ.

Bộ mã hóa thông tin 1 để mã hóa tín hiệu thông tin IS, bao gồm:

bộ phân tích 2 để phân tích tín hiệu thông tin để thu được các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$;

bộ chuyển đổi 3 để chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$ thành các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ của sự biểu diễn tần số phổ RES, IES của đa thức

dự báo $A(z)$, trong đó bộ chuyển đổi 3 được tạo cấu hình để xác định các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ bằng cách phân tích cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ được xác định như

$$P(z) = A(z) + z^{-m-I} A(z^{-1}) \text{ và}$$

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-I} A(z^{-1}),$$

trong đó m là thứ tự của đa thức dự báo $A(z)$ và I lớn hơn hoặc bằng 0, trong đó bộ chuyển đổi được tạo cấu hình để thu được các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ bằng cách thiết lập phổ thực chặt chẽ RES được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ IES từ $Q(z)$ và bằng cách nhận biết các số 0 của phổ thực chặt chẽ RES được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ IES được suy ra từ $Q(z)$;

bộ lượng tử hóa 4 để thu được các giá trị tần số được lượng tử hóa $f_{q1} \dots f_{qn}$ từ các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$; và

bộ sản xuất dòng bit 5 để sản xuất dòng bit bao gồm các giá trị tần số được lượng tử hóa $f_{q1} \dots f_{qn}$.

Bộ mã hóa thông tin 1 theo sáng chế sử dụng sự tìm kiếm điểm về 0, trong đó phương thức phổ để tìm kiếm các nghiệm theo tình trạng kỹ thuật dựa vào việc tìm kiếm các phần lõm của phổ độ lớn. Tuy nhiên, khi tìm kiếm các phần lõm, sự chính xác kém hơn khi tìm kiếm các điểm về 0. Xem xét, ví dụ, chuỗi [4, 2, 1, 2, 3]. Rõ ràng rằng, giá trị nhỏ nhất là phần tử thứ ba, trong đó 0 sẽ nằm đâu đó giữa phần tử thứ hai và phần tử thứ tư. Nói cách khác, người ta không thể xác định liệu 0 nằm ở phía bên phải hay phía bên trái của phần tử thứ ba. Tuy nhiên, nếu người ta xem xét chuỗi [4, 2, 1, -2, -3], người ta có thể nhìn ra ngay rằng điểm về 0 là nằm giữa phần tử thứ ba và thứ tư, nhờ đó biên sai số được giảm một nửa. Tiếp theo với phương thức phổ độ lớn, người ta cần nhân đôi số điểm phân tích để thu được sự chính xác tương tự như với sự tìm kiếm điểm về 0.

So với việc đánh giá các độ lớn $|P(z)|$ và $|Q(z)|$, phương thức điểm về 0 có lợi thế quan trọng về độ chính xác. Xem xét, ví dụ, chuỗi 3, 2, -1, -2. Với phương thức điểm về 0, hiển nhiên 0 nằm giữa 2 và -1. Tuy nhiên, bằng cách nghiên cứu chuỗi độ lớn tương ứng 3, 2, 1, 2, người ta có thể chỉ kết luận rằng 0 nằm đâu đó giữa phần tử thứ hai và phần tử cuối cùng. Nói cách khác, với phương thức điểm về 0, độ chính xác

được nhân đôi so với phương thức trên cơ sở độ lớn.

Hơn nữa, bộ mã hóa thông tin theo sáng chế có thể sử dụng các bộ dự báo dài như $m = 128$. Ngược lại với điều đó, phép biến đổi Chebyshev thực hiện một cách đầy đủ chỉ khi chiều dài của $A(z)$ tương đối nhỏ, ví dụ $m \leq 20$. Đối với các bộ dự báo dài, phép biến đổi Chebyshev không ổn định về số lượng, nhờ đó sự thực thi thực tế của thuật toán là bất khả thi.

Các đặc điểm chính của bộ mã hóa thông tin 1 được đề xuất là do đó người ta có thể thu được độ chính xác cao ngang hoặc tốt hơn phương pháp trên cơ sở Chebyshev vì các điểm về 0 được tìm kiếm và do đó phép chuyển đổi miền thời gian thành miền tần số được hoàn thành, để các số 0 có thể được tìm với độ phức tạp tính toán rất thấp.

Như kết quả của bộ mã hóa thông tin 1 theo sáng chế xác định các số 0 (các nghiệm) đều chính xác hơn, nhưng cũng với độ phức tạp tính toán thấp hơn.

Bộ mã hóa thông tin 1 theo sáng chế có thể được sử dụng trong bất kỳ ứng dụng xử lý tín hiệu mà cần xác định phổ vạch của chuỗi. Ở đây, bộ mã hóa thông tin 1 được thảo luận một cách minh họa trong việc mã hóa tiếng nói ngữ cảnh. Sáng chế có thể ứng dụng trong thiết bị hoặc ứng dụng mã hóa tiếng nói, âm thanh và hoặc video, mà sử dụng bộ dự báo tuyến tính để tạo mô hình đường bao độ lớn phổ, ngưỡng lọc theo tần số cảm giác, đường bao độ lớn theo thời gian, ngưỡng lọc theo thời gian cảm giác hoặc các hình dạng đường bao khác, hoặc các sự biểu diễn khác tương đương với hình dạng đường bao như tín hiệu tự tương quan, mà sử dụng phổ vạch để biểu diễn thông tin đường bao, để mã hóa, phân tích hoặc xử lý, mà cần phương pháp để xác định phổ vạch từ tín hiệu đầu vào, như tiếng nói hoặc tín hiệu âm thanh chung, và tại đó tín hiệu đầu vào được biểu diễn như bộ lọc kỹ thuật số hoặc chuỗi các số khác.

Tín hiệu thông tin IS có thể ví dụ là tín hiệu âm thanh hoặc tín hiệu video.

Fig.2 minh họa hệ thức ví dụ của $A(z)$, $P(z)$ và $Q(z)$. Các đường nét đứt thẳng đứng miêu tả các giá trị tần số $f_1 \dots f_6$. Lưu ý rằng độ lớn được thể hiện trên trục tuyến tính thay vì sự định tỉ lệ deciben để giữ các điểm về 0 có thể nhìn thấy được. Chúng ta có thể thấy rằng các tần số phổ vạch xảy ra tại các điểm về 0 của $P(z)$ và $Q(z)$. Hơn nữa, các độ lớn của $P(z)$ và $Q(z)$ là nhỏ hơn hoặc bằng $2|A(z)|$ mọi nơi; $|P(e^{i\theta})| \leq$

$$2|A(e^{i0})| \text{ và } |Q(e^{i0})| \leq 2|A(e^{i0})|.$$

Fig.3 minh họa phương án thứ nhất của bộ chuyển đổi của bộ mã hóa thông tin theo sáng chế dưới dạng giản đồ.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi 3 bao gồm thiết bị xác định để xác định 6 các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ từ đa thức dự báo $A(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị biến đổi Fourier 8 để biến đổi Fourier cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ thành miền tần số và thiết bị điều chỉnh 7 để điều chỉnh pha của phổ RES được suy ra từ $P(z)$ để nó là thực chặt chẽ và để điều chỉnh pha của phổ IES được suy ra từ $Q(z)$ để nó là ảo chặt chẽ. Thiết bị biến đổi Fourier 8 có thể dựa trên phép biến đổi Fourier nhanh hoặc phép biến đổi Fourier rời rạc.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều chỉnh 7 được tạo cấu hình như bộ dịch chuyển hệ số 7 để dịch chuyển theo đường tròn các hệ số của cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ dịch chuyển hệ số 7 được tạo cấu hình để dịch chuyển theo đường tròn các hệ số theo cách mà trung điểm ban đầu của chuỗi các hệ số được dịch chuyển đến vị trí đầu tiên của chuỗi.

Theo lý thuyết, được biết đến rộng rãi rằng phép biến đổi Fourier của chuỗi đối xứng là giá trị thực và các chuỗi phản đối xứng có các phổ Fourier ảo hoàn toàn. Trong trường hợp này, chuỗi đầu vào của chúng ta là các hệ số của đa thức $P(z)$ hoặc $Q(z)$ mà có chiều dài $m + I$, trong đó người ta sẽ ưu tiên có phép biến đổi Fourier rời rạc có chiều dài lớn hơn nhiều $N \gg (m + I)$. Phương thức thông thường để tạo ra các phổ Fourier dài hơn là đệm số 0 tín hiệu đầu vào. Tuy nhiên, việc đệm số 0 chuỗi phải được thực thi một cách kỹ lưỡng sao cho sự đối xứng được duy trì.

Đầu tiên đa thức $P(z)$ với các hệ số

$$[p_0, p_1, p_2, p_1, p_0]$$

được xem xét.

Cách các thuật toán biến đổi Fourier nhanh thường được áp dụng yêu cầu rằng điểm đối xứng là phần tử thứ nhất, nhờ đó khi được áp dụng cho ví dụ trong MATLAB người ta có thể viết là

$$\text{fft}([p_2, p_1, p_0, p_0, p_1])$$

để thu được đầu ra giá trị thực. Cụ thể, sự dịch chuyển theo đường tròn có thể được áp dụng, sao cho điểm đối xứng tương ứng với phần tử trung điểm, tức là, hệ số p_2 được dịch chuyển sang trái sao cho nó nằm tại vị trí thứ nhất. Các hệ số mà nằm bên trái của p_2 sau đó được gắn vào cuối chuỗi.

Đối với chuỗi được đệm số 0

$$[p_0, p_1, p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0]$$

người ta có thể áp dụng quy trình tương tự. Chuỗi

$$[p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0, p_0, p_1]$$

nhờ đó sẽ có phép biến đổi Fourier rời rạc giá trị thực. Ở đây số lượng các số 0 trong các chuỗi đầu vào là $N - m - 1$ nếu N là chiều dài mong muốn của phổ.

