

# UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템의 개발

## Development of an UHF CW/FM Proximity Sensor System

최재현\* · 임인성\*\*\* · 한상철\*\*\*\* · 오승엽\*

Jae-Hyun Choi\* · In-Sung Yim\*\*\* · Sang-Chul Han\*\*\*\* · Seung-Yeub Oh\*

### 요 약

UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템을 개발하였다. 감지거리에 대한 이론적 해석, 부정함에 의한 안테나 급전 길이를 고려하였고 잡음, 간섭신호에 대한 시스템의 영향을 분석하였다. 분석결과 감지거리(FOH)는 변조주파수( $f_m$ )와 변조지수( $\beta$ )에 반비례하여 감소하고 중심주파수( $f_c$ )에 비례함을 확인하였다. 또한  $J_2(\beta)=0$ 을 만족하는  $\beta$ 를 변조지수로 선택할 경우 안테나와 시스템사이의 부정함에 의한 영향과 잡음 및 간섭신호의 영향을 최소화 할 수 있음을 확인하였다. 본 연구에서는 변조지수( $\beta$ )의 조절로 감지거리(FOH)를 변화시키는 방법으로 감지거리를 조절할 수 있음을 제시하였다. 본 시스템은 FM-CW 레이더 방식을 이용한 전파 근접 감지 시스템으로, 적은 전력으로도 동작이 가능하고 소형 경량화가 가능하므로 자동차 충돌 방지용 경보 장치, 근거리 측정 등의 각종 분야에 다양하게 활용될 수 있을 것이다.

### Abstract

We have developed the UHF CW/FM proximity sensor system. The UHF CW/FM Proximity Sensor is the system which recognizes the distance from the antenna to the target using the UHF band signal. To adjust sensing distance, we must change modulation frequency parameter or modulation index parameter. When we select the modulation frequency parameter for adjusting sensing distance, new modulation frequency generator and new band pass filter will be required. It is so inefficient that we choose modulation index parameters for adjusting sensing distance. In this paper, theoretical principles of the UHF CW/FM Proximity Sensor are analyzed and doppler signals for the distance from the antenna to the target are measured as the modulation index( $\beta$ ) being changed. Three systems of which modulation indices are 38, 50, and 61 are made. We concluded that the sensing distance will decrease as the modulation index( $\beta$ ) increases. It is in accord with the theory of this UHF CW/FM Proximity Sensor System.

### I. 서 론

레이더의 기본 동작 원리는 송신기에서 보내진

초고주파 신호가 원거리 표적물에 의해 부분적으로 반사되는데 이 반사된 신호를 민감한 수신기로 되 받아 검출하는 것이다. 연속파 빔(continuous-wave beam)을 통과하는 모든 물체는 목표물이 음

\* 충남대학교 전자공학과(Dept. of Electronics Eng., Chungnam Nat'l Univ.)

\*\* 한국표준과학연구원 부설 천문대(Korea Astronomy Observatory)

\*\*\* 상지대병설 전문대 전자계산과(Dept. of Computer Eng., Sang Ji Junior College)

· 논문 번호 : 970322-017

· 수정완료일자 : 1997년 7월 21일

직이기 때문에 주파수가 조금씩 변하는 반사파를 야기하는데 고정된 목표물로부터의 반사는 그러한 주파수 변화를 갖지 않는다. 이것이 본질적으로 CW 레이더의 움직이는 목표물을 발견하는 개념이고 이러한 주파수 편이를 이용하여 목표물의 범위 측정이 가능하다<sup>[1]</sup>.

이러한 CW 레이더의 동작 원리를 이용한 CW 근접 감지 시스템은 제2차 세계대전 때에 개발되어 박격포, 포탄 등의 군사용 근접 신관에 사용되었다. CW 근접 감지 시스템은 시스템이 간단하여 어떤 범위에서든지 목표물을 다룰 수 있는 장점이 있으나 송신기의 직접적인 누출(leakage)과 수반되는 잡음이 수신기로 유입되어 심각한 문제를 유발시키는 단점이 있다<sup>[2]</sup>.

