

# Recursive 디지털 필터에 의한 전리층 채널 모델링

## A modeling for an ionospheric channel using recursive digital filter

김 성 진\*

Sung-Jin Kim\*

### 요 약

본 논문에서는 전리층 채널 모델을 위한 recursive 디지털필터 실현을 제안한다. 이 실현은 동일한 2차 전역통과필터들을 종속 연결한 형태를 가지며, 단지 세 개의 파라미터들에 의해 결정된다. 여기서 두 개의 파라미터는 한 단의 2차 전역통과필터의 계수들이며, 나머지 한 개의 파라미터는 종속 연결한 필터단의 개수이다. 이들 파라미터 값은 "downhill simplex method"라 불리는 비선형 최적화 알고리즘에 의하여 최적화되며, 결과적인 시간지연함수는 전리층 채널 모델의 시간지연함수와 아주 잘 근사한다. 제안한 recursive 디지털필터 실현이 nonrecursive 디지털필터 보다 필터계수의 수 및 실현 측면에서 장점이 있음을 알 수 있다.

### Abstract

In this paper, a recursive digital filter realization for an ionospheric channel model is proposed. This realization is in the form of a cascade of identical second-order all-pass filters, and is determined by only three parameters: two coefficients of an all-pass section, and the number of sections. The values of these parameters are optimized by a nonlinear optimization algorithm called the "downhill simplex method", so that the resulting time delay function closely approximates that of the ionospheric channel model. Comparing with the nonrecursive digital filter realization, it can be shown that the proposed recursive-digital-filter-realization is advantageous in points of view for the numbers of filter coefficients and the realization.

**Key words** : ionospheric channel model, all-pass filters, nonlinear optimization

### I. 서 론

위성은 다양한 분야에 응용되고 있으며, 특히 이동위성통신, 위성항법 및 무기체계 등에 많이 활용되고 있다. 위성을 이용한 응용연구 분야에서 전리층의 산란특성(dispersive nature)에 대한 모델링이 자주 요구된다. 왜냐하면, 이러한 전리층의 모델을 이용하여 전리층을 통한 전자파의 전달특성을 연구할 수 있기 때문이다. 그러므로 실현이 용이한 전리층 모델을 개발하는 것이 중요하다. 전리층은 많은 양의 자유전자와 이온들이 존재하는 지구

의 대기층으로서, 전리층을 통과하거나 또는 그 안에서 전달되는 전자파는 이들 자유전자와 이온 때문에 전달특성에 영향을 받게 된다[1-4]. 이러한 영향의 정도는 전리층의 구조와 전파되는 신호의 주파수에 따라 다르게 된다. 전리층을 통과할 때 저주파수 성분은 고주파수 성분보다 더 긴 경로를 따르게 되며, 저주파수 성분은 고주파수 성분보다 더 늦게 전리층 위에 도달하게 되므로 전리층은 산란매질(dispersive medium)이 된다[4-9]. 그러므로 전리층의 모델링은 전리층의 산란특성과 관련성이 있는 여러 가지 응용분야에서 이용되며, 신호의 산란효과를 연구하기 위한 디지털 시뮬레이션을 위해 중요하다[2-7].

일반적으로 동일한 설계사양을 고려할 때, recursive 디지털필터가 nonrecursive 디지털필터 보다 필터 계수가 적으므로 실현이 용이하다. 특히, 전리층 모델에 대한

\*동명정보대학교 정보통신공학과

접수 일자 : 2003. 12. 20    수정 완료 : 2004. 4. 19

논문 번호 : 2004-1-1

nonrecursive 디지털필터 실현과 같이 필터계수가 수천 개인 경우는 더욱더 recursive 필터 실현이 요구된다[10]. 이러한 문제를 해결하기 위하여, 본 논문에서는 전리층 모델에 대한 recursive 디지털필터 실현을 제안한다.

전리층 모델을 위한 recursive 디지털필터 실현을 위해 본 논문은 다음과 같이 구성 되었다. II장에서는 기 개발된 nonrecursive 디지털필터 실현을 재현하고, III장에서는 본 논문의 핵심인 recursive 디지털필터 실현을 제안 하며, IV장에서는 제안한 recursive 디지털필터의 파라미터를 최적화 한다. V장에서는 제안한 recursive 디지털필터 실현에 대하여 컴퓨터 모의실험을 통해 검증하고, nonrecursive 디지털필터 실현과 비교한다. 그리고 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. Nonrecursive 필터 실현

전리층 모델에 대한 디지털필터 실현은 전리층의 산란 특성을 나타내는 시간지연함수를 갖는 필터를 설계함으로서 가능하다. 전리층의 시간지연함수  $t_d(f)$ 는 다음 식으로 표시된다[10].

$$t_d(f) = \frac{\alpha}{(f+g)^2}, \quad f \geq 0. \quad (1)$$

여기서,  $\alpha$ 는 Total Electron Count (TEC)와 다른 파라미터들의 단위를 조정하기 위한 요소를 포함하는 양의 상수이고,  $f$ 는 주파수이며,  $g$ 는 북반구/남반구에 대한 위성의 위치 및 안테나 극성에 관계되는 일정 주파수이다.  $f$ 와  $g$ 의 단위는 MHz이며  $t_d(f)$ 의 단위는  $\mu s$ 이다.  $TEC = 3 \times 10^{17}/m^2$ 일 때  $\alpha = 40,000$ 이고 실제적인 응용에서  $|g| \leq 1$ 라는 것이 알려져 있다[10].

