

Line Spectral Frequency와 음성신호의 주파수 분포에 관한 연구

(A Study on the Relation Between the LSF's and Spectral Distribution of Speech Signals)

李斗秀*, 金永華**

(Doo Soo Lee and Young Whoa Kim)

要 約

음성신호의 parameter set로서 LPC(linear predictive coding)에서부터 변형, 유도된 LSF(line spectral frequency)는 낮은 bit rate coding 시에 적은 spectrum 왜곡을 갖으며 선형 interpolation 특성이 양호하여 전송 parameter로서 유리한 점을 갖고 있는 것으로 알려져 있는데, 여기서 이 LSF parameter의 분포와 음성 analysis filter의 주파수분포를 비교함으로써 음성 신호의 formant 주파수를 얻기 위해서 FFT를 적용하지 않고 LSF parameter로부터 직접 formant 주파수를 추출할 수 있음을 보였다.

LSF를 구하는 과정에서 기존의 algorithm을 수정하여 새로운 algorithm을 제안하였으며 이 algorithm에 근거하여 계산한 결과 수렴속도가 향상되었음을 보였다. 또한 LPC와 LSF의 상호 parameter의 호환을 위해 LSF로부터 LPC로 변환하는 과정을 보이고 이를 확인하였다.

Abstract

LSF (Line spectral frequency) derived from LPC has known as a very useful transmission parameter of speech signals, for it has a good linear interpolation characteristics and a low spectrum distortion at low bit rates coding.

This paper presents that it is possible to extract directly the formant frequencies of speech signals from LSF parameter without application of FFT algorithm by comparing the distribution of LSF parameter with the frequency distribution of analysis filter.

This paper suggests the advanced algorithm that results in improving the speed of convergence at analytic solution method.

Also, for the flexibility of parameters, the process that transforms from LSF to LPC is presented.

*正會員, **準會員, 漢陽大學校 電子工學科
(Dept. of Elec. Eng., Hanyang Univ.)
接受日字: 1987年 7月 24日.

I. 서 론
음성신호를 digital 형태로 표현하는 음성 coding 방식에는 크게 두가지로 분류되는데, 하나는 음성의

파형에 관한 정보를 coding 하는 waveform coding 방식^[1] 과 다른 하나는 음성의 발생기관에 대한 중요 정보에 대하여 parameter 를 추출해서 이것을 coding 하는 source coding 방식^[2,3,4] 이 있다.

이러한 음성의 digital coding에 의해서 이루어지는 통신시에 요구되는 두가지 요소는 낮은 bit 속도와 좋은 음질을 유지하는 일이다. 그러나 이 두가지 요소는 서로 상반되는 효과를 가져오므로 두가지를 모두 충분히 만족시키는 것에는 어려움이 따른다.

한정된 통신 channel 용량에 의해서 우선 bit 속도를 낮추는데 관심을 가지면서 이에 의한 음질의 저하를 최소화 하려는 source coding 방식^[2,3,4] 이 많이 연구되어 왔는데 그 대표적인 것으로서 LPC 방식이 있다. 이 방식으로부터 추출되는 parameter set 은 발생기관을 all pole 형태로 modeling 했을 때 그에 대한 inverse filter 의 계수에 해당한다.^[3,4]

LPC 계수들은 10 bits 이하로 각각을 coding 하였을 때 spectrum 왜곡이 심해지고 합성 filter 가 불안정하게 될 가능성이 많은 것으로 알려져 있다.^[6]

다른 parameter set으로는 PARCOR계수^[4,5]가 있는데 이는 합성 filter 의 lattice 구조에서 forward 와 backward 예측에 의한 반사계수에 해당한다. 이 계수들은 LPC 계수에 비해 coding 시의 finite word length effect에 의한 오차의 감도가 적고 filter 의 차수에 대해서 계수값들이 독립적이라는 장점이 있는 반면, analysis frame 간격이 길 때 이에 대한 interpolation 특성이 좋지 못한 단점을 갖고 있다.^[6]

위의 parameter set 에 비해서 양자화 또는 선형 interpolation 에 의해서 발생하는 error에 대해서 spectrum 왜곡이 비교적 적으므로 전송 parameter 로서 적합하고,^[6] 10차 해석시 bit rate를 비교하면 LSF difference coding 의 경우 800 bps 를 가지고 2400 bps 의 fixed rate inverse-sine PARCOR coding 경우와 같은 음질을 얻을 수 있음이 실험을 통하여 알려져 있다.^[7]

