

안정성을 갖는 최소 위상 ARMA 시스템 모델링을 이용한 코히어런트 임펄스 통신 수신단 참조 신호 발생 기법

이 원 철* , 박 운 용**

A Technique for Generation of Template Signal using Stable Minimum-Phase ARMA System Modeling for Coherent Impulse Communication Systems

Won Cheol Lee* • Woon Yong Park**

요 약

본 논문에서는 임펄스 통신을 위한 광대역 송수신 안테나 전달 특성을 안정성이 보장된 최소위상 ARMA(Auto-Regressive Moving Average)시스템으로 모델링하여, 이로부터 수신 상관기에 적용되는 참조 신호를 발생시키는 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. 본 논문에서는 변형된 수신 신호와 참조 신호와의 상관성을 높이기 위해 안테나 송수신 전달함수 전체 특성을 최소위상 ARMA 형태로 모델링하고, 이를 참조신호 발생을 위한 시스템으로 사용하여 일반적인 가우시안 펄스 입력에 대한 출력을 수신단 상관기에 적용한다. 시뮬레이션을 통해 형태가 다른 다이폴 안테나에 대해 ARMA 모델링 기법을 통해 얻은 참조 신호를 이용하여 임펄스 무선 통신 시스템의 성능이 향상됨을 입증한다.

Key Words Coherent UWB communication system, ARMA system modeling, UWB antenna, dispersive wideband antenna

ABSTRACT

This paper introduces a technique for generating an appropriate template signal via modeling of minimum-phase stable ARMA (Auto-Regressive Moving Average) system for coherent 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, these impairments degrade overall performance attributed to low level of coherence. To increase the degree of coherence, our proposed scheme realizes ARMA system derived by Gaussian pulse signal, which simulates the overall characteristic of transfer function in between transmit and receive wideband antennas so as to generate an appropriate template signal in a form of output. 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.

*충실대학교 정보통신전자공학부 (wlee@ssu.ac.kr), ** 충실대학교 정보통신전자공학부 통신신호처리연구실 (mrjoy@amcs.ssu.ac.kr)

논문번호 #KICS2004-07-110, 접수일자 2004년 7월 11일

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

I. 서론

최근 들어, 임펄스 통신은 향후 초고속 데이터 전송율을 요구하는 차세대 근거리 무선통신 기술로서 대두되고 있으며 그 수요가 이동통신, 홈 네트워크 등의 통신 분야 및 위치 추적, 더 나아가 의료 분야로까지 확장될 전망이다. 특히 현존하는 근거리 통신 기술들이 ISM(Industrial Scientific Medical) 밴드를 사용함으로써 향후 사용자의 급격한 증가에 따른 상호 간섭 문제가 초래될 수 있기 때문에 이에 대한 근본적인 대책 방안으로서, IEEE 802.15 Working Group[1]에서는 임펄스 통신에 대해 활발한 연구가 진행되고 있다. 광대역 주파수를 사용하는 임펄스 통신 시스템 및 단말기에는 광대역 임펄스 신호 송수신을 위한 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].

임펄스 통신 시스템은 임펄스 신호 송수신을 위한 넓은 주파수 대역에 평탄한 특성을 갖는 고효율 안테나를 필요로 한다. 그러나 일반적인 광대역 안테나는 확산 및 공진 등과 같은 비이상적인 특성을 가지며, 이러한 특성들로 인해 송신 임펄스 신호의 변형에 의한 전반적인 시스템의 성능 열화가 심화된다. 다시 말해서 임펄스 통신을 위한 송수신 안테나가 이상적인 미분기의 역할을 한다는 가정 하에 수신단의 국부 참조 신호를 발생시켜 상관 처리할 경우 왜곡된 수신 임펄스 신호 파형과 낮은 코히어런스 특성으로 인해 시스템 성능 저하가 초래된다. 이러한 현상을 방지하기 위하여 이상적인 안테나가 개발되었으나[3] 사실상 고비용과 큰 부피로 인해 저 비용과 소형 안테나를 요구하는 실제 단말에 적용하기에는 부적합 하다. 앞에서 언급한 문제점을 해결하기 위하여 임펄스 통신 시스템 수신단에서 사용되는 참조 신호를 능동적으로 모델링하여 실제 송수신 안테나 특성이 가미되어 얻게 되는 수신 임펄스 신호와 유사한 형태로 정합시키는 연구가 진행되어 왔다[4].

미지의 안테나 혹은 다양한 시스템의 주어진 입력력 관계를 이용하여 유리함수 형태의 시스템으로 모델링하는 방법은 여러 가지가 있으나[5], 모델링된 시스템에 대한 안정성(Stability) 보장이 어렵다. 본 논문에서는 주어진 안테나 입력력 주파수 응답을 이용하여 시스템이 갖는 고유의 임펄스 응답에 대한 자기상관 값을 추출하고, 이를 이용하여 안정성이 보장된

유리함수 형태의 시스템을 모델링한 후 참조 신호 발생에 적용하는 방안에 대해 소개한다. 또한 적합한 모델링 시스템 차수 선정을 위하여 주어진 안테나 입력력 주파수 응답의 스펙트럼과 시스템 인지를 통해 얻은 스펙트럼 간의 오차 혹은 임펄스 응답 간의 코히어런스 값을 이용하는 방안을 소개한다.

그림 1은 임펄스 통신 시스템에서 참조 신호 발생을 위한 ARMA 시스템 모델링을 간략화한 구조를 나타낸다. 즉, 비이상적인 광대역 안테나를 통해 수신된 신호를 고속의 디지털 변환 과정을 통해 시스템의 임펄스 응답 정보를 획득하고 자기상관 정보를 얻어 최소 위상 ARMA 시스템을 인지한 후 가우시안 펄스를 이용하여 유연성이 가미된 참조 신호를 생성시키는 과정을 나타낸다.

