

안정성을 갖는 최소 위상 ARMA 시스템 모델링을 이용한 코히어런트 임펄스 통신 시스템의 광대역 안테나 확산 및 공진 특성 보상 기법

A Compensation Technique for Dispersive and Resonant Wideband Antenna using Stable Minimum-Phase ARMA System Modeling for Coherent Impulse Communication Systems

이 원 철 · 박 운 용

Won-Cheol Lee · Woon-Yong Park

요 약

본 논문에서는 비이상적인 임펄스 통신용 광대역 송수신 안테나 간의 전달함수에 포함된 확산 및 공진 특성을 보상하기 위한 사전 왜곡 필터 기법에 대해 소개한다. 일반적으로 비이상적인 광대역 안테나의 사용으로부터 발생하는 확산 및 특정 주파수에서의 공진 현상으로 인하여 송신 임펄스 신호의 변형을 가져오며, 이로 인해 이상적인 안테나 사용을 가정한 참조 신호를 수신단에서 사용할 경우 코히어런트 상관 처리과정상의 이득 축소로 인해 전체 통신 시스템의 성능을 저하시키게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 비이상적인 송수신 안테나간의 전체 전달함수 특성에서 왜곡 특성을 추출하여 이를 구현 가능한 최소위상 특성을 갖는 ARMA(Auto-Regressive Moving Average) 형태로 등가 모델링하고 안정성이 보장된 역 필터, 즉 사전 왜곡 보상 필터를 구축하여 확산 및 공진 특성을 능동적으로 보상하는 기법에 대하여 설명한다. 이와 관련하여 시뮬레이션을 통해 형태가 다른 다이폴 안테나에 대한 사전보상 필터를 송신단에 적용시 임펄스 통신 시스템의 성능이 향상됨을 입증한다.

Abstract

This paper introduces a pre-compensation filter for compensating dispersive and resonant properties experienced along the usage of non-ideal wideband antennas in impulse communication systems. It has been well known that the transmitted impulse signal becomes deformed because of dispersive and resonant characteristics. Accordingly, in spite of using ideal template signal at the correlator in coherent receiver, these impairments degrade overall performance attributed to low level of coherence. To overcome this problem, this paper exploits a realization technique of pre-compensation filter purposely installed at transmitter whose stability is automatically guaranteed because it has an inversion form of minimum-phase ARMA(Auto-Regressive Moving Average) system. The performance of proposed scheme will be shown in results from computer simulations to verify its affirmative impact on impulse communication system with regarding several distinctively shaped antennas.

Key words : Coherent UWB Communication System, ARMA System Modeling, UWB Antenna, Dispersive Wideband Antenna

「본 연구보고서는 정보통신부 정보통신연구진흥원에서 지원하고 있는 2003년도 정보통신기초연구지원사업의 연구결과임 (03-기초-073).」

승실대학교 정보통신전자공학부(Department of Electronic Engineering, Soongsil University)

· 논문 번호 : 20040726-097

· 수정완료일자 : 2004년 9월 10일

I. 서 론

최근 들어, 임펄스 통신은 향후 초고속 데이터 전송을 요구하는 차세대 근거리 무선통신 기술로서 대두되고 있으며 그 수요가 이동통신, 홈 네트워크 등의 통신 분야 및 위치 추적, 더 나아가 의료 분야로까지 확장될 전망이다^[1].

임펄스 통신 시스템 및 단말기에는 광대역 임펄스 신호 송수신을 위한 광대역 안테나가 적용될 것이고, 미국, 일본 등의 기술 선진국들은 이미 넓은 주파수 대역에 평탄한 특성을 갖는 고효율 안테나 구현을 위한 활발한 연구 개발이 진행되고 있다^[2]. 특히 차세대 임펄스 통신용 안테나는 소형의 단말기에 적용될 예정이므로, 사용의 편의성, 저전력, 작은 크기, 경량성, 경제성 등이 충분히 고려되어 설계되어야 한다. 그러나 이러한 요구 사항들을 모두 만족하는 초 광대역 안테나의 구현은 현실적으로 불가능하고 볼 수 있다.

일반적인 광대역 안테나는 확산 및 공진 등과 같은 비이상적인 특성을 가지며, 이러한 국부 참조 신호를 발생시켜 수신신호와 상관 처리할 경우 왜곡된 수신 임펄스 신호 파형과 낮은 코히어런스 특성으로 인해 시스템의 성능 저하가 초래된다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 이상적인 안테나가 개발되었으나^[3] 사실상 고비용과 큰 부피로 인해 저 비용과 소형 안테나를 요구하는 실제 단말기에 적용하기에는 부적합하다고 볼 수 있다. 앞에서 언급한 문제점을 해결하기 위하여 본 논문에서는 임펄스 통신 시스템의 송수신 안테나간의 비이상적인 왜곡 특성을 사전에 추출하고 이를 능동적으로 사전 왜곡 필터로 모델링하여 송수신 안테나를 통과한 후의 수신 신호가 가우시안 펄스를 2차 미분한 이상적인 신호가 되도록 하는 보상 기법에 대하여 소개한다.

미지의 안테나 혹은 다양한 시스템의 주어진 임출력 관계를 이용하여 유리함수 형태의 시스템으로 모델링하는 여러 가지 방법이 소개되었으나^[4], 모델링된 시스템의 안정성(Stability)이 보장되지 못한다는 문제점이 존재한다. 본 논문에서는 주어진 안테나 임출력 주파수 응답을 이용하여 시스템이 갖는 왜곡 성분을 획득하고 이에 해당하는 임펄스 응답에 대한 자기상관 값을 이용하여 안정성이 보장된 유리

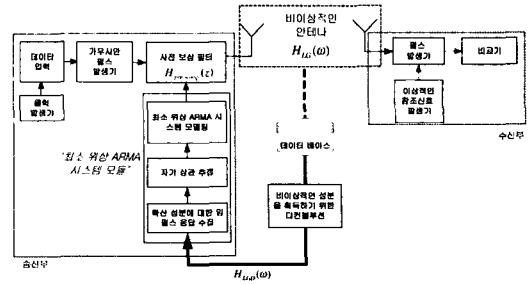


그림 1. 사전 왜곡 필터를 적용한 임펄스 통신 처리 과정을 간략화한 구조도

Fig. 1. A simplified structure of impulse communication system deploying pre-compensation filter.

함수 형태의 시스템을 모델링하여 사전 왜곡 필터로 적용하는 방안에 대해 소개한다. 또한 모델링 시스템 차수 선정에 위하여 주어진 안테나 임출력 주파수 응답의 왜곡 성분에 대한 주파수 응답 스펙트럼과 시스템 인지를 통해 얻은 스펙트럼 간의 오차 혹은 임펄스 응답 간의 코히어런스 값을 이용하는 방안을 소개한다.

그림 1은 임펄스 통신 시스템에서 왜곡 보상 필터 구축을 위한 ARMA 시스템 모델링 과정을 간략화한 구조를 나타낸다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 임펄스 통신에서 사용되는 광대역 소형 안테나 특성 모델링에 대해 설명한다. 또한 송수신 안테나의 왜곡 성분을 안정성이 보장된 최소위상 ARMA 시스템 모델링하는 과정 및 주파수 영역과 시간영역에서 추출된 두 가지의 성능지표를 사용하는 시스템 차수 선정에 대해 설명하고, III절에서는 적합한 차수의 ARMA 시스템으로부터 얻게 되는 참조 신호를 적용한 경우의 전체 시스템 성능을 비교 분석하고 마지막으로 IV절에서는 결론을 맺는다.

