

반송 주파수와 채널 정보를 모르는 상황에서의 블라인드 신호 검출

배 경 민*, 김 민 식*,
안 준 일**, 박 대 영^o

Blind Signal Detection Under the Unknown Carrier Frequency and Unknown Channel Information

Gyeong-min Bae*, Minsik Kim*,
Junil Ahn**, Daeyoung Park^o

요 약

본 논문은 반송 주파수와 채널 정보를 모르는 상황에서도 신호를 블라인드 검출하는 방법을 제시한다. 우선, 성긴 신호 복원 알고리즘을 이용하여 반송 주파수 정보를 이용하지 않고 서브-나이퀴스트 샘플링한 신호로부터 협대역 신호를 복원한다. 복원한 신호에 블라인드 등화를 수행하여 채널 정보를 이용하지 않고 신호를 검출한다. 모의실험을 통해 이러한 블라인드 신호 검출 방법은 반송 주파수와 채널 정보를 아는 이상적인 신호 검출 방법과 비슷한 비트 에러 성능을 나타내는 것을 보인다.

Key Words : Blind signal detection, sparse signal recovery, blind equalization

ABSTRACT

We consider a blind signal detection problem, where the carrier frequency and the channel state information are not available. We first recover band-limited signals from sub-Nyquist sampled

signals using sparse signal recovery algorithms without the center frequency information. Then, we perform blind equalization on the recovered baseband signals without channel information. The numerical results show that the blind signal detection performs very close to the ideal detection with the perfect information of the carrier frequency and the channel information in terms of bit errors.

I. 서 론

광대역 통신은 높은 주파수를 사용하거나 점유 주파수 대역폭이 매우 큰 통신 방법으로, 협대역 신호를 원래 신호의 대역폭보다 높은 반송파를 통해 변조하여 송신한다. 본 논문에서는 점유 주파수 대역폭 전반에 걸쳐 적은 수의 협대역 신호가 존재하는 광대역 통신을 고려한다. 기존 방법들은 사전에 각 협대역 신호의 반송 주파수를 알고 있다는 것을 이용하여 신호를 기저 대역으로 이동시켜 저주파 통과 필터를 통해서 복조하였다. 협대역 신호의 반송 주파수를 모르는 경우에는 샘플링 후에 디지털 신호 처리를 통해 반송 주파수를 추정할 수 있는데, 최대 주파수가 매우 클 경우 나이퀴스트 샘플링 이론에 따라 고속 샘플링이 필요하게 되어 아날로그-디지털 변환기는 현실적으로 구현이 불가능할 수 있다. 본 논문에서는 신호의 반송 주파수를 알지 못하는 상황에서 다중대역 모델의 특성인 주파수 영역에서 성긴 신호라는 점을 이용해 압축 센싱 기법을 적용하여 복원한다.^[1]

다중 경로를 통과한 신호를 기저대역에서 복원하면 주파수 선택적인 채널을 통과한 것으로 모델링할 수 있다. 신호의 대역 제한 채널 또는 다중경로 전파로 인해 발생하는 ISI(inter symbol interference)는 통신 시스템에서 성능을 저하하는 제한 요소이다. 최근 혼련 신호를 이용하지 않고, 신호의 통계적 특성을 이용하여 등화 하는 블라인드 등화에 관한 연구에는 Constant Modulus 알고리즘^[2], 선형계획법^[3] 등을 이용한 등화기 등이 있다.

본 논문은 주파수 도약 (Frequency-hopping)하는

※ 이 연구는 방위사업청 및 국방과학연구소의 재원에 의해 설립된 신호정보 특화연구센터 사업의 지원을 받아 수행되었음

• First Author : (ORCID:0000-0002-7499-1869)Dept. of Elec. and Comp. Eng., Inha University, bgm1425@gmail.com, 학생(석사), 학생회원

◦ Corresponding Author : (ORCID:0000-0001-8573-3526)Dept. of Info. and Commun., Inha University, dpark@inha.ac.kr, 정교수, 중신회원

* (ORCID:0000-0002-0502-5464)Dept. of Elec. and Comp. Eng., Inha University, minsik92@gmail.com, 학생회원