음성의 formant 주파수를 추출하기 위해서는 FFT 를 적용한 다음 peak picking 과 decision rule 에 의한 방법이 사용되고 있지만,^[8] 음성의 공진주파수 부근에 LSF 가 밀집되는 특성이 있으므로^[9,10,12] 본 논문에서는 이런 성질로부터 LSF 가 전송 parameter 로서 뿐 아니라 음성신호의 formant 주파수가 LSF로부터 직접 유도할 수 있음으로써 음성의 source coding에 의한 전송 후 수신단에서 음성신호의 주파수 분포에 관한 정보를 parameter 에 의한 FFT spectrum에 의존하지 않고 이 LSF의 분포형태에 의해 직접 추출할 수 있음을 제시할 것이다.

또한 LSF의 단점으로는 이를 추출함에 있어서 해석적으로 많은 계산이 필요한 것이었는데,^[6,11] 기존의 algorithm을 수정함으로써 수렴속도를 크게 향상시킬 수 있게 하였다.

LSF parameter를 적용할때 LPC parameter와의 상호 변환을 위해 LSF로부터 LPC를 얻는 과정을 제시하겠다.

II 절에서는 LSF에 관한 기초이론을 간략하게 소개하고, III 절에서는 LSF를 추출하는 과정과 수정, 제안한 algorithm을 소개하며, IV 절에서는 LSF로부터 LPC로 변환시키는 과정을 보였으며, V 절에서는 제안된 algorithm을 가지고 실험한 결과와 parameter 변환결과를 보이고, 마지막으로 VI 절에 결론을 소개하였다.

II. LSF의 유도

음성의 linear prediction 시에서 다음과 같은 boundary condition에 근거하여 vocal tract을 modeling 하였다.

- 1) 입술에서 완전개방.
- 2) 목구멍에서 정합 저항단.

여기에서 2)의 조건을 완전개방 또는 완전폐쇄로 대체시킨다면 이러한 경계조건을 갖는 acoustical tube는 완전 무손실의 성질을 가지며 이를 modeling 한 음성 합성 filter의 pole은 모두 Z-plane 상의 unit circle 위에 존재하게 된다. 따라서 이 filter의 주파수 분포를 보면 pole frequency에서 무한대의 Q를 가지며 에너지 분포 spectrum이 line spectrum 형태로 표현되는데 이런 pole 주파수를 line spectral frequency라 한다.^[13]

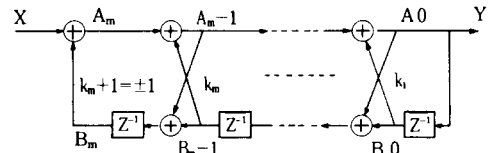


그림 1. 완전 무손실 음성합성 filter
Fig. 1. The lossless speech synthesis filter.

그림 1은 LSF를 유도하기 위해 lattice 합성 filter에서 성도의 경계조건에 대한 변화를 보여 주는 것으로서 m차의 lattice filter에서 m+1번째의 반사계수를 +1 또는 -1로 하여 추가함으로써 목구멍에서의 무손실 경계조건을 만족시키게 된다. 여기서

$K_{m+1} = 1$ 은 완전개방, $K_{m+1} = -1$ 은 완전폐쇄에 해당하는 경계조건이 된다. 이와 같은 두개의 경계조건으로부터 각각 다음과 같은 $m+1$ 차의 두개의 무손실 해석 filter 가 얻어진다.

$$P(Z) = A(Z) - B(Z), \quad K_{m+1} = 1 \quad \text{일때} \quad (1)$$

$$Q(Z) = A(Z) + B(Z), \quad K_{m+1} = -1 \quad \text{일때} \quad (2)$$

여기서 backward 예측과 forward 예측과의 관계를 이용하여

$$B_m(z) = z^{-(m+1)} A_m(z^{-1}) \quad (3)$$

위의 (1), (2)식을 다시 쓰면

$$P(z) = A_m(z) - z^{-(m+1)} A_m(z^{-1}) \\ = A_m(z) \left(1 - z^{-(m+1)} \frac{A_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \right) \quad (4)$$

$$Q(z) = A_m(z) + z^{-(m+1)} A_m(z^{-1}) \\ = A_m(z) \left(1 + z^{-(m+1)} \frac{A_m(z^{-1})}{A_m(z^{-1})} \right) \quad (5)$$

이 된다.