식(1)의 시간지연함수를 관찰하기 위하여  $\alpha = 40,000$ ,  $g = 1$  MHz 인 경우를 고려해 볼 때 고주파수 성분에 대한 시간지연은 아주 짧고 (예를 들어 150 MHz에서 1.75  $\mu s$ ), 반면 저주파수 성분에 대한 시간지연은 길다 (예를 들어 50 MHz에서 15.4  $\mu s$ )는 것이 명백하다. 저주파 성분은 식(1)의  $1/f^2$ 항 때문에 아주 긴 시간지연을 갖게 되며 상당히 감쇄되어 50 MHz 이하의 저주파수 성분은 거의 전리층을 통과하지 못한다. 그러므로 전리층은 통과대역에서의 이득이 일정(단위이득)하고, 차단주파수가 약 50 MHz이며, 식(1)의 시간지연 특성을 갖는 고역통과필터 시스템으로 간주할 수 있다. 전리층이 고역통과 시스템 일지라도 50 MHz 이하의 저주파수 성분을 제거한 전역통과 시스템으로 실현할 수 있으며, 이것이 본 논문의 핵심 아이디어이다.

시간지연함수는 위상함수의 미분으로 정의되므로 식(1)으로부터 전리층의 위상함수  $\phi_d(f)$ 는 다음과 같이 된다 [10,11].

$$\begin{aligned} \phi_d(f) &= \int -2\pi t_d(f) df \\ &= \int \frac{-2\pi\alpha}{(f+g)^2} df \\ &= \frac{2\pi\alpha}{f+g}, \quad f \geq 0. \end{aligned} \quad (2)$$

따라서 단위이득을 갖는 전리층의 전달함수  $H_d(f)$ 는

$$H_d(f) = e^{j\phi_d(f)} \quad (3)$$

으로 표시할 수 있다.  $\phi_d(f)$ 는 기함수라 볼 수 있으므로  $H_d(f)$ 와  $H_d(-f)$ 는 공액복소수가 된다[12-14]. 식(2)와 (3)으로부터 전리층의 임펄스응답  $h_d(t)$ 는  $H_d(f)$ 의 역 푸리에변환이 된다.  $H_d(f) = H_d^*(-f)$ 이므로  $h_d(t)$ 는 다음과 같이 쓸 수 있다[10,11].

$$\begin{aligned} h_d(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} H_d(f) e^{j2\pi ft} df \\ &= 2 \int_0^{\infty} \text{Re}[e^{j\phi_d(f)} e^{j2\pi ft}] df \\ &= 2 \int_0^{\infty} \cos[2\pi(\frac{\alpha}{f+g} + ft)] df \end{aligned} \quad (4)$$

Nonrecursive 디지털필터의 계수를 얻기 위해서는  $h_d(t)$ 의 표본치가 필요하다. 따라서 전리층을 위한 단위표본응답(unit-sample response)은 식(4)로부터 얻을 수 있으며 다음과 같이 주어진다.

$$h_d(n) = 2 \int_0^{1/2T} \cos[2\pi(\frac{\alpha}{f+g} + fnT)] df. \quad (5)$$

여기서  $T$ 는 표본구간(sampling interval)으로서 주파수  $f$ 가 MHz 단위로 표시되므로 그 단위는  $\mu s$ 가 된다. 또한  $h_d(n)$ 이 주파수 영역으로 다시 변환될 때 aliasing을 피하기 위하여 적분구간이  $1/2T$ 까지로 제한된다. 불행하게도 식(5)를 위한 closed-form의 적분결과식이 존재하지 않으므로 식(5)의 계수들을 평가하기 위하여 세 가지 방법(Numerical integration, Inverse

discrete Fourier transform(IDFT), Continuous approximation)이 제시되었다[10]. IDFT 방법을 사용하여 식(5)의 nonrecursive 디지털필터의 계수들을 근사화 할 때 그림 1a와 같은 단위표본응답을 얻을 수 있다. 여기서  $\alpha = 40,000$ ,  $g = 1 \text{ MHz}$ ,  $T = 2.5 \times 10^{-3} \mu\text{s}$  ( $400 \text{ MHz}$ 의 표본주파수에 해당함)의 값들이 적용되었다. 단위표본응답이  $n = 6151$ 까지만 나타나 있는 이유는 이점이 가장 낮은 주파수인  $50 \text{ MHz}$  성분이 도착되는 시간에 해당되기 때문이다. 즉, 식(1)에서  $50 \text{ MHz}$  성분의 시간지연은  $15.4 \mu\text{s}$ 이며, 이것은  $6151 \times 0.0025 \mu\text{s}$ 로 계산될 수 있다. 그림 1a의 단위표본응답에 대응되는 크기응답(magnitude response)과 시간지연함수가 그림 1b 및 1c에 나타나 있다. 위에서 언급한 nonrecursive 디지털필터에 의한 전리층 모델링 방법은 두 가지 단점을 갖고 있는데 첫째는 식(5)를 위한 closed-form의 해가 존재하지 않고, 둘째는 필터계수가 많으므로 하드웨어 구현에 어려움이 있다.