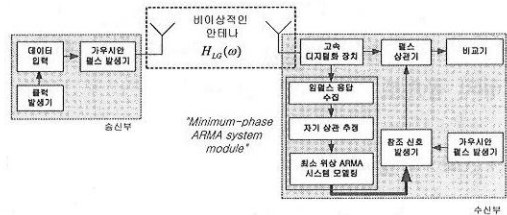


그림 1. ARMA 시스템 모델 기반의 참조 신호를 적용한 임펄스 통신 처리 과정을 간략화한 구조도

Figure. A simplified structure of impulse communication system deploying template signal using ARMA system model.

본 논문의 구성은 다음과 같다. II절에서는 임펄스 통신에서 사용되는 광대역 소형 안테나의 송수신 특성 모델링에 대해 설명한다. 또한 이를 ARMA 시스템 형태로 모델링하고 송신단에서 임펄스 통신을 위해 사용되는 신호를 등가적으로 모델링된 시스템의 입력으로 사용하여 참조 신호를 재생하는 기법을 소개한다. III절에서는 적합한 차수의 ARMA 시스템으로부터 얻게 되는 참조 신호를 수신단에 적용하여 임펄스 통신 시스템의 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 $Z_C(\omega)$ 를 갖는 전압소스 $V_C(\omega)$ 로 구성되며, 수신 안테나는 등가적으로 수신신호에 대한 로드 임피던스

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

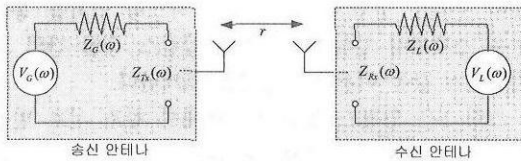


그림 2. 송수신 안테나간 전압 전달함수의 주파수 특성 모델을 위한 등가 회로

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

그림 2에서와 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.

$$V_L(\omega) = H_{LG}(\omega) V_G(\omega) e^{-j\omega r/c} \tag{1}$$

여기서 c 는 빛의 속도를 나타내고, r 은 송수신 안테나 사이의 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.

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

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.

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

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

$$Z_m(\omega) = R_m(\omega) + jX_m \approx \alpha\omega^2 - j/\omega C_0 \tag{4}$$

여기서 $C_0 \equiv -h/(120d[1 + \text{Im}(a/h)])$, c 는 빛의 속

도를 나타내고 $\eta_0 (=377\Omega)$ 는 자유 공간 내에서의 임피던스를 나타내고 $h (=L/2)$ 는 안테나 길이의 반을 의미하며, $\alpha \equiv \eta_0 h^2 / 6\pi c^2$ 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].

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

2.2 ARMA 시스템 모델링을 이용한 송수신 안테나 특성 모델링

이산형태의 임펄스 응답 $h(n)$ 을 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(6)처럼 출력 $x(n)$ 의 자기 상관 값 r_k 에 대한 푸리에 변환 결과가 된다.

$$S_x(\theta) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_k e^{j\theta k} = |H(e^{j\theta})|^2 S_w(\theta) \geq 0 \tag{6}$$

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 제곱함수와 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.

$$H(z) = \frac{\beta_0 + \beta_1 z + \dots + \beta_q z^q}{\alpha_0 + \alpha_1 z + \dots + \alpha_p z^p} \equiv \frac{B(z)}{A(z)}, \quad p \geq q \tag{7}$$

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(6)-(7)로부터 전달함수 $H(z)$ 를 얻기 위해서는 시스템 출력 정보 $x(n)$ 으로부터 $p+q+1$ 개의 자기상관 정보를 필요로 한다. 식(8)처럼 $p+q+1$ 개의 자기상관 값들로 구성된 허미션 Toeplitz 행렬 T_k^n 는 non-negative 특성을 갖게 된다[8].

$$T_k = \begin{bmatrix} r & 0 \\ r & * & 1 \\ r & * & 2 \\ \vdots & * & \vdots \\ r & * & k \end{bmatrix} \begin{matrix} \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{matrix} \begin{matrix} 1 \\ 0_2 \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \end{matrix} \quad (8)$$

여기서 위의 식에서 a^* 는 임의의 복소수 a 의 공액 복소값을 의미하며, T_k 의 원소들로 구성된 임의의 함수 $Z(z)$ 를 다음 식(9)와 같이 정의하면

$$Z(z) = r_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} r_k z^{-k} \quad (9)$$

$Z(z)$ 는 단위 원 내에 항상 극점이 존재하는, 즉 $|z| > 1$ 에서 분석한 positive-real 함수로 정의된다[9] 또한 식(6)에서 정의된 출력 신호에 대한 전력밀도 함수 $S_x(\theta)$ 는 positive-real 함수 $Z(z)$ 에 의해 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$S_x(\theta) = \text{Re}\{Z(e^{j\theta})\} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_k e^{-jk\theta} \geq 0 \quad (10)$$

여기서 $r_{-k} = r_k^*$ 이며, 전력밀도 함수 $S_x(\theta)$ 와 positive-real 함수 $Z(z)$ 간에는 일대일 대응관계를 갖는다. 만약 임의의 시스템의 전달 함수 $H(z)$ 가 원래 식(7)에서 나타낸 바와 같이 유리함수 형태를 갖는다면 자기 상관 값 r_k 들을 다음과 같은 성질을 갖게 된다[10].

