김일성종합대학학보 JOURNAL OF **KIM IL SUNG** UNIVERSITY
(자연과학) (NATURAL SCIENCE)
주체106(2017)년 제63권 제2호 Vol. 63 No. 2 JUCHE106(2017).

평탄까물거림통로에서 GMSK신호의 주파수 편이추정을 위한 한가지 방법

한진국, 김경호

위대한 령도자 **김정일**동지께서는 다음과 같이 교시하시였다.

《모든 과학자, 기술자들이 과학기술발전의 추세에 맞게 첨단과학과 기초과학발전에 힘을 넣어 나라의 과학기술을 세계적수준에 올려세우도록 하여야 합니다.》(《**김정일**선집》 증보판 제20권 62페지)

GMSK변조는 비선형변조이므로 동기파라메터를 추정하는 알고리듬들은 모든 비선형변조방식에 기초하고있다.[1] 그러나 비선형변조방식에서의 동기추정알고리듬들은 연산량이 많은것으로 하여 쏘프트웨어무선수신기들에 적합하지 않다.[4]

우리는 이 문제를 해결하기 위하여 GMSK변조를 선형성으로 근사화하고 그에 기초한 주파수편이추정알고리듬을 유도하였다.

1. 평탄까물거림통로에서 GMSK신호의 주파수편이추정알고리듬

다른 변조기술에서와 마찬가지로 GMSK에서도 수신신호의 동기파라메터추정이 매우 중요하다.

GMSK변조된 송신신호의 기초대역신호는 다음과 같이 근사화할수 있다.[2]

$$s(t)=\sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{2l+1}C_0(t-2lT-T)+j\sum_{l=-\infty}^{\infty} b_{2l}C_0(t-2lT) \tag{1}$$

여기서

$$C_0(t)=\prod_{n=0}^{3}\frac{\sin[\varphi(t-nT)]}{\sin h\pi},\quad \varphi(t)=\begin{cases}\pi\int_{-\infty}^{t} g(\tau)d\tau & t<LT\\ h\pi-\pi\int_{-\infty}^{t-LT} g(\tau)d\tau & t\ge LT\end{cases}$$

이며 $g(\tau)$는 주기가 T이고 대역너비가 1인 임풀스를 가우스저역려파한 출력값이다.

한편 까물거림통로를 통과한 수신신호의 기초대역신호는 다음과 같이 표시할수 있다.

$$r(t)=\mu(t)e^{j(2\pi f_e t+\theta)}s(t-\varepsilon T)+\eta(t) \tag{2}$$

여기서 $\mu(t)$는 까물거림통로에 의하여 산생되는 간섭신호로서 부호비트주기안에서 $\mu(t)$는 일정하다고 본다. 그리고 f_e는 송신단과 수신단사이의 주파수편이, ε은 임풀스편이, θ는 위상편이, $\eta(t)$는 통로의 가산성잡음이다.

수신단에서 려파기 $C_0^*(t)$를 거친 다음 속도 P로 과표본화를 진행하면 다음과 같은 표본화자료를 얻는다.

$$x(n)=\mu(t)e^{j(2\pi f_e nT/P+\theta)}\left[\sum_l b_{2l+1}h(n-2lP-P-\varepsilon P)+j\sum_l b_{2l}h(n-2lP-\varepsilon P)\right]+\nu(n) \quad (3)$$

여기서 $h(t)=C_0(t)*C_0^*(t)$ 이고 $\nu(t)$ 는 정합려파한 출구가산성잡음이다.

이때 식 (3)은 다음의 조건을 만족시킨다.

① b_{2l+1}, b_{2l} 은 평균값이 령인 독립분포순차렬이고 $\nu(n)$, $\mu(n)$, b_{2l+1}, b_{2l} 은 서로 독립이다.

② $\mu(n)$ 은 복소정상과정이고 $\nu(n)$ 은 넓은 의미에서의 정상과정이며 이것들의 자체상관함수는 $m_{2\mu}(\tau)=E[\mu(n)\mu^*(n+\tau)]$, $m_{2\nu}(\tau)=E[\nu(n)\nu^*(n+\tau)]$ 이다.

③ $\mu(n)$ 의 전력스펙트르밀도는 령점에서 서로 대칭이다. 즉 $m_{2\mu}(\tau)$ 는 실수이다.