또한, CW 근접 감지 시스템은 시스템 자체의 진동으로 인한 마이크 잡음에 의한 영향을 많이 받고 여러 반사체에서 반사되어 오는 신호들로부터 원하는 목표물에서 반사되어 오는 신호를 구별하는 기능이 떨어지며 동작 거리를 조절하기 위해서는 송신 신호의 주파수를 변화시켜야 하는 단점을 가지고 있다<sup>[2]</sup>.

이러한 단점을 보완하기 위하여 여러 고조파 성분을 갖는 FM 신호를 사용함으로써 잡음이 여러 고조파 신호에 나뉘어 분포되고 이 중에서 큰 S/N 비를 갖는 고조파 성분을 선택하여 사용함으로써 잡음에 강한 특성을 갖는 CW/FM 전파 근접 감지 시스템이 개발되어 왔다.

이러한 CW/FM 전파 근접 감지 시스템은 FM 변조지수를 적당히 조절하여 간섭신호와 여러 가지 방해 전파로부터 안전하게 동작할 수 있으며 원하는 동작 거리를 자유롭게 조절할 수 있고 안테나 급전 길이를 적절히 조절하여 시스템과 안테나 사이의 임피던스 부정합에 의하여 안테나로부터 반사되어 온 신호에 의한 영향을 최소화 할 수 있는 장점이 있다. 그러나 CW/FM 전파 근접 감지 시스템은 수신단에 유입되는 신호의 양이 많고 사용되는 기준 주파수의 변화가 정확해야 되는 단점이 있다. 그러나 CW/FM 근접 감지 시스템은 위에서 언급

한 장점과 더불어 소형화 및 경량화가 가능하고 또 적은 전력으로도 동작이 가능하므로 CW 근접 감지기를 대체하기에 충분한 조건을 갖고 있다.

따라서 기존의 CW 근접 감지기를 대체하기에 충분한 조건을 가지고 있는 CW/FM 근접 감지 시스템의 동작 원리를 CW 근접 감지 시스템의 이론과 CW/FM 레이더의 이론을 이용하여 분석하였고 이를 이론적 토대로 하여 본 시스템에 요구되는 기능과 성능을 연구하여 소형화가 가능하도록 구입이 용이한 상용 부품들을 선정하여 초고주파대 회로 설계기법을 활용하여 시스템을 제작하여 CW/FM 전파 근접 감지 시스템을 개발하였다.

## II. UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템의 이론적 분석

### 2-1 UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템의 구성 및 해석

UHF CW/FM 근접 감지 시스템의 블럭다이어그램은 그림 1과 같다.

FM 변조기는 변조지수  $\beta$ 를 조절하기 쉽도록 변조 신호를 VCO의 제어 전압으로 인가하는 방법의 직접 변조 방식을 채택하였다.

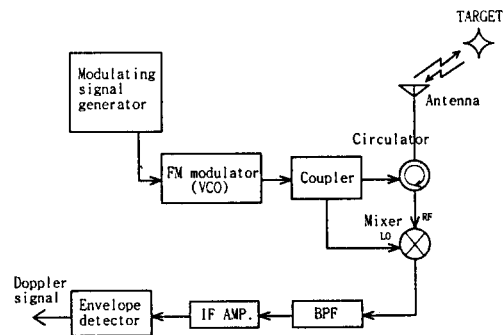


그림 1. UHF CW/FM 근접 감지 시스템의 블럭다이어그램

Fig. 1. Block diagram of UHF CW/FM Proximity Sensor System.

그림 1의 UHF CW/FM 근접 감지 시스템의 최종 도플러 신호를 이론적으로 구해 보자.