$$r_{k-q} = \sum_{i=1}^p a_i r_{k-1}, \quad k \geq q+1 \quad (11)$$

여기서 $p \geq q$ 이므로 이를 식(9)에 대입하여 정리하면 positive-real 함수 $Z(z)$ 또한 다음과 같은 유리함수 형태로 표현됨을 증명할 수 있다[10].

$$Z(z) = \frac{b_0 + b_1 z + \dots + b_p z^p}{1 + a_1 z + \dots + a_p z^p} \quad (12)$$

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]

$$\delta(Z_{k+1}(z)) = \delta(Z_k(z)) - 1 \quad (13)$$

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

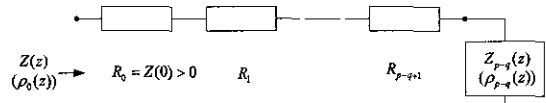


그림 3 Positive-real 함수 $Z(z)$ 의 TEM라인 모델링
Fig 3 Configuration of TEM line modeling relevant to positive-real function $Z(z)$

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 $\rho(z)$ 와 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$\rho_0(z) = \frac{Z(z) - Z(0)}{Z(z) + Z(0)} = \frac{Z(z) - R_0}{Z(z) + R_0} \quad (14)$$

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(15)와 같은 관계를 갖는다

$$\rho_{k+1}(z) = \frac{Z_{k+1}(z) - Z_k(0)}{Z_{k+1}(z) + Z_k(0)} \quad (15)$$

만약 모델링 하고자 하는 원래의 시스템 $H(z)$ 가 식(7)과 같이 ARMA (p, q) 의 유리함수 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 추출 하더라도 더 이상의 차수 감소는 발생하지 않게 된다는 점이다[11] 즉,

$$\delta(Z_{p-q+l}(z)) = \delta(\rho_{p-q+l}(z)) = q, \quad l=1,2,\dots \quad (16)$$

식(10)으로부터 출력 신호의 전력 스펙트럼 밀도 함수는 유리함수 형태의 positive-real 함수 $Z(z)$ 로 식(17)과 같이 표현된다

$$S(\theta) = |H(e^{j\theta})|^2 = \text{Re}\{Z(e^{j\theta})\} \quad (17)$$

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(18)과 같이 $q-1$ 차수의 분자 다항식

과 q 개의 차수로 구성된 분모 다항식의 비로 표현 가능하다

$$\frac{h(z)}{g(z)} = \frac{h_0 + h_1z + \dots + h_{q-1}z^{q-1}}{1 + g_1z + \dots + g_{q-1}z^{q-1} + g_qz^q} \quad (18)$$

식(14)-(15)와 식(17)로부터 bounded-real 함수 $\rho_{r+1}(z)$ 를 이용하여 $H(z)H_*(z)$ 를 다음과 같이 얻어 낼 수 있다.

$$\frac{1 - \rho_{r+1}(z)\rho_{r+1}^*(z)}{(P_r(z) - z\rho_{r+1}\tilde{P}_r^*(z))(H(z) - z\rho_{r+1}\tilde{P}_r^*(z))} \quad (19)$$

여기서 $H_*(z) = H^*(1/z^*) = H(1/z)$ 로 정의된다. 위의 식(19)를 얻은 과정에서 아래의 Feltketter 관계식이 사용되었다[12]

$$g(z)g_*(z) - h(z)h_*(z) = 1 \quad (20)$$

식(19)로부터 극점과 영점이 모두 $|z| \leq 1$ 내에 존재하게 되는 최소 위상 응답 특성의 시스템 부분을 표현하면 다음과 같다

$$H(z) = \frac{\Gamma_{r+1}(z)}{P_r(z) - z\rho_{r+1}\tilde{P}_r^*(z)} \quad (21)$$

위의 식에서 $\tilde{P}_r^*(z) = P_r(z)$ 의 reciprocal 다항식을 의미하며 $\tilde{P}_r^*(z) = P_r(1/z)$ 로 정의된다. 또한 식(21)에서 $\Gamma_{r+1}(z)$ 는 다음 식을 만족하는 유리함수 형태의 고유한 bounded-real 함수 해이다

$$1 - \rho_{r+1}(z)\rho_{r+1}^*(z) = \Gamma_{r+1}(z)\Gamma_{r+1}^*(z) \quad (22)$$

이때 $r = p+q$ 로 놓고 식(18)를 식(21)에 대입하여 ARMA (p, q) 형태의 최소 위상 시스템 $H(z)$ 를 분모 및 분자 다항식으로 이루어진 유리함수 형태로 표시하면 식(23)과 같게 된다.

$$H(z) = \frac{B(z)}{A(z)} = \frac{B(z)}{g(z)P_{p+q}(z) - zh(z)\tilde{P}_r^*(z)} \quad (23)$$

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

$$B(z)B_*(z) = g(z)g_*(z) - h(z)h_*(z) \quad (24)$$

식(23)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 캐환 생성식은 다음과 같다

$$\sqrt{1 - |s_r|^2}P_r(z) = zP_{r-1}(z) - s_r\tilde{P}_{r-1}^*(z) \quad (25)$$

여기서 반사계수 값 s_r 은 아래식을 통해 얻을 수 있다.

$$s_r = \left\{ \tilde{P}_{r-1}(z) \sum_{r=1}^r \tilde{P}_{r-1}(0) \right\} \tilde{P}_{r-1}(0), \quad r \geq 1 \quad (26)$$

식(26)에서 $\{ \cdot \}_r$ 는 괄호안의 다항식의 z^r 에 해당하는 계수 성분을 의미한다. 식(25)에서 최초 이니셜값들은 $P_0(z) = 1/\sqrt{r_0}$, $s_1 = r_1/r_0$ 이다. 식(23)에서 분모 다항식은 $p+2q$ 의 차수를 갖게 되나 식(23)에서 모델링되는 시스템의 차수는 p 이므로 z^p 차 보다 높은 계수들은 0이 되어야 한다. 따라서 식(23)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(18)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.