II. ARMA 시스템 모델링

2-1 광대역 안테나 주파수 특성 모델링

그림 2는 임펄스 통신 시스템에 적용 가능한 정규의 송수신 안테나 기능 동작을 주파수 측면에서 해석한 것이다. 여기서 송신 안테나는 내부 임피던스 $Z_G(\omega)$ 를 갖는 전압소스 $V_G(\omega)$ 로 구성되며, 수신 안테나는 등가적으로 수신신호에 대한 로드 임피던

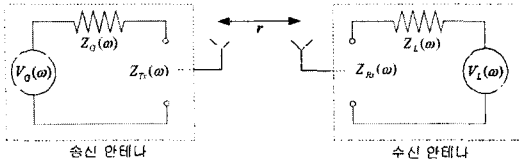


그림 2. 송수신 안테나간 전압 전달함수의 주파수 특성 모델을 위한 등가 회로

Fig. 2. An equivalent circuit for modeling of frequency response to transfer function between transmit and receive antennas.

스 $Z_L(\omega)$ 와 로드 전압 $V_L(\omega)$ 로 구성된다. 또한 r 은 송수신 안테나 사이의 거리를 나타낸다.

그림 1에서와 같이 송수신 안테나의 입력 임피던스를 각각 $Z_T(\omega)$, $Z_R(\omega)$ 으로 정의하면, 수신 안테나의 로드 전압 $V_L(\omega)$ 는 전압 전달 함수 $H_{LG}(\omega)$ 와 송신 안테나의 전압소스 $V_G(\omega)$ 및 거리에 의한 위상 지연 등의 곱으로 식 (1)처럼 나타낸다.

$$V_L(\omega) = H_{LG}(\omega)V_G(\omega)e^{\frac{j\omega r}{c}} \quad (1)$$

여기서 c 는 빛의 속도를 나타내고, r 은 송수신 안테나간의 거리를 나타내며 지수형태의 요소는 송수신 안테나 사이의 시간 지연을 내포한다. 또한 시간 영역에서 수신 안테나에 수신된 전압의 시간 영역상 파형은 역 푸리에 변환 과정을 통해 식 (2)와 같이 구해진다.

$$V_L(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{BW} H_{LG}(\omega)V_G(\omega)e^{j\omega t} d\omega \quad (2)$$

식 (2)에서 $t = t - r/c$ 이다. 일반적으로 임펄스 통신 시스템에서 송신 펄스는 식 (3)처럼 가우시안 펄스 $V_G(t)$ 로 정의할 수 있으며, 파라미터 τ 는 펄스 폭을 결정한다.

$$V_G(t) = e^{-2\pi(t/\tau)^2} \quad (3)$$

본 논문에서는 가우시안 펄스를 입력으로 하는 짧은 다이폴 안테나를 고려하였으며, 이때 송수신 안테나간의 감쇄 손실이 없는 이상적인 상황을 가정하였다. 참고문헌 [5], [6]에 의거하여 길이가 L 이고 직경 반지름이 a 인 짧은 다이폴 안테나의 입력 임피던스 $Z_{in}(\omega)$ 는 식 (4)처럼 근사화 시킬 수 있다^{[5],[6]}.

$$Z_{in}(\omega) = R_{in}(\omega) + jX_{in}(\omega) @ \alpha\omega^2 - j\omega C_0 \quad (4)$$

여기서 $C_0 @ -h/(120c[1 + \ln(a/h)])$, c 는 빛의 속도를 나타내고 $\eta_0(=377 \Omega)$ 는 자유 공간 내에서의 임피던스를 나타내고 $h(=L/2)$ 는 안테나 길이의 반을 의미하며, $\alpha @ \eta_0 h^2 / 16\pi c^2$ 이다. 이때 짧은 다이폴 안테나를 사용하는 임펄스 통신 시스템에서 식 (1)에서 정의된 송수신 전압간의 전달함수는 식 (5)와 같이 정의될 수 있다^{[5],[7]}.

$$H_{LG}(\omega) = \frac{-j\omega\mu_0 h^2 Z_L(\omega)}{4\pi r [Z_G(\omega) + Z_{in}(\omega)] [Z_L(\omega) + Z_{in}(\omega)]} \quad (5)$$

또한 광대역 송수신 안테나가 이상적인 미분기의 형태를 갖는 경우 식 (5)의 전체 전달함수 특성에서 왜곡 성분만을 디콘볼루션(Deconvolution) 과정을 통해 식 (6)과 같이 얻을 수 있다.

$$H_{LGD}(\omega) = \frac{H_{LG}(\omega)}{\omega^2} \quad (6)$$

2-2 ARMA 시스템 모델링을 이용한 송수신 안테나 특성 모델링

이산형태의 임펄스 응답 $h(n)$ 를 갖는 시불변 선형 시스템에서 입력 $w(n)$ 이 W.S.S(Wide Sense Stationary) 확률 특성을 가질 경우 출력 $x(n)$ 도 마찬가지로 W.S.S이며, 이때 전력밀도함수 $S_x(\theta)$ 는 식 (7)처럼 출력 $x(n)$ 의 자기 상관 값 r_k 에 대한 푸리에 변환 결과가 된다.

$$S_x(\theta) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_k e^{jk\theta} = |H(e^{j\theta})|^2 S_w(\theta) \geq 0 \quad (7)$$

여기서 θ 는 정규화 주파수 값을 나타내며 r_k 는 출력 신호 $x(n)$ 에 대한 자기상관 값이다. $w(n)$ 가 평균값이 0이며 평균전력이 1인 백색잡음이라고 가정하면, 즉, $S_w(\theta) = 1$ 인 경우, 출력에 대한 전력밀도함수 $S_x(\theta)$ 는 전달함수의 주파수 응답의 절대치 자승함수와 동일하다. 이 경우 출력신호에 대한 전력밀도함수는 최소 위상 시스템(Minimum-Phase System) 부분과 아닌 부분의 주파수 응답 함수의 곱으로 표현된다. 이때 최소 위상 부분에 대한 시스템을 $H(z)$ 라고 놓으면 다음과 같이 유리함수 형태의 ARMA(Auto

Regressive Moving Average) 모델링이 가능하다.

$$H(z) = \frac{\beta_0 + \beta_1 z + \dots + \beta_q z^q}{\alpha_0 + \alpha_1 z + \dots + \alpha_p z^p} \triangleq \frac{B(z)}{A(z)}, \quad p \geq q \quad (8)$$

여기서 전달함수 $H(z)$ 는 ARMA (p, q) 형태이며, 최소 위상 특성을 만족하기 위해 $H(z)$ 는 $|z| \leq 1$ 에서 극점과 영점을 가져야 한다. 식 (7), (8)로부터 전달함수 $H(z)$ 를 얻기 위해서는 시스템 출력 정보 $x(n)$ 으로부터 $p+q+1$ 개의 자기상관 정보를 필요로 한다. 식 (9)처럼 $p+q+1$ 개의 자기상관 값들로 구성된 허미션 Toeplitz 행렬 T_k 는 nonnegative 특성을 갖게 된다^[8].

$$T_k = \begin{bmatrix} r_0 & r_1 & r_2 & \dots & r_k \\ r_1^* & r_0 & r_1 & \dots & r_{k-1} \\ r_2^* & r_1^* & r_0 & \dots & r_{k-2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ r_k^* & r_{k-1}^* & r_{k-2}^* & \dots & r_0 \end{bmatrix} \geq 0 \quad (9)$$