Tương ứng, xem xét các hệ số

$$[q_0, q_1, 0, -q_1, -q_0]$$

tương ứng với đa thức $Q(z)$. Bằng cách áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn sao cho trung điểm trước đến vị trí thứ nhất, người ta thu được

$$[0, -q_1, -q_0, q_0, q_1]$$

mà có phép biến đổi Fourier rời rạc ảo hoàn toàn. Phép biến đổi được đệm số 0 có thể sau đó được sử dụng cho chuỗi

$$[0, -q_1, -q_0, 0, 0 \dots 0, q_0, q_1]$$

Lưu ý rằng điều trên đây chỉ được áp dụng cho các trường hợp trong đó chiều dài của chuỗi là lẻ, nhờ đó $m + 1$ là chẵn. Đối với trường hợp $m + 1$ là lẻ, người ta có hai lựa chọn. Người ta hoặc thực thi sự dịch chuyển theo đường tròn trong miền tần số hoặc áp dụng DFT với các mẫu một nửa.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi 3 bao gồm bộ nhận

biết số 0 9 để nhận biết các số 0 của phổ thực chặt chẽ RES được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ IES được suy ra từ $Q(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ nhận biết số 0 9 được tạo cấu hình để nhận biết các số 0 bằng cách

- a) bắt đầu với phổ thực RES tại tần số bằng 0;
- b) tăng tần số cho đến khi sự thay đổi ký hiệu tại phổ thực RES được tìm ra;
- c) tăng tần số cho đến khi sự thay đổi khác của ký hiệu tại phổ ảo IES được tìm ra; và
- d) lặp lại các bước b) và c) cho đến khi tất cả các số 0 được tìm ra.

Lưu ý rằng $Q(z)$ và theo đó phần ảo IES của phổ luôn luôn có số 0 tại tần số bằng 0. Vì các nghiệm gối lên nhau, $P(z)$ và theo đó phần thực RES của phổ sẽ luôn luôn là số khác 0 tại tần số bằng 0. Do đó người ta có thể bắt đầu với phần thực RES tại tần số bằng 0 và tăng tần số cho đến khi sự thay đổi thứ nhất của ký hiệu được tìm ra, mà biểu thị điểm về 0 thứ nhất và theo đó giá trị tần số thứ nhất f_1 .

Vì các nghiệm xen kẽ nhau, phổ IES của $Q(z)$ sẽ có sự thay đổi tiếp theo về ký hiệu. Người ta có thể theo đó tăng tần số cho đến khi sự thay đổi tín hiệu của phổ IES của $Q(z)$ được tìm ra. Quy trình này sau đó có thể được lặp lại, luân phiên giữa các phổ $P(z)$ và $Q(z)$, cho đến khi tất cả các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$, được tìm thấy. Phương thức được sử dụng để định vị điểm về 0 trong các phổ RES và IES theo đó tương tự với phương thức được áp dụng trong miền Chebyshev [6, 7].

Vì các số 0 của $P(z)$ và $Q(z)$ xen kẽ nhau, người ta có thể thay phiên giữa việc tìm kiếm các số 0 trên các phần thực RES và phần phức IES, sao cho người ta tìm ra tất cả các số 0 trong một lần, và giảm độ phức một nửa khi so sánh với sự tìm kiếm đầy đủ.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ nhận biết số 0 được tạo cấu hình để nhận biết các số 0 9 bằng phép nội suy.

Ngoài phương thức điểm về 0, người ta có thể áp dụng một cách dễ dàng phép nội suy sao cho người ta có thể ước lượng vị trí của số 0 với độ chính xác thậm chí cao hơn, ví dụ, như được thực hiện trong các phương pháp, ví dụ, [7].

Fig.4 minh họa phương án thứ hai của bộ chuyển đổi 3 của bộ mã hóa thông tin 1 theo sáng chế dưới dạng giản đồ.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi 3 bao gồm thiết bị đếm số 0 10 để thêm một hoặc nhiều hệ số có giá trị “0” vào các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ để tạo ra cặp đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$. Độ chính xác có thể còn được cải thiện bằng cách mở rộng chiều dài của phổ được đánh giá RES, IES. Dựa trên thông tin về hệ thống, thực sự khả thi trong một số trường hợp để xác định khoảng cách tối thiểu giữa các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$, và do đó xác định được chiều dài tối thiểu của phổ RES, IES mà với phổ này tất cả các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$, có thể được tìm ra [8].

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi 3 được tạo cấu hình theo cách mà trong suốt sự chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính thành các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ của sự biểu diễn tần số phổ RES, IES của đa thức dự báo $A(z)$ ít nhất một phần của các phép toán với các hệ số được biết là có giá trị “0” của các đa thức kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ được loại bỏ.

Tuy nhiên việc tăng chiều dài của phổ cũng tăng độ phức tạp tính toán. Sự đóng góp lớn nhất cho độ phức tạp là phép biến đổi miền thời gian thành miền tần số, như phép biến đổi Fourier nhanh, của các hệ số của $A(z)$. Vì vectơ hệ số đã được đếm số 0 đến chiều dài mong muốn, tuy nhiên nó rất rải rác. Thực tế này có thể được sử dụng một cách dễ dàng để giảm độ phức tạp. Điều này là vấn đề đơn giản hơn theo nghĩa là một người biết chính xác các hệ số nào bằng 0, nhờ đó trên mỗi phép lặp của phép biến đổi Fourier nhanh một người có thể loại bỏ một cách đơn giản các phép toán đó mà gồm các số 0. Sự ứng dụng phép biến đổi Fourier nhanh rải rác như vậy là dễ dàng và bất kỳ lập trình viên có trình độ trong lĩnh vực kỹ thuật có thể thực hiện nó. Độ phức tạp của sự thực thi như vậy là $O(N \log_2(1 + m + I))$, trong đó N là chiều dài của phổ và m và I được định nghĩa như nêu trên.

Theo phương án của sáng chế, bộ chuyển đổi bao gồm thiết bị giới hạn 11 để giới hạn phạm vi số của phổ của các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ bằng cách nhân các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị. $B(z)$ có

thể được tìm thấy như giải thích trên đây.

Fig.5 minh họa phổ độ lớn ví dụ của bộ dự báo $A(z)$, các bộ lọc làm phẳng tương ứng $B_1(z)$ và $B_2(z)$ và các sản phẩm $A(z)B_1(z)$ và $A(z)B_2(z)$. Đường nét chấm nằm ngang thể hiện mức của $A(z)B_1(z)$ tại các tần số 0 và tần số Nyquist.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế (không được thể hiện), bộ chuyển đổi 3 bao gồm thiết bị giới hạn 11 để giới hạn phạm vi số của phổ RES, IES của các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách nhân các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị.

Các bộ mã hóa-giải mã tiếng nói thường được thực thi trên thiết bị di động với các tài nguyên giới hạn, nhờ đó các phép toán số phải được thực thi với các sự biểu diễn điểm cố định. Do đó điều này là cơ bản rằng các thuật toán được thực thi làm các phép toán với các sự biểu diễn số mà phạm vi của các sự biểu diễn này được giới hạn. Tuy nhiên, đối với các đường bao phổ tiếng nói thông thường, phạm vi số của phổ Fourier là quá lớn để người ta cần đến sự thực thi 32 bit của FFT để đảm bảo rằng vị trí của các điểm về 0 được duy trì.

Mặt khác, FFT 16 bit có thể thường được thực thi với độ phức tạp, nhờ đó nó có thể có lợi để giới hạn phạm vi của các giá trị phổ để thích hợp trong phạm vi 16 bit đó. Từ các phương trình $|P(e^{j0})| \leq 2|A(e^{j0})|$ và $|Q(e^{j0})| \leq 2|A(e^{j0})|$ người ta đã biết rằng bằng cách giới hạn phạm vi số của $B(z)A(z)$, người ta cũng có thể giới hạn phạm vi số của $B(z)P(z)$ và $B(z)Q(z)$. Nếu $B(z)$ không có các số 0 trên đường tròn đơn vị, khi đó $B(z)P(z)$ và $B(z)Q(z)$ sẽ có chung điểm về 0 trên đường tròn đơn vị như $P(z)$ và $Q(z)$. Hơn nữa, $B(z)$ phải đối xứng sao cho $z^{-(m+I+n)/2}P(z)B(z)$ và $z^{-(m+I+n)/2}Q(z)B(z)$ duy trì đối xứng và phản đối xứng và các phổ của chúng lần lượt là thực hoàn toàn hoặc ảo hoàn toàn. Thay vì đánh giá phổ của $z^{(n+I)/2}A(z)$ người ta có thể vì vậy đánh giá $z^{(n+I+n)/2}A(z)B(z)$, trong đó $B(z)$ là đa thức đối xứng thứ n mà không có nghiệm trên đường tròn đơn vị. Nói cách khác, người ta có thể áp dụng phương thức giống nhau như được mô tả trên đây, nhưng đầu tiên nhân $A(z)$ với bộ lọc $B(z)$ và áp dụng sự dịch chuyển pha được cải biên $z^{-(m+I+n)/2}$.

Tác vụ còn lại là thiết kế bộ lọc $B(z)$ sao cho phạm vi số của $A(z)B(z)$ là giới

hạn, với giới hạn mà $B(z)$ phải đối xứng và không có nghiệm trên đường tròn đơn vị. Bộ lọc đơn giản nhất mà đáp ứng các điều kiện là bộ lọc pha tuyến tính thứ tự 2 $B_1(z) = \beta_0 + \beta_1 z^{-1} + \beta_2 z^{-2}$, trong đó $\beta_k \in \mathbb{R}$ là các tham số và $|\beta_2| > 2|\beta_1|$. Bằng cách điều chỉnh β_k người ta có thể cải biên độ nghiêng phổ và nhờ đó giảm phạm vi số của tích $A(z)B_1(z)$. Phương thức rất hiệu quả về tính toán là chọn β sao cho độ lớn tại tần số 0 và Nyquist là bằng nhau, $|A(1)B_1(1)| = |A(-1)B_1(-1)|$, nhờ đó người ta có thể chọn, ví dụ $\beta_0 = A(1) - A(-1)$ và $\beta_1 = 2(A(1) + A(-1))$.