$$AX = b \quad (27)$$

여기서 A 는 $2q \times 2q$ 행렬로 식(28)로 표현되며 구성인자 $a_k, k=0, \dots, p+q$ 는 식(25)를 통해 얻게 되는 $p+q$ 차의 Levinson 다항식 $P_{p+q}(z)$ 의 계수들이다. 식(27)을 통해 얻게 되는 h_k 와 g_k 값들은 식(19)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 절대치가 1보다 적다면 bounded-real 함수라고 정의된다

$$\begin{bmatrix} a_p & a_{p-1} & a_{p+q-1} & -a_q & -a_{q-1} & -a_{2q-2} & -a_{2q-1} \\ a_{p+1} & a_p & a_{p+q-2} & -a_{q-1} & -a_q & -a_{2q-3} & -a_{2q-2} \\ a_{p+q-1} & a_{p+q-2} & a_p & -a_1 & -a_2 & -a_{q-1} & -a_q \\ a_{p+q} & a_{p+q-1} & a_{p+1} & -a_0 & -a_1 & -a_{q-2} & -a_{q-1} \\ 0 & a_{p+q} & a_{p+2} & 0 & -a_0 & -a_{q-3} & -a_{q-2} \\ 0 & 0 & a_{p+3} & 0 & 0 & -a_{q-4} & -a_{q-3} \\ 0 & 0 & a_{p+q-1} & 0 & 0 & -a_0 & -a_1 \\ 0 & 0 & a_{p+q} & 0 & 0 & 0 & -a_0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

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(27)에서

$$X = [g_1 \ g_2 \ \dots \ g_q \ h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{q-1}]^T \quad (29)$$

$$b = -[a_{p+1} \ a_{p+2} \ \dots \ a_{p+q} \ 0 \ 0 \ \dots \ 0]^T \quad (30)$$

식(27)로부터 결정된 h_k 와 g_k 값들에 의해 모델링하고자 하는 시스템의 분모 다항식은 아래 식(31)과 같은 형태로 표현된다

$$D(z) = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots + a_p z^p \quad (31)$$

식(31)에서 $a_0 = a_0$ 가 되며 $g_0 = 1$ 이므로 a_i 는 식(32)로 간략화할 수 있다.

$$a_i = \begin{cases} \sum_{j=0}^i a_j g_{i-j} - \sum_{k=0}^{i-1} a_{p+q-i+k+1} h_k, & 1 \leq i \leq q \\ \sum_{j=0}^q a_{i+j} g_{q-j} - \sum_{k=0}^{q-1} a_{p+q-i+k+1} h_k, & q+1 \leq i \leq p \end{cases} \quad (32)$$

따라서 전체 시스템 $H(z)$ 의 $p+1$ 개의 분모 다항식의 계수값들은 식(31)과 같으며, 분자 다항식의 계수값들은 식(24)를 이용하여 얻을 수 있다

2.3 모델 차수 선정 방법

본 절에서는 주어진 안테나간의 전압전달함수에 대한 주파수 응답, 즉 $H_{LG}(\omega)$ 를 유리함수 형태를 갖는 ARMA 이산 시스템 $H(z)$ 으로 모델링하는 과정에서 모델 차수 p, q 를 선정하기 위한 방법을 소개한다. 이를 위해 첫 번째로 주어진 송수신 안테나 주파수 전달 특성과 모델링된 시스템 $H(z)$ 의 주파수 응답 사이의 스펙트럼 오차와 두 번째로 임펄스 응답 사이의 코히어런스 값에 의한 차수 선정 방법에 대하여 살펴본다

먼저 측정 혹은 모델링 과정을 통해 얻게 되는 송수신 안테나간의 전달함수에 대한 주파수 응답을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)하여 얻게 되는 임펄스 응답이 $p \geq q$ 인 ARMA (p, q) 시스템으로 생성되었다고 가정하면 식(31)과 식(24)로부터 얻은 분모, 분자 다항식의 계수값들로 재구성되고 식(7)에서 표현된 유리함수 형태의 시스템 $H_{ARMA}(z)$ 를 얻게 된다. 여기서 모델링된 시스템 전달함수 $H_{ARMA}(z)$ 에 대한 전력 스펙트럼 $S_{ARMA}^{(p, q)}(\theta)$ 와 실제 송수신 안테나 전달함수의 주파수 응답에 대한 스펙트럼 $S_{LG}(\theta)$ 는 $\theta \in [0, \pi]$ 에서 각각 다음과 같이 정의 된다

$$S_{ARMA}^{(p, q)}(\theta) = |H_{ARMA}(e^{j\theta})|^2, \quad S_{LG}(\theta) = |H_{LG}(\omega)|^2 \Big|_{\omega = \theta} \quad (33)$$

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(33) 사이의 스펙트럼 샘플들의 차이에 대한 오차 함수 $SPE(p, q)$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$SPE(p, q) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |S_{ARMA}^{(p, q)}(n\Delta\theta) - S_{LG}(n\Delta\theta)|^2 \quad (34)$$

여기서 $\Delta\theta \equiv 2\pi f_s / N$ 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 모델차수의 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

$$h_{LG}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_{LG}(e^{j\theta}) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (35)$$