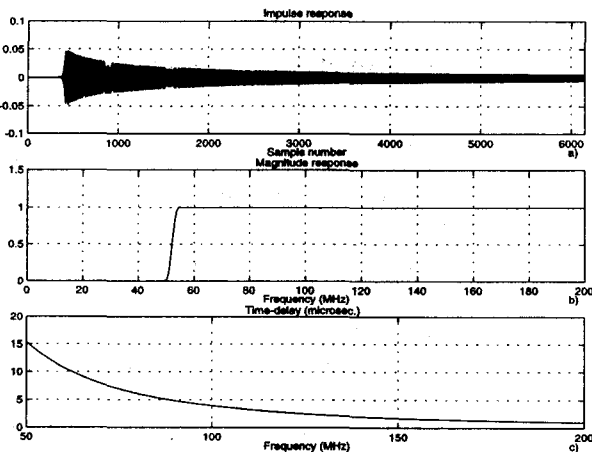


그림 1. IDFT 방법에 의한 전리층의 nonrecursive 필터 실현  
Fig. 1. Nonrecursive filter realization for the ionosphere by the IDFT method

### III. Recursive 필터 실현

본 논문의 주요 목적은 식(1)로 표시되는 전리층 채널 모델을 위한 recursive 디지털 필터 실현을 제안하는 것이다. recursive 필터 실현은 nonrecursive 필터 실현과 비교할 때 필터계수가 적으므로 중요한 장점을 갖는다 [12-14]. 본 장에서는 본 논문의 핵심이 되는 recursive 디지털필터에 의한 전리층 모델링 방법을 제안한다. 본 논문에서 제안한 전리층에 대한 recursive 디지털필터 실현은 그림 2와 같이 종속연결형이므로 아주 유용하다. 그림 2의 각 단은 동일한 2차 전역통과필터로 구성되며 그 전달함수는 다음과 같은 식으로 표현된다[15-17].

$$G(z) = \frac{a^2 - 2az^{-1}\cos(bT) + z^{-2}}{1 - 2az^{-1}\cos(bT) + a^2z^{-2}} \quad (6)$$

여기서  $a$ 와  $b$ 는 양의 실수계수이며,  $T$ 는 표본구간이다. 그림 3에 나타난 바와 같이  $a$  및  $b$ 의 값들이 극점과 영점의 위치를 결정하며,  $0 < a < 1$ 일 때  $G(z)$ 가 안정한 causal 시스템이 됨을 알 수 있다. 또한  $G(z)$ 는 전역통과필터의 전달함수이므로

$$|G(e^{j\omega T})| = 1, \quad |\omega T| \leq \pi \quad (7)$$

가 되며,  $G(e^{j\omega T})$ 의 위상함수는 다음 식으로 쓸 수 있다[11].

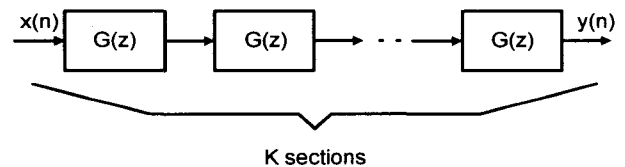


그림 2. 종속연결형 실현  
Fig. 2. Cascade-form realization

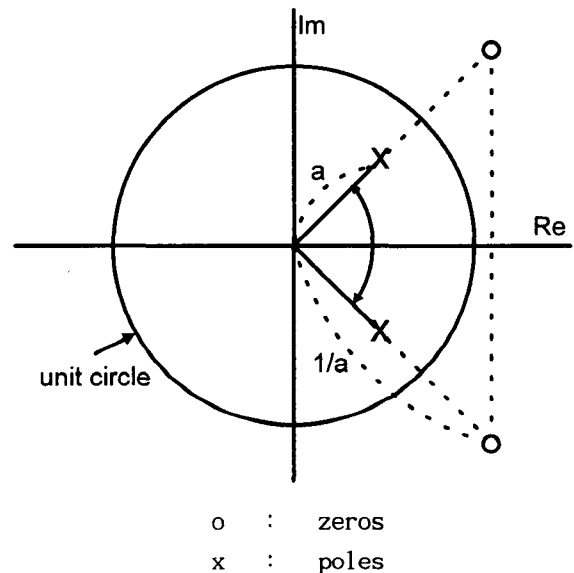


그림 3. 식(6)의  $G(z)$ 에 대한 극점-영점 도식  
Fig. 3. Pole-zero plot of  $G(z)$  in equation (6)