여기서 위의 식에서 a^* 는 임의의 복소수 a 의 공액 복소값을 의미하며, T_k 의 원소들로 구성된 임의의 함수 $Z(z)$ 를 다음 식 (10)과 같이 정의하면

$$Z(z) = r_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} r_k z^{-k} \quad (10)$$

$Z(z)$ 는 단위 원 내에 항상 극점이 존재하는, 즉 $|z| > 1$ 에서 분석한 positive-real 함수로 정의된다^[9]. 또한 식 (7)에서 정의된 출력 신호에 대한 전력밀도함수 $S_x(\theta)$ 는 positive-real 함수 $Z(z)$ 에 의해 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$S_x(\theta) = \text{Re}\{Z(e^{j\theta})\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_k e^{-jk\theta} \geq 0 \quad (11)$$

여기서 $r_{-k} = r_k^*$ 이며, 전력밀도함수 $S_x(\theta)$ 와 positive-real 함수 $Z(z)$ 간에는 일대일 대응관계를 갖는다. 만약 임의의 시스템의 전달 함수 $H(z)$ 가 원래 식 (8)에서 나타낸 바와 같이 유리함수 형태를 갖는다면 자기상관 값 r_k 들을 다음과 같은 성질을 갖게 된다^[10].

$$r_k = -\sum_{i=1}^p \alpha_i r_{k-i}, \quad k \geq q+1 \quad (12)$$

여기서 $p \geq q$ 이므로 이를 식 (10)에 대입하여 정리하

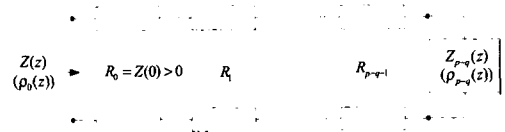


그림 3. Positive-real 함수 $Z(z)$ 의 TEM 라인 모델링
Fig. 3. Configuration of TEM line modeling relevant to positive-real function $Z(z)$.

면 positive-real 함수 $Z(z)$ 또한 다음과 같은 유리함수 형태로 표현됨을 증명할 수 있다^[10].

$$Z(z) = \frac{b_0 + b_1 z + \dots + b_p z^p}{1 + a_1 z + \dots + a_p z^p} \quad (13)$$

Positive-real 함수 $Z(z)$ 는 그림 3과 같이 이상적인 동일 지연 라인들, 즉 TEM(Transverse Electro-Magnetic) 라인들의 직렬 결합된 회로의 입력 임피던스라고 볼 수 있다^[11].

그림 3에서 순차적인 TEM 라인의 추출은 positive-real 함수 $Z(z)$ 차수의 축소를 의미하며, k 번의 라인 추출 과정을 통해 새롭게 생성되는 $k+1$ 번째 positive-real 함수 $Z_{k+1}(z)$ 차수는 만약 k 가 $p-q+1$ 보다 같거나 작은 경우, 아래와 같은 관계를 갖는다^[10].

$$\delta(Z_{k+1}(z)) = \delta(Z_k(z)) - 1 \quad (14)$$

여기서 유리함수에 대한 차수는 최대로 가질 수 있는 극점(pole) 혹은 영점(zeros)의 개수를 의미한다.

주어진 ARMA (p, q) 형태의 시스템 $H(z)$ 에 해당하는 최초의 positive-real 함수 $Z(z)$ 는 일대일 관계를 갖는 반사함수 의미를 갖는 bounded-real 함수 $\rho_0(z)$ 와 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\rho_0(z) = \frac{Z(z) - Z(0)}{Z(z) + Z(0)} = \frac{Z(z) - R_0}{Z(z) + R_0} \quad (15)$$

또한 $k+1$ 개의 TEM 라인 추출 후에 얻게 되는 bounded-real 함수 $\rho_{k+1}(z)$ 는 positive-real 함수 $Z_{k+1}(z)$ 와 아래 식 (16)과 같은 관계를 갖는다.

$$\rho_{k+1}(z) = \frac{Z_{k+1}(z) - Z_k(0)}{Z_{k+1}(z) + Z_k(0)} \quad (16)$$

만약 모델링 하고자 하는 원래의 시스템 $H(z)$ 가 식 (8)과 같이 ARMA (p, q) 의 유리함수의 형태라면

positive-real 함수 $Z(z)$ 와 이에 대응하는 bounded-real 함수 $\rho_0(z)$ 는 동일한 차수를 가지며, p 를 $p+q+1$ 개의 TEM 라인 추출 후 최종단에 남은 positive-real 함수 $Z_{p-q}(z)$ 와 이에 대응하는 bounded-real 함수 $\rho_{p-q}(z)$ 의 차수 또한 동일하게 q 가 된다. 차수 선정에 이용하는 중요한 성질은 $p+q+1$ 개의 라인들이 추출된 이후 또 다른 TEM 라인을 추출하더라도 더 이상의 차수 감소는 발생하지 않게 된다는 점이다^[11]. 즉,

$$\delta(Z_{p-q+i}(z)) = \delta(\rho_{p-q+i}(z)) = q, \quad l=0,1,2,\dots \quad (17)$$

식 (11)로부터 출력 신호의 전력 스펙트럼 밀도 함수는 유리함수 형태의 positive-real 함수 $Z(z)$ 로 식 (18)과 같이 표현된다.

$$S(\theta) = |H(e^{j\theta})|^2 = \text{Re}\{Z(e^{j\theta})\} \quad (18)$$

결국 $r \geq p-q$ 에 대해서 bounded-real 함수 $\rho_{r+1}(z)$ 는 항상 차수가 q 로 유지되며, r 이 $p+q+1$ 인 경우 아래 식 (19)와 같이 $q-1$ 차수의 분자 다항식과 q 개의 차수로 구성된 분모 다항식의 비로 표현 가능하다.

$$\frac{h(z)}{g(z)} \triangleq \frac{h_0 + h_1 z + \dots + h_{q-1} z^{q-1}}{1 + g_1 z + \dots + g_{q-1} z^{q-1} + g_q z^q} \quad (19)$$

식 (15), (16)과 식 (18)로부터 bounded-real 함수 $\rho_{r+1}(z)$ 를 이용하여 $H(z)H(z)$ 를 다음과 같이 얻어 낼 수 있다.

$$\frac{1 - \rho_{r+1}(z)\rho_{r+1}^*(z)}{(P_r(z) - z\rho_{r+1}\tilde{P}_r(z))(P_r(z) - z\rho_{r+1}\tilde{P}_r^*(z))} \quad (20)$$

여기서 $H_r(z) = H_r^*(1/z^*) = H_r(1/z)$ 로 정의된다. 위의 식 (20)을 얻은 과정에서 아래의 Feltketter 관계식이 사용되었다^[12].

$$g(z)g_*(z) - h(z)h_*(z) = 1 \quad (21)$$

식 (20)으로부터 극점과 영점이 모두 $|z| \leq 1$ 내에 존재하게 되는 최소 위상 응답 특성의 시스템 부분을 표현하면 다음과 같다.

$$H(z) = \frac{\Gamma_{r+1}(z)}{P_r(z) - z\rho_{r+1}\tilde{P}_r(z)} \quad (22)$$

위의 식에서 $\tilde{P}_r(z)$ 는 $P_r(z)$ 의 reciprocal 다항식의 의

미하며 $\tilde{P}_r(z) = z^r P_r(1/z)$ 로 정의된다. 또한 식 (22)에서 $\Gamma_{r+1}(z)$ 는 다음 식을 만족하는 유리함수 형태의 고유한 bounded-real 함수 해이다.

$$1 - \rho_{r+1}(z)\rho_{r+1}^*(z) = \Gamma_{r+1}(z)\Gamma_{r+1}^*(z) \quad (23)$$

이때 $r = p+q$ 로 놓고 식 (19)를 식 (22)에 대입하여 ARMA (p, q) 형태의 최소 위상 시스템 $H(z)$ 를 분모 및 분자 다항식으로 이루어진 유리함수 형태로 표시하면 식 (24)와 같게 된다.