여기서 $H_{LG}(e^{j\theta}) \equiv H_{LG}(k\Delta\theta)$ 는 N 샘플 주기적이며 샘플링 radian 주파수를 2π 로 정규화 시켰을 경우 나이퀴스트 주파수까지, 즉 k 가 0에서 $N/2$ 까지 $\omega = 2\pi f_s k / N$ 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 $H_{LG}^*(2\pi f_s(N-k)/N)$ 샘플 값들과 동일하다. 또한 IFFT 과정을 거쳐 모델링을 통해 얻은 유리함수 형태의 전달함수 $H_{ARMA}(e^{j\theta})$ 에 해당하는 임펄스 응답을 다음 식(36)과 같이 얻을 수 있다.

$$h_{ARMA}^{(p, q)}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_{ARMA}(e^{j\theta}) e^{j\frac{2\pi}{N}kn} \quad (36)$$

여기서 원래의 송수신 안테나 전압 특성에 의한 임펄스 응답이 갖는 에너지 값을 기준으로 모델링된 시스템의 임펄스 응답 신호를 정규화 하였으며, 따라서 두 가지의 임펄스 응답 신호들, 즉 본연의 송수신 안테나간 전달함수에 의한 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 안테나에 의한 고유 임펄스 응답 신호간의 유사성 정도를 살펴보기 나타내기 위하여 아래식과 같은 성능 지표 함수를 사용한다.

$$Coh(p, q) = \max_k \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N h_{ARMA}^{(p, q)} H_{LG}(k+n) \right| \quad (37)$$

즉, 식(37)은 각각의 순차적인 p 와 q 에 대하여 얻게 되는 서로 다른 두 가지 임펄스 신호들 간의 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 ARMA 형태로 시스템을 모델링하였으며 이를 통해 얻은 시스템 임펄스 응답 정보를 이용하여 상관기에 적용되는 참조 신호를 모델링하였다.

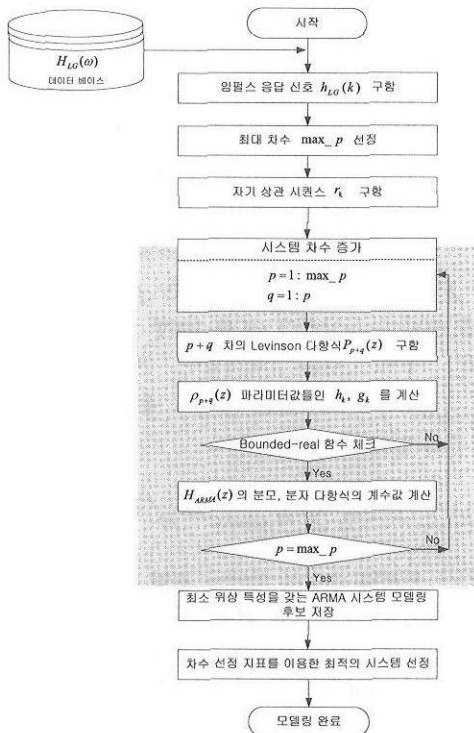


그림 4. ARMA 형태로 시스템을 모델링하기 위한 알고리즘 흐름도

Fig 4. Flow chart for ARMA system modeling algorithm.

그림 4에서 나타낸 알고리즘에 대한 구체적인 흐름은 다음과 같다. 우선 1단계로, 주어진 송수신 안테나 전달함수의 주파수 특성 $H_{LG}(\omega)$ 를 데이터 베이스한다. 2단계에서는 데이터 베이스된 $H_{LG}(\omega)$ 로부터

IFFT 처리 과정을 통해 임펄스 응답 신호 $h_{LG}(k)$ 를 얻게 된다. 그 다음 3단계에서 최대 차수 \max_p 를 설정하는데 \max_p 값을 작게 설정할 경우 적절치 못한 모델 차수를 선정할 수 있으므로 충분히 큰 값으로 설정한다.

본 논문에서는 \max_p 를 20으로 설정하였다. 4단계에서는 2단계에서 얻은 임펄스 응답 신호 $h_{LG}(k)$ 를 이용하여 아래식과 같이 자기 상관 시퀀스 r_k 를 구한다.

$$r_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-k} h_{LG}(n+k) h_{LG}^*(n), k=0, \dots, N_k \quad (38)$$

여기서 모델링하고자 하는 시스템의 최대 차수가 (\max_p, \max_p) 이며, ARMA (p, q) 모델링 하는데 필요한 미지수의 개수가 $p+q+1$ 인 점을 감안하여 이들을 구하기 위하여 $P_{p+q}(z)$ 의 다항식이 필요하므로 최대 $N_k = 2 \times (\max_p + 1)$ 개의 자기 상관 시퀀스 r_k 가 필요하게 된다. 5단계에서는 $p+q$ 차의 Levinson 다항식 $P_{p+q}(z)$ 를 식(25)를 통해 구하게 된다. 6단계에서는 $P_{p+q}(z)$ 의 계수값들로부터 $\rho_{p+q}(z)$ 파라미터 값들인 h_k, g_k 를 식(27)을 통해 계산한다. 7단계에서는 계산된 $\rho_{p+q}(z)$ 가 bounded-real 함수임을 확인한다. 만약 bounded-real 함수 특성을 만족 못하면 그 다음 차수로 넘어간다. 8단계에서는 bounded-real 함수를 만족하는 $h_k, g_k, P_{p+q}(z)$ 로부터 ARMA 형태로 시스템을 모델링된 $H_{ARMA}(z)$ 의 분모, 분자 다항식의 계수값을 계산한 후 저장하게 된다. 여기서 저장된 모델 차수 p, q 에 대한 $H_{ARMA}(z)$ 는 모델 차수 선정을 위한 지표 정보로 사용된다.

