

상관법에 의한 순간주파수추정의 한가지 방법

김은일, 강덕길

선행연구[1, 2]들에서는 힐베르트변환, 성분분석에 의한 방법들을 비롯하여 여러가지 방법들이 제기되었지만 신호가 강한 잡음조건에 있을 때에는 정확성이 떨어지는 결함들이 있었다.

본문에서는 도플러효과를 리용하는 탐지신호처리들에서 제기되는 순간주파수추정을 조화신호들과의 상관법에 기초하여 진행하는 한가지 방법을 연구하였다.

근거리탐지에서 전자기파는 선형주파수변조되어 편속으로 복사되고 수신되며 복사된 주파수는 대상물까지의 거리와 운동특성에 따라 시간지연과 도플러효과에 대응하는 주파수변화를 가지게 된다.(그림 1)

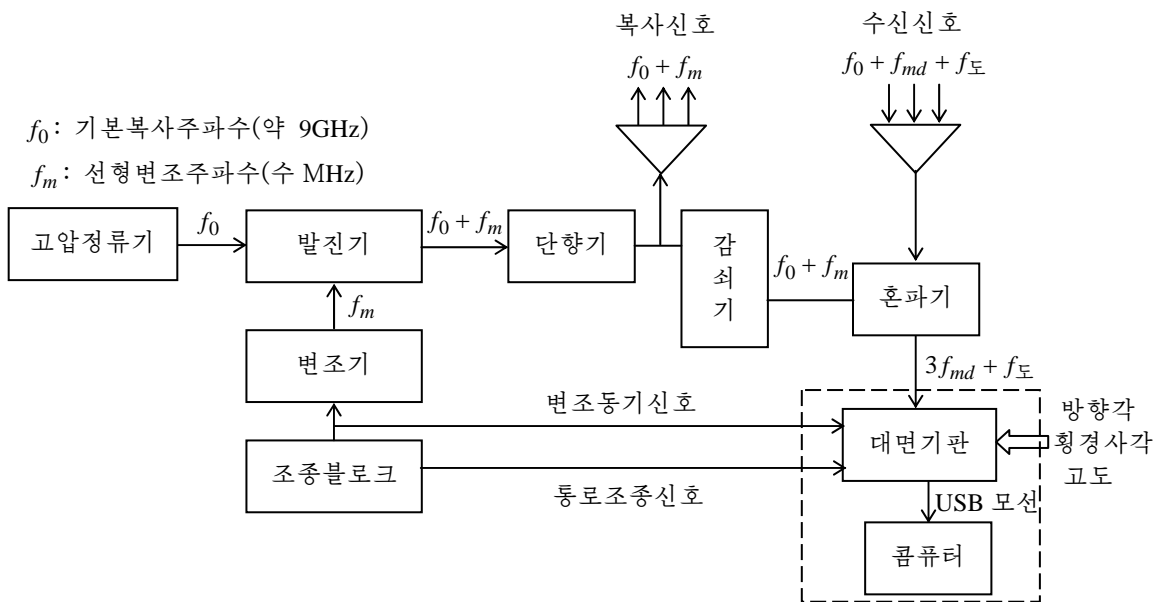


그림 1. 근거리탐지체계구성도

구체적으로 보면 초고주파반송신호는 기본주파수 f_0 에 톱날파형태의 선형변조된 변조주파수 f_m 이 더해진 주파수 $f_0 + f_m$ 을 가진다. 이 반송주파수가 대상물로부터 복사되어 주파수 $f_0 + f_{md} + f_{\text{도}}$ 를 가지고 수신안테나로 수신된다. 여기서 f_{md} 는 선형주파수변조신호 f_m 이 대상물까지의 거리에 해당하는 시간지연을 가진 신호이고 $f_{\text{도}}$ 는 대상물의 이동상태를 반영한 도플러효과주파수이다.

수신된 주파수 $f_0 + f_{md} + f_{\text{도}}$ 의 신호는 혼파기에서 중간주파수 $3f_{md} + f_{\text{도}}$ 로 변환된다.