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{B(z)}{g(z)P_{p+q}(z) - zh(z)\tilde{P}_{p+q}(z)} \quad (24)$$

여기서 $B(z)$ 는 strict-Hurwitz 성질을 갖는 아래 방정식의 다항식 해이다.

$$B(z)B_*(z) = g(z)g_*(z) - h(z)h_*(z) \quad (25)$$

식 (24)에서 나타낸 전체 시스템 모델 관계식에서 다항식 $P_{p+q}(z)$ 는 자기 상관값들인 $r_0, r_1, r_2, \dots, r_{p+q}$ 로부터 생성된 $p+q$ 차의 Levinson polynomial이며, 이를 순차적으로 얻기 위한 재환 생성식은 다음과 같다.

$$\sqrt{1 - |s_r|^2} P_r(z) = z P_{r-1}(z) - s_r \tilde{P}_{r-1}(z) \quad (26)$$

여기서 반사계수 값 s_r 은 아래 식을 통해 얻을 수 있다.

$$s_r = \left\{ \tilde{P}_{r-1}(z) \sum_{i=1}^r r_i z^i \right\}_r \tilde{P}_{r-1}(0), \quad r \geq 1 \quad (27)$$

식 (27)에서 $\{\cdot\}_r$ 는 괄호안의 다항식의 z^r 에 해당하는 계수 성분을 의미한다. 식 (26)에서 최초 이니셜 값들은 $P_0(z) = 1/\sqrt{r_0}$, $s_1 = r_1/r_0$ 이다. 식 (24)에서 분모 다항식은 $p+2q$ 의 차수를 갖게 되나 식 (24)에서 모델링되는 시스템의 차수는 p 이므로 z^p 차 보다 높은 계수들은 0이 되어야 한다. 따라서 식 (24)에서 $z^{p+1}, z^{p+2}, \dots, z^{p+2q}$ 차의 계수들, 즉 $2q$ 개의 계수값들을 0이라 놓고 선형 방정식 시스템을 구성하게 되면 식 (19)를 구성하는 미지수 $g_k, k=1 \dots q$ 와 $h_k, k=0 \dots q-1$ 를 결정할 수 있다. 이러한 선형 시스템을 행렬식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\mathbf{Ax} = \mathbf{b} \quad (28)$$

여기서 A 는 $2q \times 2q$ 행렬로 식 (29)로 표현되며 구성 인자 $a_k, k=0, \dots, p+q$,는 식 (26)을 통해 얻게 되는 $p+q$ 차의 Levinson 다항식 $P_{p+q}(z)$ 의 계수들이다.

$$\begin{bmatrix} a_p & a_{p-1} & \dots & a_{p-q+1} & -a_q & -a_{q+1} & \dots & -a_{2q-2} & -a_{2q-1} \\ a_{p+1} & a_p & \dots & a_{p-q+2} & -a_{q-1} & -a_q & \dots & -a_{2q-3} & -a_{2q-2} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ a_{p+q-1} & a_{p+q-2} & \dots & a_p & -a_1 & -a_2 & \dots & -a_{q-1} & -a_q \\ a_{p+q} & a_{p+q-1} & \dots & a_{p+1} & -a_0 & -a_1 & \dots & -a_{q-2} & -a_{q-1} \\ 0 & a_{p+q} & \dots & a_{p+2} & 0 & -a_0 & \dots & -a_{q-3} & -a_{q-2} \\ 0 & 0 & \dots & a_{p+3} & 0 & 0 & \dots & -a_{q-4} & -a_{q-3} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & a_{p+q-1} & 0 & 0 & \dots & -a_0 & -a_1 \\ 0 & 0 & \dots & a_{p+q} & 0 & 0 & \dots & 0 & -a_0 \end{bmatrix} \quad (29)$$

식 (28)을 통해 얻게 되는 h_k 와 g_k 값들은 식 (20)에서 표현한 $\rho_{p+q+1}(z)$ 를 구성하는 파라미터 값들이며, 만약 $g(z)$ 가 Strict-Hurwitz 성질을 만족하고 Maximum modulus 성질^[13]에 의해서 단위원, 즉 $|z|=1$ 상에서 $\rho_{p+q+1}(z)$ 의 절댓값이 1보다 적다면 bounded-real 함수라고 정의된다. 만약 특정 차수 p 와 q 에 대하여 계산된 $\rho_{p+q+1}(z)$ 가 bounded-real 특성을 만족하지 못한다면 이에 해당하는 ARMA (p, q)는 존재하지 않게 된다. 또한 식 (28)에서

$$\mathbf{x} \triangleq [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_q \ h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{q-1}]^T \quad (30)$$

$$\mathbf{b} \triangleq -[a_{p+1} \ a_{p+2} \ \dots \ a_{p+q} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T. \quad (31)$$

식 (28)로부터 결정된 h_k 와 g_k 값들에 의해 모델링하고자 하는 시스템의 분모 다항식은 아래 식 (32)와 같은 형태로 표현된다.

$$D(z) = \alpha_0 + \alpha_1 z + \alpha_2 z^2 + \dots + \alpha_p z^p \quad (32)$$

식 (32)에서 $a_0 = a_0$ 가 되며 $g_0 = 1$ 이므로 a_1 는 식 (33)으로 간략화할 수 있다.

$$\alpha_i = \begin{cases} \sum_{j=0}^{i-1} a_j g_{i-j} - \sum_{k=0}^{i-1} a_{p+q-i+k+1} h_k, & 1 \leq i \leq q \\ \sum_{j=0}^i a_{i+j-q} g_{q-j} - \sum_{k=0}^{q-1} a_{p+q-i+k+1} h_k, & q+1 \leq i \leq p \end{cases} \quad (33)$$

만약 식 (25)와 식 (33)으로부터 얻어진 ARMA (p, q) 시스템 $H(z)$ 가 식 (6)에서 표현된 송수신 안테나간의 왜곡 성분을 내포하고 있는 $H_{LGD}(\omega)$ 에 대한 모델링이라면, 이를 송신단에서 사전 보상 필터로

사용하기 위해 역 필터 형태를 가져야 하며 아래와 같이 정의된다.

$$H_{pre-comp}(z) = \frac{1}{H(z)} \quad (34)$$

위의 역 필터를 송신단에서 사용하기 위해서는 안정성 조건이 반드시 만족되어야 한다. 본 논문에서 소개한 최소 위상 특성의 ARMA 시스템은 극점과 영점이 항상 단위원 내에 존재하게 되므로 이를 사용하여 역 필터를 구성 시에 자동적으로 안정성을 보장하게 된다.

2.3 모델 차수 선정 방법

본 절에서는 주어진 안테나간의 전압전달함수 $H_{LGD}(\omega)$ 에서 왜곡된 성분에 해당하는 주파수 응답, 즉 $H_{LGD}(\omega)$ 을 유리함수 형태를 갖는 ARMA 이산 시스템 $H(z)$ 으로 모델링하는 과정에 필요한 모델 차수 p, q 를 선정하기 위한 방법을 소개한다. 이를 위해 첫 번째로 주어진 송수신 안테나간의 왜곡 성분에 대한 주파수 전달 특성과 모델링된 시스템 $H(z)$ 의 주파수 응답 사이의 스펙트럼 오차에 의한, 두 번째로 임펄스 응답 사이의 코히어런스 값에 의한 차수 선정 방법에 대하여 살펴본다.