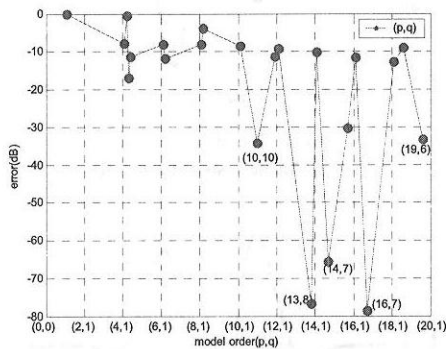
표 1. 시뮬레이션을 위한 시스템과 안테나 파라미터

Table 1. System and antenna parameters for simulations.

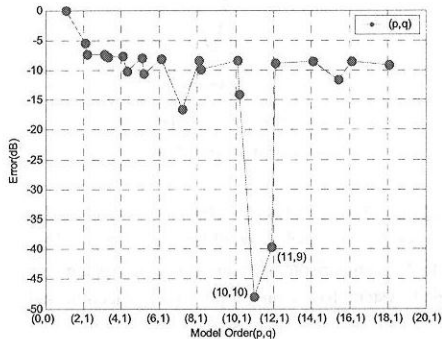
시스템 파라미터	Value	
Pulse duration	0.5nsec	
Modulation	OOK	
Frame size	512	
Slot size	64	
안테나 파라미터	Ant. Spec.(I)	Ant. Spec.(II)
Dipole length	30cm	70cm
Dipole radius	0.02cm	0.02cm
Z_L, Z_G	72Ω	50Ω

표 1은 송수신 처리를 위해 적용되는 파라미터 설정값들을 나타낸다. 샘플링 주파수는 137.44 GHz, 가

우시안 펄스폭은 $0.5nsec$ 설정하였으며 FFT 크기는 256으로 설정하였다. 또한 송수신 안테나는 동일한 짧은 다이폴 안테나를 사용하였으며 송수신 안테나간의 간격은 $1m$ 로 감쇄가 거의 없으며, 기타 주변 환경 영향이 전혀 없는 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 채널만을 고려하였다. 또한 다이폴 안테나의 길은 각각 $30cm$ 와 $70cm$ 다이폴의 반경은 동일하게 $0.02cm$ 로 정하였으며 Z_L, Z_C 는 각각 72Ω 50Ω 로 설정하였다. 송신부에서는 OOK(On-Off Keying) 변조 방식을 기반으로 가우시안 펄스를 사전 역 확산 특성을 가지는 필터에 통과시켜 전송하였고, 수신부에서는 수신 상관기에 적용되는 가우시안 펄스의 2차 미분 형태인 이상적인 참조 신호와 안테나 사이의 전달함수를 ARMA 형태로 모델링하여 얻은 참조 신호로 사용하여 전체 시스템의 성능을 비교 분석하였다.



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

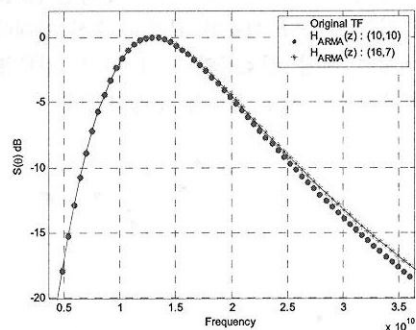


안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

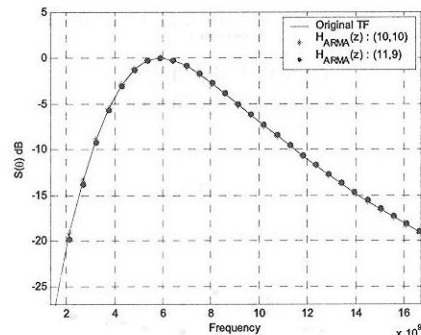
그림 5. 최대 스펙트럼 오차를 이용한 ARMA 모델 차수 선정 지표

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

그림 5는 각각의 정해진 안테나 규격에 대하여 최적의 ARMA 모델 차수를 선정하기 위한 방법으로 식(34)를 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 dB값으로 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 (16,7)일때, 그림 5(b)에서 안테나 규격(II)에 대하여 (10,10) 일때 모델링된 시스템의 스펙트럼이 원래의 송수신 안테나 왜곡 특성에 해당하는 전달함수의 스펙트럼과 가장 유사함을 알 수 있다.



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



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

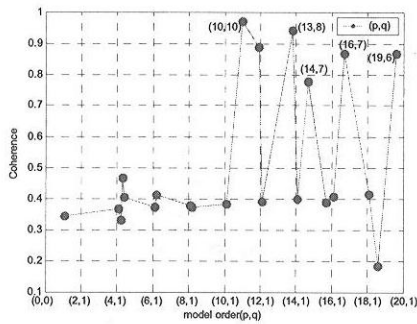
그림 6. 송수신 안테나간 전달함수와 선정된 모델 차수에 따른 스펙트럼 파형 비교

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

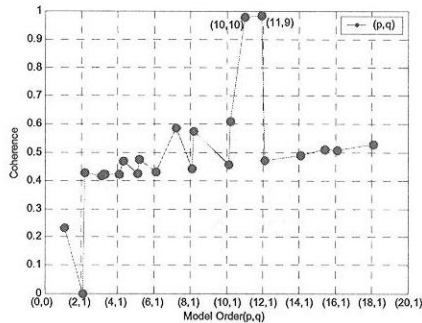
그림 6은 모델 차수에서 다른 스펙트럼 파형을 비교한 것으로 실선으로 나타난 곡선은 원래의 송수신 안테나 전달함수 특성에 의한 정규화된 스펙트럼이고, 별표로 표시된 곡선은 스펙트럼 최소 오차를 나타낸

모델 차수 (17,6)과 (10,10)을 적용했을 때의 정규화된 스펙트럼을 나타내며, 점선으로 표시된 결과는 각각 모델 차수 (10,10)과 (11,9)에서의 결과를 나타낸다. 그림 6에서 볼 수 있듯이 각 안테나 규격에 대하여 각각 모델 차수(17,6)과 (10,10)을 적용했을 경우 원래의 송수신 안테나가 갖는 왜곡 특성에 의한 스펙트럼과 모델링된 시스템의 스펙트럼이 유사함을 알 수 있다.