FM 변조된 송신신호에 대하여 시간지연을 고려하면 안테나로부터 복사되어 목표물에서 반사되어 돌아온 신호를  $v_r(t)$ 라 할 때 이 신호를 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_r(t) = V_r \cos[\omega_c(t-T) + \beta \sin \omega_m(t-T)] \quad (1)$$

$$\beta = \frac{V_M \Delta f}{f_m}$$

여기서,  $V_r$  : 안테나로부터 복사되어 목표물에서 반사되어 되돌아온 신호의 크기

$\beta$  : FM 변조지수

$\Delta f$  : 주파수 편이량

$f_m$  : 변조주파수

$V_M$  : 변조 신호의 진폭

$T$  : 안테나로부터 복사된 신호가 목표물에 부딪혀 반사된 후 다시 안테나에 수신되는데 까지 소요되는 시간.

FM 변조된 송신 신호와 안테나로부터 복사되어 목표물에서 반사되어 돌아온 신호인 식 (1)을 혼합하게 되면 식 (2)와 같게 된다.

$$v_m(t) = V_T V_r \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \times \cos[\omega_c(t-T) + \beta \sin \omega_m(t-T)] \quad (2)$$

여기서,  $V_T$  : 커플러로부터 결합된 송신 신호의 크기

삼각함수의 곱형태인 식 (2)를 삼각함수의 합형태로 바꾸어 정리한 후 주파수성분들을 알아보기 위하여 Bessel Series로 전개를 하면 식 (3)과 같이 나타낼 수 있다<sup>[5]</sup>.

$$v_{dm}(t) = \frac{1}{2} V_T V_r \times$$

$$\left[ \cos \omega_c T \cdot \left\{ J_0(\delta) + \sum_{n=even}^{\infty} 2J_n(\delta) \cos n(\omega_m t + \Phi) \right\} - \sin \omega_c T \left\{ \sum_{n=odd}^{\infty} 2J_n(\delta) \sin n(\omega_m t + \Phi) \right\} \right] \quad (3)$$

$$\text{여기서, } \Phi = \tan^{-1} \frac{-\sin \omega_m T}{\cos \omega_m T - 1}$$

$$\delta = 2\beta \sin \frac{\omega_m T}{2}$$

식 (3)을 살펴보면 저역통과된 신호들은 그 세기가 수신된 신호의 크기에 비례하고 그 주파수는 변조를 위한 Tone 신호의 주파수 열로 나타나며 그 형태는 CW 신호에 해당 Bessel 함수를 곱한 형태임을 알 수 있다. 일반적으로 잡음 레벨은 저주파 대역에서 크게 나타나므로 첫 번째 고조파 성분은 여러 잡음에 민감하여 감지 시스템이 안정하게 동작하기가 어렵고 세 번째 이상의 고조파 성분은 그 크기가 작아서 검출하는데 어려움이 따르므로 본 연구에서는 두 번째 고조파 성분을 검출하였다. 잡음이 여러 고조파에 나뉘어 분포되고 이 중 S/N비가 큰 두 번째 고조파 성분을 선택함으로써 잡음에 약한 단점을 가지고 있는 CW 근접 감지 시스템을 보완할 수 있게 된다. 따라서 식 (3)에서 두 번째 고조파 성분인  $2\omega_m$  신호의 포락선만을 선택하게 되면 이것이 우리가 원하는 도플러 신호가 되고 식 (4)와 같게 된다.

$$v_d(T) = V_T \cdot V_r \cdot \cos \omega_c T \cdot J_2(\delta) \quad (4)$$

$$\text{여기서, } T = \frac{2h}{c}$$

$V_r$  : 커플러로부터 결합된 송신 신호의 크기

식 (4)의 안테나로부터 복사되어 목표물에서 반사되어 되돌아온 신호의 크기인  $V_r$ 은 CW 근접 감지 시스템의 경우와 같으며 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다<sup>[3]</sup>.

