

저표본화된 주성분의 AM-FM 신호들로부터 대수적 분리와 에너지 연산자를 사용한 복조기 설계 및 특성

論 文
48A-5-22

Digital Demodulator Design and Characteristics Using Algebraic Separation and Energy Operator from Undersampled Two-Component AM-FM Signals

孫 泰 鎬* · 李 敏 昊**
(Tae-Ho Sohn · Min-Ho Lee)

Abstract - In this paper, we proposed that i) noise-tolerant four kinds of AM(Amplitude Modulation)-FM(Frequency Modulation) demodulators are designed, ii) we derived undersampling frequency through the product via energy operator of the monocomponent AM-FM signals separated from two-component AM-FM signals, and iii) these four kinds of AM-FM demodulators detect respectively information signals of the IA(Instantaneous Amplitude) and IF(Instantaneous Frequency) by undersampling frequency to be different each other from the undersampled monocomponent AM-FM signals. Particularly, the proposed algorithm can control undersampling frequency by an integer factor. And these efficient AM-FM demodulators are well worked with the undersampled AM-FM signals.

Key Words : AM-FM, Demodulator, Undersampling-frequency, Energy operator, IA, IF

1. 서 론

AM-FM은 부반송파의 변조에 AM을 사용하고, 주반송파 변조에는 FM을 사용한 합성변조를 말한다. 두 성분의 AM-FM 이산신호들은 다음과 같이 정의된다[1].

$$\begin{aligned} x(n) &\equiv \sum_{i=1}^2 a_i(n) \cdot \cos(\phi_i(n)) \\ &\equiv \sum_{i=1}^2 a_i(n) \cdot \cos\left(\int_0^n \Omega_i(m)dm + \theta_i\right) \\ &\equiv \sum_{i=1}^2 V_{ci}(1 + m_i \cdot \cos(\Omega_{m1i}n)) \\ &\quad \cdot \cos(\Omega_{ci}n + \beta_i \sin(\Omega_{m2i}n) + \theta_i) \\ &= u(n) + v(n) \end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 단일 성분의 AM-FM 신호 $u(n)$ 및 $v(n)$ 은 각각

$$\begin{aligned} u(n) &= V_{c1}(1 + m_1 \cdot \cos(\Omega_{m11}n)) \\ &\quad \cdot \cos(\Omega_{c1}n + \beta_1 \sin(\Omega_{m21}n) + \theta_1) \\ v(n) &= V_{c2}(1 + m_2 \cdot \cos(\Omega_{m12}n)) \\ &\quad \cdot \cos(\Omega_{c2}n + \beta_2 \sin(\Omega_{m22}n) + \theta_2) \end{aligned}$$

이며, 또한 식(1)에서 $\phi_i(n) = \Omega_{ci}n + \beta_i \sin(\Omega_{m2i}n) + \theta_i, (i=1,2)$ 이다. 식(1)에서 순시 크기인 IA(Instantaneous Amplitude)와 순시 주파수 IF(Instantaneous Frequency)는

다음과 같이 각각 정의한다.

$$\begin{aligned} a_i(n) &\equiv V_{ci}(1 + m_i \cdot s_{1i}(n)), \quad (i=1,2) \quad (2) \\ \Omega_i(n) &\equiv \frac{d\phi_i(n)}{dn} \\ &= \Omega_{ci} + \beta_i \cdot \Omega_{m2i} \cdot s_{2i}(n), \quad (i=1,2) \quad (3) \end{aligned}$$

여기에서 $s_{1i}(n) = \cos(\Omega_{m1i}(n)), s_{2i}(n) = \cos(\Omega_{m2i}(n))$ ($i=1,2$)이며, 각각 IA 및 IF의 정보신호이다. 최근에 이 신호들에 대한 복조로 LMS 알고리즘[2], HRR 알고리즘[3], 다중대역-ESA[4], 및 EDM 알고리즘[5]이 연구되었는데, 이 기술들은 성분들이 겹쳤을 때 특이성 문제를 연구하였다. 스펙트럼상에서 겹쳐있거나 또는 거의 가까이 있는 주기신호들은 필터에 의해 분리하기가 어려웠다. 여기에 대한 분리 기술로 대수적으로 주기 신호들을 분리하는 대수이론[6, 7]이 연구되었다. 이 기술은 공업분야에서 산업주파수(60 Hz or/ and 400 Hz)의 간섭하에 주기신호를 검파하는 것으로 응용이 가능하며, 또한 의료분야에서는 태아의 심전도(FECG) 신호와 임산부의 심전도(MECG) 신호들에 대한 분리[7]에 응용할 수 있다. 그리고 이 분리 기술과 에너지에 기반을 둔 복조기술[1]을 조합한 연구[8]가 이뤄졌다.