본 논문에서 소개한 최소위상 ARMA 시스템 모델링 방법은 스펙트럼 사이의 오차는 적으나 원래 시스템의 위상 성분의 복구가 불가능하게 되어 완벽한 임펄스 응답의 일치는 보장되지 못한다. 따라서 앞서 설명한 스펙트럼 오차와 더불어 모델링된 ARMA 시스템의 임펄스 응답 신호와 원래 송수신 안테나의 고유한 임펄스 응답 신호간의 코히어런스 정도를 비교하여 최종적으로 모델 차수를 선정하였다.



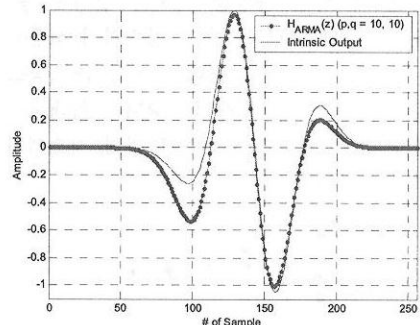
(a) 안테나 규격 (I)인 경우
(a) Antenna specification (I)



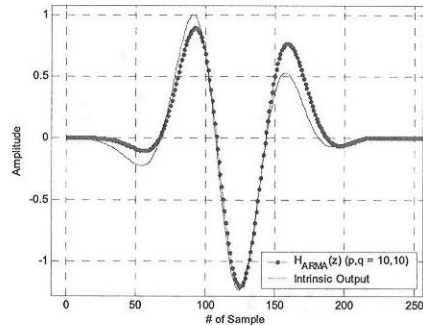
(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

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.

그림 7은 식(37)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 (10,10)일때 정규화된 코히어런스 절대치가 최대가 됨을 알 수 있으며, 마찬가지로 그림 7(b)에서 안테나 규격(II)인 경우 모델 차수가 (11,9)인 경우 코히어런스 절대치 값이 최대가 됨을 알 수 있다.



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



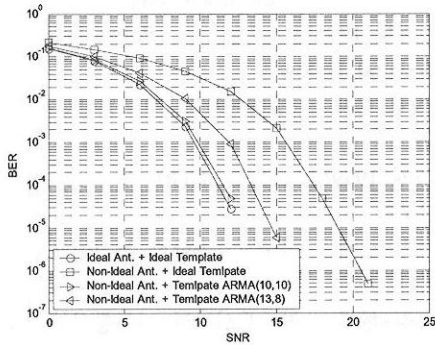
(b) 안테나 규격 (II)인 경우
(b) Antenna specification (II)

그림 8. 송수신 안테나간 전달함수와 차수 선정에 따른 모델링된 시스템에 의해 발생된 참조 신호 파형 비교
Fig 8. Comparison between the signal generated from modeled system based on proper order selection and template signal

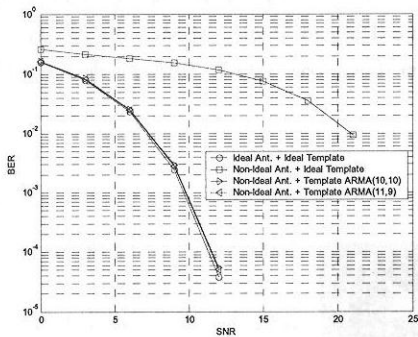
그림 8은 식(3)에서 나타난 가우시안 펄스 신호를 송수신 안테나 고유의 전달함수에 통과시켜 얻게 되는 참조 신호와 ARMA 형태로 모델링하여 얻은 참조 신호를 나타낸다. 그림 8에서 실선은 각각의 규격에 대한 송수신 안테나 특성으로 인하여 가우시안 펄

스의 2차 미분된 형태가 아닌 변형된 형태의 파형임을 알 수 있으며, 점선은 ARMA 모델 차수 (10,10) 일때의 모델링된 참조 신호를 나타낸다.

그림 9는 최소 위상 ARMA 시스템 모델링에 의해 참조 신호를 발생시켜 이를 수신단의 상관기의 입력으로 사용했을 시에 얻을 수 있는 전체 임펄스 통신 시스템의 BER(Bit Error Rate) 성능을 보여준다.



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



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

그림 9. ARMA 모델링으로부터 얻어진 참조 신호 사용에 의한 임펄스 통신 시스템의 BER 성능

Fig 9. BER performance of impulse communication system resulted with or without usage of template signal obtained from ARMA modeling.

채널은 AWGN을 사용하였으며, 가장 왼쪽에 원으로 표시된 결과 곡선은 이상적인 송수신 안테나와 이상적인 참조 신호를 사용했을 때를 의미하고 네모로 표시된 BER 곡선은 이상적이지 않은, 식(5)의 $H_{LC}(\omega)$ 특성을 갖는 송수신 안테나 특성과 이에 상관없이 앞서 사용한 이상적인 참조 신호를 사용한 결과를 나타낸다. 또한 세모로 표시된 2가지의 BER 곡선은 모델 차수가 각각 (10,10), (13,8)인 최소 위상

ARMA 시스템을 사용하여 얻게 되는 참조 신호를 사용했을 경우의 BER 성능을 나타낸다. 그림 9에서 알 수 있듯이 모델 차수가 (10,10)일 때 성능이 좋을 수 있다. 이는 수신 상관기의 처리과정에서 상관의 최대치값을 기준하여 신호의 극성을 판단하기 때문에 스펙트럼 오차를 이용한 ARMA 모델링 차수 선정 지표보다 코히어런스에 의한 차수 선정, 즉 모델 차수가 (10,10)일때 더욱 효과적임을 알 수 있다.