먼저 측정 혹은 모델링 과정을 통해 얻게 되는 송수신 안테나간의 왜곡 전달함수 성분을 ARMA (p, q) 형태의 시스템 $H_{ARMA}(z)$ 를 구한다. 여기서 모델링된 시스템 전달함수 $H_{ARMA}(z)$ 에 대한 전력 스펙트럼 $S_{ARMA}^{(p,q)}(\theta)$ 와 실제 송수신 안테나 전달함수의 왜곡 성분에 해당하는 전력 스펙트럼 $S_{LGD}(\theta)$ 는 $\theta \in [0, \pi]$ 에서 각각 다음과 같이 정의된다.

$$S_{ARMA}^{(p,q)}(\theta) = |H_{ARMA}(e^{j\theta})|^2, \quad S_{LGD}(\theta) \triangleq |H_{LGD}(\omega)|^2 \Big|_{\omega=\theta f_s} \quad (35)$$

여기서 ω 는 실제 radian 주파수, f_s 는 표본화 주파수이며 θ 는 정규화된 radian 주파수 값이다. 시스템 모델링 과정에서 순차적으로 모델 차수 p, q 를 증가시키면서 식 (35) 사이의 스펙트럼 샘플들의 차이에 대한 오차 함수 $SPE(p, q)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$SPE(p, q) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |S_{ARMA}^{(p,q)}(n\Delta\theta) - S_{LGD}(n\Delta\theta)|^2 \quad (36)$$

여기서 $\Delta\theta @ 2\pi f_c/N$ 는 주파수 이격을 의미하고 N 은 FFT(Fast Fourier Transform) 포인트 수로써 정규화 주파수 범위 $[0, 2\pi]$ 사이의 총 샘플 수와 동일하다. 위의 성능 지표를 이용하여 정규화된 두 스펙트럼의 오차가 최소가 되는 지점에 해당하는 p 와 q 값이 모델 차수의 후보로 선정하게 된다.

두 번째로 모델링된 시스템의 임펄스 응답 신호와 원래 송수신 안테나간의 전달함수에서 왜곡 성분이 갖는 임펄스 응답 신호간의 코히어런스 값을 사용하여 차수를 선정할 수 있다. 주어진 송수신 안테나간의 전달함수에서 왜곡 성분에 대한 주파수 응답으로부터 임펄스 응답 $h(k)$ 를 IFFT를 이용하여 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$h_{LGD}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_{LGD}(e^{jk\Delta\theta}) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (37)$$

여기서 $H_{LGD}(e^{jk\Delta\theta}) \equiv H_{LGD}(k\Delta\theta f_c)$ 는 N 샘플 주기적이며 샘플링 radian 주파수를 2π 로 정규화 시켰을 경우 나이퀴스트 주파수까지, 즉 k 가 0에서 $N/2$ 까지 $\omega = 2\pi f_c k/N$ 상에서 식 (5)의 전압 전달 함수의 주파수 특성 모델링 함수 $H_{LG}(\omega)$ 샘플들과 동일하며 이후 k 가 $N/2+1$ 부터 $N-1$ 까지는 $H_{LGD}(2\pi f_c(N-k)/N)$ 샘플값들과 동일하다. 또한 IFFT 과정을 거쳐 모델링을 통해 얻은 유리함수 형태의 전달함수 $H_{ARMA}(e^{j\theta})$ 에 해당하는 임펄스 응답을 다음 식 (38)과 같이 얻을 수 있다.

$$h_{ARMA}^{(p,q)}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_{ARMA}(e^{jk\Delta\theta}) e^{j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (38)$$

여기서 원래의 송수신 안테나 전압 특성에서 왜곡 성분에 의한 임펄스 응답이 갖는 에너지 값을 기준으로 모델링된 시스템의 임펄스 응답 신호를 정규화 하였으며, 따라서 두 가지의 임펄스 응답 신호들, 즉 송수신 안테나간의 왜곡 성분에 대응하는 전달함수의 임펄스 응답 신호와 모델링된 ARMA 시스템의 임펄스 응답 신호간의 에너지는 동일하게 놓았다. 순차적으로 p 와 q 의 값을 증가시키면서 얻게 되는 임펄스 응답 신호와 송수신 안테나에서 왜곡 성분에 대한 고유한 임펄스 응답 신호간의 유사성 정도를 살펴보기 위하여 아래식과 같은 코히어런스 함수를

사용한다.

$$Coh(p, q) = \max_k \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N h_{ARMA}^{(p,q)}(k) h_{LGD}(k+n) \right| \quad (39)$$

즉, 식 (39)는 각각의 순차적인 p 와 q 에 대하여 얻게 되는 서로 다른 두 가지 임펄스 신호들간의 코히어런스 함수에 대한 절대치의 최대값을 의미한다. 이로부터 최대치를 발생하는 p 와 q 를 모델 차수의 후보로 선정할 수 있다.

III. 시뮬레이션 결과 및 고찰

본 논문에서는 그림 4처럼 주어진 광대역 안테나로부터 수신된 신호를 이용하여 왜곡 성분에 해당하는 주파수 응답을 ARMA 형태로 시스템을 모델링하였으며 이를 통해 얻은 시스템 임펄스 응답 정보를

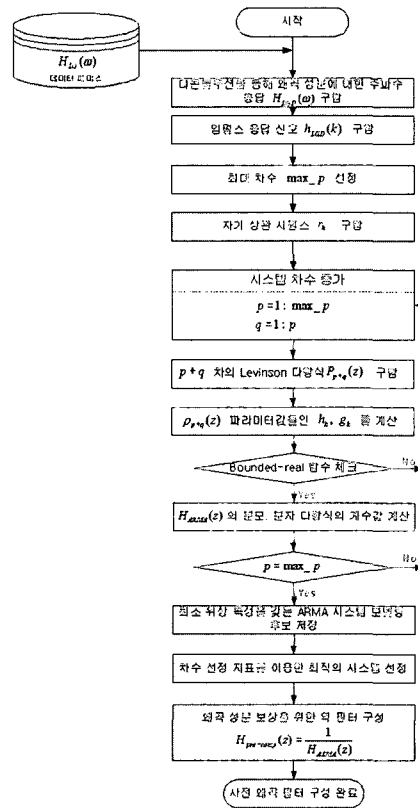


그림 4. ARMA 형태로 시스템을 모델링하기 위한 알고리즘 흐름도
Fig. 4. Flow chart for ARMA system modeling algorithm.

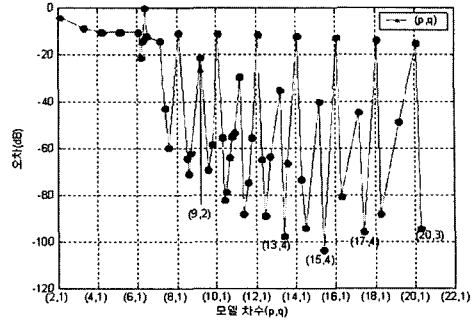
표 1. 시뮬레이션을 위한 시스템과 안테나 파라미터
Table 1. System and antenna parameters for simulations.