기존의 에너지에 기반을 둔 AM-FM 신호들에 대한 복조 시스템들은 저표본화의 개념이 없고, 잡음 및 DC 성분을 혼합한 AM-FM 신호들로부터 정보신호들을 복조할 수 없다. 본 연구에서는 (i) 잡음에 내성을 가진 네 종류의 AM-FM 디지털 복조기들을 설계하고, (ii) 두 성분의 AM-FM 신호로부터 이 신호들에 대해서 에너지 연산자[9]를 적용하여, 이

* 正 會 員 : 江原大 工大 電氣工學科 · 博士修了

** 正 會 員 : 寧越工科學大學 事務情報시스템科 教授 · 博士修了

接受日字 : 1998年 11月 16日

最終完了 : 1999年 4月 6日

결과로부터 임의로 조절할 수 있는 저표본화 주파수를 유도한다. 이 표본화 주파수에 의해서 저표본화된 두 성분의 AM-FM 주기신호들을 대수분리 방법[6, 7]을 이용하여 각각의 단일 성분의 신호로 분리한다. (iii) 이렇게 분리되어 저표본화된 단일 성분의 AM-FM 신호로부터 제안된 네 종류의 AM-FM 디지털 복조기들을 통해 IA 및 IF의 정보신호들을 각각 검파한다. (i)~(iii)의 절차에 의한 접근방법을 본 논문에서는 주기적인 혼성의 AM-FM 신호들의 대수분리 및 그 신호들에 대한 저표본화 주파수에 의한 에너지 복조 알고리즘, 즉 PASUED(Periodic Algebraic Separation and Undersampling Energy Demodulation) 알고리즘이라고 제시한다. 제안된 알고리즘은 시뮬레이션을 통해 정수인자에 의해서 조절이 가능한 저표본화 주파수로부터 실현 가능함을 보인다. 그리고 검파된 신호들을 검증하는 방법으로, 원래의 IA 및 IF의 정보신호들과 제안된 PASUED 알고리즘을 통해 각각 검파된 신호들과의 차에 대한 RMS(Root Mean Squares)값을 주파수별로 수치해석한다. 기존방법[1], [8]에 비해 제안된 디지털 복조기들은 잡음에 강하고 아주 효율적이며, 저표본화된 혼성의 AM-FM 신호들로부터 검파를 잘 수행함을 보인다.

2. AM-FM의 디지털 복조기 설계

식(1)에서 저표본화된 단일 성분의 AM-FM 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$x(n) = a(n) \cdot \cos(\phi(n)) = a(n) \cdot \cos(\Omega_c n + \beta \cdot \sin(\Omega_{m2} n) + \theta) \quad (4)$$

여기에서 순시 크기인 IA는 $a(n) = V_c \cdot \cos(1 + m \cdot \cos(\Omega_{m1} n))$ 이며, 순시 주파수인 IF는 $\Omega(n) = \Omega_c + \beta \cdot \Omega_{m2} \cdot \cos(\Omega_{m2} \cdot n)$ 이다. 식(4)의 AM-FM 신호로부터 IA 및 IF의 정보신호를 각각 복조하기 위해서 비선형 에너지 연산자[9]를 사용하였다. 간단한 예로써, 다음과 같은 등간격된 3개의 샘플들을 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} x(n-2) &= a(n) \cdot \cos(\phi(n-2)) \\ x(n) &= a(n) \cdot \cos(\phi(n)) \\ x(n+2) &= a(n) \cdot \cos(\phi(n+2)) \end{aligned} \quad (5)$$

여기에서 순시 크기인 a(n)은 단순한 크기로 가정하였다. 그리고 x(n)의 두 개의 앞과 뒤의 샘플 x(n-2)와 x(n+2)을 곱한 결과를 유도하여 정리하면 다음과 같다.

$$x(n-2) \cdot x(n+2) = x^2(n) - 4 a^2(n) \cdot \cos^2(\Omega(n)) \cdot \sin^2(\Omega(n)) \quad (6)$$

식(6)을 비선형 에너지 연산자 $\Psi(\cdot)$ 를 사용하여 다시 표현하면

$$\begin{aligned} \Psi[x(n)] &= x^2(n) - x(n-2) \cdot x(n+2) \\ &\approx 4 a^2(n) \cdot \cos^2(\Omega(n)) \cdot \sin^2(\Omega(n)) \end{aligned} \quad (7)$$

와 같이 쓸 수 있다.

식(7)과 비슷한 종류의 비선형 필터[9]인 $x^2(n) - x(n+1) \cdot x(n-1)$ 의 앞단에, 단순한 구조를 가지며 전달 특성식이 $H(z) = 1 - z^{-2}$ 을 갖는 FIR 대역통과 필터를 직렬로 연결한 뒤, 에너지 연산자 $\Psi(\cdot)$ 를 경유하므로써 잡음에 강한 다음과 같은 AM-FM 복조기를 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Psi_{BP}[x(n)] &= g_{BP}(n) \\ &= (x_1 - x_3)^2 - (x_0 - x_2) \cdot (x_2 - x_4) \\ &\approx 4 a^2(n) \cdot (1 - \cos^2(\Omega(n))) \cdot \sin^2(\Omega(n)) \end{aligned} \quad (8)$$

여기에서 $x_i = x(n-i)$, ($i = 0, 1, \dots, 4$) 이다.