$$V_r = S \frac{G}{4\pi} \frac{\lambda}{h} n f^2(\theta) \times \sqrt{1 + \left(\frac{\lambda}{4\pi h}\right)^2 \cdot \frac{4\cos^4(\theta) - \sin^4(\theta)}{\sin^4(\theta)}} \quad (5)$$

여기서,  $S$  : 시스템의 민감도(Sensitivity)

$G$  : 안테나 이득

$h$  : 목표물과 안테나 사이의 거리

$n$  : 목표물의 반사 계수

$f^2(\theta)$  : 안테나의 복사 패턴

$\theta$  : 안테나의 축방향과 목표물과의 각도

$\lambda$  : 반송 신호의 파장

식 (5)를 보게 되면 도플러 신호는 CW 방식에 의한 것에  $J_2(\delta)$  항을 곱한 형태가 됨을 알 수 있다.

이  $J_2(\delta)$  항은 CW 방식의 신호에 대해 거리별로 가중치(weighting)를 주는 것으로, 일정 거리 이내에 대해서는 가중치를 크게 가하는 반면 그 이외의 거리에 대해서는 신호를 크게 억압하는 효과가 있다.

따라서 감지거리의 범위내에서는 높은 감지 성능을 발휘하지만 감지거리 이외의 거리에서는 거의 작동하지 않는 특성을 나타내게 되어 먼 거리에서 오는 강한 반사파와 혼신, 잡음 등으로부터 안전하게 동작할 수 있게 해주어 기존의 CW 방식에 비해 작동거리에 대한 오차가 월등히 작다고 할 수 있다.

실제 근접 감지 시스템에는 소형 안테나를 사용하므로 식 (4)에 식 (5)의  $V_r$ 을 대입하면 실제 상황과 유사한 도플러 신호인  $v_d(T)$ 를 얻을 수 있다.

### 2-2 변조주파수, 변조지수, 중심주파수의 변화에 따른 감지거리(Function Of Height)의 변화

도플러 신호는 2-1절의 식 (5)를 식 (4)에 대입하여 식 (6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_d(T) = V_r \cdot S \frac{G}{4\pi} \frac{\lambda}{h} n f^2(\theta) \times$$

$$\sqrt{1 + \left(\frac{\lambda}{4\pi h}\right)^2 \cdot \frac{4\cos^4(\theta) - \sin^4(\theta)}{\sin^4(\theta)}} \quad (6)$$

$$\times \cos\omega_c T \cdot J_2\left(2\beta \sin\frac{\omega_m T}{2}\right)$$

식 (6)의 도플러 신호에 영향을 주는 각각의 파라메타들을 변화시키면서 시뮬레이션을 실행하여 각각의 경우에 대하여 목표물과 안테나 사이의 거리에 따른 감지거리(FOH)의 상대적인 값을 나타내었다.

이상의 결과들을 종합하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

- 감지거리(FOH)는  $f_m$ 에 반비례한다.
- 감지거리(FOH)는  $\beta$ 에 반비례한다.
- 감지거리(FOH)는  $f_c$ 에는 무관하다.
- 감지거리(FOH)는  $\theta=0^\circ$ 일 경우 거의 선형적으로 감소한다.
- 감지거리(FOH)는  $\theta=90^\circ$ 일 경우  $1/\gamma \cdot J_2(\gamma)$ 의 모양에 따라 감소한다.