시스템 파라미터	Value	
Pulse duration	0.5 nsec	
Modulation	OOK	
Frame size	512	
Slot size	64	
안테나 파라미터	Ant. Spec.(I)	Ant. Spec.(II)
Dipole length	30 cm	70 cm
Dipole radius	0.02 cm	0.02 cm
ZL, ZG	72 Ω	50 Ω

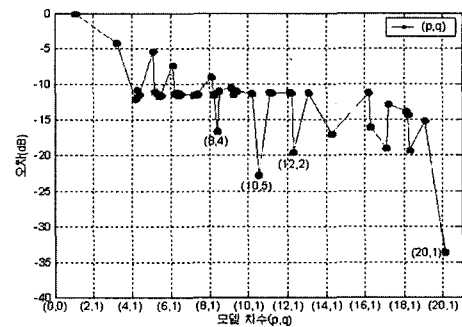
이용하여 역 확산 특성을 갖는 필터를 모델링하였다.

표 1은 송수신 처리를 위해 적용되는 파라미터 설정값들을 나타낸다. 샘플링 주파수는 137.44 GHz, 가우시안 펄스 폭은 0.5 nsec 설정하였으며 FFT 크기는 256으로 설정하였다. 또한 송수신 안테나는 동일한 짧은 다이폴 안테나를 사용하였으며 송수신 안테나간의 간격은 1 m로 감쇄가 거의 없으며, 기타 주변 환경 영향이 전혀 없는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널만을 고려하였다. 또한 다이폴 안테나의 길은 각각 30 cm와 70 cm, 다이폴의 반경은 동일하게 0.02 cm로 정하였으며 Z_L, Z_G 는 각각 72 Ω, 50 Ω으로 설정하였다. 송신부에서는 OOK (On-Off Keying) 변조 방식을 기반으로 가우시안 펄스를 사전 역 확산 특성을 가지는 필터에 통과시켜 전송하였고, 수신부에서는 수신된 신호와 가우시안 펄스의 2차 미분 형태인 이상적인 참조 신호와 상관 처리하여 전체 시스템의 성능을 비교 분석하였다.

그림 5는 각각의 정해진 안테나 규격에 대하여 최적의 ARMA 모델 차수를 선정하기 위한 방법으로 식 (36)을 사용하여 모델 차수 p, q 에 따라 얻게 되는 모델링된 시스템의 임펄스 응답 신호의 스펙트럼과 송수신 안테나 특성에 의한 임펄스 응답 신호의 스펙트럼간의 정규화된 오차를 dB 값으로 변환하여 나타낸 것이다. 여기서 p, q 에 따라 스펙트럼의 오차가 변화함을 알 수 있으며 그림 5(a)에서 안테나 규격 (I)에 대하여 모델 차수 (15, 4)일 때, 그림 5(b)에서 안테나 규격 (II)에 대하여 (20, 1)일 때 모델링된 시스템의 스펙트럼이 원래의 송수신 안테나 왜곡



(a) 안테나 규격 (I)인 경우
(a) Antenna specification (I)



(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

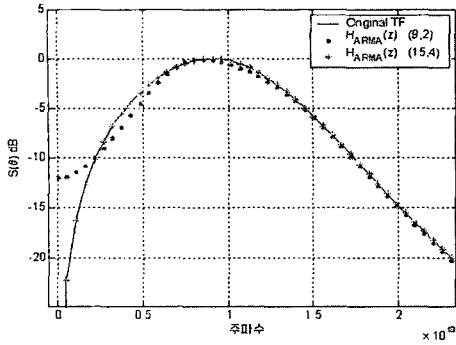
그림 5. 최대 스펙트럼 오차를 이용한 ARMA 모델 차수 선정 지표

Fig. 5. Model order determination for ARMA system by inspecting maximum error in spectrums.

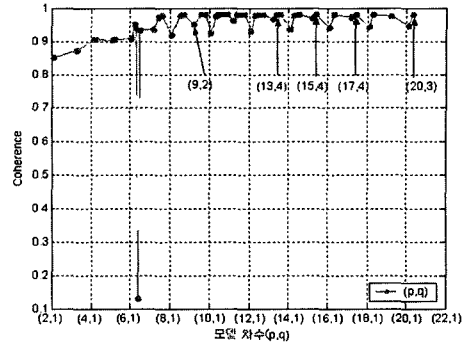
특성에 해당하는 전달함수의 스펙트럼과 가장 유사함을 알 수 있다.

그림 6은 모델 차수에서 따른 스펙트럼 파형을 비교한 것으로 실선으로 나타낸 곡선은 원래의 송수신 안테나에서 왜곡 성분에 해당하는 전달함수 특성에 의한 정규화된 스펙트럼이고, 별표로 표시된 곡선은 스펙트럼 최소 오차를 나타낸 모델 차수 (15, 4)와 (20,1)을 적용했을 때의 정규화된 스펙트럼을 나타내며, 점선으로 표시된 결과는 각각 모델 차수 (9, 2)와 (8, 4)에서의 결과를 나타낸다. 그림 6에서 볼 수 있듯이 각 안테나 규격에 대하여 각각 모델 차수(15, 4)와 (20,1)을 적용했을 경우 원래의 송수신 안테나가 갖는 왜곡 특성에 의한 스펙트럼과 모델링된 시스템의 스펙트럼이 유사함을 알 수 있다.

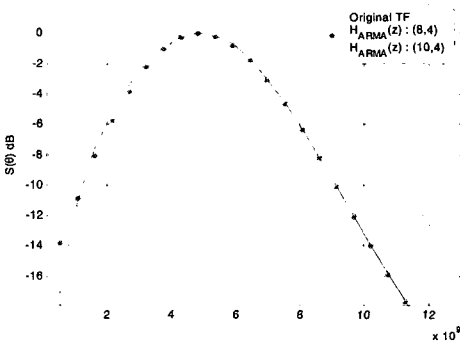
본 논문에서 소개한 왜곡 성분에 대한 전달 함수



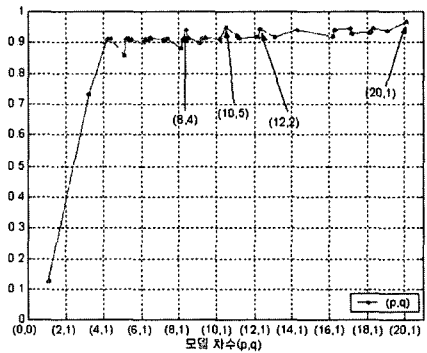
(a) 안테나 규격 (I)인 경우
(a) Antenna specification (I)



(a) 안테나 규격 (I)인 경우
(a) Antenna specification (I)



(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)



(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

그림 6. 왜곡성분에 대한 전달함수와 선정된 모델 차수에 따른 스펙트럼 파형 비교

Fig. 6. Comparison of spectrums corresponding to transfer functions relevant to originally distorted and modeled systems.

그림 7. 임펄스 응답과 모델링된 시스템의 임펄스 응답간의 코히어런스 절대치 값을 이용한 ARMA 모델 차수 선정 지표

Fig. 7. Model order determination for ARMA system by inspecting maximum coherence in impulse responses.

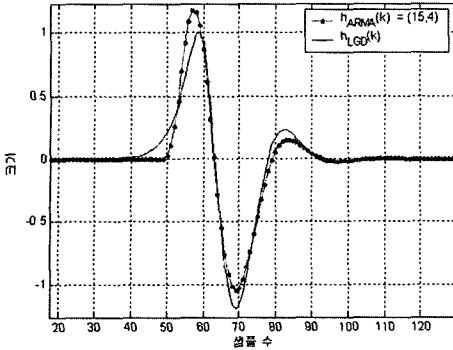
를 최소위상 ARMA 시스템 모델링 방법은 스펙트럼 사이의 오차는 적으나 원래 시스템의 위상 성분의 복구가 불가능하게 되어 완벽한 임펄스 응답의 일치 는 보장되지 못한다. 따라서 앞서 설명한 스펙트럼 오차와 더불어 모델링된 ARMA 시스템의 임펄스 응답 신호와 원래 송수신 안테나간의 왜곡 성분에 대한 고유한 임펄스 응답 신호간의 코히어런스 정도를 비교하여 최종적으로 모델 차수를 선정하였다.