식(8)은 AM-FM신호에 대한 제안된 BPF(Band-Pass Filter)-QF1(Quadratic Filter1) 디지털 복조기으로써 그 구조는 그림 1에 나타나 있으며, AM-FM 입력신호로부터 출력신호는 식(8)의 결과식과 같이 제곱의 형태인 $g_{BP}(n)$ 을 얻는다.

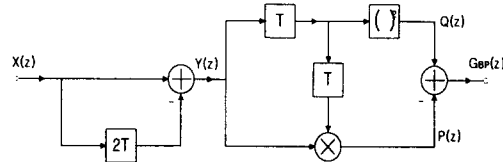


그림 1 제안된 AM-FM 신호에 대한 BPF-QF1 디지털 복조기

Fig. 1 Proposed digital BPF-QF1 demodulator of AM-FM signal

비슷한 방법으로 HPF(High-Pass Filter)-QF1, HPF-QF1-LPF(Low-Pass Filter) 및 BPF-QF3의 구조를 갖는 AM-FM신호에 대한 제안된 복조기들은 다음과 같이 각각 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} \Psi_{HP}[x(n)] &= g_{HP}(n) \\ &= (x_1 - x_2)^2 - (x_0 - x_1) \cdot (x_2 - x_3) \\ &\approx 2 a_i^2(n) \cdot \sin^2(\Omega_i(n)) \cdot (1 - \cos(\Omega_i(n))) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{HL}[x(n)] &= (x_1 - x_2)^2 - (x_0 - x_1) \cdot (x_2 - x_3) \\ &\quad + (x_2 - x_3)^2 - (x_1 - x_2) \cdot (x_3 - x_4) \\ &\approx 4 a_i^2(n) \cdot \sin^2(\Omega_i(n)) \cdot (1 - \cos(\Omega_i(n))) \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \Psi_{B3}[x(n)] &= g_{B3}(n) \\ &= (x_3 - x_5)^2 - (x_0 - x_2) \cdot (x_6 - x_8) \\ &\approx 4 a_i^2(n) \sin^2(\Omega_i(n)) \left(\cos^2(\Omega_i(n)) - \frac{1}{4} \right)^2 \\ &= a_i^2(n) \cdot g_{FM}(n) \end{aligned} \quad (11)$$

식(11)에서

$$g_{FM}(n) = 4 \sin^2(\Omega_i(n)) \left(\cos^2(\Omega_i(n)) - \frac{1}{4} \right)^2, i=1, 2$$

이다. 이것은 FM 입력신호로 하여 식(11)의 구조를 에너지 연산자를 통해 얻은 결과식이다.

저표본화 주파수는 식(4)의 AM-FM 신호들에 대하여 비선형 에너지 연산자 $\psi(\cdot)$ 를 통한 결과식인 식(7)~(11)로부터 $\sin^2(\Omega_i(n))=1$ 로 가정하므로써 구할 수 있다. 즉, $\cos(\Omega_i(n))=0$ 이며, 이것으로부터 유도된 저표본화 주파수는 다음과 같다.

$$f_s = \frac{4(f_c + \beta \cdot f_{m2})}{(2n+1)} \quad (12)$$

여기에서 $(2n+1)$ 은 제안된 AM-FM 복조기에서의 저표본화 정수 인자이다. 식(4)~(11)을 두 성분을 가진 AM-FM 신호들로 확장시키면, 식(12)는

$$f_{s_i} = \frac{4(f_{c_i} + \beta_i \cdot f_{m2i})}{(2n_i+1)}, \quad i = 1, 2 \quad (13)$$

이며, f_{s1} 및 f_{s2} 는 각각 두 성분의 AM-FM 신호에 대한 단일 성분신호의 저표본화 주파수가 된다.

3. 두 성분의 AM-FM 신호들에 대한 분리 및 복조

3.1. 주기신호의 대수적 분리

제안된 PASUED 알고리즘은 그림 2와 같고, 이것은 먼저 한 주기를 가진 의사 주기신호로 두 성분의 저표본화된 AM-FM 신호들을 발생시키고, 대수 분리방법[6, 7]을 이용하여 각 성분들을 분리한다. 이렇게 각각 분리된 AM-FM 신호들은 식(13)의 저표본화 주파수에 의해 [10]에서 사용한 저표본화 기법에 의한 에너지 복조 알고리즘과 비슷한 과정을 거쳐 식(2)의 IA인 a_1, a_2 로부터 정보신호들인 s_{11}, s_{12} 를, 그리고 식(3)의 IF인 Ω_1, Ω_2 로부터 정보신호들인 s_{21}, s_{22} 를 각각 검파한다. 이것이 본 연구에서 제안한 PASUED 알고리즘이며, 그림 2에 그 블록도가 나타나있다.