근거리탐지에서는 f_m 에 비한 f_{md} 의 시간지연특성과 도플러효과주파수 $f_{\text{도}}$ 및 방위각, 고도각 등의 기타 신호정보들을 종합하여 목표물들까지의 거리와 이동상태에 관한 정

보들을 얻어낸다.

시간지연과 도플러효과주파수를 추정하는데서 수신되는 신호에 대한 순간주파수추정의 정확성이 기본문제로 된다.

수신된 신호는 고속으로 A/D변환된 수값렬로서 매우 작은 시간구간에서는 주파수가 상수라고 가정한다.

1. 조화신호상관에 의한 순간주파수추정

어떤 순간에 유효신호의 기본주파수가 f , $\omega = 2\pi f$ 라고 할 때 수신신호

$$r(t) = a \sin \omega t + b \cos \omega t + n(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

$$s(t) = a \sin \omega t + b \cos \omega t \text{ (유효신호)} \quad (2)$$

라고 하면 식 (2)는 다음과 같이 표시할 수 있다.

$$s(t) = \sqrt{a^2 + b^2} \sin(\omega t + \varphi)$$

$$\frac{a}{\sqrt{a^2 + b^2}} = \cos \varphi, \quad \frac{b}{\sqrt{a^2 + b^2}} = \sin \varphi$$

이제 식 (1)에 어떤 주파수 \tilde{f} , $\tilde{\omega} = 2\pi\tilde{f}$ 인 신호 $\sin \tilde{\omega}t$ 를 곱하고 적분하면 적분구간의 길이가 l 이라고 할 때

$$\sin \omega t \sin \tilde{\omega} t = \frac{\cos(\omega - \tilde{\omega})t - \cos(\omega + \tilde{\omega})t}{2}$$

$$\cos \omega t \sin \tilde{\omega} t = \frac{\sin(\omega + \tilde{\omega})t - \sin(\omega - \tilde{\omega})t}{2}$$

이므로 다음의 관계식이 성립된다.

$$\int_0^l \sin \omega t \sin \tilde{\omega} t dt < \int_0^l \sin^2 \omega t dt$$

$$\int_0^l \cos \omega t \cos \tilde{\omega} t dt < \int_0^l \cos^2 \omega t dt$$

$$\omega \neq \tilde{\omega}$$

l 이 $\sin \omega t$, $\cos \omega t$ 의 한주기 T 라고 하면

$$\int_0^T \sin^2 \omega t dt = 1/2$$

$$\int_0^T \cos^2 \omega t dt = 1/2$$

$$\int_0^T \sin \omega t \cos \omega t dt = 0$$

이므로

$$J = \left(\int_0^T s(t) \sin \tilde{\omega} t dt \right)^2 + \left(\int_0^T s(t) \cos \tilde{\omega} t dt \right)^2 \quad (3)$$

은 $\omega = \tilde{\omega}$ 일 때 최대값 $((a^2 + b^2)/4)$ 을 가지게 된다.

적분구간의 길이가 주기 T 보다 크면 클수록 최대값특성은 더 강하게 나타난다.

$l = mT$ 라면

$$J = \left(\int_0^{mT} s(t) \sin \tilde{\omega} t dt \right)^2 + \left(\int_0^{mT} s(t) \cos \tilde{\omega} t dt \right)^2 = \frac{m^2(a^2 + b^2)}{4}$$

이다.

이러한 성질을 수신신호 $r(t)$ 의 순간각주파수 $\omega = 2\pi f$ 추정에 리용한다.

$\tilde{\omega}$ 의 변화에 대응하는 상관값은 그림 2와 같다.