IV. 결론

본 논문은 코히어런트 수신기를 사용하는 임펄스 통신 시스템에서 주어진 안테나 입출력 주파수 응답을 이용하여 시스템이 갖는 고유의 임펄스 응답에 대한 자기상관 값을 추출하고, 이를 이용하여 전체 송수신 안테나의 전압전달함수를 안정성이 보장된 유리 함수 형태의 시스템으로 모델링하여 수신단 상관기에 적용할 참조 신호를 발생 하였다. 또한 최적의 시스템 차수를 선정하기위해 주어진 안테나 입출력 주파수 응답의 스펙트럼과 시스템 인지를 통해 얻은 스펙트럼 사이의 오차 혹은 두 임펄스 응답 정보에 대한 샘플 단위의 코히어런스 값들 중 최대치를 사용하였다. 본 논문에서 소개한 방식에 대한 성능을 검증하기 위해서 문헌에 소개된 비이상적인 광대역 안테나 특성을 참조하여 이를 등가 모델링을 하였으며 선정된 모델 차수로 얻은 임펄스 응답 정보로 생성한 참조 신호를 상관기에 적용하여 전체 시스템의 성능의 성능이 개선되었음을 확인하였다. 이러한 소프트웨어 적으로 참조신호를 유연성있게 생성시키는 기법은 비 이상적인 저가의 임펄스 통신용 송수신 안테나의 고유한 왜곡특성을 감안하여 이를 보상하는 차원에서 이용할 수 있으며, 향후 단말의 소형, 편이성, 경량성 및 저비용등을 가능케 할 것이다.

참고 문헌

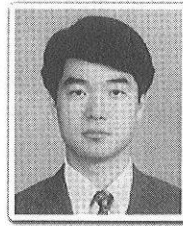
- [1] 802.15 Working Group for WPAN available at: <http://www.ieee802.org/15>.
- [2] Darioush Agahi and William Domino, "Efficiency Measurements of Portable-Handset Antennas Using the Wheeler Cap," *Applied Microwave and Wireless*, Vol. 12, No. 6, pp.34-32, June 2000.
- [3] H. G. Schantz, "Ultra Wideband Technology Gains A Boost from New Antennas," *Applied Antenna systems & Technology*, Vol. 4, Issue 1,

January/February 2001.

- [4] K. Taniguchi and R. Kohno, "Design and Analysis of Template Waveform for Receiving UWB signals," *Proc. of International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp. 125-129, May 2004.
- [5] E. Walter, L. Pronzato, *Identification of Parametric Models From Experimental Data*, New York: Springer-Verlag, January 1997.
- [6] D. M. Pozar, "Waveform optimizations for ultrawideband radio systems," *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, vol. 51, pp. 2335-2345, Sep 2003.
- [7] C. A Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2nd ed. New York: Wiley, 1997.
- [8] 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
- [9] N. R. Goodman, "Statistical analysis based on a certain multivariate complex Gaussian distribution," *Ann. Math. Stat.*, vol. 34, pp. 152-177, 1963
- [10] Pillai, S.U.; Shim, T.I., *Spectrum Estimation and System Identification*, New York: Springer-Verlag Pub., 1993.
- [11] U. Grenander and G. Szego, *Toeplitz Forms and Their Applications*, New York: Chelsea, 1984.
- [12] D.C. Youla, *Lecture Notes on Network Theory*, Department of Electrical Engineering, Polytechnic University, 1985.
- [13] V. Belevitch, *Classical Network Theory*, San Francisco: Holden-Day, 1968.
- [14] P. Dienes, *The Taylor Series*, New York: Dover Publications, 1957.

李元澈

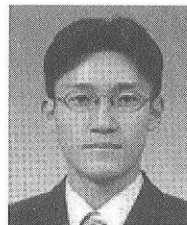
正會員



1986년 2월 서강대학교 전자공학과 학사
 1988년 3월 연세대학교 전자공학과 석사
 1994년 5월 New York, Polytechnic University, Electronic Eng. 공학박사
 1994년 8월~1995년 7월 : Polytechnic Uni. Post-doctoral Fellow
 1995년 9월~현재 : 숭실대학교 정보통신전자공학부 부교수
 1999년 7월~1999년 11월 : ETRI 무선 방송연구소 초빙연구원
 2002년 1월~현재 : 한국전자공학회 통신연구회 협동전문위원
 2002년 1월~현재 : 한국통신학회 이동통신연구회 전문위원
 2002년 7월~현재 : HY-ITRC 센터 연구원
 <주관심 분야 : Ultra WideBand Communication, Software Defined Radio, MIMO 시스템, Wireless Position Location, 스마트 안테나, 레이더 신호처리>

朴雲龍

正會員



2000년 2월 남서울대학교 정보통신공학과 공학사
 2002년 2월 숭실대학교 정보통신공학과 공학석사
 2002년 3월~현재: 숭실대학교 정보통신공학과 박사과정 재학
 2002년 7월~현재 : HY-ITRC 센터 연구원
 <주관심 분야 : Ultra WideBand Communication, Wireless Position Location, 디지털 신호처리, Software Defined Radio>