김일성종합대학학보 JOURNAL OF KIM IL SUNG UNIVERSITY
(자연과학) (NATURAL SCIENCE)
주체105(2016)년 제62권 제2호 Vol. 62 No. 2 JUCHE105(2016).

직교주파수분할다중체계에서 위상잡음이 존재할 때 주파수편차추정에 대한 연구

김덕래, 리영찬, 허옥성

위대한 령도자 **김정일**동지께서는 다음과 같이 교시하시였다.

《나라의 과학기술을 세계적수준에 올려세우자면 발전된 과학기술을 받아들이는것과 함께 새로운 과학기술분야를 개척하고 그 성과를 인민경제에 적극 받아들여야 합니다.》

(《**김정일**선집》 증보판 제11권 138～139페지)

OFDM(직교주파수분할다중)체계는 부반송파들의 직교성으로 하여 높은 스펙트르리용효률을 가지는 고속자료전송기술이지만 주파수편이에 민감한 결함을 가지고있다.

주파수편이는 부반송파들사이의 직교성을 파괴하여 ICI(기호간간섭)를 일으킨다.

선행연구들[1－5]에서의 주파수편차추정은 프레임머리부에 있는 2개의 안내기호에 의한 상관에 의하여 진행하였다.

론문에서는 위상잡음을 고려할 때의 RFO/CFO(잔여주파수편차/반송주파수편차)추정을 MMSE규준에서 진행하는 문제를 론의하였다.

1. 새로운 RFO/CFO추정방법

위상잡음(PHN)은 RFO/CFO추정에 많은 영향을 미친다. 그런데 선행한 방법들[1－4]에서는 PHN을 고려하지 않았다. 그러나 PHN을 취급한 일부 선행연구들에서는 OFDM체계의 신호처리순서로 하여 CFO도 같이 취급하고있다.

우리의 목적은 CFO동기화가 아니라 CFO동기화이후 OFDM신호처리에서의 RFO/CFO추정이므로 PHN의 영향을 고려하여야 한다.

PHN의 영향을 고려한 수신된 l번째 수신기호의 기저대역표현은 다음과 같다.

$$r_i[n]=\frac{1}{\sqrt{N}}e^{j\frac{2\pi\varepsilon(n+in)+\varphi_{\mathrm{PHN}}(i)}{N}}\sum_{k=0}^{N-1}S_i(k)H_i(k)e^{j\frac{2\pi kn}{N}}+\omega_i[n] \tag{1}$$

여기서 $S_l(k)$, $H_i(k)$는 l번째 OFDM기호의 k번째 부반송파로 전송된 복소자료기호와 통로의 주파수응답, ε은 부반송파간격으로 표준화된 주파수편차, N은 부반송파개수, $\omega_l[n]$은 복소AWGN이고 $\varphi_{\mathrm{PHN}}(l)$은 l번째 기호에서의 평균PHN이며 부반송파번호와는 무관계하다.

식 (1)에서 위상만을 론의하면 다음과 같다.

$$\arg\{r_l[n_{p,\ j}]\}=\arg\{r_l[k\Delta t]\}=2\pi\varepsilon\left(\frac{k\Delta t}{N}+l\right)+\varphi_{PHN}(l)+\varphi_s(l,\ k)+v_l[k] \tag{2}$$

여기서 $v_l[k]$는 항

$$\frac{1}{\sqrt{N}}e^{j\frac{2\pi\varepsilon(n+lN)}{N}}\sum_{k=0}^{N-1}S_l(k)H_l(k)e^{j\frac{2\pi kn}{N}}$$

에 AWGN이 더해져서 생기는 위상회전으로서 령평균이면서 가우스분포와 비슷한 우연분포에 따른다. 그리고 $n_{p,\ k}$는 안내기호배치가 직각안내기호배치일 때의 시간첨수로서

$$n_{p,\ k}=k\Delta t \tag{3}$$

로 표시되며 여기서 Δt 는 1개 OFDM기호들에서의 안내기호배치의 시간간격이다. 또한 셋째항

$$\varphi_s(l,\ k)\overset{\Delta}{=}\arg\left\{\sum_{m=0}^{N-1}S_l(m)H_l(m)e^{j\frac{2\pi km\Delta t}{N}}\right\}$$

는 신호세력의 위상이며 항

$$\arg\left\{\sum_{k=0}^{N-1}S_l(k)H_l(k)e^{j\frac{2\pi kn}{N}}\right\}$$

도 n에 대해 서로 독립이며 령평균이라는것을 쉽게 알수 있다.