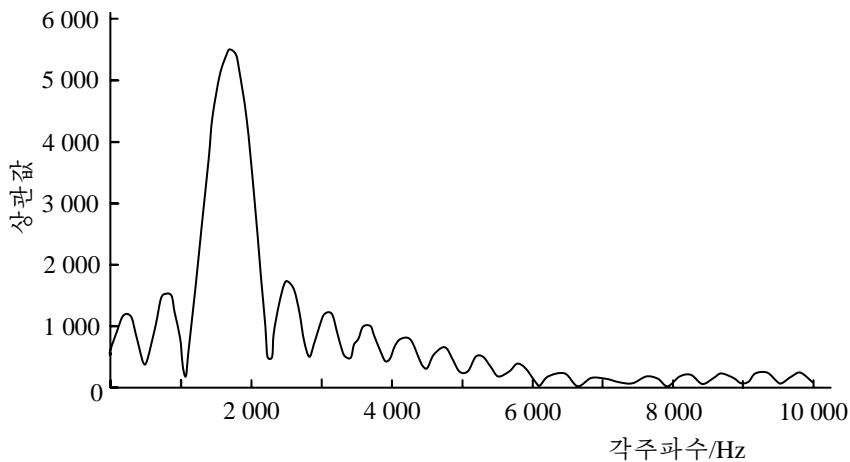


그림 2. $\tilde{\omega}$ 의 변화에 대응하는 상관값

다시말하여 순간각주파수 ω 에서 다른 주파수들에 비한 뚜렷한 대조가 이루어지는데 이것은 m 이 클수록 더욱 커진다.

식 (1)의 잡음 $n(t)$ 에 대해서도 주파수성분이 유효신호와 차이나는 조건에서 m 을 크게 하면 순간각주파수 ω 에서의 유효신호보다 현저한 감쇠특성을 가지게 된다.

우의 성질을 A/D변환으로 수자화된 신호프레임들에 적용하여 순간각주파수를 추정할 수 있다.

신호렬의 1개 프레임 (r_1, \dots, r_N) 동안 순간각주파수 ω 를 상수라고 하고 식 (3)에 대응하는 추정기준

$$J = \left(\sum_{i=1}^N s(t_i) \sin \tilde{\omega} t_i \right)^2 + \left(\sum_{i=1}^N s(t_i) \cos \tilde{\omega} t_i \right)^2 \quad (4)$$

이 최대값을 가지게 하는 방법으로 순간각주파수 ω 를 추정한다.

2.4~3MHz의 측정된 상사신호에 대하여 17MSPS의 속도로 A/D변환한 실지의 자료를 프레임길이 $N=200$ 으로 하여 우의 방법을 적용하였다.(그림 3)

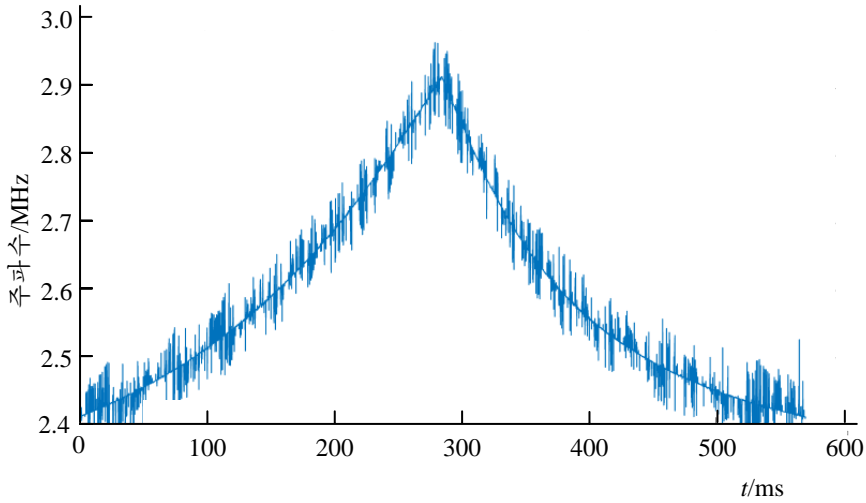


그림 3. 주파수변조곡선

2. 력값계산과 처리결과

그림 3에서 보는바와 같이 일정한 길이의 프레임단위상관처리에 의하여 추정된 주파수를 프레임중심점에서의 순간주파수라고 할 때 주파수곡선에는 확률분포특성을 띠는 잡음들이 많이 들어있다.