그림 7은 식 (39)의 임펄스 응답간의 최대 코히어런스 절대치 값을 이용하여 ARMA 모델 차수를 선정하는 것을 나타낸다. 스펙트럼 오차를 통해 선택한 모델 차수와 유사한 지점에서 임펄스 응답간의 코히어런스 절대치 값이 커짐을 알 수 있다. 그림 7(a)에서 볼 수 있듯이 안테나 규격 (I)인 경우 모델

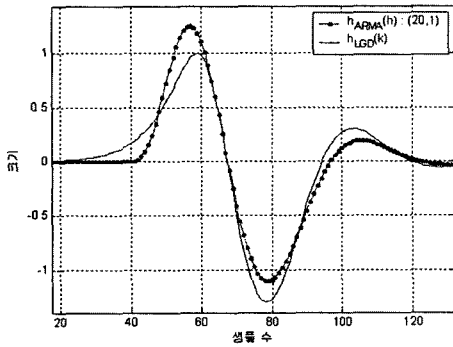
차수가 (15, 4)일 때 코히어런스 절대치가 최대가 됨을 알 수 있으며, 마찬가지로 그림 7(b)에서 안테나 규격 (II)인 경우 모델 차수가 (20, 1)인 경우 코히어런스 절대치 값이 최대가 됨을 알 수 있다.

그림 8에서 실선은 각각의 안테나 규격에 대한 송수신 안테나간의 왜곡된 성분에 대한 임펄스 응답 파형을 나타내고 점선은 ARMA 모델 차수 (15, 4), (20, 1)일 때의 모델링된 임펄스 응답 파형을 나타낸다.

그림 9는 각 안테나 규격에 따른 임펄스 통신 시스템의 수신 안테나를 통해 수신된 정규화된 임펄스 응답 파형을 나타낸다. 이상적인 송수신 안테나일 경우 실선과 같이 가우시안 펄스의 2차 미분된 형태의 파형을 나타내지만 이상적인 수신신호를 저해하



(a) 안테나 규격 (I)인 경우
(a) Antenna specification (I)



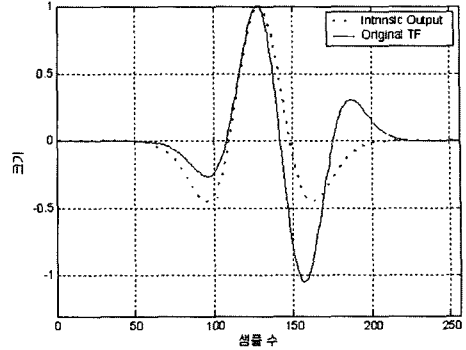
(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

그림 8. 왜곡 성분에 의한 전달함수 및 모델링된 ARMA 시스템을 통해 얻은 임펄스 응답 파형

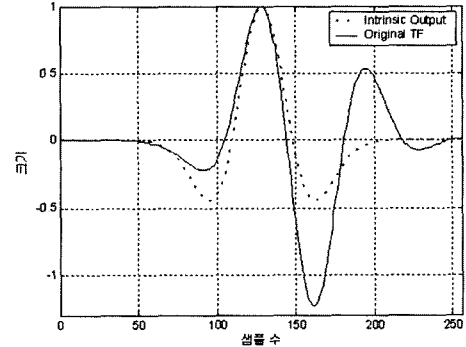
Fig. 8. Comparison of impulse responses between transfer functions relevant to originally distorted and modeled systems.

는 왜곡 성분으로 인하여 점선에서 나타낸 바와 같이 가우시안 펄스의 2차 미분된 형태가 아닌 변형된 형태의 파형이 수신됨을 알 수 있다.

그림 10은 송수신 안테나를 통해 이상적으로 수신된 정규화된 신호와 그림 9처럼 송신 안테나 앞단에 사전 왜곡 보상 필터를 통과한 후 비이상적인 송수신 안테나를 거쳐 수신된 정규화된 임펄스 신호를 비교한 것이다. 그림 10에서 실선은 이상적인 송수신 안테나를 통해 수신된 가우시안 펄스의 2차 미분된 형태의 파형을 나타내며, 점선은 각각 ARMA 모델 차수 (15, 4)와 (20, 1)일 때의 모델링된 사전 왜곡 보상 필터를 통과한 후 송수신 안테나를 통해 수신된 신호를 나타낸다. 각각의 안테나 규격에 적합



(a) 안테나 규격 (I)인 경우
(a) Antenna specification (I)



(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

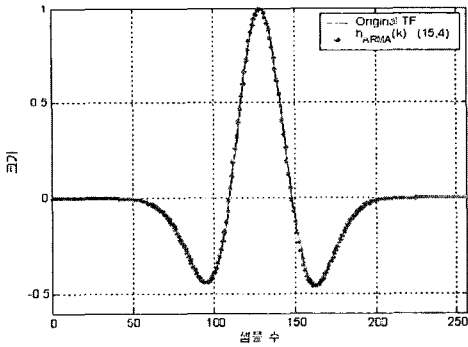
그림 9. 이상적인 임펄스 수신신호와 왜곡된 형태의 수신 임펄스 신호 파형 비교

Fig. 9. Waveform comparison between ideally received impulse signal and received impulse signal in distortion.

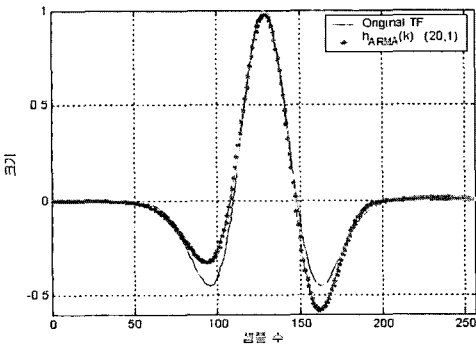
한 모델 차수 (15, 4)와 (20, 1)인 경우 이상적인 파형과 유사함을 알 수 있다.

그림 11은 최소 위상 ARMA 시스템 모델링에 의해 사전 왜곡 보상 필터를 송신단에 적용했을 시에 얻을 수 있는 전체 임펄스 통신 시스템의 BER(Bit Error Rate) 성능을 보여준다.

시뮬레이션 상에서 채널은 AWGN을 사용하였으며, 가장 안쪽에 원으로 표시된 결과 곡선은 이상적인 송수신 안테나와 이상적인 참조 신호를 사용했을 때를 의미하고 네모로 표시된 결과는 이상적이지 않은, 식 (5)의 $H_{LG}(\omega)$ 특성을 갖는 송수신 안테나에 이상적인, 즉 미분기의 특성을 갖는 송수신 안테나를 가정한 참조 신호를 사용한 결과를 나타낸다. 또한 세모로 표시된 2가지의 결과는 안테나 규격 (I)인



(a) 안테나 규격 (I)인 경우
(a) Antenna specification (I)



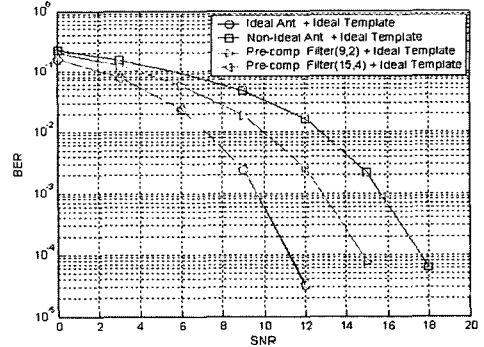
(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

그림 10. 이상적인 광대역 안테나를 가질 경우의 임펄스 수신 신호와 사전 왜곡 보상 필터 적용 시 수신된 임펄스 신호 파형 비교

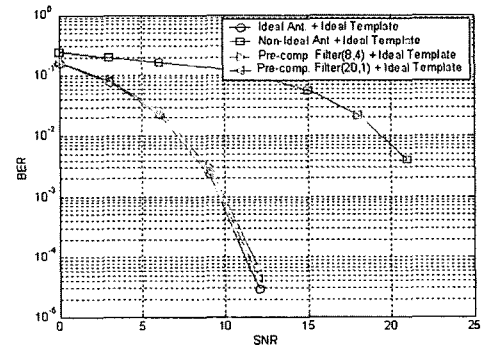
Fig. 10. Waveform comparison between impulse signals received through ideal wideband antennas and the employment of pre-compensation filter.