한편 식 (2)를 다시 보면 $\arg\{r_l[k\Delta t]\}$는 $k\Delta t$에 따라 선형으로 증가하는 선형증분항과 상수항 $2\pi\varepsilon l+\varphi_{\mathrm{PHN}}(l)$ 그리고 $\varphi_s(l,\ k)+v_l[k]$라는 령평균우연항으로 구성된다.

결국 $\arg\{r_l[k\Delta t]\}$의 표본 N_P개 점으로부터 선형근사를 얻어내는것에 귀착된다.

만일 $\varphi_{\mathrm{PHN}}(l)$이 주어진다면 N_P개의 표본이 주어졌을 때 비례결수를 얻어내는것은 매우 간단하다.

그것은

$$\sum_{k=0}^{N_P-1}\arg\{r_l[k\Delta t]\}=\frac{\varepsilon\Delta t}{N}N_P(N_P-1)+2\pi\varepsilon\cdot l\cdot N_P+N_P\cdot\varphi_{PHN}(l) \tag{4}$$

로 되기때문이다. 따라서

$$\hat{\varepsilon}_l\approx\frac{N}{\pi\varepsilon N_P(\Delta t(N_P-1)+2lN)}\left(\sum_{j=0}^{N_P-1}\arg\{r_l[n_{p,\ j}]\}-N_P\cdot\varphi_{PHN}(l)\right) \tag{5}$$

을 얻을수 있다.

그러나 $\varphi_{PHN}(l)$은 일반적으로 알수 없으므로 비례결수 즉 $2\pi\varepsilon/N$과 상수부분

$$2\pi\varepsilon l+\varphi_{PHN}(l)$$

을 다같이 얻어야 한다.

한편 표기를 간단히 하기 위해

$$\arg\{r_l[k\Delta t]\}\overset{\Delta}{=}\theta_l(x),\quad \frac{2\pi\varepsilon\Delta t}{N}=A,\quad k\overset{\Delta}{=}x,\quad 2\pi\varepsilon l+\varphi_{PHN}(l)\overset{\Delta}{=}C(l) \tag{6}$$

이라고 하자. 그러면 식 (4)를 다음과 같이 고쳐쓸수 있다.

$$\theta_l(x)=Ax+C(l)+\varphi_s(l,\ x)+v_l(x) \tag{7}$$

즉 N_P개의 $\theta_l(x)$ 값으로부터 A와 $C(l)$을 추정하는 문제에 귀착된다.

이를 위하여 A와 $C(l)$의 비용함수를 정의하면 다음과 같다.

$$C(A,\ C(l))=\sum_{i=0}^{N_P-1}\left|\theta_l(i)-A\cdot i-C(l)\right|^2 \tag{8}$$

따라서 $C(A,\ C(l))$의 최소값을 주는 $\hat{A}$, $\hat{C}(l)$ 즉 MMSE기준에서 A와 $C(l)$의 추정값 $\hat{A}$, $\hat{C}(l)$을 구해야 하는데 이것은 다음과 같은 련립방정식을 푸는데 귀착된다.

$$\begin{cases}\dfrac{\partial(\sum_{i=0}^{N_P-1}\left|\theta_l(i)-A\cdot i-C(l)\right|^2)}{\partial A}=0\\[2ex]\dfrac{\partial(\sum_{i=0}^{N_P-1}\left|\theta_l(i)-A\cdot i-C(l)\right|^2)}{\partial C(l)}=0\end{cases} \tag{9}$$

식 (9)를 풀면

$$\hat{\varepsilon}=\frac{6N}{\pi\Delta tN_P(N_P-1)(N_P+1)}\left[\sum_{i=0}^{N_P-1}i\theta_l(i)-\frac{N_P-1}{2}\sum_{i=0}^{N_P-1}\theta_l(i)\right] \tag{10}$$

$$\hat{\varphi}_{PHN}(l)=\frac{1}{N_P}\sum_{i=0}^{N_P-1}\theta_l(i)-\pi\hat{\varepsilon}(2l+(N_P-1)\frac{\Delta t}{N}) \tag{11}$$

가 얻어진다.