이 잡음들을 처리하기 위하여 력값을 정하고 처리하는 문제를 논의한다.

력값을 결정하기 위하여 시간적으로 매우 짧은(수십개의 표본점들로 이루어진) 부분구간들을 설정하고 부분구간 dl 에서의 추정된 주파수값들의 변화범위를 합리적으로 설정된 M 개의 구간들에 나누어 매 구간들에 놓이는 추정된 주파수값들의 개수를 계산한다.

먼저 가능한 주파수변화구간 $[F_{\min}, F_{\max}]$ 에서 주파수분포 $N_{\omega}(j)$, $j=1, \dots, M$ 을 다음과 같이 구한다.

$[F_{\min}, F_{\max}]$ 을 분해능 Δf 로

$$M = \left\lceil \frac{F_{\max} - F_{\min}}{\Delta f} \right\rceil$$

개의 부분구간들로 나누고 매 시점에서 식 (4)의 최대값으로 계산되는 주파수들이 어느 구간에 놓이는가를 판정한다.

주파수값들이 $[(j-1)\Delta f, j\Delta f)$ 구간에 놓이면 $N_{\omega}(j)$ 의 값을 하나씩 증가시키는 방법으로 길이가 dl 인 시간부분구간전체에서의 $N_{\omega}(j)$, $j=1, \dots, M$ 을 구한다. 그러면 길이가 dl 인 수신신호부분렬들에 대하여 주파수분포 $N_{\omega}(j)$, $j=1, \dots, M$ 이 얻어지며

$$\sum_{j=1}^M N_{\omega}(j) = dl$$

이다.

$M=60$ 에서의 $N_{\omega}(j)$, $j=1, \dots, M$ 의 그래프를 그림 4에 보여주었다.

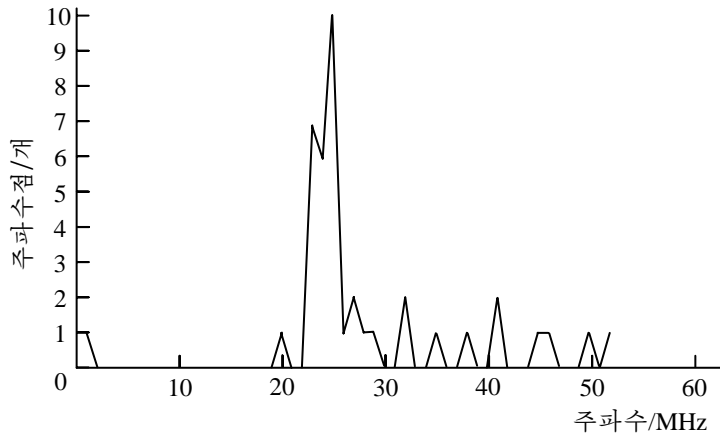


그림 4. $M = 60$ 에서의 $N_{\omega}(j)$, $j = 1, \dots, M$ 의 그래프

이로부터 $N_{\omega}(j)$, $j = 1, \dots, M$ 의 값들이 가장 집중되어있는 주파수값구간 (j_1, j_2) ($j_1 = 22$, $j_2 = 30$) 에 주목하여 아래, 우턱값들을 다음과 같이 결정한다.

$$th1 = F_{\min} + j_1 \times \Delta f$$

$$th2 = F_{\min} + j_2 \times \Delta f$$

그림 4에서 $j_1 = 22$, $j_2 = 30$ 에 대한 주파수값들은 2.622, 2.63MHz들이다.

계산된 주파수값들에서 변화구간 $[th1, th2]$ 안에 있는 값들만 취하고 변화구간밖의 주파수값들은 잡음처리에서 제외한다.