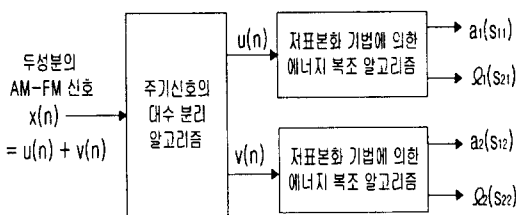


그림 2 제안된 복조 알고리즘의 블록도

Fig. 2 Block diagram of the proposed demodulation algorithm

식(1)에서처럼 두 성분의 주기신호를 $x(n) = u(n) + v(n)$ 이라고 할 때, $u(n)$ 및 $v(n)$ 의 주기를 각각 N_1 및 N_2 라고 하면 식(14)와 같이 $A \cdot y = x$ 의 형태로 쓸 수 있다.

$$\begin{bmatrix} I_{N_1} & I_{N_2} \\ I_{N_1} & I_{N_2} \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(0) \\ u(1) \\ \vdots \\ u(N_1-1) \\ v(0) \\ v(1) \\ \vdots \\ v(N_2-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(N-1) \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기에서 A 는 분리 행렬이며, I_{N_1} 및 I_{N_2} 는 차수가 각각 N_1 및 N_2 인 단위 행렬이다. 식(14)의 분리 시스템에 대한 최소 자승해는

$$y = (A^T \cdot A)^{-1} \cdot A^T \cdot x \quad (15)$$

와 같은 형태를 가지며, 이 식이 해를 갖기 위해서는 역행렬이 존재해야 한다. 그러나, 분리 행렬 A 의 rank는 $N_1 + N_2 - GCD(N_1, N_2)$ 이다. 그러므로 행렬 A 가 full rank인 $N_1 + N_2$ 를 얻기 위해서는 추가적인 제약조건이 요구된다. 주기 N_1 및 N_2 가 서로소(coprime)라면, 분리 시스템을 해결하기 위한 zero DC 조건[6, 7]은 식(16)으로 표현된다.

$$\begin{aligned} u(0) + u(1) + \dots + u(N_1-1) &= 0 \\ \text{또는 } v(0) + v(1) + \dots + v(N_2-1) &= 0 \end{aligned} \quad (16)$$

즉, $u(n)$ 또는 $v(n)$ 의 평균이 "0"이 되도록 할당하는 것이다. 식(14)를 위의 조건으로부터 다시 정리하면 식(17)과 같이 확장된 행렬들로 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 11 \dots 1 & 00 \dots 0 \\ I_{N_1} & I_{N_2} \\ I_{N_1} & I_{N_2} \\ \vdots & \vdots \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u(0) \\ u(1) \\ \vdots \\ u(N_1-1) \\ v(0) \\ v(1) \\ \vdots \\ v(N_2-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ x(0) \\ x(1) \\ \vdots \\ x(M-2) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$M \times (N_1 + N_2) \quad (N_1 + N_2) \times 1 \quad M \times 1$

그래서 식(17)은 식(14)가 확장된 형태인 $A_0 \cdot y = x_0$ 이며, 여기에서 $A_0 = [11 \dots 1 \ 00 \dots 0, A]^T$ 이다. 또한 관측된 두 성분의 AM-FM 신호들인 $x(n)$ 을 포함하고 있는 확장된 신호 $x_0(n)$ 의 길이 M 은 반드시 $M \geq N_1 + N_2$ 이어

야 하고, $x_0 = [0, x]^T$ 이다. 그러므로 $x(n)$ 이 요구되는 최소 길이는 $M-1=N_1+N_2-1$ 이 된다. 결국, 성분분리문제에 대한 해는 확장된 최소 자승해로써 구해지며, 그 결과식은 식(18)과 같다.

$$y = (A_0^T \cdot A_0)^{-1} \cdot A_0^T \cdot x_0 = [u(0), \dots, u(N_1-1), v(0), \dots, v(N_2-1)]^T \quad (18)$$

이 식으로부터 각각 한주기를 갖는 N_1 개의 $u(n)$ 과 N_2 개의 $v(n)$ 을 분리할 수 있다. 이렇게 단일 성분의 AM-FM 신호로 분리된 $u(n)$ 및 $v(n)$ 은 식(13)의 각각 다른 저표본화 주파수를 가지고 IA 및 IF의 정보신호를 각각 복조한다.