Phương thức này cung cấp phổ gần như phẳng.

Người ta quan sát từ Fig.5 rằng trong khi $A(z)$ có đặc tính thông cao, $B_1(z)$ là thông thấp, nhờ đó tích $A(z)B_1(z)$ có, như được mong đợi, độ lớn bằng nhau tại 0- và tần số Nyquist và nó phẳng nhiều hơn hoặc ít hơn. Vì $B_1(z)$ chỉ có một độ tự do, người ta hiển nhiên không thể mong đợi rằng tích sẽ hoàn toàn phẳng. Tuy nhiên, quan sát rằng tỉ lệ giữa đỉnh cao nhất và đáy thấp nhất của $B_1(z)A(z)$ có thể nhỏ hơn nhiều so với tỉ lệ đó của $A(z)$. Điều này có nghĩa rằng người ta đã thu được hiệu quả mong muốn, phạm vi số của $B_1(z)A(z)$ nhỏ hơn nhiều so với phạm vi số của $A(z)$.

Phương pháp thứ hai phức tạp hơn một chút là tính toán sự tự tương quan r_k của phản hồi xung của $A(0,5z)$. Ở đây phép nhân với 0,5 di chuyển các số 0 của $A(z)$ theo hướng của điểm tham chiếu, nhờ đó độ lớn phổ được giảm xấp xỉ một nửa. Bằng cách áp dụng thuật toán Levinson- Durbin trên sự tự tương quan r_k , người ta thu được bộ lọc $H(z)$ có thứ tự n mà là pha tối thiểu. Khi đó người ta có thể định rõ $B_2(z) = z^{-n}H(z)H(z^{-1})$ để thu được $|B_2(z)A(z)|$ mà gần như bất biến. Người ta sẽ lưu ý rằng phạm vi của $|B_2(z)A(z)|$ nhỏ hơn phạm vi của $|B_1(z)A(z)|$. Các phương thức khác cho thiết kế của $B(z)$ có thể dễ dàng được tìm ra trong tài liệu kinh điển của thiết kế FIR [18].

Fig.6 minh họa phương án thứ ba của bộ chuyển đổi 3 của bộ mã hóa thông tin 1 theo sáng chế dưới dạng giản đồ.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, thiết bị điều chỉnh 12 được tạo cấu hình như bộ dịch chuyển pha 12 để dịch chuyển pha của đầu ra của thiết bị biến đổi Fourier 8.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ dịch chuyển pha 12 được tạo cấu hình để dịch chuyển pha của đầu ra của thiết bị biến đổi Fourier 8 bằng cách nhân ngăn tần số thứ k với $\exp(i2\pi kh/N)$, trong đó N là chiều dài của mẫu và $h = (m+I)/2$.

Được biết đến rằng sự dịch chuyển theo đường tròn trong miền thời gian tương đương với sự quay pha trong miền tần số. Cụ thể, sự dịch chuyển $h = (m + I)/2$ bước trong miền thời gian tương ứng với phép nhân ngăn tần số thứ k với $\exp(-i2\pi kh/N)$, trong đó N là chiều dài của phổ. Thay vì sự dịch chuyển theo đường tròn, người ta do đó có thể áp dụng phép nhân trong miền tần số để thu được chính xác kết quả giống nhau. Cái giá cho phương thức này là độ phức tạp tăng nhẹ. Lưu ý rằng $h = (m + I)/2$ là số nguyên chỉ khi $m + I$ là chẵn. Khi $m + I$ là lẻ, sự dịch chuyển theo đường tròn sẽ yêu cầu độ trễ bằng số hữu tỉ của các bước, mà khó để thực hiện một cách trực tiếp. Thay vào đó, người ta có thể áp dụng sự dịch chuyển tương ứng trong miền tần số bằng sự quay pha được mô tả như trên.

Fig.7 minh họa phương án thứ tư của bộ chuyển đổi 3 của bộ mã hóa thông tin 1 theo sáng chế dưới dạng giản đồ.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi 3 bao gồm bộ hình thành đa thức đa hợp 13 được tạo cấu hình để thiết lập đa thức đa hợp $C(P(z), Q(z))$ từ các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi được tạo cấu hình theo cách mà phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ từ $Q(z)$ được thiết lập bởi phép biến đổi Fourier đơn, ví dụ, phép biến đổi Fourier nhanh (fast Fourier transform - FFT), bằng cách biến đổi đa thức đa hợp $C(P(z), Q(z))$.

Các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ lần lượt là đối xứng và phản đối xứng, với trục đối xứng tại $z^{-(m+I)/2}$. Tiếp theo đó phổ của $z^{-(m+I)/2}P(z)$ và $z^{-(m+I)/2}Q(z)$ lần lượt được đánh giá trên đường tròn đơn vị $z = \exp(i\theta)$, lần lượt là giá trị thực và phức. Vì các số 0 nằm trên đường tròn đơn vị, người ta có thể tìm chúng bằng cách tìm các điểm về 0. Hơn nữa, sự đánh giá về đường tròn đơn vị có thể được thực thi một cách đơn giản bằng phép biến đổi Fourier nhanh.

Vì phổ tương ứng với $z^{-(m+I)/2}P(z)$ và $z^{-(m+I)/2}Q(z)$ lần lượt là thực và phức, 2 là

người ta có thể thực thi chúng với phép biến đổi Fourier nhanh đơn. Một cách cụ thể, nếu người ta có thể lấy tổng $z^{-(m+1)/2}(P(z) + Q(z))$ sau đó các phần thực và phức của phổ lần lượt tương ứng với $z^{-(m+1)/2}P(z)$ và $z^{-(m+1)/2}Q(z)$. Hơn nữa, vì $z^{-(m+1)/2}(P(z) + Q(z)) = 2z^{-(m+1)/2}A(z)$, người ta có thể trực tiếp lấy FFT của $2z^{-(m+1)/2}A(z)$ để thu được phổ tương ứng với $z^{-(m+1)/2}P(z)$ và $z^{-(m+1)/2}Q(z)$, mà không xác định rõ ràng $P(z)$ và $Q(z)$. Vì người ta chỉ hứng thú với vị trí của các số 0, 1 có thể bỏ qua phép nhân với 2 vô hướng và thay vào đó đánh giá $z^{-(m+1)/2}A(z)$ bằng FFT. Quan sát rằng vì $A(z)$ chỉ có $m+1$ hệ số khác 0, người ta có thể sử dụng sự xén FFT để giảm độ phức tạp [11]. Để đảm bảo rằng tất cả các nghiệm được tìm ra, người ta phải sử dụng FFT có chiều dài độ cao đủ N mà phổ được ước lượng trên ít nhất một tần số giữa mỗi hai số 0.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế (không được thể hiện), bộ chuyển đổi bao gồm bộ hình thành đa thức đa hợp được tạo cấu hình để thiết lập đa thức đa hợp $C_e(P_e(z), Q_e(z))$ từ các đa thức kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế (không được thể hiện), bộ chuyển đổi được tạo cấu hình theo cách mà phổ thực chặt chẽ được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ từ $Q(z)$ được thiết lập bởi phép biến đổi Fourier đơn bằng cách biến đổi đa thức đa hợp $C_e(P_e(z), Q_e(z))$.

Fig.8 minh họa phương án thứ năm của bộ chuyển đổi 3 của bộ mã hóa thông tin 1 theo sáng chế dưới dạng giản đồ.

Theo phương án được ưu tiên của sáng chế, bộ chuyển đổi 3 bao gồm thiết bị biến đổi Fourier 14 để biến đổi Fourier cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ thành miền tần số với các mẫu một nửa để phổ được suy ra từ $P(z)$ là thực chặt chẽ và để phổ được suy ra từ $Q(z)$ là ảo chặt chẽ.

Cách khác là thực thi DFT với các mẫu một nửa. Cụ thể, trong khi DFT thông thường được định nghĩa là

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_N \exp(-i2\pi kn/N)$$

người ta có thể định nghĩa DFT mẫu một nửa là

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \exp\left(-i2\pi k\left(n + \frac{1}{2}\right)/N\right)$$

Sự thực thi nhanh chóng như FFT có thể dễ dàng được đặt ra cho công thức này.

Lợi ích của công thức này là bây giờ, điểm đối xứng là $n = 1/2$ thay vì $n = 1$ thông thường. Với DFT mẫu một nửa một người do đó sẽ với chuỗi

$$[2, 1, 0, 0, 1, 2]$$

thu được phổ Fourier được tạo giá trị thực RES.

Trong trường hợp $m+1$ lẻ, đối với đa thức $P(z)$ với các hệ số $p_0, p_1, p_2, p_2, p_1, p_0$ người ta có thể do đó với DFT mẫu một nửa và việc đệm số 0 thu được phổ giá trị thực RES khi chuỗi đầu vào là

$$[p_2, p_1, p_0, 0, 0 \dots 0, p_0, p_1, p_2].$$

Tương ứng, đối với đa thức $Q(z)$, người ta có thể áp dụng DFT mẫu một nửa trên chuỗi

$$[-q_2, -q_1, -q_0, 0, 0 \dots 0, q_0, q_1, q_2]$$

để thu được phổ ảo hoàn toàn IES.