우의 방법으로 그림 3의 주파수특성곡선을 처리한(턱값범위밖에 있는 주파수값들은 령으로 한) 결과는 그림 5와 같다.

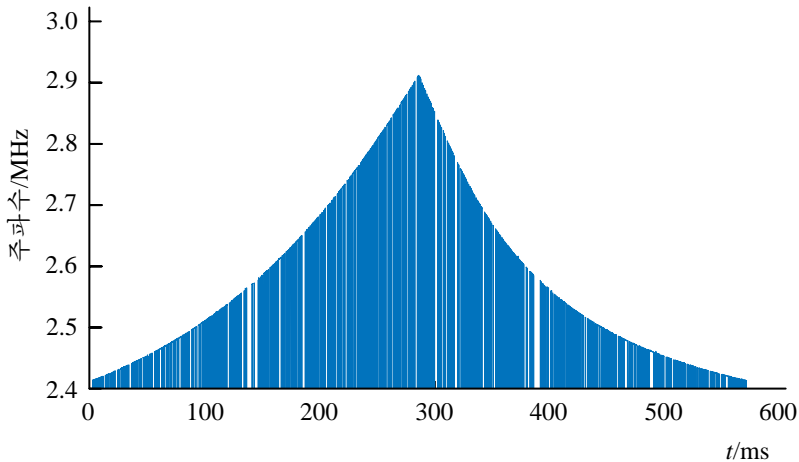


그림 5. 턱값처리된 주파수곡선

그림 5에서 보는바와 같이 턱값처리된 주파수곡선은 선행연구결과에 비하여 정확성에서 현저한 개선을 가져왔다.

선행연구[1]에서 언급된 힐베르트변환에 의한 주파수추정결과는 그림 6과 같다.

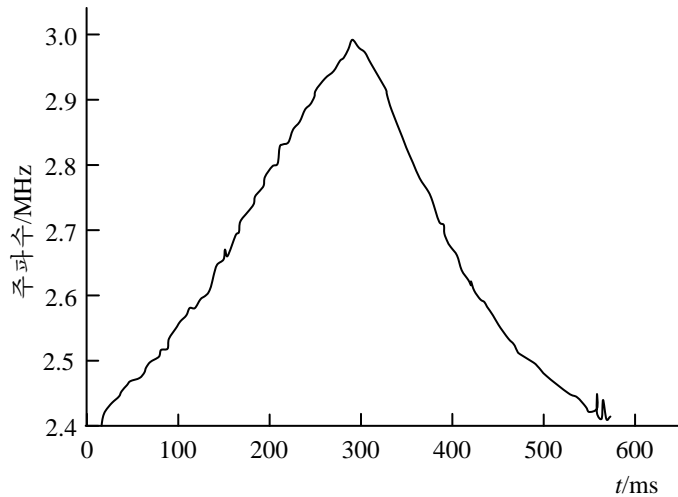


그림 6. 힐베르트변환에 의한 주파수곡선

두 주파수곡선들을 비교해볼 때 턱값처리된 주파수곡선은 힐베르트변환에 의한 주파수추정에서의 최대오차 1 120Hz를 50Hz이하로 줄이였으며 정확도를 7%이상 개선하였다.

맺 는 말

조화신호상관법에 의한 순간주파수추정은 힐베르트변환을 리용하는 방법에 비하여 잡음처리능력이 높으며 상관길이가 클수록 커진다는것을 알수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Ioannis A. Antoniadis et al.; Mechanical Systems and Signal Processing, 49, 264, 2015.
- [2] Ljubiša Stanković et al.; Digital Signal Processing, 35, 5, 2014.

주체108(2019)년 2월 5일 원고접수

The Study for a Method of Instantaneous Frequency Estimation by Harmonic Component Correlation

Kim Un Il, Kang Tok Gil

In this paper, we proposed a method of Instantaneous frequency estimation by harmonic component correlation at the close range doppler radar.

Key words: instantaneous frequency, mixer, threshold