** (ORCID:0000-0003-3192-1315)Agency for Defense Development, jun@add.re.kr

논문번호 : 202006-139-A-LU, Received June 29, 2020; Revised July 24, 2020; Accepted August 1, 2020

시스템에서 도약 패턴을 모르는 경우처럼 반송 주파수를 모르는 상황에서 신호를 블라인드 검출하는 방법을 제안한다. 반송 주파수와 채널 정보를 모두 모르는 상황에서 서브나이퀴스트 샘플링 후 압축 센싱 기법을 적용하여 어느 주파수 대역에 신호가 있는지 찾아 기저대역 신호로 변환하고, 블라인드 등화를 위해 심볼 검파 문제와 채널 추정 문제로 나누어 수렴할 때까지 교대로 최적화를 수행한다. 이 방법을 이용해서 반송 주파수와 채널을 모두 아는 이상적인 상황의 여러 성능에 근접한 여러 성능을 달성할 수 있다.

II. 반송 주파수 복원

다중대역 신호 $x(t)$ 는 점유 주파수 대역폭에서 N 개의 협대역 신호가 존재하고 각각의 최대 대역폭이 B 라 하자. 이러한 신호는 전체 주파수 대역의 일부에만 신호가 있는 성긴(sparse) 신호로 생각할 수 있다. 협대역 신호를 서브나이퀴스트 샘플링하여 압축 센싱 방법으로 복원하는 Modulated Wideband Converter (MWC)는 각 m 개의 병렬 층이 존재하고 층마다 믹서와 저주파 통과 필터, 스위치로 구성된 아날로그 시스템이다.^[1] 각 i 번째 채널에서 $x(t)$ 는 믹서를 통과하여 T_p 의 주기를 갖는 파형 $p_i(t)$ 이 곱해진 신호 $\tilde{x}_i(t)$ 는 저역통과필터를 통과하여 $1/(2T_s)$ 에 해당하는 주파수 영역을 제외하고 나머지 주파수 성분은 제거된다. 마지막으로 필터를 거친 신호는 수신 신호 $x(t)$ 의 나이퀴스트율보다 낮은 $f_s = 1/T_s$ 의 빈도로 샘플링하여 i 번째 채널의 출력 $y_i[n]$ 을 얻는다.^[1] 이 과정을 정리하면 주파수 영역에서 $x(t)$ 와 $y_i[n]$ 의 관계가

$$\begin{aligned} Y_i(e^{j2\pi f T_s}) &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} y_i[n] e^{-j2\pi f n T_s} \\ &= \sum_{l=-L_0}^{L_0} c_{il} X(f - lf_p), f \in F_s \end{aligned} \quad (1)$$

로 표현된다.^[1] $F_s = [-f_s/2, +f_s/2]$ 이며 $y_i[n]$ 의 주파수 범위이다. F_s 내에서 $X(f)$ 의 모든 성분이 합에 포함되도록 하는 가장 작은 양의 정수는 $L_0 = \left\lceil \frac{f_{NYQ} + f_s}{2f_p} \right\rceil - 1$ 로서 f_{NYQ} 와 f_p 는 나이퀴스트율과 저역통과필터의 cut-off 주파수를 나타낸다. 식 (1)에서 $L = 2L_0 + 1$ 일 때, 측정행렬이 $\mathbf{A}_{ij} =$

$$\begin{aligned} c_{i,j-(L_0+1)} \in \mathbb{C}^{m \times L} \text{이고} \quad \text{측정벡터가} \quad \mathbf{y}(f) &= \\ [Y_1(e^{j2\pi f T_s}), Y_2(e^{j2\pi f T_s}), \dots, Y_m(e^{j2\pi f T_s})]^T, \text{성긴 신호가} \\ \mathbf{z}(f) &= [X(f - L_0 f_p), \dots, X(f), \dots, \\ X(f + L_0 f_p)]^T \text{이라고 하면} \end{aligned}$$

$$\mathbf{y}(f) = \mathbf{A} \mathbf{z}(f), f \in F_s \quad (2)$$

로 나타낼 수 있다. 식(2)에서의 $\mathbf{z}(f), f \in F_s$ 는 $X(f), f \in F_{NYQ}$ 의 주파수 대역을 각 f_p 간격으로 L 개 분할된 대역을 나타낸다.