$$(0 < a < 1, \quad 0 < bT < \pi)$$

$$\phi_s(\omega T) = \tan^{-1}[X(\omega T)] - \tan^{-1}[Y(\omega T)] \quad (8)$$

여기서,

$$X(\omega T) = \frac{2\beta \sin(\omega T) - \sin(2\omega T)}{a^2 - 2\beta \cos(\omega T) + \cos(2\omega T)} \quad (9a)$$

$$Y(\omega T) = \frac{2\beta \sin(\omega T) - a^2 \sin(2\omega T)}{1 - 2\beta \cos(\omega T) + a^2 \cos(2\omega T)} \quad (9b)$$

이며,  $\beta = a \cos(bT)$ 이다. 또한  $G(e^{j\omega T})$ 의 시간 지연함수  $t_s(f)$ 는 식(8)로부터

$$t_s(f) = \frac{2T[1 - a^4 - 2\beta(1 - a^2)\cos(\omega T)]}{1 + 4\beta^2 + a^4 - 4\beta(1 + a^2)\cos(\omega T) + 2a^2\cos(2\omega T)} \quad (10)$$

와 같이 유도되며, 여기서  $\omega = 2\pi f$ 이다. 그림 2의 종속연결형의 전체적인 전달함수는

$$H(z) = [G(z)]^K \quad (11)$$

이다. 여기서  $G(z)$ 는 한 단의 전역통과필터의 시스템 함수이며,  $K$ 는 종속연결한 단 수이다. 따라서 식(7) 및 (8)로부터 전체 종속연결형의 주파수응답은

$$H(e^{j\omega T}) = e^{jK\phi_s(\omega T)}, \quad |\omega T| \leq \pi \quad (12)$$

이며, 전체적인 시간지연함수  $t(f)$ 는 다음 식으로 쓸 수 있다.

$$t(f) = K t_s(f). \quad (13)$$

식(10) 및 (13)으로부터 recursive 필터 실현의 시간지연함수는 단지 세 개의 파라미터  $a$ ,  $bT$  및  $K$ 로 결정됨을 알 수 있다. 파라미터  $a$ ,  $bT$  및  $K$ 에 관한 네 개의 다른 값들을 식(13)의 시간지연함수에 적용한 결과가 그림 4에 나타나 있다. 여기서,  $T = 2.5 \times 10^{-3} \mu s$ 이다. 그림 4를 관찰해 볼 때 시간지연함수의 최고점 우측부분은 식(1)의 모델링 하고자 하는 시간지연함수의 모양과 유사함을 알 수 있다. 50 MHz 이상의 주파수 성분만을 고려하고 있기 때문에, 제안하고 있는 recursive 디지털필터 실현의 시간지연함수는 파라미터  $a$ ,  $bT$  및  $K$ 의 값들을 적당히 선택함으로써 전리층의 시간지연함수를 근사할 수 있다. 그러므로 식(13)의 시간지연함수  $t(f)$ 로 식(1)의 시간지연함수  $t_d(f)$ 를 근사하기 위한 파라미터  $a$ ,  $bT$  및  $K$ 의 최적 값을 찾는 것이 중요

하며 이 과정을 다음 장에서 다룬다.

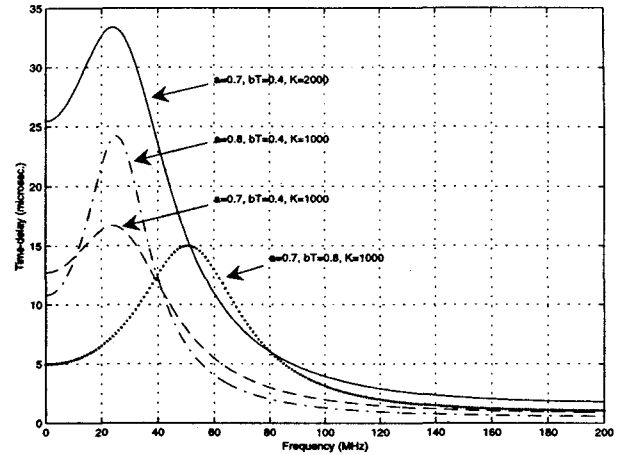


그림 4. 파라미터  $a$ ,  $bT$  및  $K$ 에 따른 recursive 필터 실현의 시간지연함수

Fig. 4. Time delay functions of the recursive filter realization for various values of  $a$ ,  $bT$  and  $K$

#### IV. 파라미터 최적화

파라미터  $a$ ,  $bT$  및  $K$ 의 최적 값을 얻기 위하여 본 논문에서는 "downhill simplex method" 또는 "simplex method"로 알려진 비선형 최적화 알고리즘을 적용하였으며, 다음의 두 단계로 최적화 하였다[18,19].