Với các phương pháp này, đối với bất kỳ tổ hợp nào của m và I , người ta có thể thu được giá trị thực cho đa thức $P(z)$ và phổ ảo hoàn toàn cho bất kỳ $Q(z)$. Trong thực tế, vì phổ của $P(z)$ và $Q(z)$ lần lượt là thực hoàn toàn và ảo hoàn toàn, người ta có thể lưu trữ chúng trong phổ phức đơn, mà sau đó tương ứng với phổ của $P(z) + Q(z) = 2A(z)$. Sự định tỷ lệ bằng thừa số 2 không thay đổi vị trí của nghiệm, nhờ đó nó có thể được loại trừ. Người ta do đó có thể thu được phổ của $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách đánh giá chỉ phổ của $A(z)$ sử dụng FFT đơn. Người ta chỉ cần áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn, như được giải thích trên đây, với các hệ số của $A(z)$.

Ví dụ, với $m = 4$ và $I = 0$, các hệ số của $A(z)$ là

$$[a_0, a_1, a_2, a_3, a_4]$$

mà người ta có thể đệm số 0 đến chiều dài tùy ý N bằng

$$[a_0, a_1, a_2, a_3, a_4, 0, 0 \dots 0].$$

Nếu người ta sau đó áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn của $(m + I)/2 = 2$ bước, người ta thu được

$$[a_2, a_3, a_4, 0, 0 \dots 0, a_0, a_1].$$

Bằng cách lấy DFT của chuỗi này, người ta có phổ của $P(z)$ và $Q(z)$ trong các phần thực RES và các phần phức IES của phổ.

Thuật toán tổng thể trong trường hợp trong đó $m + I$ thậm chí có thể được nêu ra như sau. Để các hệ số của $A(z)$, được biểu thị bởi a_k , thường trú trong vùng đệm có chiều dài N .

1. Áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn trên a_k là $(m + I)/2$ bước về bên trái.
2. Tính toán phép biến đổi Fourier nhanh của chuỗi a_k và biểu thị nó bằng A_k .
3. Cho đến khi tất cả các giá trị tần số đã được tìm ra, bắt đầu với $k = 0$ và thay thế giữa
 - (a) Khi $\text{sign}(\text{real}(A_k)) = \text{sign}(\text{real}(A_{k+1}))$ tăng $k := k + 1$. Một khi điểm về 0 được tìm ra, lưu k trong danh sách các giá trị tần số.
 - (b) Khi $\text{sign}(\text{imag}(A_k)) = \text{sign}(\text{imag}(A_{k+1}))$ tăng $k := k + 1$. Một khi điểm về 0 được tìm ra, lưu k trong danh sách các giá trị tần số.
4. Đối với mỗi giá trị tần số, phép nội suy giữa A_k và A_{k+1} để xác định vị trí chính xác.

Ở đây, các hàm $\text{sign}(x)$, $\text{real}(x)$ và $\text{imag}(x)$ lần lượt đề cập đến ký hiệu x , phần thực của x và phần ảo của x .

Đối với trường hợp $m + I$ lẻ, sự dịch chuyển đường tròn được giảm xuống chỉ còn $(m + I - 1)/2$ bước về bên trái và phép biến đổi Fourier nhanh thông thường được thay thế bằng phép biến đổi Fourier nhanh mẫu một nửa.

Cách khác, chúng ta có thể luôn luôn thay thế tổ hợp sự dịch chuyển theo đường tròn và phép biến đổi Fourier thứ nhất, với phép biến đổi Fourier nhanh và sự dịch chuyển pha trong miền tần số.

Để có các vị trí nghiệm chính xác hơn, có khả năng sử dụng phương pháp được đề xuất nêu trên để cung cấp ước đoán thứ nhất và sau đó áp dụng bước thứ hai mà

làm mịn quỹ tích nghiệm. Đối với việc làm mịn, chúng ta có thể áp dụng bất kì phương pháp tìm kiếm nghiệm đa thức cổ điển như phương pháp Durand-Kerner, phương pháp của Aberth-Ehrlich, phương pháp Gauss-Newton của Laguerre và các phương pháp khác [11–17].

Trong một công thức, phương pháp này bao gồm các bước sau:

(a) Đối với chuỗi có chiều dài $m + I + 1$ được đệm số 0 đến chiều dài N , trong đó $m + I$ là chẵn, áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn có $(m + I)/2$ bước về bên trái, sao cho chiều dài vùng đệm là N và tương đương với chiều dài mong muốn của phổ đầu ra, hoặc

đối với chuỗi có chiều dài $m + I + 1$ được đệm số 0 đến chiều dài N , trong đó $m + I$ là lẻ, áp dụng sự dịch chuyển theo đường tròn có $(m + I - 1)/2$ bước về bên trái, sao cho chiều dài vùng đệm là N và tương ứng với chiều dài mong muốn của phổ đầu ra.

(b) Nếu $m + I$ là chẵn, áp dụng DFT thông thường trên chuỗi. Nếu $m + I$ là lẻ, áp dụng DFT mẫu một nửa trên chuỗi như được mô tả bởi phương trình 3 hoặc sự biểu diễn tương tự.

(c) Nếu tín hiệu đầu vào đã đối xứng hoặc phản đối xứng, việc tìm kiếm các điểm về 0 của sự biểu diễn miền tần số và lưu các vị trí trong danh sách.

Nếu tín hiệu đầu vào đã là chuỗi đa hợp $B(z) = P(z) + Q(z)$, việc tìm kiếm các điểm về 0 trong cả hai phần thực và ảo của sự biểu diễn miền tần số và lưu các vị trí trong danh sách. Nếu tín hiệu đầu vào đã là chuỗi đa hợp $B(z) = P(z) + Q(z)$, và các nghiệm của $P(z)$ và $Q(z)$ thay thế hoặc có cấu trúc tương tự, việc tìm kiếm các điểm về 0 bằng cách thay thế giữa phần thực và phần ảo của sự biểu diễn miền tần số và lưu các vị trí trong danh sách.

Trong công thức khác, phương pháp này bao gồm các bước sau:

(a) Đối với tín hiệu đầu vào mà có dạng tương tự như điểm trước đó, áp dụng DFT trên chuỗi đầu vào.

(b) Áp dụng sự quay pha đến các giá trị miền tần số, mà tương đương với sự dịch chuyển theo đường tròn của tín hiệu đầu vào bằng $(m + I)/2$ bước về bên trái.

(c) Áp dụng sự tìm kiếm điểm về 0 như đã được thực hiện trong điểm trước đó.

Đối với bộ mã hóa 1 và các phương pháp của các phương án được mô tả, phần sau đây được đề cập:

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 của phương pháp tương ứng, trong đó khối hoặc thiết bị tương ứng với bước xử lý của phương pháp hoặc đặc điểm của bước xử lý của phương pháp. Tương tự, các khía cạnh được mô tả trong phạm vi của bước phương pháp cũng biểu diễn sự mô tả của khối hoặc mục hoặc dấu hiệu tương ứng của thiết bị tương ứng.

Phụ thuộc vào các yêu cầu thực thi nhất định, các phương án của sáng chế có thể được thực thi trong phần cứng hoặc trong phần mềm. Phương án có thể được thực hiện sử dụng vật lưu trữ số, ví dụ, đĩa mềm, DVD, CD, ROM, PROM, EPROM, EEPROM hoặc bộ nhớ FLASH, có các tín hiệu điều khiển có thể đọc được bằng điện được lưu trữ trên đó, mà kết hợp (hoặc có thể kết hợp) với hệ thống máy tính khả trình sao cho phương pháp tương ứng được thực hiện.

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, sao cho một trong số các phương pháp được mô tả ở đây được thực hiện.

Nói chung, các phương án của sáng chế có thể được thực thi như sản phẩm chương trình máy tính với mã chương trình, mã chương trình có hiệu lực để thực thi một trong các phương pháp khi sản phẩm chương trình máy tính chạy trên máy tính. Mã chương trình có thể ví dụ được lưu trữ trên vật mang có thể đọc được bằng máy.

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

Do đó, nói cách khác, 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.

Phương án khác của các phương pháp theo sáng chế là, sóng mang dữ liệu (hoặc môi trường lưu trữ số, hoặc môi trường máy tính đọc được) gồm có, đã được ghi lại trên đó, chương trình máy tính để thực hiện một trong các phương pháp được mô tả ở đây.

Phương án khác của các phương pháp theo sáng chế là, dòng dữ liệu hoặc chuỗi tín hiệu thể hiện chương trình máy tính để thực hiện một trong các phương pháp đã được mô tả ở đây. Ví dụ, có thể cấu hình dòng dữ liệu hoặc chuỗi tín hiệu để được truyền thông qua sự kết nối truyền thông dữ liệu, ví dụ thông qua Liên mạng.

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

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

Theo một số phương án, thiết bị logic lập trình được (ví dụ, mảng cổng 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. Trong 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 số các phương pháp được mô tả ở đây. Thông thường, các phương pháp thực hiện một cách có lợi bởi thiết bị phần cứng bất kỳ.

Trong khi sáng chế này đã được mô tả dưới dạng một vài phương án, có các phép biến đổi, phép hoán vị và tương đương mà rơi vào trong phạm vi của sáng chế này. Cũng nên được lưu ý rằng có nhiều cách thay thế để thực hiện các phương pháp và các thành phần của sáng chế. Do đó được mong đợi rằng các yêu cầu bảo hộ được đi kèm sau đây được hiểu là bao gồm tất cả các thay đổi, biến thể và tương đương như vậy cũng như nằm trong phạm vi đúng của sáng chế.