식 (2)에서 MWC의 출력 $\mathbf{y}(f)$ 로부터 $\mathbf{z}(f)$ 를 복원하기 위해서는 $\mathbf{z}(f)$ 가 성긴 특성을 이용하여 복원한다. 이 문제는 NP-hard의 복잡도를 가지나 SOMP (Simultaneous Orthogonal Matching Pursuit)^[11]와 같은 heuristic한 방법을 사용하거나 매개변수를 데이터로부터 학습하는 LISTA (Learned Iterative Shrinkage Thresholding Algorithm)^[4] 등을 이용하여 신호가 있는 주파수 대역을 검출하여 복원할 수 있다.

III. 반복 교대 최적화를 이용한 블라인드 등화

광대역에서 복원한 $\mathbf{z}(f)$ 에서 신호가 있는 대역 중의 하나를 기저 대역으로 옮긴 신호를 다중 경로와 같은 주파수 선택적인 채널을 통과한 신호로 모델링하면

$$\hat{x}(t) = \sum_{m=0}^{P-1} h(t - mT) d_m + n(t) \quad (3)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 이 식에서 T 는 표본화 주기, m 번째 데이터 심볼은 d_m 으로 나타내고 부가 백색 가우시안 잡음은 $n(t) \sim N(0, \sigma^2)$ 이다. 신호는 총 P 개의 심볼이 존재하고 $h(t)$ 는 채널 임펄스 응답을 나타내는데 본 논문에서는 이 채널 정보 $h(t)$ 를 수신기에서 모른다고 가정한다.

앞에서 샘플링 주파수 f_s 가 협대역 신호의 대역폭보다 M 배 과표본화되었으면

$$\hat{x}\left(i \frac{T}{M}\right) = \sum_{m=0}^{P-1} h\left(i \frac{T}{M} - mT\right) d_m + n\left(i \frac{T}{M}\right) \quad (4)$$

와 같으며, $i = kL + l, l = 1, 2, \dots, M$ 이다. 채널 주파수 응답의 길이를 $K+1$ 이라고 하면

$h_k^{(l)} = 0$ if $k < 0, k > K$ 을 만족한다. 복원 신호 $\hat{x}^{(l)}$ 의 길이는 $P+K$ 이고, 복원 신호를 채널 주파수 응답에 대해 시퀀스별로 나타내면

$$\hat{x}_k^{(l)} = \sum_{m=0}^K d_{k-m} h_m^{(l)} + n_k^{(l)} \quad l = 1, 2, \dots, M \quad (5)$$

이다. 채널 정보 $h_m^{(l)}$ 을 모르는 상태에서 송신된 데이터 심볼 d_m 을 수신 신호 $\hat{x}_k^{(l)}$ 만을 이용하여 추정하는 블라인드 등화 최적화 문제는

$$\min_{d_m, h_m^{(l)}} \sum_{l=1}^M \sum_{k=0}^{P+K-1} \left| \hat{x}_k^{(l)} - \sum_{m=0}^K h_m^{(l)} d_{k-m} \right|^2 \quad (6)$$

로 나타낼 수 있다. 식 (6)는 비볼록함수(non-convex function)이므로 해를 쉽게 구할 수 없으므로, 반복적인 교대 최적화를 수행하여 구한다.^[5] 수식 (6)를 두 개의 하위 최적화 문제로 나눈다. 첫째, 전 단계에서 구한 d_m 을 송신측에서 보낸 파일럿 신호로 가정하고 (6)의 최적화 문제의 해로 채널 $h_m^{(l)}$ 을 구한다. 둘째, 전 단계에서 구한 채널 $h_m^{(l)}$ 을 이용하여 (6)의 최적화 문제의 해로 d_m 을 구한다. 이 두 개의 하위 최적화 문제를 교대로 풀어 수렴할 때까지 반복한다.