여기서 $A(Z)$ 의 근들이 모두 $|Z| = 1$ 인 unit circle 안에 있을때 (4), (5)식의 근은 모두 unit circle 위에 존재하며, 서로 분리되어(interlace) 위치하게 된다.^(10,11)

위의 (4), (5)식은 각각 symmetric, anti-symmetric polynomial 을 가지므로 $Z=1$ 에서 각각 실근을 갖는다. 따라서 이를 각각 제거하고 다음과 같은 m 차의 symmetric polynomial 을 갖는 함수식을 얻을 수 있다.

$$P(z) = 1 + p_1 z^{-1} + p_2 z^{-2} + \dots \\ \dots + p_2 z^{-m+2} + p_1 z^{-m+1} + z^{-m} \quad (6)$$

$$Q(z) = 1 + q_1 z^{-1} + q_2 z^{-2} + \dots \\ \dots + q_2 z^{-m+2} + q_1 z^{-m+1} + z^{-m} \quad (7)$$

(6), (7)식의 근이 모두 $|z| = 1$ 인 unit circle 위에 complex conjugate 형식으로 존재하므로 $z = \text{EXP}(j\omega)$ 로 치환하면

$$P(\omega) = 2 \text{EXP}(-j\omega m/2) A P(\omega) \\ A P(\omega) = \left(\cos \frac{m}{2} \omega + p_1 \cos \left(\frac{m}{2} - 1 \right) \omega \right. \\ \left. + p_2 \cos \left(\frac{m}{2} - 2 \right) \omega + \dots + \frac{1}{2} p_{m/2} \right) \quad (8)$$

$$Q(\omega) = 2 \text{EXP}(-j\omega m/2) B Q(\omega) \\ B Q(\omega) = \left(\cos \frac{m}{2} \omega + q_1 \cos \left(\frac{m}{2} - 1 \right) \omega \right. \\ \left. + q_2 \cos \left(\frac{m}{2} - 2 \right) \omega + \dots + \frac{1}{2} q_{m/2} \right) \quad (9)$$

위의 (8), (9)식을 0 으로 하는 W 가 LSF 이다.

III. LSF 추출을 위한 Algorithm

LSF를 얻기 위해서 위의 (8), (9)식의 근을 구하는데 있어서 여러가지 해석적 방법이 있는데 analysis filter 의 차수가 8 또는 10차 이상의 경우가 많으므로 위의 (8), (9)식은 W 에 대해서 각각 절반의 차수를 가지며 실근을 갖도록 다음과 같이 cosine 변환을 취한다.

$$X = \cos W \quad (10)$$

이때 Z -plane 에서 unit circle 위에 있던 (6), (7)식의 complex conjugate 형식의 근들은 모두 $-1 < X < 1$ 사이의 실근으로 mapping 된다.

이러한 변환과정에서 chebyshev polynomial 을 이용하면 recursive 형태로 cosine 의 고차항을 계산하게 되어 cosine table 없이도 X 의 함수로 변환이 가능하게 된다.⁽¹⁰⁾

이런 X 의 실근을 갖는 함수에 대해서 그 근을 구하는 방법으로는 해석적으로 여러가지 방법이 있는데, 그 중에서 비교적 효과적이라 제안된 순차(sequential) 방법이 있다.⁽¹¹⁾ 이 방법은 적절한 해석구간을 가지고 X 를 1에서 -1 까지 변화시켜 가면서 그때마다 함수의 부호변화를 검사하여 근이 존재하는 해석구간을 찾은 다음 그 구간을 등분해 가면서 함수값이 일정한 정확도 안에 들어올때 그때의 X 값을 근으로 택하는 방법이다. 그 다음에는 좀 더 효과적인 방법으로 다른 함수값의 근을 구하는데, 이는 LSF의 배치가 두 함수에 대해 서로 interlace 하는 성질을 이용하여 앞에서 구한 함수의 근 사이에서 각각 다른 함수의 근 하나씩만 구하면 된다. 이렇게 구한 X 값에 대하여 (10)식의 역변환으로

$$W_i = \cos^{-1} X_i, \quad i = 1, 2, 3, \dots, m. \quad (11)$$

을 취하면 LSF를 구할 수 있게 된다.