YÊU CẦU BẢO HỘ

1. Bộ mã hóa thông tin để mã hóa tín hiệu thông tin (IS), bộ mã hóa thông tin (1) bao gồm:

bộ phân tích (2) để phân tích tín hiệu thông tin (IS) để thu được các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$;

bộ chuyển đổi (3) để chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$ thành các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ của sự biểu diễn tần số phổ của đa thức dự báo $A(z)$, trong đó bộ chuyển đổi (3) được tạo cấu hình để xác định các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ bằng cách phân tích cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ được xác định như :

$$P(z) = A(z) + z^{-m-I} A(z^{-1})$$

và

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-I} A(z^{-1}),$$

trong đó m là thứ tự của đa thức dự báo $A(z)$ và I lớn hơn hoặc bằng 0, trong đó bộ chuyển đổi (3) được tạo cấu hình để thu được các giá trị tần số ($f_1 \dots f_n$) bằng cách thiết lập phổ thực chặt chẽ (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ (IES) từ $Q(z)$ và bằng cách nhận biết các số 0 của phổ thực chặt chẽ (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ (IES) được suy ra từ $Q(z)$;

bộ lượng tử hóa (4) để thu được các giá trị tần số được lượng tử hóa ($f_{q1} \dots f_{qn}$) từ các giá trị tần số ($f_1 \dots f_n$); và

bộ sản xuất dòng bit (5) để sản xuất dòng bit bao gồm các giá trị tần số được lượng tử hóa $f_{q1} \dots f_{qn}$;

đặc trưng ở điểm,

bộ chuyển đổi (3) bao gồm thiết bị giới hạn (11) để giới hạn phạm vi số của các phổ (RES, IES) của các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách nhân các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị.

2. Bộ mã hóa thông tin theo điểm nêu trên, trong đó bộ chuyển đổi (3) bao gồm thiết bị

xác định (6) để xác định các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ từ đa thức dự báo $A(z)$.

3. Bộ mã hóa thông tin theo một trong số các điểm nêu trên, trong đó bộ chuyển đổi (3) bao gồm bộ nhận biết số 0 (9) để nhận biết các số 0 của phổ thực chặt chẽ (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ (IES) được suy ra từ $Q(z)$, trong đó bộ nhận biết số 0 (9) được tạo cấu hình để nhận biết các số 0 bằng cách:

- a) bắt đầu với phổ thực (RES) tại tần số bằng 0;
- b) tăng tần số cho đến khi sự thay đổi ký hiệu tại phổ thực (RES) được tìm ra;
- c) tăng tần số cho đến khi sự thay đổi khác của ký hiệu tại phổ ảo (IES) được tìm ra; và
- d) lặp lại các bước b) và c) cho đến khi tất cả các số 0 được tìm ra.

4. Bộ mã hóa thông tin theo điểm 2 hoặc điểm 3, trong đó bộ nhận biết số 0 được tạo cấu hình để nhận biết các số 0 bằng phép nội suy.

5. Bộ mã hóa thông tin theo một trong số các điểm nêu trên, trong đó bộ chuyển đổi (3) bao gồm thiết bị đệm số 0 (10) để thêm một hoặc nhiều hệ số có giá trị "0" vào các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ để tạo ra cặp đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$.

6. Bộ mã hóa thông tin theo điểm 5, trong đó bộ chuyển đổi (3) được tạo cấu hình theo cách mà trong suốt sự chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính thành các giá trị tần số ($f_1 \dots f_n$) của sự biểu diễn tần số phổ (RES, IES) của đa thức dự báo $A(z)$, ít nhất một phần của các phép toán với các hệ số được biết là có giá trị "0" của các đa thức kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ được loại bỏ.

7. Bộ mã hóa thông tin theo điểm 5 hoặc điểm 6, trong đó bộ chuyển đổi (3) bao gồm bộ hình thành đa thức đa hợp (13) được tạo cấu hình để thiết lập đa thức đa hợp $C_e(P_e(z), Q_e(z))$ từ các đa thức kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$.

8. Bộ mã hóa thông tin theo điểm nêu trên, trong đó bộ chuyển đổi (3) được tạo cấu hình theo cách mà phổ thực chặt chẽ (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ (IES) từ $Q(z)$ được thiết lập bởi phép biến đổi Fourier đơn bằng cách biến đổi đa thức đa hợp $C_e(P_e(z), Q_e(z))$.

9. Bộ mã hóa thông tin theo một trong số các điểm nêu trên, trong đó bộ chuyển đổi

(3) bao gồm thiết bị biến đổi Fourier (8) để biến đổi Fourier cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ thành miền tần số và thiết bị điều chỉnh (7, 12) để điều chỉnh pha của phổ (RES) được suy ra từ $P(z)$ để nó là thực chặt chẽ và để điều chỉnh pha của phổ (IES) được suy ra từ $Q(z)$ để nó là ảo chặt chẽ.

10. Bộ mã hóa thông tin theo điểm nêu trên, trong đó thiết bị điều chỉnh (7, 12) được tạo cấu hình như bộ dịch chuyển hệ số (7) để dịch chuyển theo đường tròn các hệ số của cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$.

11. Bộ mã hóa thông tin theo điểm nêu trên, trong đó bộ dịch chuyển hệ số (7) được tạo cấu hình để dịch chuyển theo đường tròn các hệ số theo cách mà trung điểm ban đầu của chuỗi các hệ số được dịch chuyển đến vị trí đầu tiên của chuỗi.

12. Bộ mã hóa thông tin theo điểm 9, trong đó thiết bị điều chỉnh (7, 12) được tạo cấu hình như bộ dịch chuyển pha (12) để dịch chuyển pha của đầu ra của thiết bị biến đổi Fourier (8).

13. Bộ mã hóa thông tin theo điểm nêu trên, trong đó bộ dịch chuyển pha (12) được tạo cấu hình để dịch chuyển pha của đầu ra của thiết bị biến đổi Fourier (8) bằng cách nhân ngắn tần số thứ k với $\exp(i2\pi kh/N)$, trong đó N là chiều dài của mẫu và $h = (m+1)/2$.

14. Bộ mã hóa thông tin theo một trong số các điểm từ 1 đến 9, trong đó bộ chuyển đổi (3) bao gồm thiết bị biến đổi Fourier (14) để biến đổi Fourier cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ thành miền tần số với các mẫu một nửa để phổ (RES) được suy ra từ $P(z)$ là thực chặt chẽ và để phổ (IES) được suy ra từ $Q(z)$ là ảo chặt chẽ.

15. Bộ mã hóa thông tin theo một trong số các điểm nêu trên, trong đó bộ chuyển đổi (3) bao gồm bộ hình thành đa thức đa hợp (13) được tạo cấu hình để thiết lập đa thức đa hợp $C(P(z), Q(z))$ từ các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$.

16. Bộ mã hóa thông tin theo điểm nêu trên, trong đó bộ chuyển đổi (3) được tạo cấu hình theo cách mà phổ thực chặt chẽ (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ

(IES) từ $Q(z)$ được thiết lập bởi phép biến đổi Fourier đơn bằng cách biến đổi đa thức đa hợp $C(P(z), Q(z))$.

17. Bộ mã hóa thông tin theo một trong số các điểm từ 5 đến 16, trong đó bộ chuyển đổi (3) bao gồm thiết bị giới hạn (11) để giới hạn phạm vi số của phổ (RES, IES) của các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ bằng cách nhân các đa thức được kéo dài $P_e(z)$ và $Q_e(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị.

18. Phương pháp vận hành bộ mã hóa thông tin (1) để mã hóa tín hiệu thông tin (IS), phương pháp bao gồm các bước:

phân tích tín hiệu thông tin (IS) để thu được các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$;

chuyển đổi các hệ số dự báo tuyến tính của đa thức dự báo $A(z)$ thành các giá trị tần số $f_1 \dots f_n$ của sự biểu diễn tần số phổ (RES, IES) của đa thức dự báo $A(z)$, trong đó các giá trị tần số ($f_1 \dots f_n$) được xác định bằng cách phân tích cặp đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ được xác định như:

$$P(z) = A(z) + z^{-m-I} A(z^{-1}) \text{ và}$$

$$Q(z) = A(z) - z^{-m-I} A(z^{-1}),$$

trong đó m là thứ tự của đa thức dự báo $A(z)$ và I lớn hơn hoặc bằng 0, trong đó các giá trị tần số ($f_1 \dots f_n$) thu được bằng cách thiết lập phổ thực chặt chẽ (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ (IES) từ $Q(z)$ và bằng cách nhận biết các số 0 của phổ thực chặt chẽ (RES) được suy ra từ $P(z)$ và phổ ảo chặt chẽ (IES) được suy ra từ $Q(z)$;

thu được các giá trị tần số được lượng tử hóa ($f_{q1} \dots f_{qn}$) từ các giá trị tần số ($f_1 \dots f_n$); và

sản xuất dòng bit (BS) bao gồm các giá trị tần số được lượng tử hóa $f_{q1} \dots f_{qn}$;

đặc trưng ở bước:

giới hạn phạm vi số của các phổ (RES, IES) của các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ bằng cách nhân các đa thức $P(z)$ và $Q(z)$ hoặc một hoặc nhiều đa thức được suy ra từ các đa

thức $P(z)$ và $Q(z)$ với đa thức bộ lọc $B(z)$, trong đó đa thức bộ lọc $B(z)$ là đối xứng và không có bất kỳ nghiệm nào trên đường tròn đơn vị.

19. Vật ghi có thể đọc được bằng máy tính bao gồm chương trình máy tính để, khi chạy trên bộ xử lý, thực hiện phương pháp theo điểm nêu trên.