먼저, d_m 이 주어지면, 수식 (6)는 채널 $h_m^{(l)}$ 을 추정하는 문제로 볼 수 있는데 수신 신호 $\hat{x}^{(l)}$ 과 주어진 d_m 을 이용한다.

$$\bar{\mathbf{X}} = [\hat{\mathbf{x}}^{(1)} \hat{\mathbf{x}}^{(2)} \dots \hat{\mathbf{x}}^{(M)}] \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{x}}^{(l)} = [x_0^{(l)} x_1^{(l)} \dots x_{P+K-1}^{(l)}]^T \quad (8)$$

$$\bar{\mathbf{D}} = \begin{bmatrix} d_0 & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & d_0 & \\ d_{P-1} & & & & \ddots \\ & & & & & d_{P-1} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}^{(1)} \mathbf{h}^{(2)} \dots \mathbf{h}^{(M)}] \quad (10)$$

$$\mathbf{h}^{(l)} = [h_0^{(l)} h_1^{(l)} \dots h_K^{(l)}]^T \quad (11)$$

로 하면, 다음과 같은 최소 제곱법문제

$$\min_{\mathbf{H}} \|\bar{\mathbf{X}} - \bar{\mathbf{D}}\mathbf{H}\|_F^2 \quad (12)$$

로 나타낼 수 있다. $\bar{\mathbf{D}}$ 가 항상 full-rank이므로, pseudo-inverse를 이용해 최적해는

$$\hat{\mathbf{H}} = \bar{\mathbf{D}}^\dagger \bar{\mathbf{X}} \quad (13)$$

가 되어 $h_m^{(l)}$ 을 구할 수 있다.

두 번째로, 채널 $h_m^{(l)}$ 이 주어지면, 수식 (6)은 송신 심볼 d_m 을 검출하는 문제로 볼 수 있다. 최적 방식인 비터비(Viterbi) 알고리즘은 연산량이 많아 사용하기 어려우므로 간단한 영강압(Zero-Forcing) 등화기 같은 복잡도가 낮은 부최적 추정을 사용한다. 이 경우에도 (7)-(11)과 비슷하게 행렬을 정의하면, (12)와 비슷하게 심볼 검파 문제를

$$\min_{\mathbf{d}} \|\bar{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{H}}\mathbf{d}\|_2^2 \quad (14)$$

로 나타낼 수 있으며, $\bar{\mathbf{H}}$ 가 full-rank일 때 영강압 검파기 $\hat{\mathbf{d}} = \text{demod}(\bar{\mathbf{H}}^\dagger \bar{\mathbf{x}})$ 를 이용하여 수식 (19)의 부최적 해를 구한다. $\text{demod}(\mathbf{X})$ 는 각 원소별로 정상도의 심볼 중 가장 가까운 심볼을 찾는 복조 연산자이다.

이러한 비볼록함수의 반복적 교대최적화는 글로벌 최적해로 수렴하는 것이 보장되지는 않지만 낮은 복잡도로도 로컬 최적해의 성능을 낸다.

IV. 모의실험 결과

반송 주파수와 채널 정보를 모르는 상황에서도 신호를 블라인드 검출하는 것을 모의실험을 통해 검증하였다. 주파수 대역 -5~5GHz를 195개의 대역으로 나누면 한 대역이 51.3MHz가 된다. 임의로 주파수 대역을 선택하여 QPSK 심볼을 4개의 다중경로의 Rayleigh fading 채널을 통과시켰고, 수신기에서는 블라인드 등화기 길이를 9로 하였다. SOMP를 이용하여 협대역 신호를 복원하고^[4] 복원한 기저 대역 신호를 블라인드 등화시킨다. 블라인드 등화를 위한 기준 방식인 CMA^[2], 선형 계획법 (Linear Programming; LP)^[3]과 반복적 교대 최적화를 이용한 채널 추정을 비교하였다.

그림 1은 SNR 10 dB로 고정하고 심볼의 개수 P에 따른 BER을 나타낸다. 대략 70 심볼에서 채널을 완벽

하게 이는 상황에서의 비트 에러율(Lower Bound)에 가까워지는 것을 확인하였다.

그림 2는 심볼 수 $P=70$ 으로 고정하고 SNR을 바꾸면서 BER을 측정하였다. 블라인드 등화를 위한 기존 방식인 CMA, LP는 수렴을 위해 수백~수천 샘플이 필요하기 때문에 비트 에러가 매우 많이 발생하였고, SNR이 커져도 더 이상 에러가 감소하지 않는 error floor현상이 발생하였다. 하지만, CMA 또는 선형 계획법으로 심볼을 검출한 후에 그 결과를 이용하여 채널 추정을 하고 추정된 채널을 이용해 다시 심볼을 검출하는 반복적 교대 최적화 방식을 사용하면, 채널을 완벽하게 이는 상황에서의 비트 에러율(Lower Bound)과 가까운 성능을 낼 수 있다. 반복적 교대 최적화를 할 경우에는 CMA를 사용하는 경우보다는 선형 계획법을 이용하여 블라인드 검출하는 것이 더 유

리하였다.