본 논문에서 수정하여 제안한 algorithm 에서는 먼저 (9)식에서 (10)식에 의해 cosine 변화된 X 의 함수에 대하여 근을 구할때, 함수값의 기울기에 대한 변화를 조사하고, 이 변화에 근거하여 해석구간의 간격을 변화시킴으로써 근을 구하는 수렴속도가 증가하도록 하였다. 즉 그림 2에서와 같이 함수 $f(X)$ 에서 i 번째의 근 X_i 를 구하고난 후에 $i+1$ 번째의 근인 X_{i+1} 로 수렴하기 위해서는 반드시 기울기의 부호가 변해야 하므로 기울기가 아직 변하지 않는 구간에서는 해석구간을 크게함으로써 다음 X_{i+1} 근으로의 수렴을 빠르게 하도록 되어 있다.

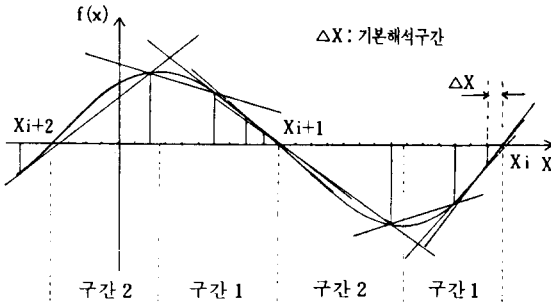


그림 2. 기울기의 변화에 따른 해석구간의 변화
 Fig. 2. Analysis section according to change of the slope.

- 1) $f(X_j)$ 의 값을 계산하고 그때의 부호를 기억시킨다.
- 2) 해석구간(ΔX) 만큼 보정한 X_{j+1} 값을 얻는다.

$$X_{j+1} = X_j + \Delta X$$
 (구간 1에서 초기 해석구간은 기본 해석구간으로 보정한다.)
- 3) $f(X_{j+1})$ 의 값을 계산하여, 그때의 부호와 1)의 부호를 비교함으로써 2)에서 보정한 해석구간안에 근이 있는지를 확인한다.
 - (1) 만일 부호가 변하였으면 그 해석구간 안에 근이 존재하는 것으로 보고, 일정한 정확도 안에 들어올 때까지 등분하여 가면서 근을 구한다.
 즉 $f(X_j + \Delta X/2)$ 의 값을 계산하여 부호의 변화를 조사함으로써 등분되어진 두개의 구간중, 어느 구간에 근이 있는지를 찾고 이런 과정을 반복하여 근으로 수렴해 가는 것이다.
 근을 구한 후에는 해석구간을 다시 기본 해석구간으로 놓은 다음 1)의 과정으로 돌아간다.
 - (2) 부호가 변하지 않으면 $f(X_{j+1})$ 의 값과 $f(X_j)$ 의 값을 가지고 기울기를 계산한다.
 - ① 만일 기울기의 부호와 $f(X_{j+1})$ 계산값의 부호가 다르면 해석구간을 두배로 크게한다.
 이후에 1)의 과정으로 돌아간다.
 (이때 해석구간의 최대값은 식 (12)에 의해 결정된 확률적 분포값으로 제한 한다.)
 - ② 기울기의 부호와 $f(X_{j+1})$ 값의 부호가 같으면 해석구간의 간격을 이전의 값 그대로 하고 1)의 과정으로 돌아간다.
- 4) 위의 과정을 X 가 1과 -1 사이에서 $f(X)$ 의 근을 모두 구할 때까지 반복한다.

한편 구간 1에서 해석구간의 증가로 인하여 다음 수렴할 근이 서로 밀접하게 존재할 때 부호의 변화를

확인하지 못함으로써 발생할 error를 방지하기 위해 해석구간의 최대값을 다음과 같이 제한하였다.

$$X \max \leq \text{minimum} \{X_i - X_{i+1}\} \quad (12)$$

여기서 (12)식의 값은 여러번의 LSF추출에 의해서 얻은 값들 중에서 인접한 하나의 근을 빠뜨리고도 부호의 기울기를 변화시키지 않을 정도의 최소값으로서 이에 대한 확률적 분포로 결정한다. 따라서 이 값은 발음의 종류(유성음, 무성음, 묵음) 및 발생자의 상태에 따라 변하므로 이 값을 최적화시키기 위한 algorithm이 앞으로 연구되어야 할 것으로 기대된다.