##### 1단계 : 초기값 구하는 과정

Simplex method를 적용하여 파라미터를 최적화하기 위해서는 이들 파라미터들에 대한 초기값들이 필요하다. 초기값을 구할 목적으로 다음의 보조시간지연함수를 소개하기로 한다.

$$t_{d,\lambda}(f) = \frac{\lambda}{(f+g)^2} \quad (14)$$

여기서  $\lambda$ 는 양의 정수이며,  $1 \leq \lambda \leq 35$ 이다. 또한 식(10)의 한 단의 전역통과필터에 대한 시간지연함수와 식(14)의 보조시간지연함수 사이의 정규화된 오차함수를 다음과 같이 정의한다.

$$\epsilon_s(a, bT, \lambda) = \frac{\zeta_s(a, bT, \lambda)}{\max_i t_{d,\lambda}(f_i)} \quad (15)$$

여기서,

$$\zeta_s(a, bT, \lambda) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |t_s(f_i) - t_{d,\lambda}(f_i)| \quad (16)$$

로 정의하며,  $f_i$ 는  $50 \text{ MHz} \leq f \leq 200 \text{ MHz}$  범위

에 해당하는 주파수축에서의 표본점들이다. 표본구간을  $T=2.5 \times 10^{-3} \mu s$  로 하고  $g=1 \text{ MHz}$  로 하며 주파수축에서의 표본점의 수를  $M=151$ 로 할 때, 각각의  $\lambda$ 에 대하여  $\epsilon_s(a, bT, \lambda)$ 의 값을 최소화하는  $(a, bT)$ 의 값들을 구하기 위하여 interactive routine을 이용하면 표 1의 결과를 얻는다.

Simplex method에서는 초기값들의 몇 개의 셋트가 필요한데, 본 논문에서는 세 개의 파라미터  $a, bT$  및  $K$ 를 최적화하기 때문에 초기값  $a^{(1)}, bT^{(1)}$  및  $K^{(1)}$ 에 대한 네 개의 셋트가 요구된다[18,19]. 그러므로  $\epsilon_s(a, bT, \lambda)$ 가 최소 값을 갖는  $\lambda$ 에 해당하는  $(a, bT)$ 의 네 개의 셋트를 초기값으로 선택한다. 이 때 초기값  $K^{(1)}$ 은

$$K^{(1)} = INT\left(\frac{a}{\lambda^{(1)}}\right) \quad (17)$$

로부터 얻을 수 있으며, 여기서  $INT$ 는 가장 가까운 정수 값을 찾는 연산자이고  $\lambda^{(1)}$ 은 선택된  $\lambda$ 값을 표시한다.

표 3.

Table 1.

( $g=1 \text{ MHz}, T=2.5 \times 10^{-3} \mu s$ )

$\lambda$	$a$	$bT$	$\epsilon_s(a, bT, \lambda)$
1	0.98	$0.04 \pi$	0.0324
2	0.96	$0.04 \pi$	0.0326
3	0.94	$0.04 \pi$	0.0332
4	0.92	$0.04 \pi$	0.0340
5	0.91	$0.06 \pi$	0.0289
6	0.89	$0.05 \pi$	0.0320
7	0.87	$0.05 \pi$	0.0321
8	0.86	$0.06 \pi$	0.0312
9	0.84	$0.06 \pi$	0.0309
10	0.83	$0.07 \pi$	0.0294
11	0.81	$0.07 \pi$	0.0294
12	0.80	$0.08 \pi$	0.0271
13	0.78	$0.08 \pi$	0.0277
14	0.77	$0.09 \pi$	0.0248
15	0.76	$0.09 \pi$	0.0275
16	0.75	$0.10 \pi$	0.0243
17	0.74	$0.11 \pi$	0.0214
18	0.73	$0.12 \pi$	0.0207
19	0.72	$0.12 \pi$	0.0204

$\lambda$	$a$	$bT$	$\epsilon_s(a, bT, \lambda)$
20	0.71	$0.13 \pi$	0.0195
21	0.70	$0.13 \pi$	0.0194
22	0.69	$0.14 \pi$	0.0183
23	0.68	$0.14 \pi$	0.0190
24	0.67	$0.15 \pi$	0.0166
25	0.67	$0.16 \pi$	0.0164
26	0.66	$0.17 \pi$	0.0182
27	0.66	$0.18 \pi$	0.0191
28	0.65	$0.19 \pi$	0.0229
29	0.65	$0.20 \pi$	0.0241
30	0.64	$0.21 \pi$	0.0288
31	0.64	$0.22 \pi$	0.0304
32	0.63	$0.23 \pi$	0.0346
33	0.63	$0.24 \pi$	0.0365
34	0.62	$0.25 \pi$	0.0408
35	0.62	$0.26 \pi$	0.0432

표1을 관찰할 때  $\epsilon_s(a, bT, \lambda)$ 의 값은  $\lambda^{(1)}=22, 24, 25, 26$ 일 때 최소가 되므로, 다음의 네 개의 초기값 셋트를 얻을 수 있다.