3.2. IA 및 IF의 정보신호 검파

단일 성분으로 분리된 AM-FM 신호로부터 식(8)의 구조를 가진 BPF-QF1 복조기를 이용하여 IA 및 IF의 정보신호들을 유도하는 절차는 다음과 같다. 먼저, 등간격된 3개의 샘플들에 의한 FM 신호 $\gamma(n) = \cos(\phi_i(n))$ 의 에너지 연산자인 $\Psi[\gamma(n)]$ 을 구하면

$$g_{FMi}(n) = \gamma_0^2 - \gamma_1 \cdot \gamma_2 \approx \sin^2(\Omega_i(n)), \quad i=1,2 \quad (19)$$

와 같고[11], 여기에서 $\gamma_j(n) = \gamma(n-j)$, ($j=0, 1, 2$)이다. 식(19)를 식(8)에 대입하여 다시 쓰면

$$g_{BPFi}(n) = 4 a_i^2(n) \cdot g_{FMi}(n), \quad i=1,2 \quad (20)$$

이다. 그리고 식(10)에서의 HPF-QF1-LPF 구조의 비선형 필터는

$$g_{HLi}(n) = (x_1 - x_2)^2 - (x_0 - x_1)(x_2 - x_3) + (x_2 - x_3)^2 - (x_1 - x_2)(x_3 - x_4), \quad i=1,2 \quad (21)$$

라고 쓸 수 있고, 이것에 대하여 에너지 연산자를 통해 유도된 근사적인 결과식에 식(20)을 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$g_{HLi}(n) \approx 4 a_i^2(n) \sin^2(\Omega_i(n))(1 - \cos(\Omega_i(n))) = g_{BPFi}(n)(1 - \cos(\Omega_i(n))), \quad i=1,2 \quad (22)$$

IA의 정보신호들 $s_{1i}(n)$ 은 식(2)와 (20)으로부터 유도할 수

표 1 제안된 복조기들로부터 유도된 IA 및 IF의 정보신호들

Table 1 Information signals of IA and IF derived from proposed demodulators

(i = 1, 2)

복조기 유형	IA의 정보신호 $s_{1i}(n)$	IF의 정보신호 $s_{2i}(n)$	$g_{FMi} = \psi[\cos(\phi(n))]$
HPF-QF1	$\frac{\sqrt{\frac{g_{HPFi}(n)}{2g_{FMi}(n)}} - 1}{m_i}$	$\frac{\cos^{-1}\left(1 - \frac{g_{HLi}(n)}{g_{HPFi}(n)}\right) - \Omega_{ci}}{\beta_i \Omega_{m2i}}$	$2\sin^2(\Omega_i(n)) \cdot (1 - \cos(\Omega_i(n)))$
HPF-QF1-LPF	$\frac{\sqrt{\frac{g_{HLi}(n)}{g_{FMi}(n)}} - 2}{2m_i}$	$\frac{\cos^{-1}\left(1 - \frac{2g_{HPFi}(n)}{g_{HLi}(n)}\right) - \Omega_{ci}}{\beta_i \Omega_{m2i}}$	$4\sin^2(\Omega_i(n)) \cdot (1 - \cos(\Omega_i(n)))$
BPF-QF1	$\frac{\sqrt{\frac{g_{BPFi}(n)}{g_{FMi}(n)}} - 2}{2m_i}$	$\frac{\cos^{-1}\left(1 - \frac{2g_{HLi}(n)}{g_{BPFi}(n)}\right) - \Omega_{ci}}{\beta_i \Omega_{m2i}}$	$4\sin^4(\Omega_i(n))$
BPF-QF3	$\frac{\sqrt{\frac{g_{BPFi}(n)}{2g_{FMi}(n)}} - 1}{m_i}$	$\frac{\cos^{-1}\left(1 - \frac{2g_{BPFi}(n)}{g_{BPFi}(n)}\right) - \Omega_{ci}}{\beta_i \Omega_{m2i}}$	$4\sin^2(\Omega_i(n)) \cdot \left(\cos^2(\Omega_i(n)) - \frac{1}{4}\right)^2$

있고, IF의 정보신호들 $s_{2i}(n)$ 은 식(3) 및 (22)로부터 얻게 되며, 그 결과식들은 각각 다음과 같다.

$$s_{1i}(n) = \frac{\sqrt{g_{BPF_i}(n)/g_{FM_i}(n)} - 2}{2m_i} \quad (23)$$

$$s_{2i}(n) = \frac{\cos^{-1}\left[1 - \frac{2g_{HL_i}(n)}{g_{BPF_i}(n)}\right] - \Omega_{ci}}{\beta_i \cdot \Omega_{m2i}}, \quad (24)$$

$i = 1, 2$

위와 같은 방법으로 제안된 AM-FM 복조기들로부터 IA 및 IF의 정보신호들을 식(8)~(11)을 사용하여 각각 유도한 결과는 표1에 나타나 있다. 표1에서 $g_{HB_i}(n)$ 은 식(25)와 같다.