V. 결 론

본 논문은 반송 주파수와 채널 정보를 모두 모르는 상황에서 반송 주파수를 찾아 기저 대역 신호로 변환하고 블라인드 등화를 수행하여 신호를 복조하는 방법을 제안하였다. 반송 주파수를 모르는 신호를 주파수 영역의 성긴 특성을 이용하여 서브 나이퀴스트율로 샘플링한 신호로부터 압축 센싱 알고리즘을 적용하여 신호를 복원하고, 블라인드 등화기를 통해 채널 정보를 모르는 상황에서 신호를 검출하였다. 샘플이 적은 경우에는 기존의 블라인드 등화기만을 사용하면 잘 동작하지 않았으나 반복적 교대 최적화 기법을 적용했을 때는 채널 정보가 완벽한 경우와 가까운 성능을 낼 수 있었다. 본 논문의 결과는 주파수 도약(Frequency-hopping)하는 시스템에서 도약 패턴을 모를 때 신호를 블라인드 검출하는 방법에 활용할 수 있다.

References

- [1] M. Mishali and Y. C. Eldar, "From theory to practice: Sub-Nyquist sampling of sparse wideband analog signals," *IEEE JSTSP*, vol. 4, no. 2, pp. 375-391, Apr. 2003.
- [2] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 5th Ed., 2014.
- [3] Z.-Q. Luo, M. Meng, K. M. Wong, and J.-K. Zhang, "A fractionally spaced blind equalizer based on linear programming," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 50, no. 7, pp. 1650-1660, Jul. 2002.
- [4] D. Kim, J. Ahn, and D. Park, "Spectrum sensing based on learned iterative shrinkage thresholding algorithm for sparse wideband signals," *J. KICS*, vol. 44, no. 11, pp. 2041-2046, Sep. 2019.
- [5] J. Lee, G. Kim, H. Nam, and D. Park, "Blind equalization post processing based on block coordinate descent methods," *J. KICS*, vol. 42, no. 7, pp. 1509-1511, Jul. 2016.

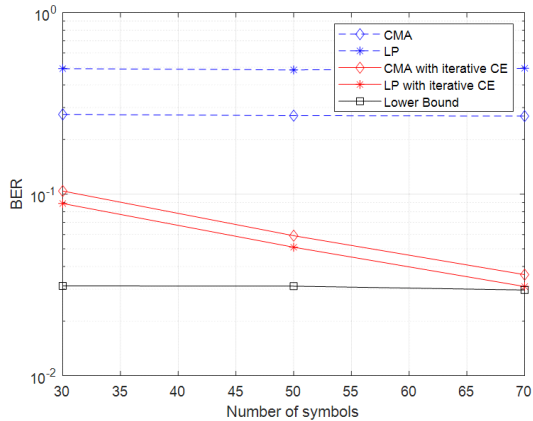


그림 1. 심볼 수에 따른 BER.
Fig. 1. BER according to number of symbols.

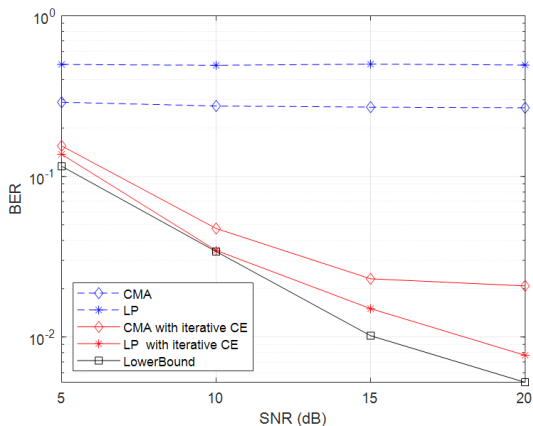


그림 2. 신호 대 잡음비에 따른 BER.
Fig. 2. BER according to SNR.