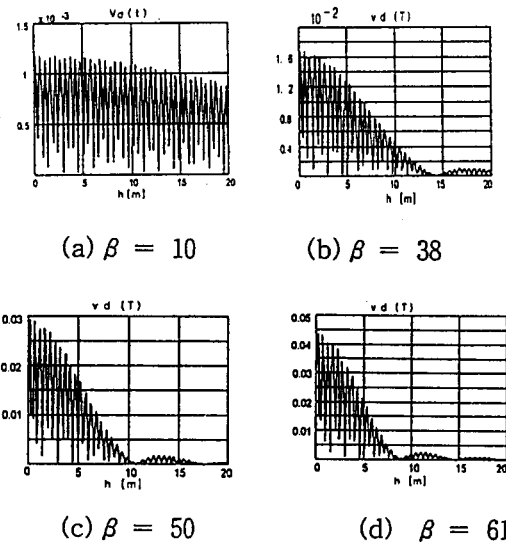


그림 2.  $f_c=1900$  MHz,  $f_m=227.5$  KHz,  $\theta=1^\circ$ 일 때,  $\beta=10, 38, 50, 61$ 인 경우의 감지거리(FOH)의 상대적인 값

Fig. 2. The FOH values on  $\beta=10, 38, 50, 61$  when  $f_c=1900$  MHz,  $f_m=227.5$  KHz,  $\theta=1^\circ$ .

실험결과가 서로 일치하는가를 비교하였다.

### III. 잡음, 혼신 및 부정합에 의한 영향 분석

#### 3-1 잡음, 간섭신호에 의한 영향 분석

믹서로 들어오는 신호들은 Local 신호인  $v_L(t)$  신호와, 목표물에서 반사되어 온  $v_r(t)$ , 간섭신호  $v_i(t)$ , 잡음신호  $v_N(t)$ 들이 있을 것이다. 이때의 믹서의 출력  $v(t)$ 는 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v(t) = v_L(t) \cdot [v_r(t) + v_i(t) + v_N(t)] \quad (7)$$

$$v_L(t) = V_L \cos[\omega_c t + \beta \sin \omega_m t] \quad (8)$$

$$v_r(t) = V_r \cos[\omega_c(t-T) + \beta \sin \omega_m(t-T)] \quad (9)$$

$$v_i(t) = V_i \cos[(\omega_c - \Delta \omega)t] \quad (10)$$

믹서에 인가되는 잡음신호는 여러 가지가 있겠지 만 여기서는 가우시안 분포를 갖는 백색 잡음일 경우에 대해 분석하기로 하면 잡음  $v_N$ 은 식 (11)과 같이 포락선 성분  $R_n(t)$ 와 위상 성분  $\Phi_n(t)$ 로 표현될 수 있다<sup>[4]</sup>.

$$v_N(t) = R_n(t) \cos[\omega_c t + \Phi_n(t)] \quad (11)$$

여기서,  $\overline{R_n} = \sqrt{\frac{\pi N}{2}}$ ,  $\overline{R_n^2} = 2N$

$\Phi_n$  :  $|\Phi_n| \leq \pi$ 에 걸쳐있는 균일 분포 랜덤 변수  
 $N = \overline{v_N^2}$  (잡음전력)

간섭신호에 의한 도플러 신호의 출력  $V_{di}$ 는 식 (7)로부터 식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{di}(t) = v_L(t) \cdot v_i(t) \quad (12)$$

또한 잡음에 의한 도플러 신호의 출력  $V_{dn}$ 은 식

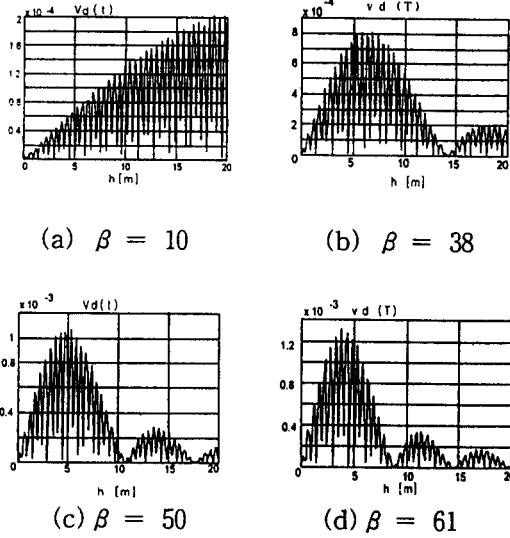


그림 3.  $f_c=1900$  MHz,  $f_m=227.5$  KHz,  $\theta=90^\circ$ 일 때,  $\beta=10, 38, 50, 61$ 인 경우의 감지거리(FOH)의 상대적인 값

Fig. 3. The FOH values on  $\beta=10, 38, 50, 61$  when  $f_c=1900$  MHz,  $f_m=227.5$  KHz,  $\theta=90^\circ$ .