$$g_{HB_i}(n) = (x_3 - x_4)^2 - (x_0 - x_1)(x_6 - x_7) \quad (25)$$

$$\approx \frac{2a_i^2(n) \sin^4(\Omega_i(n))}{1 + \cos(\Omega_i(n))} \cdot \left(\cos^2(\Omega_i(n)) - \frac{1}{4}\right)^2$$

4. 두 성분의 AM-FM 신호에 대한 복조기의 성능

4.1. 복조기의 시뮬레이션

식(1)에서의 혼성의 AM-FM 신호들을 복조하기 위해서는 우선 이 신호들에 대해서 단일 성분의 신호로 각각 분리하여야 한다. 이것은 최근에 연구된 주기신호의 대수적 분리방법을 사용하였고, 두 성분의 AM-FM 주기신호들은 주기가 각각 $N_1 = 257$, $N_2 = 257$ 인 단일 성분으로 분리하여 그림 3에 나타내었다. 이 시뮬레이션은 본 연구에서 제안한 네 종류의 복조기들 중 BPF-QF1 구조에 대한 것이다. 여기에서 사용된 두 성분의 AM-FM 신호들의 변수값들은 다음과 같다.

$$u(n) \text{의 각종 변수값들 : } V_{c1} = 1, m_1 = 0.6, \beta_1 = 2,$$

$$f_{c1} = 90 \text{ MHz}, n_1 = 1400, f_{m11} = 0.5 \text{ KHz},$$

$$f_{m21} = 1 \text{ KHz}$$

$$v(n) \text{의 각종 변수값들 : } V_{c2} = 1, m_2 = 0.6, \beta_2 = 2,$$

$$f_{c2} = 90 \text{ MHz}, n_2 = 1400, f_{m12} = 0.5 \text{ KHz},$$

$$f_{m22} = 1 \text{ KHz}$$

IA의 정보신호들 : f_{m11}, f_{m12}

IF의 정보신호들 : f_{m21}, f_{m22}

이때 식(13)으로부터 표본화 주파수는 $f_{S1} = f_{S2} = 129 \text{ KHz}$ 이며, 식(17)에서 확장된 두 성분의 AM-FM 신호 $x_0(n)$ 의 길이는 최소의 길이인 $M = N_1 + N_2 = 514$ 로 하였다. 그림 3(a)는 관측된 두 성분을 가진 AM-FM 신호 $x(n)$ 을 도시했으며, 그림 3(b)는 식(18)의 확장된 최소 자승해로부터 얻어

진다. 그림 3(c)와 (d)는 식(18)에서 분리된 뒤에 나타내진 결과로 주기는 $N_1 = f_{S1} / f_{m11} = 257$ 및 $N_2 = f_{S2} / f_{m12} = 257$ 이다.

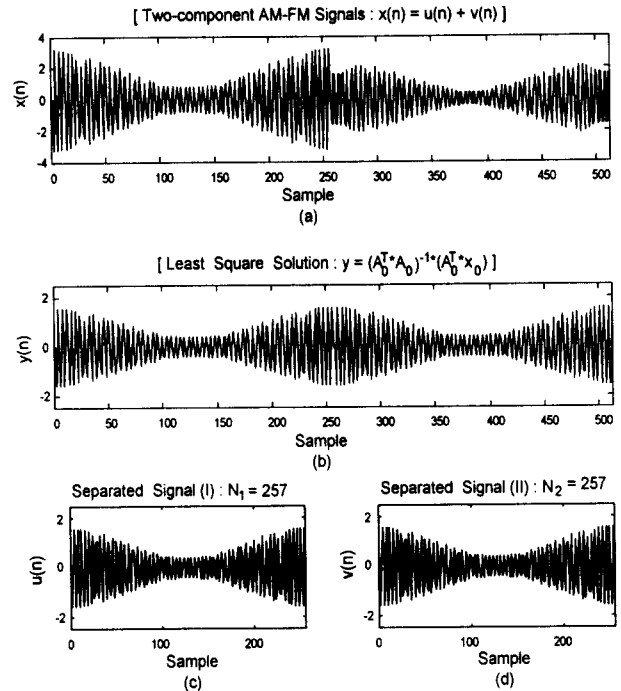


그림 3 대수적으로 분리된 AM-FM 신호들

- (a) 두 성분의 AM-FM 신호들 : $x(n) = u(n) + v(n)$
- (b) 최소 자승해 (c) 단일 성분의 AM-FM 신호, $u(n)$
- (d) 단일 성분의 AM-FM 신호, $v(n)$

Fig. 3 Algebraic separated AM-FM signals

- (a) Two-component AM-FM signals : $x(n) = u(n) + v(n)$
- (b) Least squares solution
- (c) Monocomponent AM-FM signal, $u(n)$
- (d) Monocomponent AM-FM signal, $v(n)$