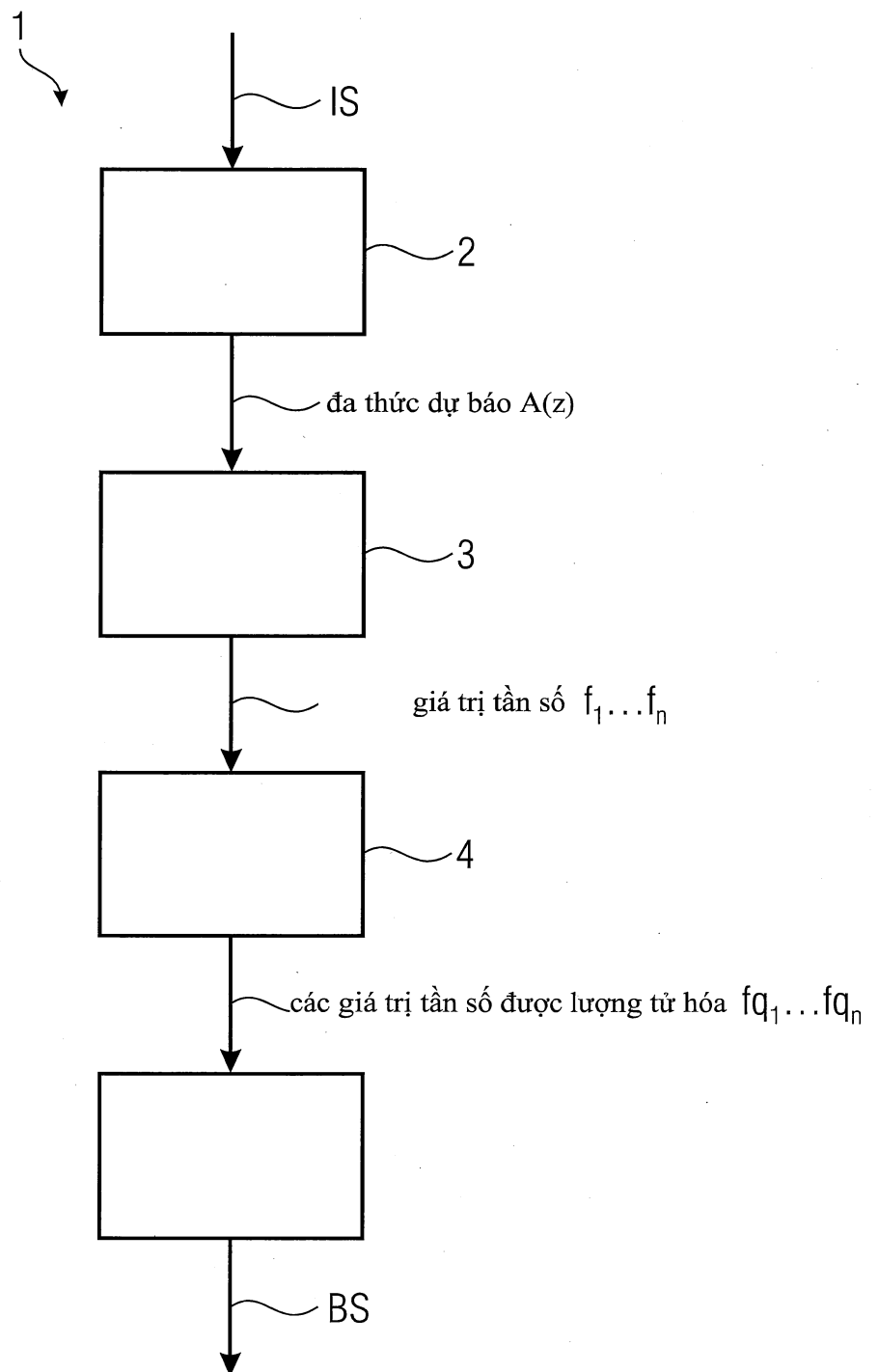


FIG 1

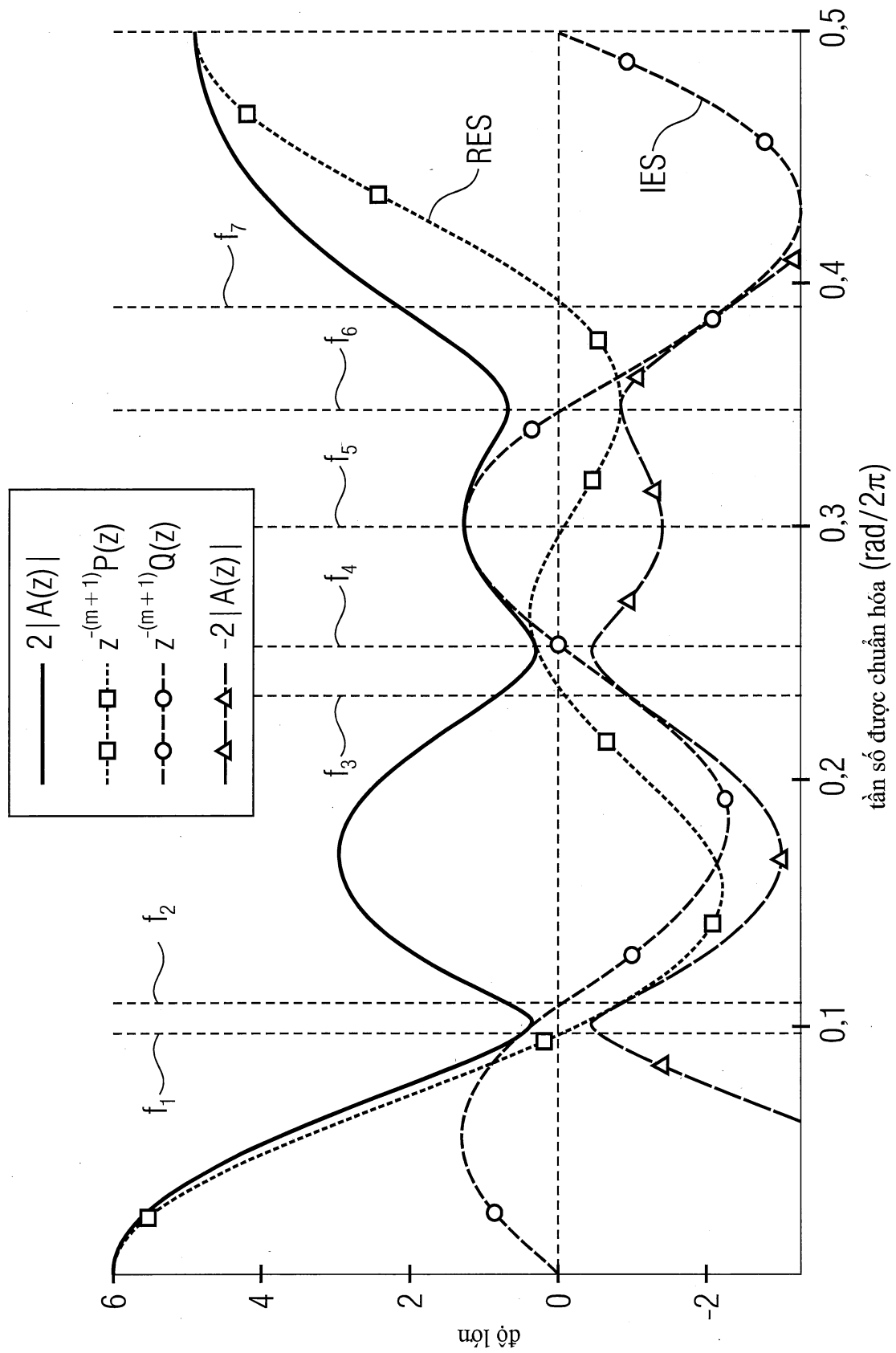


FIG 2

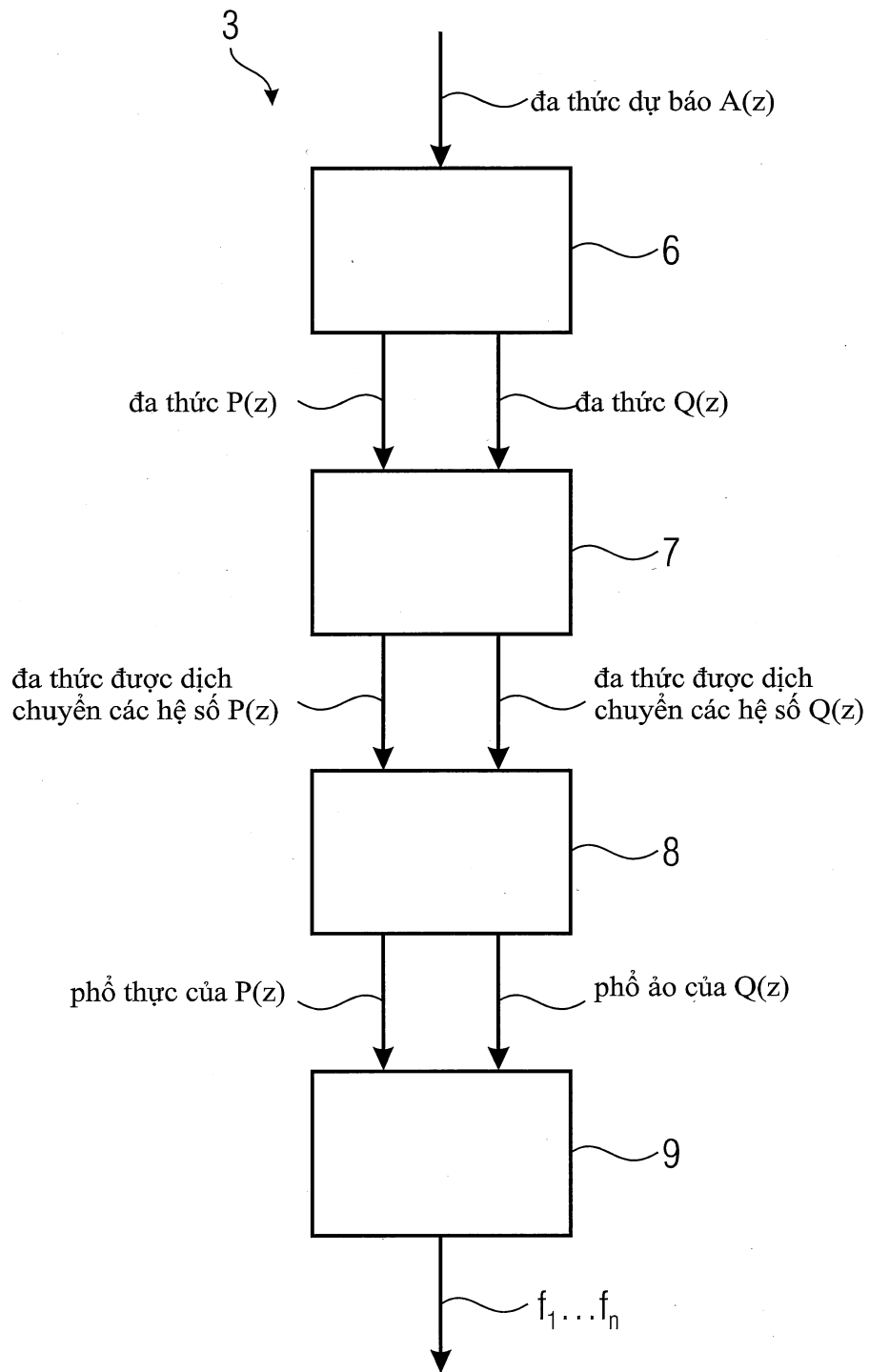