또한 만약을 위해서 매우 밀집되어 있는 근을 빠뜨림으로써 근을 모두 구하지 못했을 경우에는 다음의 기본 해석구간과 초기 해석구간을 절반으로 줄여가며 더 세밀한 해석구간을 가지고 근을 모두 구할 수 있도록 하였다.

IV. LSF Parameter의 LPC로의 변화

앞의 서론에서 언급한 것과 같이 LSF parameter는 전송시 발생하는 error에 대하여 spectrum의 왜곡이 적으므로 전송 parameter로서 유리한 점을 가지고 있다. 따라서 그림 3에서와 같이 이 parameter를 coding하여 전송할 경우 기존의 LPC나 PARCOR 계수의 전송에 비해서 낮은 bit rate로도 전송이 가능하게 된다.

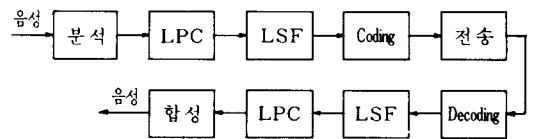


그림 3. LSF의 전송과 음성합성
 Fig. 3. The block diagrams of speech synthesis in LSF.

그러나 수신측에서 이를 다시 decoding하여 음성을 합성할 경우 LPC parameter를 기준으로한 방식 및 device들이 많으므로, 필요할때 LSF로부터 LPC를 바로 얻음으로써 상호 parameter 간에 호환이 유지될 필요가 있다.

따라서 그의 과정은 다음과 같다.

- 1) 큰 수에서부터 작은 수로 나열되어 있는 X_i 에 대하여 홀수번과 짝수번으로 분리한다.
- 2) 각각의 X_i 는 analysis filter의 2차항으로써 $z^{-2} - 2 \cos W_i z^{-1} + 1$ 을 형성하므로 각각의 X_i 에

-2를 곱하고 다음과 같은 polynomial을 얻는다.

$$AP(z) = \prod_{i=even}^{\frac{m}{2}} (z^{-2} - 2x_i z^{-1} + 1) \quad (13)$$

$$BQ(z) = \prod_{i=odd}^{\frac{m}{2}} (z^{-2} - 2x_i z^{-1} + 1) \quad (14)$$

3) (13)과 (14)식의 계수들을 AP(i), BQ(i)라 할때 다음과 같은 형태로 완전개방과 완전폐쇄시의 무손실 filter에 대한 polynomial을 얻는다.

$$Q(i) = BQ(i) + BQ(i-1), \quad Q(1) = 1 \quad (15)$$

$$P(i) = AP(i) - AP(i-1), \quad P(1) = 1 \quad (16)$$

$$i = 2, 3, 4, \dots, m+1$$

4) (1), (2)식으로부터 analysis filter A(z)은

$$A(z) = \frac{P(z) + Q(z)}{2} \quad \text{이므로}$$

위의 (15), (16)식을 이용하여 A(z)의 계수를 구한다.

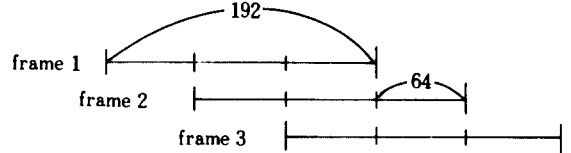


그림 5. Analysis frame의 구성
Fig. 5. The construction of analysis frame.

주파수 spectrum이 약 20Hz의 resolution을 갖도록 512 point의 FFT를 계산하였으며, LSF의 계산시 초기 해석구간은 0.0001로 하여 초기 주파수 resolution이 22.5 Hz가 되도록 하였다. 본 논문에서 사용한 발음이 모음위주였으므로 주로 낮은 주파수 부근에서 높은 Q의 공진이 발생하였다. 따라서 이 부근의 근들은 대부분 밀집되어 있으므로 이에 해당하는 처음 두개의 근에 대해서는 기본 해석구간으로만 해석하였고, 나머지 근들에 대해서는 III절에서 제안한 방법을 가지고 근을 구하였다. 이때 기본 해석구간은 0.01이고 약 70 frame 정도를 가지고 계산한 결과 최대 해석구간은 (12)식에 의해서 0.2 정도가 적당하다고 볼 수 있었다. 이와 같이 하고 해석 차수를 16으로해서 IBM-PC로 simulation한 결과, 얻어진 LSF의 분포와 analysis filter의 주파수 분포를 그림 6에 나타내었다.