이렇게 분리된 신호 $u(n)$ 및 $v(n)$ 으로부터 식(23), (24)를 사용하여 각각 IA 및 IF의 정보신호들은 검파된다. 위의 변수들을 사용하여 크기가 2인 DC 성분과 신호의 최대크기의 1%에 해당하는 정규(가우시안)분포를 갖는 백색잡음을 혼합하여, 제안된 PASUED 알고리즘을 통해 얻은 결과는 그림 4에 도시하였다. 그림 4의 (a) 및 (b)는 $u(n)$ 으로부터, 또한 그림 4의 (c) 및 (d)는 $v(n)$ 으로부터 각각 얻은 IA 및 IF의 정보신호들이다.

4.2. 복조기들의 RMS 오차

원 신호 $s(n) = \cos(\Omega_m \cdot n)$ 와 제안된 PASUED 알고리즘에 의해 설계된 네 종류의 AM-FM 디지털 복조기를 통해

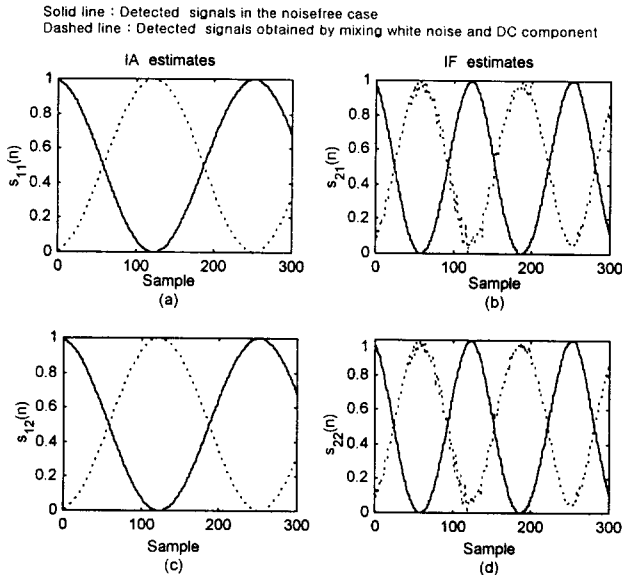


그림 4 제안된 알고리즘으로 얻은 IA 및 IF의 정보신호들
 (a), (c) IA의 정보신호들 : $s_{11}(n)$, $s_{12}(n)$
 (b), (d) IF의 정보신호들 : $s_{21}(n)$, $s_{22}(n)$

Fig. 4 Information signals of the IA and IF obtained from the proposed algorithm

- (a), (c) Information signals of IA : $s_{11}(n)$, $s_{12}(n)$
- (b), (d) Information signals of IF : $s_{21}(n)$, $s_{22}(n)$

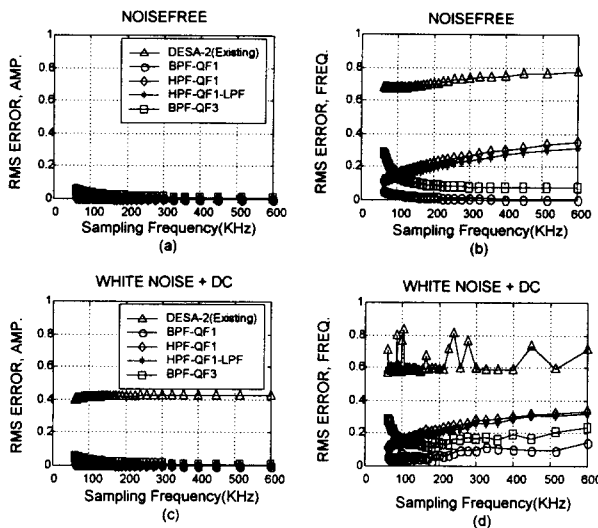


그림 5 제안된 네 종류의 AM-FM 복조기들의 RMS 오차
 (a), (c) IA 추정에서의 오차
 (b), (d) IF 추정에서의 오차

Fig. 5 RMS error of the proposed four kinds of AM-FM demodulators

- (a), (c) Error in IA estimation
- (b), (d) Error in IF estimation

검파된 표1에서의 정보신호들과의 오차를 비교하는 방법으로, 이들의 오차에 대한 RMS를 표본화 주파수에 따라 수치해석하여 그림 5의 (a) 및 (b)에 나타내었다. 여기에서 IA 및 IF의 정보신호를 각각 0.5 KHz와 1 KHz로 하였고, 표본화 주파수는 60 KHz에서 600 KHz까지 변화시켰으며, 그림 5의 (c) 및 (d)는 입력신호에 DC 성분 및 백색잡음을 앞에서와 같은 크기로 혼합하여 표본화 주파수 별로 RMS 오차를 계산하였다.