FIG 3

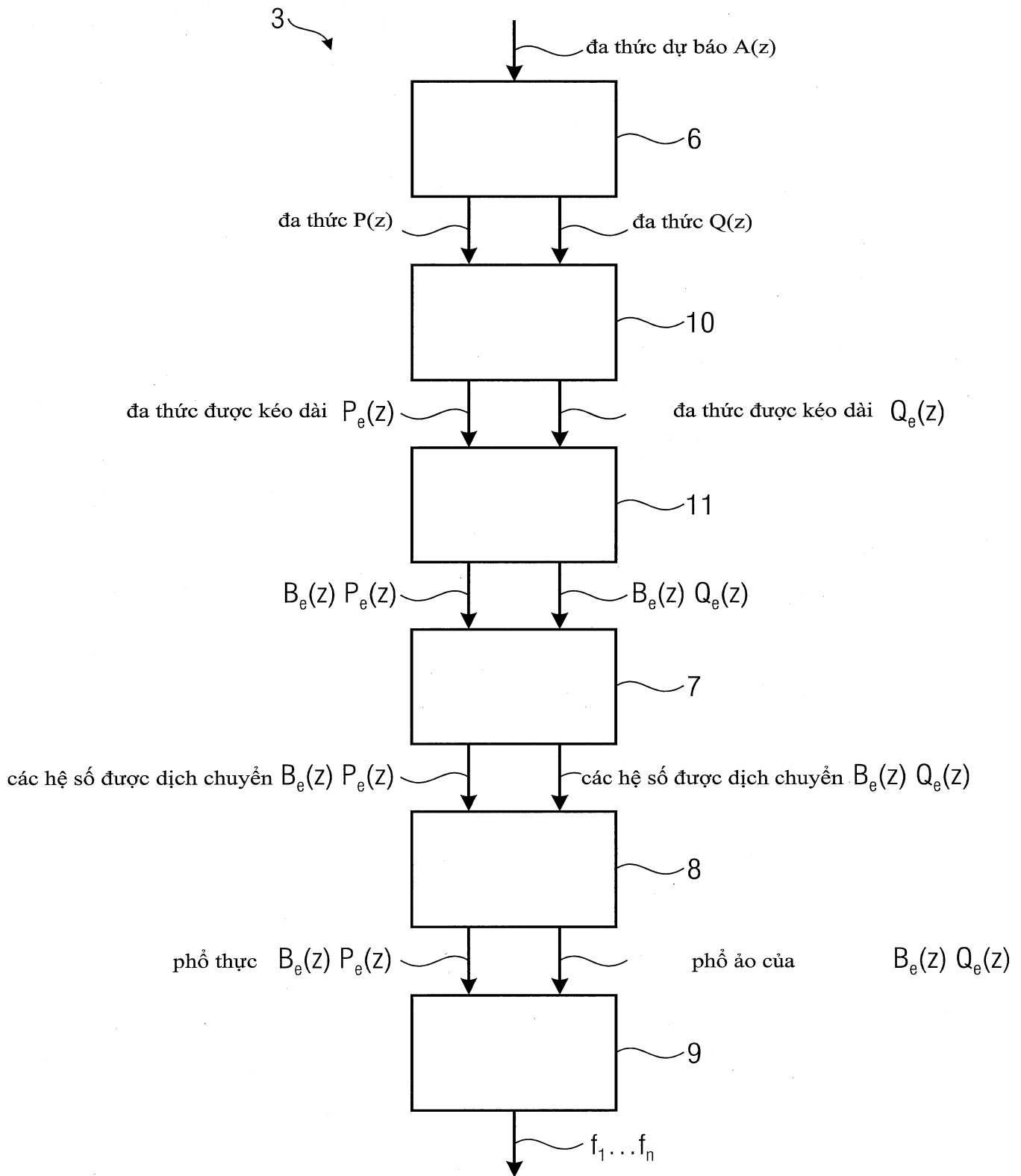


FIG 4

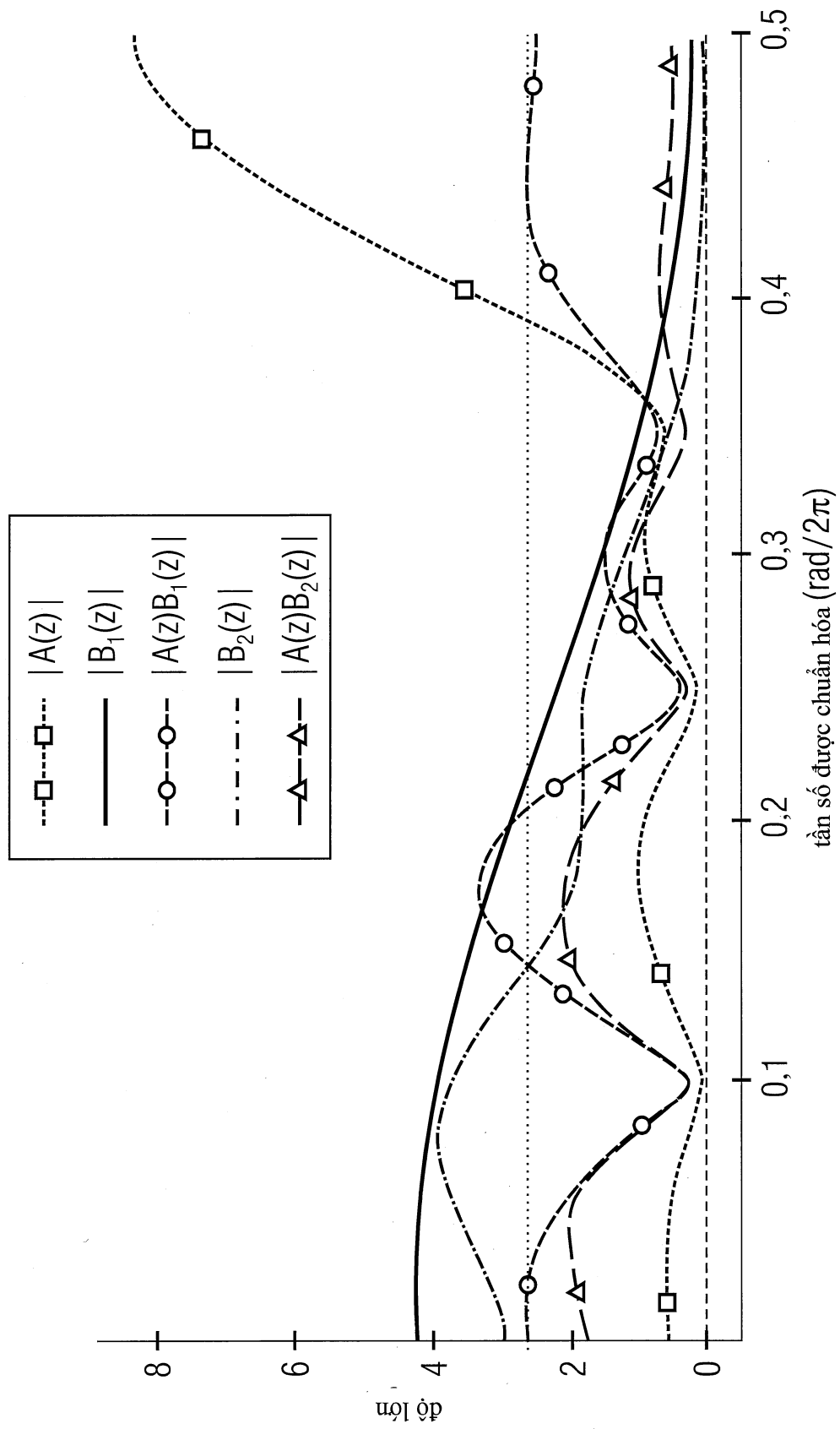


FIG 5