경우 모델 차수가 각각 (15, 4), (9, 4)인 최소 위상 ARMA 시스템을 사용하여 얻게 되는 사전 왜곡 보상 필터를 사용했을 경우의 BER 성능을 나타내며, 안테나 규격 (II)인 경우 모델 차수가 각각 (20, 1)와 (8, 4)인 최소 위상 ARMA 시스템을 사용하여 얻게 되는 사전 왜곡 보상 필터를 사용했을 경우의 BER 성능을 나타낸다.

그림 11에서 알 수 있듯이 모델 차수가 각각 (15, 4)와 (20, 1)일 때 성능이 우수함을 알 수 있다. 이는 수신 상관기의 처리과정에서 상관의 최대치값을 기준으로 신호의 극성을 판단하기 때문에 스펙트럼 오차를 이용한 ARMA 모델링 차수 선정 지표보다 코



(a) 안테나 규격 (I)인 경우
(a) Antenna specification (I)



(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

그림 11. ARMA 모델링으로부터 얻어진 사전 왜곡 보상 필터의 사용에 따른 임펄스 통신 시스템의 BER 성능

Fig. 11. BER performance of impulse communication system resulted with or without usage of pre-compensation filter.

히어런스에 의한 차수 선정, 즉 모델 차수가 (15, 4)와 (20, 1)인 경우 더욱 효과적임을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문은 코히어런트 수신기를 사용하는 임펄스 통신 시스템에서 주어진 송수신 안테나 임출력 전달 함수에 내포되어 있는 비이상적인 왜곡 부분을 안정성이 보장된 유리함수 형태의 전처리 필터를 구성하여 보상하는 방안에 대하여 소개하였다.

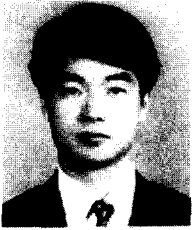
성능 고찰을 위하여 왜곡 성분에 대한 시스템이 갖는 고유의 임펄스 응답을 추출하고, 이에 대한 자

기상관 값을 계산하여, 안정성이 보장된 유리함수 형태의 시스템을 모델링한 후 이에 대한 역 필터를 송신부 사전 왜곡 필터로 사용하였다. 또한 사전 왜곡 보상 시스템의 적절한 차수 선정을 위하여 주어진 안테나 입출력 왜곡 전달 함수에 대한 스펙트럼과 시스템인지를 통해 얻은 스펙트럼 사이의 오차와 왜곡 시스템 및 모델링된 시스템의 두 임펄스 응답 정보에 대한 샘플 단위의 코히어런스 값들 중 최대치에 해당하는 지점의 차수를 시스템 모델 차수로 선정하였다. 여기서 수신 상관기의 처리과정에서 상관의 최대치값을 기준하여 신호의 극성을 판단하기 때문에 스펙트럼 오차를 이용한 ARMA 모델링 차수 선정 지표보다 코히어런스에 의한 차수 선정이 더 효율적임을 알았다. 이에 대한 성능을 검증하기 위해서 문헌에 소개된 비이상적인 광대역 안테나 특성을 참조하여 이를 등가 모델링을 하였으며 선정된 모델 차수로 얻은 임펄스 응답 정보로 생성한 사전 왜곡 보상 필터를 송신단에 적용하여 전체 시스템의 BER 성능이 개선되었음을 확인하였다. 이러한 소프트웨어적으로 처리될 수 있는 사전 왜곡 보상 필터 기법은 추후 비 이상적인 특성을 갖는 저가의 광대역 안테나 특성을 보상하여 단말의 저전력 소형화, 경량성 및 저비용 등을 가능케 하는 기술로 적용될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] 802.15 Working Group for WPAN available at: <http://www.ieee802.org/15>.
- [2] Darioush Agahi, William Domino, "Efficiency measurements of portable-handset antennas using the wheeler cap", *Applied Microwave and Wireless*, vol. 12, no. 6, pp. 34-32, Jun. 2000.
- [3] H. G. Schantz, "Ultra wideband technology gains a boost from new antennas", *Applied Antenna systems & Technology*, vol. 4, Issue 1, Jan.-Feb. 2001.
- [4] E. Walter, L. Pronzato, *Identification of Parametric Models From Experimental Data*, New York: Springer-Verlag, Jan. 1997.
- [5] D. M. Pozar, "Waveform optimizations for ultra-wideband radio systems", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2335-2345, Sep. 2003.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1997.
- [7] D. M. Pozar, "Closed-form approximations for link loss in a UWB radio system using small antennas", *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2346-2352, Sep. 2003.
- [8] N. R. Goodman, "Statistical analysis based on a certain multivariate complex Gaussian distribution", *Ann. Math. Stat.*, vol. 34, pp. 152-177, 1963.
- [9] S. U. Pillai, T. I. Shim, *Spectrum Estimation and System Identification*, New York: Springer-Verlag Pub., 1993.
- [10] U. Grenander, G. Szego, *Toeplitz Forms and Their Applications*, New York: Chelsea, 1984.
- [11] D. C. Youla, *Lecture Notes on Network Theory*, Department of Electrical Engineering, Polytechnic University, 1985.
- [12] V. Belevitch, *Classical Network Theory*, San Francisco: Holden-Day, 1968.
- [13] P. Dienes, *The Taylor Series*, New York: Dover Publications, 1957.

이 원 철



1986년 2월: 서강대학교 전자공학과 (공학사)

1988년 3월: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)

1994년 5월: New York, Polytechnic University, Electronic Eng. (공학박사)

1994년 8월~1995년 7월: Polytechnic Univ. Post-doctoral Fellow

1999년 7월~1999년 11월: ETRI 무선방송연구소 초빙연구원

1995년 9월~현재: 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수

2002년 1월~현재: 한국전자공학회 통신연구회 협동전문의원

2002년 1월~현재: 한국통신학회 이동통신연구회 협동전문위원

2002년 7월~현재: HY-ITRC 센터 연구원

[주 관심분야] Ultra WideBand Communication, Software Defined Radio, MIMO 시스템, Wireless Position Location, 스마트 안테나, 레이더 신호처리

박 운 용



2000년 2월: 남서울대학교 정보통신공학과 (공학사)

2002년 2월: 숭실대학교 정보통신공학과 (공학석사)

2002년 3월~현재: 숭실대학교 정보통신공학과 박사과정

2002년 7월~현재: HY-ITRC 센터

연구원

[주 관심분야] Ultra WideBand Communication, Wireless Position Location, 디지털 신호처리, Software Defined Radio