이 결과, 제안된 알고리즘에 의해 설계된 네 종류의 AM-FM 디지털 복조기는 정보신호를 검파함에 있어서 기존 기술인 그림 5의 DESA-2[8]에 비하여 오차가 작음을 알 수 있다. 특히, DC 성분 및 백색 가우시안 잡음이 섞인 AM-FM 입력 신호인 경우에 제안된 복조기들이 훨씬 더 좋은 특성을 보인다. 이것은 DC 성분 및 잡음을 제거하는 단순한 구조를 가진 BPF 또는 HPF를 복조기의 앞단에, 그리고 뒷단에 LPF를 직렬 연결하므로써 성능이 향상되었다.

5. 결 론

어떤 주기신호를 가진 신호들이 스펙트럼상으로 볼 때 서로 인접해 있거나 또는 거의 겹쳐 있을 경우에 필터에 의해 분리하기는 어렵다. 우리는 대수적인 분리 이론을 이용하여 두 개의 AM-FM 신호가 완전히 겹쳐져 있는 신호들을 분리하였고, 이 분리된 단일 성분의 AM-FM 신호들을 제안된 저표본화 기법을 사용하여 복조하였다. 본 연구에서는 두 성분의 저표본화된 AM-FM 신호들로부터 IA 및 IF의 정보신호들을 각기 다른 저표본화 주파수에 의해서 검파하는 네 종류의 디지털 복조기들을 제시하였다. 제안된 방법은 저표본화 주파수의 가변이 용이하며, 이 효율적인 복조기들은 동일한 두 개의 저표본화된 AM-FM 입력 신호들로부터 잘 수행했으며, 또한 이 신호들에 DC 성분 및 백색 잡음이 혼합되었을 경우에 특히 더 좋은 성능을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] P. Maragos and J. F. Kaiser, T. F. Quatieri, "Energy Separations in Signal Modulations with Application to Speech Analysis", IEEE Trans. Sig. Proc., Vol. 41, pp. 3024-3051, Oct. 1993.
- [2] L. J. Griffiths, "Rapid Measurement of Digital Instantaneous Frequency", IEEE Trans. Acoust. Speech, Signal Process., Vol. 23, pp. 207-222, April 1975.
- [3] C. L. Dimonte and K. S. Arun, "Tracking the Frequencies of Superimposed Time-varying Harmonics", in Proc. ICASSP90, Vol. 2, pp. 2539-2542, 1990.
- [4] A. C. Bovic, P. Maragos, and T. F. Quatieri, "AM-FM Energy Detection and Separation in Noise Using Multiband Energy Operator", IEEE Trans. Signal Process., Vol. 41, pp. 3245-3265, Dec. 1993.

- [5] B. Santhanam, and P. Maragos, "Energy Demodulation of Two-component AM-FM Signal Mixtures", IEEE Sig. Proc. Letters, Vol. 3, pp. 294-298, Nov. 1996.
- [6] Mou-yan. Zou and R. Unbehauen, "An Algebraic Theory for Separation of Periodic Signals", Archiv fur Elektronik und Uebertragungstechnik, Vol. 45, pp. 351-358, Nov-Dec 1991.
- [7] Mou-yan. Zou and Chai Zhenming and R. Unbehauen, "Separation of Periodic Signals by Using an Algebraic Method", in Proc. ISCAS91, Vol. 5, pp. 2427-2430, 1991.
- [8] B. Santhanam, P. Maragos, "Demodulation of Discrete Multicomponent AM-FM Signals Using Periodic Algebraic Separation and Energy Demodulation", Proc. IEEE Int. Conf. Acoust. Speech, Signal Process., Vol. III, pp. 2409-2412, 1997.
- [9] J. F. Kaiser, "On a Simple Algorithm to Calculate the 'Energy' of a Signal", Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Albuquerque, NM, pp. 381-384, Apr. 1990.
- [10] 손태호, 박종연, "Undersampling 기법에 의한 AM 및 FM 신호의 디지털 복조기 설계와 특성", 한국통신학회지, Vol. 22, No. 1, pp. 116-126, Jan. 1997.
- [11] P. Maragos and J. Kaiser, T. F. Quatieri, "On Amplitude and Frequency Demodulation Using Energy Opertors", IEEE Trans. Sig. Proc., Vol. 41, No. 4, pp. 1532-1552, April, 1993.

저 자 소 개



손 태 호(孫 泰 鎬)

1960년 1월 2일 생. 1991년 강원대 전기공학과 졸업(공학사). 1993년 동 대학교 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학교 전기공학과 박사수료.

Tel : (0361) 261-3130



이 민 호(李 敏 昊)

1958년 10월 19일 생. 1988년 강원대 전기공학과 졸업(공학사). 1992년 동 대학교 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학교 전기공학과 박사수료. 1996-현재 영월 공과대학 사무정보시스템과 교수

Tel : (0373) 374-5059