$$\text{set 1 : } a^{(1)}=0.69, bT^{(1)}=0.14\pi, K^{(1)}=INT\left(\frac{a}{22}\right)$$

$$\text{set 2 : } a^{(1)}=0.67, bT^{(1)}=0.15\pi, K^{(1)}=INT\left(\frac{a}{24}\right)$$

$$\text{set 3 : } a^{(1)}=0.67, bT^{(1)}=0.16\pi, K^{(1)}=INT\left(\frac{a}{25}\right)$$

$$\text{set 4 : } a^{(1)}=0.66, bT^{(1)}=0.17\pi, K^{(1)}=INT\left(\frac{a}{26}\right)$$

2단계 : 최적 값 구하는 과정

본 단계에서는 "downhill simplex method"를 적용하여 식(10) 및 (13)의 파라미터  $a, bT$  및  $K$ 에 대한 최적 값  $a_o, (bT)_o$  및  $K_o$ 를 얻는 것이 목표이다.  $\alpha=40,000, g=1 \text{ MHz}$ 인 경우에 대하여 1 단계에서 구한 네 개의 초기값 셋트를 simplex method에 적용할 때 다음과 같은 최적 값을 얻는다.

$$a_o = 0.6642, (bT)_o = 0.5063, K_o = 1556$$

이 때 사용한 정규화 오차함수  $\epsilon(a, bT, K)$ 는

$$\varepsilon(a, bT, K) = \frac{\zeta(a, bT, K)}{\max_i t_d(f_i)} \quad (18)$$

이며, 여기서

$$\zeta(a, bT, K) = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |t(f_i) - t_d(f_i)| \quad (19)$$

이다. 식(19)에서  $t_d(f)$ 는 식(1)의 전리층에 대한 시간 지연함수이고,  $t(f)$ 는 식(13)의  $K$  단을 종속 연결한 전역통과시스템의 시간지연함수이다.

### V. Recursive 필터 실현 결과

본 장에서는 전리층모델에 대한 recursive 필터 실현 결과를 검토한다. 본 연구에서 제안하고 최적화한 recursive 디지털필터 모델은 그림 2와 같이 종속연결형으로 실현되었으므로 그에 대한 단위표본응답  $h(n)$ 은 다음과 같은 방법으로 간단히 구할 수 있다. 식(8), (9) 및 (12)에 앞장에서 구한 최적 파라미터 값  $a_o$ ,  $(bT)_o$  및  $K_o$ 를 적용할 때 recursive 필터 실현에 의한 단위표본응답은

$$h(n) = IFFT[e^{jK_o\phi_s(\omega T)}] \quad (20)$$

로 계산되며, 여기서  $IFFT$ 는 inverse fast Fourier transform을 의미한다. 식(20)을 이용하여 전리층을 위한 recursive 디지털필터 실현의 단위표본응답을 구한 것이 그림 5a에 나타나 있으며, 단위표본응답이  $n = 6151$ 까지만 나타나있는 이유는 nonrecursive 필터 실현의 경우와 같다. 또한 크기응답이 그림 5b에 나타나 있으며 nonrecursive 필터 실현의 경우와 같이 50 MHz의 차단주파수를 갖는 고역통과필터가 됨을 알 수 있다. 그림 5c에 전리층의 시간지연함수  $t_d(f)$  (Desired)와 recursive 필터 실현에 의한 시간지연함수  $t(f)$  (Approx)가 나타나 있으며, 고주파수 범위를 제외하고는 아주 잘 근사함을 관찰할 수 있다. 그림 5에서도 그림 1의 경우와 마찬가지로  $a = 40,000$ ,  $g = 1 \text{ MHz}$ ,  $T = 2.5 \times 10^{-3} \mu\text{s}$ 의 값들이 적용되었다.

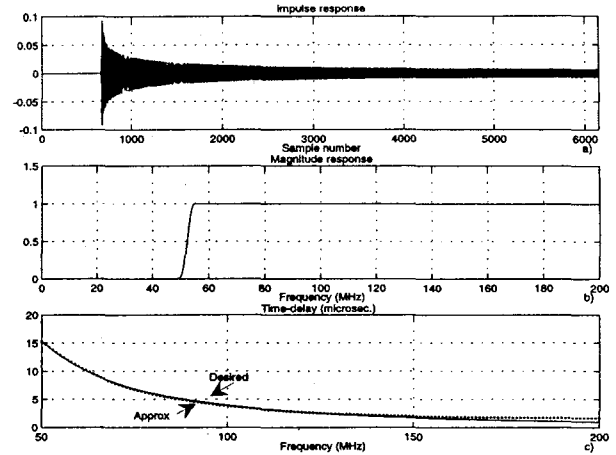


그림 5. 전리층의 recursive 필터 실현  
Fig. 5. Recursive filter realization for the ionosphere

그림 1a의 nonrecursive 필터 실현에 의한 단위표본응답과 그림 5a의 recursive 필터 실현에 의한 단위표본응답을 비교해 볼 때 시작점이 차이가 남을 알 수 있다. 이는 그림 5c에서와 같이 두 실현 방법의 시간지연함수가 고주파수에서 차이를 갖고 있기 때문이다.