그림 6은 각 발성음(speech data)에 대하여 16차 예측 filter에 의해 LPC 계수를 얻고 이에 대한 spectrum 분포와 추출된 LSF의 분포를 비교한 것으로서 이 그림에서 보면 analysis filter의 spectrum 포락선의 peak point, 즉 formant 주파수 근처에서 두개의 LSF가 서로 밀접하게 위치함을 확인할 수 있다. 이로써 앞으로의 연구과제는 이 LSF로부터 formant를 결정하는 decision rule을 찾는 것이며, 또는 이 LSF로부터 formant를 거치지 않고 바로 음성을 합성하는 방법이 연구되어야 할 것으로 기대된다.

또한 LSF를 추출하는데 있어서 f(X)값을 계산하는 횟수를 기준으로 첫번째 함수에 대하여 해석구간의 선택수와 그 해석구간 내에서 근을 구하기까지의 등분법에 의한 f(X)의 계산 횟수를 근거로 하여 고정된 해석구간을 가지고 f(X)의 근을 구한 기존 경우의 계산 횟수와 III절에서 제안한 방법에 의하여 가변의 해석구간을 가지고 f(X)의 근을 구한 경우의 계산 횟수를 그림 7에 나타내었다.

그림 7의 (a)를 보면 III절에서 제안된 가변(variable)의 해석구간을 갖는 경우 bisection의 수는 약

V. 실험 및 고찰

본 실험에서는 음성신호의 최고 주파수 대역을 5 KHz까지 보고 10KHz의 주파수로 sampling 되었으며, 이에 대해 12 bit A/D 변환된 숫자음 음성에 대해서 실험하였다.

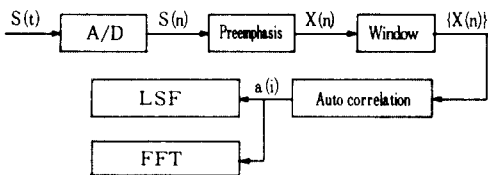
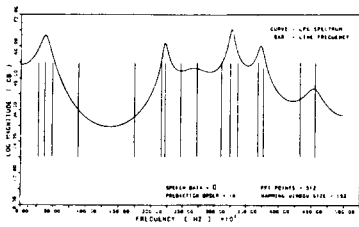
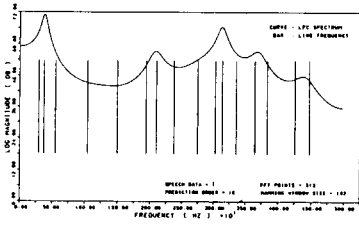


그림 4. LSF 추출의 block diagram
Fig. 4. The block diagrams of LSF extraction.

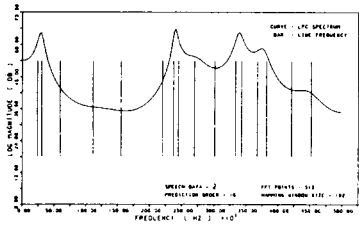
위의 그림 4는 LSF의 추출과정과 음성신호의 주파수 분포를 얻기 위한 block diagram을 나타낸 것으로서, 먼저 정확한 성도특성을 얻기 위하여 pre-emphasis로서 first order difference filter를 통과시켰고, spectrum의 연속성과 windowed data의 edge effect를 줄이기 위해 hamming window를 사용하였으며, 그 크기는 192 point로 하였다. 또한 각 frame 간격은 그림 5와 같이 window의 2/3가 겹치도록 하였다.