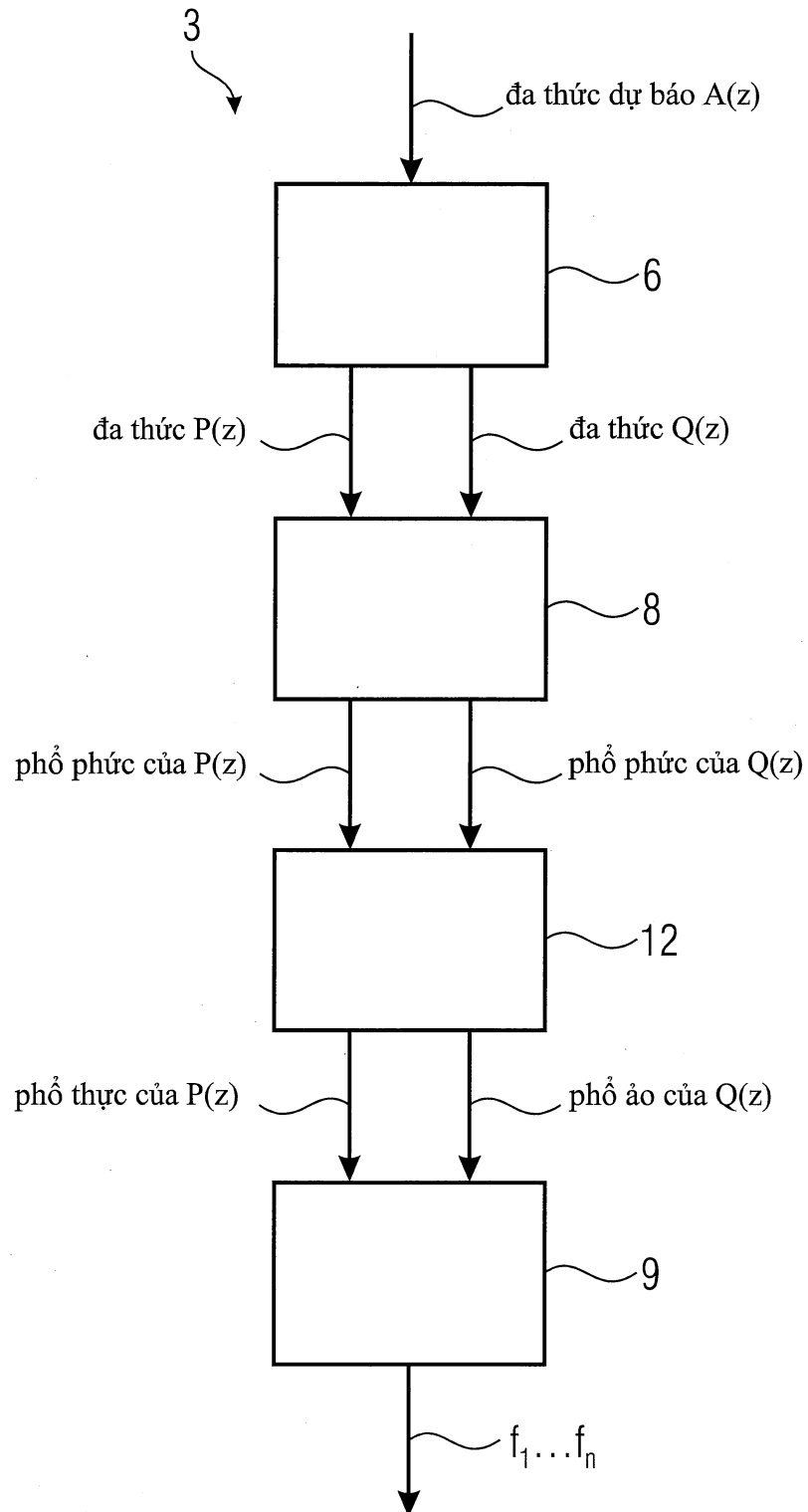


FIG 6

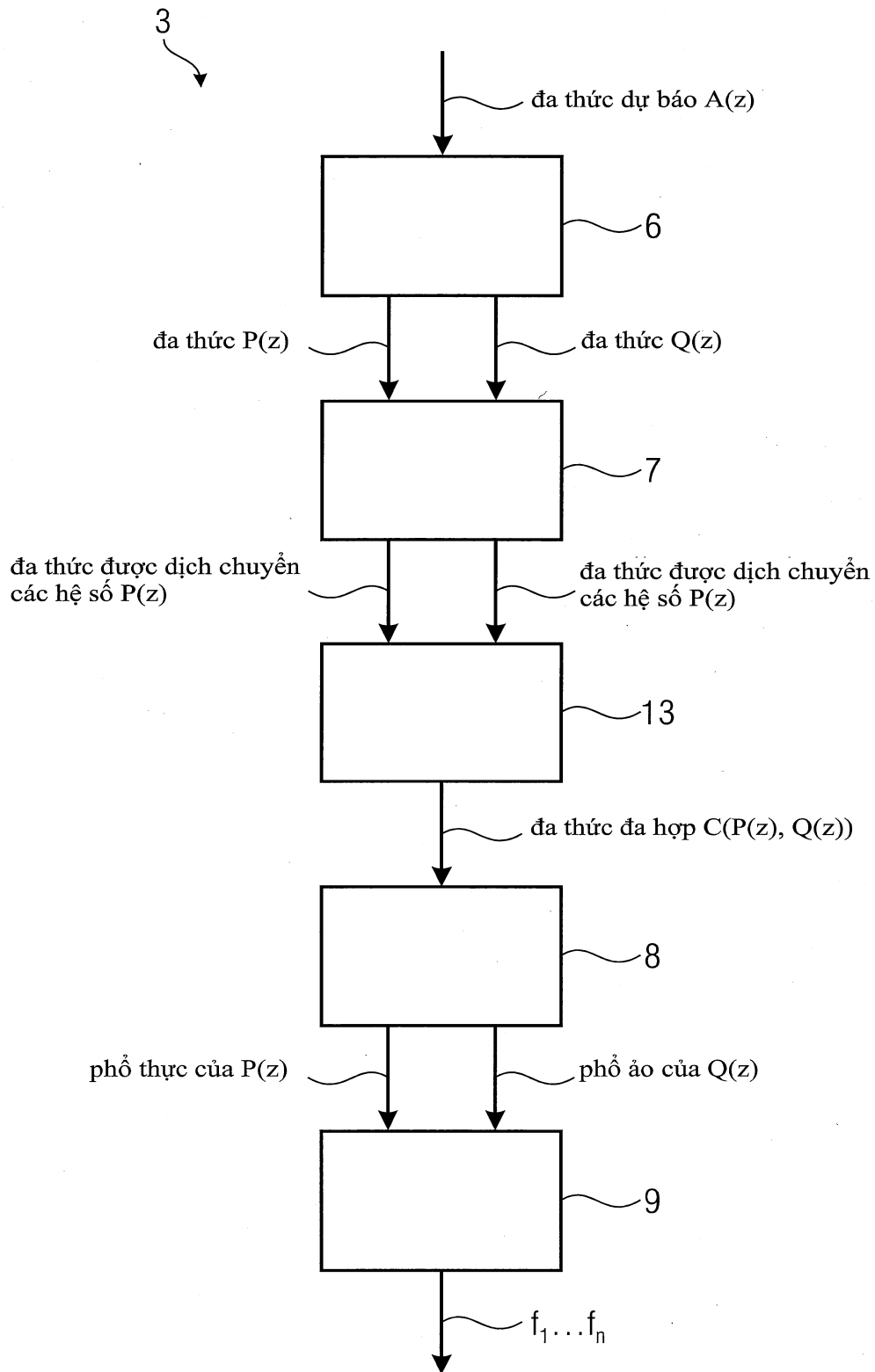


FIG 7

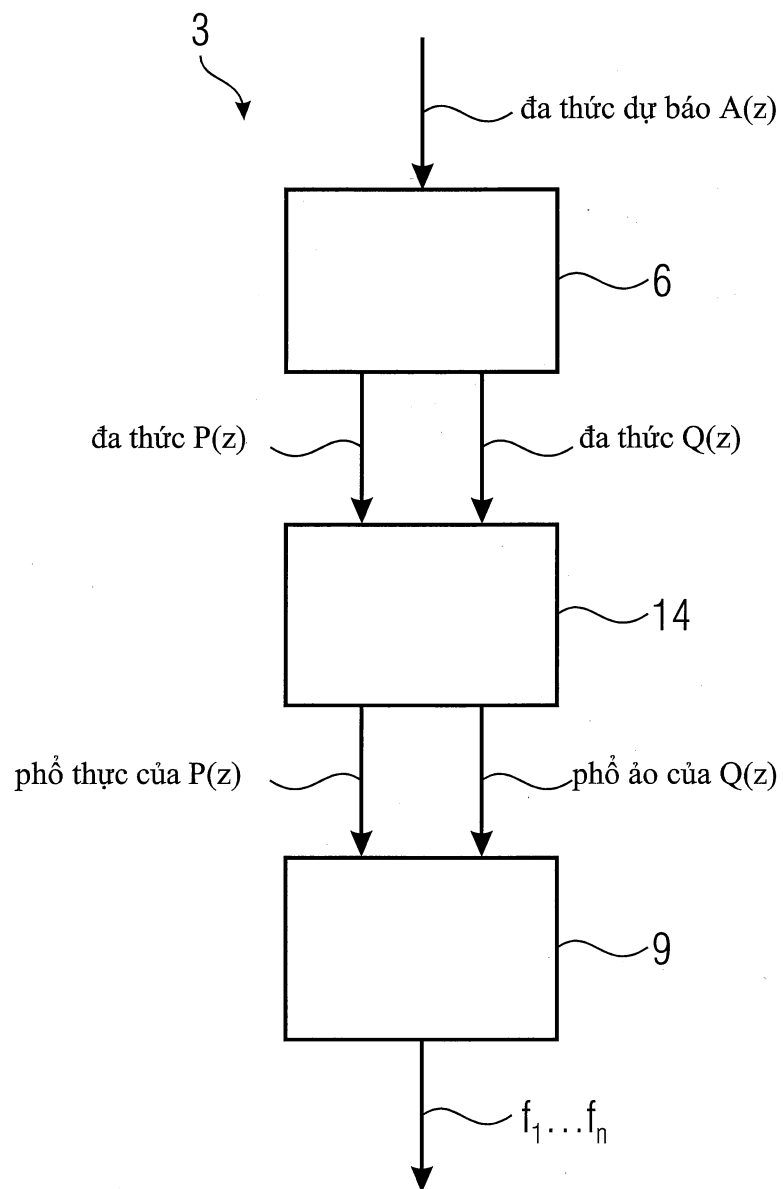


FIG 8