따라서 $x(n)$ 의 자체상관함수 $m_{2x}(n;\ \tau)=E[x(n)x^*(n+\tau)]$ 는 조건 ①, ②로부터 다음과 같다.

$$\begin{aligned}m_{2x}(n;\ \tau)=\sigma_s^2 m_{2\mu}(\tau)e^{-j\frac{2\pi}{P}f_eT\tau}&\left[\sum_l h(n-2lP-P-\varepsilon P)h^*(n+\tau-2lP-P-\varepsilon P)+\right.\\ &\left.+\sum_l h(n-2lP-\varepsilon P)h^*(n+\tau-2lP-\varepsilon P)\right]+m_{2\nu}(\tau)\end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)를 정리하면 다음과 같이 간단해진다.

$$m_{2x}(n;\ \tau)=\sigma_s^2 m_{2\mu}(\tau)e^{-j\frac{2\pi}{P}f_eT\tau}\sum_l h(n-lP-\varepsilon P)h^*(n+\tau-lP-\varepsilon P)+m_{2\nu}(\tau) \quad (5)$$

식 (5)로부터 $m_{2x}(n+aP;\ \tau)=m_{2x}(n;\ \tau)$ (a 는 임의의 정수)라는것을 알수 있다. 여기서 $m_{2x}(n;\ \tau)$ 는 주기가 P 인 n 에 관한 주기함수이다.

한편 식 (5)를 푸리에변환하면 다음의 식을 얻을수 있다.

$$M_{2x}(k;\ \tau)=\frac{1}{P}\sum_{n=0}^{P-1}m_{2x}(n;\ \tau)e^{-j\frac{2\pi}{P}kn}$$

웃식에 식 (5)를 대입하고 빡쏭조건과 δ 함수의 정의와 성질을 리용하면 다음의 식을 얻을수 있다.

$$M_{2x}(k;\ \tau)=\frac{\sigma_s^2}{T}m_{2\mu}(\tau)e^{-j\frac{2\pi}{P}f_eT\tau}e^{-j2\pi k\varepsilon}e^{j\frac{\pi}{P}k\tau}B(k;\ \tau)+m_{2\nu}(\tau)\delta(k) \quad (6)$$

여기서 $B(k;\ \tau)=\int_{-\infty}^{\infty}H^*\left(f-\frac{k}{2T}\right)H\left(f+\frac{k}{2T}\right)e^{j2\pi f\frac{T}{P}\tau}df$, $H(f)=C_0(f)C_0^*(f)$ 이다.

식 (6)을 리용하여 다음의 두가지 경우에 대하여 추정알고리듬을 유도한다.

① $k=\pm1$ 일 때 식 (6)에서 가산성잡음은 령이다. 따라서 다음의 식이 얻어진다.

$$M_{2x}(1;\ \tau)M_{2x}(-1;\ \tau)=\left[\frac{\sigma_s^2}{T}m_{2\mu}(\tau)\right]^2 B(1;\ \tau)B(-1;\ \tau)e^{-j\frac{4\pi}{P}f_eT\tau} \quad (7)$$

여기서 $B(1;\ \tau)B(-1;\ \tau)$ 는 실수이다.

한편 수신려파기는 $\frac{X_{rc}(f)}{C_0(f)}$ 로 하는데 여기서 $X_{rc}(f)$ 는 코시누스려파기이다. 따라서

$$H(f)=\frac{C_0(f)X_{rc}(f)}{C_0(f)}=X_{rc}(f)$$

로 되며 통로특성은 선형성을 만족시킨다.

려파기 $X_{rc}(f)/C_0(f)$ 로 설계할 때 반드시 $X_{rc}(f)$ 통과대역에서 $C_0(f)$ 는 령이 되지 말아야 한다. 그러므로 $X_{rc}(f)$ 의 굴음하강결수는 임의로 선택할수 없다.

식 (7)과 조건 ③으로부터 다음의 식을 얻을수 있다.

$$f_e = -\frac{P}{4\pi T\tau}\arg\{M_{2x}(1;\ \tau)M_{2x}(-1;\ \tau)\} \tag{8}$$

여기서 $\arg\{\cdot\}$ 은 위상각을 나타낸다.