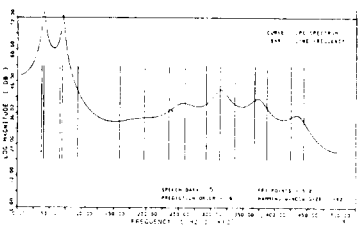
(a)



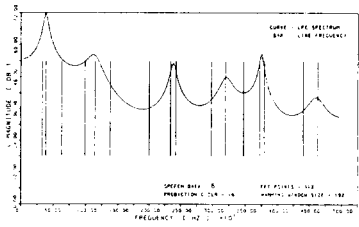
(b)



(c)

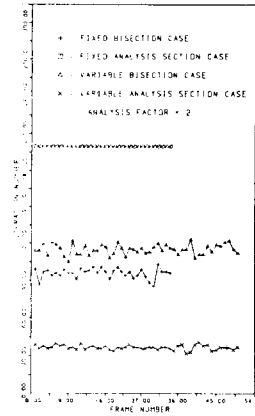


(d)

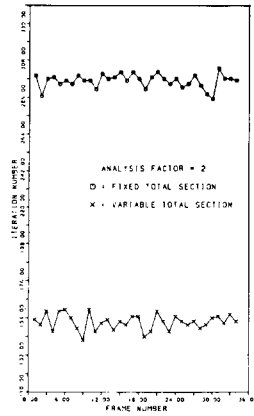


(e)

그림 6. LPC Spectrum과 LSF의 분포
Fig. 6. The spectrum of LPC and distribution of LSF.



(a)



(b)

그림 7. 해석 구간의 선택수 비교

- (a) Bisection 수와 analysis section 수의 비교
- (b) Total section 수의 비교.

Fig. 7. The selection number of analysis section.

- (a) The comparison of the number of bisection and analysis section.
- (b) The number of total section.

간 증가 하였지만 해석구간(analysis section)의 선택수는 약 50% 가량 감소하였으며 따라서 LSF parameter에 해당하는 무손실 해석 filter의 모든 pole을 구하기까지의 수렴속도가 크게 향상됨을 확인하였다.

한편 table 1은 LPC에서 부터 LSF를 얻은 다음 이를 주파수 영역으로 변환시킨 값과 인접한 LSF와의 차이값을 나타낸 것이며 다시 이를 IV절에서 제안한 역변환 과정을 이용하여 LSF로부터 얻은 LPC 계수를 얻어 처음의 LPC와 비교하여 확인한 결과이며 이들이 서로 일치함을 볼 수 있다.

VI. 결 론

LSF는 전송 parameter로서 우수할 뿐 아니라 그 자체가 또한 주파수 분포에 밀접한 관계를 갖고 있는 parameter로서 LSF parameter가 밀집되어 있는 부근에 formant 주파수가 존재하는 것으로 볼 수 있음을 확인하였다.

LSF의 단점으로는 parameter의 추출 과정이 복잡하다는 면이 있었는데, 수정하여 제안한 algorithm에 의해 해석구간의 선택수가 약 50% 가량 감소함으로써 근의 수렴속도를 크게 향상시킬 수 있었다.

표 1. LPC 계수와 상호변환된 LSF parameter
Table. 1. The conversion of LPC into LSF.