III장 및 IV장에서 볼 수 있듯이 본 논문에서 제안한 recursive 디지털필터 실현은 nonrecursive 디지털필터 실현과 비교할 때, 다음과 같은 장점이 있음을 관찰할 수 있다. 첫째, 디지털필터 실현은 동일한 2차 전역통과필터 단(identical second-order all-pass filter sections)을 종속 연결한 형태로 구성되며, 전체 실현은 단지 세 개의 파라미터에 의해서 결정 된다. 따라서 이러한 실현 방법은 세 개의 파라미터들에 대한 최적 값을 얻기 위해 최적화 기법을 적용하기가 용이하며 본 논문에서는 “downhill simplex method”라 불리는 비선형 최적화 알고리즘을 적용하였다. 둘째, 2차 필터의 종속연결 구조는 고정점 프로세서를 사용할 때 실시간 환경 하에서의 하드웨어 구현에 적합하다[12-14]. 셋째, 실제로 식(1)의  $a$ 와  $g$ 는 시간에 따라 변하는 값들이다. recursive 필터 실현은 단지 세 개의 파라미터에 의해서만 결정되므로  $a$ 와  $g$ 가 시간에 따라 변할 때 적용할 수 있도록 조정하기가 용이하다.

컴퓨터 모의실험에 이용된 소프트웨어 tool은 MATLAB signal processing tool box이며, 그림 6은 최적화 알고리즘으로 사용한 downhill simplex method의 흐름도이다.

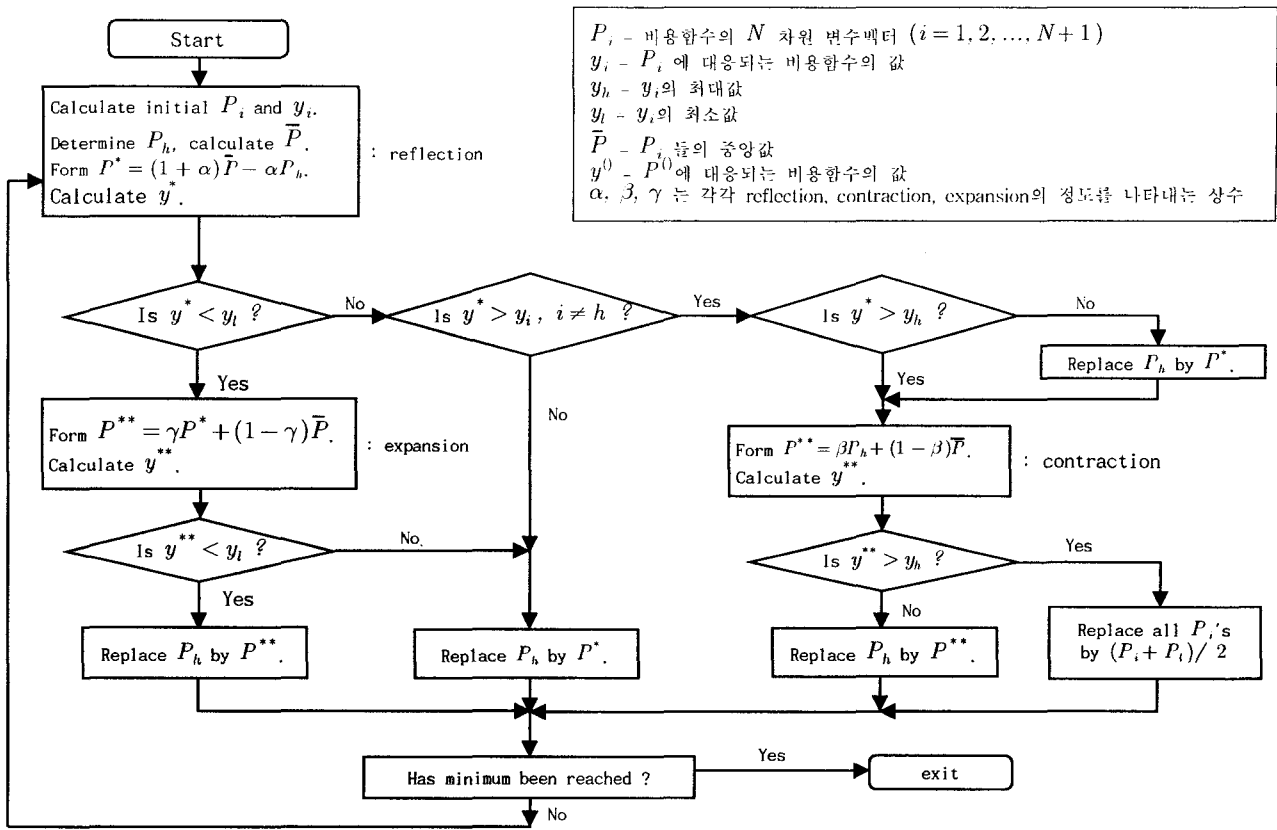


그림 6. Downhill simplex method의 흐름도  
 Fig. 6. Flow chart for downhill simplex method