2. 모의실험결과 및 분석

MATLAB Simulink에서 OFDM부반송파개수가 $Nc=64$인 경우에 SNR=6∼13dB, 안내기호밀도 Dp가 1.0, 1.5%, 부반송파편차추정을 부반송파간격으로 정규화하였을 때 그 값이 0.1, 0.2인 경우 그리고 직각형안내기호배치를 고려하여 모의를 진행하였다.

모의를 간단하게 하기 위하여 매 부반송파는 QPSK변조되였다고 가정하였다.

이때 모의실험결과는 표 1－4와 같다.

표 1. Nc=64, Dp=1.5%, ε=0.1일 때 각이한 SNR에 따르는 $\hat{\varepsilon}$ 값들

동기화방법	SNR=6	SNR=10	SNR=13
MOOSE방법	0.091 3	0.091 7	0.092 8
안내기호법	0.089 6	0.087 9	0.090 6
제안한 방법	0.092 0	0.091 9	0.092 9

표 2. Nc=64, Dp=1.5%, ε=0.1일 때 각이한 SNR에 따르는 $\hat{\varepsilon}$ 값들

동기화방법	SNR=6	SNR=10	SNR=13
MOOSE방법	0.125 0	0.122 4	0.132 4
안내기호법	0.134 4	0.142 3	0.142 1
제안한 방법	0.125 5	0.122 0	0.131 7

표 3. Nc=64, Dp=1.0%, ε=0.2일 때 각이한 SNR에 따르는 $\hat{\varepsilon}$ 값들

동기화방법	SNR=6	SNR=10	SNR=13
MOOSE방법	0.197 6	0.210 2	0.196 4
안내기호법	0.185 6	0.216 7	0.187 2
제안한 방법	0.196 9	0.193 7	0.190 5

표 4. Nc=128, Dp=1.0%, ε=0.2일 때 각이한 SNR에 따르는 $\hat{\varepsilon}$ 값들

동기화방법	SNR=6	SNR=10	SNR=13
MOOSE방법	0.225 4	0.219 8	0.211 0
안내기호법	0.246 7	0.248 4	0.235 7
제안한 방법	0.234 5	0.223 1	0.215 1

표들에서 보는바와 같이 제안한 방법은 MOOSE방법에 비해 정확도는 5% 떨어지지만 계산량이 매우 작다.

맺 는 말

론문에서 제안한 방법은 자기상관을 리용하는 MOOSE방법에 비해 정확도는 약간 떨어지지만 계산량이 매우 적다. 또한 MOOSE방법은 한 프레임에서 한번밖에 진행할수 없지만 제안한 방법은 1개 프레임안에서 여러번 진행할수 있으므로 정확도에서도 우월한 성능을 가진다.

참 고 문 헌

[1] **김일성**종합대학학보(자연과학), 59, 4, 43, 주체102(2013).
[2] Huarong Zheng et al.; IEEE Transactions on Consumer Electronics, 55, 3, 1633, 2009.
[3] Zhongshang Zhang et al.; IEEE Transactions on Broadcasting, 55, 3, 851, 2009.
[4] Arnt Borre Salberg; IEEE Transactions on Wireless Communications, 57, 6, 147, 2011.
[5] Hlaing Min; IEEE Transactions on Wireless Communications, 54, 4, 2152, 2008.

주체104(2015)년 10월 5일 원고접수

Frequency Offset Estimation with Phase Noise in OFDM System

Kim Tok Rae, *Ri Yong Chan* and *Ho Ok Song*

We proposed the frequency offset estimation method based on propotional coefficient extraction of phase variation sequence opposite to previous methods using autocorrelation of pilot symbol.

A proposed method can be applied in certain pilot pattern and has more comparatively high correction than low amount of computation.

Key words: OFDM system, frequency offset, phase noise