LPC 계수	무손실 Filter의 pole	LSF와 그 차이값{Hz}
-. 95993750E - 01	. 97647460E + 00	LSF(1) = 345.906 Diff. = 345.906
. 35740030E + 00	. 96688160E + 00	LSF(2) = 410.748 Diff. = 64.842
-. 10475110E + 01	. 94532720E + 00	LSF(3) = 528.713 Diff. = 117.964
-. 29032380E + 00	. 79927270E + 00	LSF(4) = 1026.091 Diff. = 497.379
-. 38080930E + 00	. 58862210E + 00	LSF(5) = 1498.353 Diff. = 472.262
. 27885490E + 00	. 24148010E + 00	LSF(6) = 2111.836 Diff. = 613.483
. 69814500E + 00	. 20357200E + 00	LSF(7) = 2173.724 Diff. = 61.889
. 16152150E + 00	. 19146000E - 01	LSF(8) = 2469.526 Diff. = 295.802
. 21346730E + 00	-. 13334450E + 00	LSF(9) = 2712.858 Diff. = 243.332
-. 43419280E + 00	-. 31084490E + 00	LSF(10) = 3003.060 Diff. = 290.201
-. 21498550E - 02	-. 42766340E + 00	LSF(11) = 3203.316 Diff. = 200.256
. 99647930E - 01	-. 51080410E + 00	LSF(12) = 3353.261 Diff. = 149.945
. 13210900E + 00	-. 67385500E + 00	LSF(13) = 3676.814 Diff. = 323.552
. 15468940E + 00	-. 71358500E + 00	LSF(14) = 3764.648 Diff. = 87.835
-. 21424730E + 00	-. 89227130E + 00	LSF(15) = 4254.446 Diff. = 489.798
-. 77725180E - 01	-. 98241040E + 00	LSF(16) = 4701.048 Diff. = 446.602
-. 30143400E - 01	. 98337410E + 00	LSF(1) = 290.624 Diff. = 290.624
-. 42430870E + 00	. 97064880E + 00	LSF(2) = 386.559 Diff. = 95.935
-. 11511920E + 01	. 94749030E + 00	LSF(3) = 518.052 Diff. = 131.493
-. 30552040E + 00	. 80339670E + 00	LSF(4) = 1015.120 Diff. = 497.067
-. 80228980E + 00	. 51212910E + 00	LSF(5) = 1644.285 Diff. = 629.165
. 45925270E + 00	. 24504970E + 00	LSF(6) = 2105.979 Diff. = 461.694
. 42412330E + 00	. 20104760E + 00	LSF(7) = 2177.827 Diff. = 71.849
. 78623190E + 00	. 13037210E - 01	LSF(8) = 2479.250 Diff. = 301.423
. 98561270E - 02	-. 13435770E + 00	LSF(9) = 2714.486 Diff. = 235.235
. 59540990E - 01	-. 30722250E + 00	LSF(10) = 2996.998 Diff. = 282.512
-. 51426730E + 00	-. 44302960E + 00	LSF(11) = 3230.482 Diff. = 233.484
. 20401620E + 00	-. 52054590E + 00	LSF(12) = 3371.358 Diff. = 140.876
-. 24575440E + 00	-. 67423810E + 00	LSF(13) = 3677.639 Diff. = 306.281
. 31835190E + 00	-. 71078340E + 00	LSF(14) = 3758.297 Diff. = 80.658
-. 23918270E + 00	-. 90622500E + 00	LSF(15) = 4305.244 Diff. = 546.947
. 57766060E - 01	-. 94962710E + 00	LSF(16) = 4492.690 Diff. = 187.446

마지막으로 기존 parameter(LPC)와의 상호 호환을 위해 LSF로부터 LPC를 구하는 과정을 보이고 이를 확인하였다.

参 考 文 献

[1] N.S. Jayant and Peter Noll, "Digital Coding

- of Waveforms Principles and Applications to Speech and Video," Prentice-Hall, Inc. 1984.
- [2] John makhoul, "Linear prediction: A tutorial review," *IEEE Trans., on ASSP*, vol. ASSP-63, no. 4, pp. 561-580, April 1975.
- [3] B.S. Atal and S.L. Hanauer, "Speech analysis and synthesis by linear prediction of the speech wave," *J. Acoust. soc. am.*, vol. 50, pp. 637-655, 1971.
- [4] J.D. Markel and A.H. Gray, "Linear Prediction of Speech," New York: Springer-Verlag, 1976.
- [5] J. Makhoul, "A class of all-zero lattice digital filters: Properties and Applications," *IEEE Trans., on ASSP*, vol. ASSP-26, no. 4, pp. 304-314, August 1978.
- [6] Saito, S. and Nakata, K., "Fundamentals of Speech Signal Processing," Academic Press, 1985.
- [7] J.R. Crosmer and T.P. Barnwell III, "A Low Bit Rate Segment Vocoder Based on Line Spectrum Pairs," *Proc., ICASSP*, pp. 7.2.1-7.2.4. 1985.
- [8] S.S. McCandless, "An algorithm for automatic formant extraction using linear prediction spectra," *IEEE Trans., on ASSP*, vol. ASSP-22, no. 2, pp. 135-141, April 1974.
- [9] G.S. Kang and L.J. Fransen, "Application of Line Spectrum Pairs to Low Rate Speech Encoders," *Proc., ICASSP*, pp. 7.3.1-7.3.4. 1985.
- [10] P. Kabal and R.P. Ramachandran, "The Computation of Line Spectral Frequencies using Chebyshev Polynomials," *IEEE Trans., on ASSP*, vol. ASSP-34, no. 6, pp. 1419-1426, December 1986.
- [11] F.K. Soong and B.-W. Juang, "Line Spectrum Pair (LSP) and Speech Data Compression," *Proc., ICASSP*, pp. 1.10.1-1.10.4, 1984.
- [12] Itakura, F., "Line spectrum representation of linear predictive coefficients of speech signals," *J. Acoust. Soc. Am.*, vol. 57, S35(A), 1975.