## VI. 결론

본 논문에서는 식(1)의 시간지연함수로 표시되는 전리층 모델을 위한 recursive 디지털필터 실현을 개발하였다. 전리층을 모델링하기 위하여 수많은(6151개) 필터계수를 필요로 하는 nonrecursive 디지털필터 실현 방법의 단점을 해결하기 위하여 단지 세 개의 파라미터로 표시되는 recursive 디지털필터 실현을 제안하였고, "downhill simplex method"라 불리는 비선형 최적화 알고리즘을 적용하여 최적화가 가능케 하였다.

제안한 recursive 디지털필터 실현은 간단하면서도 시간에 따라 변화하는 전리층을 위하여 적용할 수 있도록 최적화가 가능하므로 nonrecursive 디지털필터 실현보다 아주 효과적이다. 또한 recursive 디지털필터 실현은 동일한 2차 전역통과 필터를 중속 연결한 것이므로 하드웨어 구현 면에서도 간편하여 위성을 이용한 여러 가지 응용 분야 연구에 유용하게 사용될 수 있을 것이다.

## 참고 문헌

[1] R. E. McIntosh and A. Malaga, "Frequency dispersion in the ionosphere", IEEE Trans. Antenna

and Propagation, vol. 29, pp. 970-972, 1981.  
 [2] K. C. Yeh and C. H. Liu, "Ionospheric effects on radio communication and ranging pulses", IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 27, pp. 747-751, 1979.  
 [3] H. Soicher, "Ionospheric and plasmaspheric effects in satellite navigation systems", IEEE Trans. Antenna and Propagation, vol. 25, pp. 705-708, 1977.  
 [4] G. H. Millman, Atmospheric Effect on Radio Wave Propagation, in Modern Radar Analysis, Evaluation and System Design(Edited by R. S. Berkowitz). Wiley, New York, 1965.  
 [5] 심세준 외 3인, "위성통신을 위한 투영 행렬 빔형성 기법", 한국통신학회논문지, 제27권 5B호, pp.403-409, 2002.  
 [6] S. Buzzi, A. De Maio and M. Lops, "Code-Aided Blind Adaptive New User Detection in DS/CDMA systems with Fading Time-Dispersive Channels", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 51, pp. 2637-2649, Oct. 2003.  
 [7] N. Sidiropoulos and X. Liu, "Identifiability Results for Blind Beamforming in Incoherent Multipath with Small Delay Spread", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 49, pp. 228-236, Jan. 2001.

- [8] 차동완, 정보통신세계, 영지문화사, 2000.
- [9] 은종과 외 3인, 이동통신공학, 생능출판사, 1997.
- [10] S. D. Stearns and G. R. Elliott, "Impulse response of a frequency-dependent delay", Sandia Report, SAND87-1295 · UC-13, 1987.
- [11] Sung-Jin Kim, "Recursive digital filter realization and inverse filtering for an ionospheric model", Ph.D. dissertation, University of New Mexico, Albuquerque, NM, 1988.
- [12] N. Ahmed and T. Natarajan, Discrete-Time Signal and Systems. Reston, 1983.
- [13] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, Discrete-Time Signal Processing, Prentice Hall, Englewood Cliffs, N. J. 1989.
- [14] V. K. Ingle and J. G. Proakis, Digital signal processing using MATLAB, Brooks/Cole, 2000.
- [15] S. K. Mitra, Digital Signal Processing, McGraw-Hill, 2002.
- [16] B. Shankar M. R. and A. Makur, "Allpass Delay Chain-Based IIR PR Filterbank and Its Application to Multiple Description Subband Coding", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 50, pp. 814-823, Apr. 2002.
- [17] P. A. Regalia, S. K. Mitra and P. P. Vaidyanathan, "The digital all-pass filter: a versatile signal processing building block", Proc. IEEE vol. 76, pp. 19-37, 1989.
- [18] J. A. Nelder and Mead, "A simplex method for function minimization", Comput. Journal. vol. 7, pp. 308-313, 1965.
- [19] Willian H. Press, et al., Numerical Recipes: The art of Scientific Computing, Cambridge University Press, 1986.



김 성 진 (Sung-Jin Kim)  
 1974년 3월 해군사관학교(이학사)  
 1977년 2월 서울대학교 전자공학과(공학사)  
 1980년 2월 고려대학교 전자공학과(공학석사)  
 1988년 12월 미국 University of New Mexico 전기 및 컴퓨터공학과(공학박사,

신호처리/통신전공)  
 1980년 3월 ~ 2001년 2월 해군사관학교 전자공학과 교수  
 2001년 3월 ~ 현재 동명정보대학교 정보통신공학과 교수  
 관심분야 : 디지털신호처리, 적응신호처리, 레이더/위성  
 신호처리, EW분야 및 시스템 모델링