한편 $M_{2x}(k;\ \tau)$ 의 점근적불편추정값은 다음과 같다.[3]

$$\hat{M}_{2x}(k;\ \tau) = \frac{1}{PL_0}\sum_{n=0}^{PL_0-\tau-1} x(n)x^*(n+\tau)e^{-j\frac{2\pi}{P}kn}$$

그러므로 $\hat{M}_{2x}(k;\tau)$ 를 식 (8)에 대입하면 f_e 의 점근적불편추정량 $\hat{f}_e$ 을 얻을수 있다.

$$\hat{f}_e = -\frac{P}{4\pi T\tau}\arg\{\hat{M}_{2x}(1;\ \tau)\hat{M}_{2x}(-1;\ \tau)\} \tag{9}$$

② $k=0$ 일 때 $B(0;\tau)$ 는 실수이다.

이때 식 (6)에서 가산성잡음은 령이 아니다. 그것은 가산성잡음이 려파기를 통과할뿐 아니라 표본화된 다음 저역통과신호로 되기때문이다. 따라서 $\tau = P$ 일 때 가산성잡음을 무시할수 있다. 이로부터 f_e 의 점근적불편추정량은 다음과 같이 된다.

$$\hat{f}_e = -\frac{1}{2\pi T}\arg\{\hat{M}_{2x}(0;\ P)\} \tag{10}$$

식 (9)와 (10)은 평탄까물거림통로에서 주파수편이를 추정하는 알고리듬들로서 M1, M0알고리듬이라고 정의한다.

2. 실험결과 및 분석

실험을 위하여 M1알고리듬인 경우 굴음하강결수는 $\alpha = 0.2$ 로, $P = 8$, $\tau = 1$ 로 주었다. 그리고 M0알고리듬인 경우 $BT = 0.05$ 인 8단저역버터워스려파기를 추가하는데 이 려파기는 신호대역밖의 잡음을 제거하는데 리용된다. 그리고 $P = 8$ 로 선택한다.

이때 실험은 감쇠를 천천히 주면서 추정성능을 비교하는 방법으로 진행하였는데 실험결과는 그림과 같다.

그림으로부터 통로의 감쇠특성이 올라가는 경우 주파수편이추정률은 더 높아진다는것을 알수 있다. 이것은 론문에서 제출한 알고리듬이 우월하다는것을 보여준다.

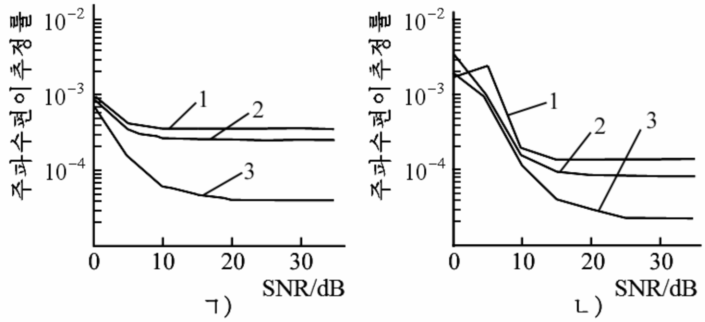

그림. 통로의 감쇠특성에 따르는 주파수편이추정률
ㄱ) M0알고리듬일 때, ㄴ) M1알고리듬일 때;
1— $BT = 0.05$, 2— $BT = 0.01$, 3— $BT = 0.001$

맺 는 말

GMSK를 선형변조형식으로 근사화하고 수신정합려파처리를 진행한 신호에 대하여 평탄까물거림통로에서 주파수편이를 추정하는 알고리듬을 유도하였다. 이 알고리듬은 MM알고리듬보다 성능은 떨어지지만 계산량이 적기때문에 현재 리용되고있는 쏘프트웨어 무선수신기들에 적합하다.

참 고 문 헌

[1] T. S. Rapparport; Wireless Communications Principles & Practice, Prentice Hall, 17～23, 2010.
[2] P. A. Laurent; IEEE Trans Commun, 52, 3, 150, 2004.
[3] M. Morelli et al.; IEEE Trans Commun, 54, 6, 938, 2006.
[4] G. B. Giannakis; IEEE Trans Commun, 61, 3, 400, 2013.

주체105(2016)년 10월 5일 원고접수

A Research to Estimate Frequency Offset for GMSK Modulation in Flat-Fading Channels

Han Jin Guk, Kim Kyong Ho

We suggested the algorithm for estimating the frequency offset of GMSK modulated waveform transmitted through fading channel. The proposed method is based on the linear approximation of GMSK, so the estimator is suitable for software radio receivers.

Key words: GMSK modulation, software radio, frequency offset, fading channel