이상의 결과들을 종합해 보면 동작 거리를 조절할 수 있는 파라미터에는 변조지수( $\beta$ )와 변조주파수( $f_m$ )임을 알 수 있는데 변조주파수를 변화시키려면 그때마다 새로운 변조 신호 발생기와 변조주파수의 2배 주파수를 중심주파수로 하는 대역 통과 필터를 바꿔 주어야 하므로 매우 비능률적이다.

그러나 변조지수( $\beta$ )의 조절로 동작 거리를 변화시키려면 변조 신호의 진폭과 변조지수는 서로 비례하여 변조 신호의 진폭만을 변화시켜 주면 변조지수가 변화하게 된다. 본 연구에서는 변조주파수를 227.5 KHz에 고정시키고 중심주파수를 1900 MHz로 하여 변조지수를 변화시켜 가며 각각의 경우에 따른 목표물과 안테나 사이의 거리에 따른 도플러 신호의 크기를 측정하였다. 변조지수가 각각 다른 3개의 시스템을 제작하여 변조지수에 따른 감지거리를 측정 한 실험결과와 변조지수에 따른 감지거리의 시뮬레이션 결과를 비교하여 이론적 분석과

(7)로 부터 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{dn}(t) = v_L(t) \cdot v_N(t) \quad (13)$$

식 (12)에 식 (8)과 식 (10)을 대입하여 고주파 항을 제외하고 정리하면 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{dn}(t) = \frac{1}{2} V_L \cdot V_I \cdot \cos \Delta \omega t \cdot J_2(\beta) \quad (14)$$

식 (14)에서  $J_2(\beta) = 0$ 인  $\beta$ 를 변조지수로 선택 할 경우 간섭신호의 영향을 완전히 줄일 수 있음을 알 수 있다.

식 (13)에 식 (8)과 식 (11)을 대입하여  $V_{dn}(t)$ 를 구한 방법과 같은 방법으로  $V_{dn}(t)$ 를 정리하면 식 (15)와 같다.

$$V_{dn}(t) = \frac{1}{2} V_L \cdot R_n(t) \cdot \cos \Phi_n(t) \cdot J_2(\beta) \quad (15)$$

따라서 잡음에 의한 영향도  $J_2(\beta)$  항을 최소로 하면  $V_{dn}$ 을 최소로 할 수 있다.

### 3-2 부정합에 의한 안테나 급전(feeding) 길이의 고려

본 시스템에서 안테나와 RF 시스템 사이의 임피던스 부정합에 의하여 circulator 출력 단의 출력이 안테나로부터 반사되어 되돌아오게 된다. 안테나로부터 반사되어 되돌아온 신호는 믹서의 RF단에 인가되어 도플러 신호 단에 일정한 크기의 신호를 발생시키며 이 신호는 안테나의 급전길이에 영향을 받는다. 따라서 부정합에 의한 안테나 급전 길이에 영향을 받는 도플러 신호 단에 생기는 일정 크기의 신호를 알 필요가 있다.

본 시스템에서 FM 변조되어 커플러로부터 결합된 송신 신호는 식 (16)과 같다.

$$v_i = V_T \cos(\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \quad (16)$$

그리고 안테나로부터 반사되어 되돌아온 신호를  $v_r(t)$ 라 하면 이것은 단순히 시간 지연을 고려하여 식 (17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_r = V_r \cos[\omega_c(t-T) + \beta \sin \omega_m(t-T)] \quad (17)$$

여기서,  $T = \frac{2h_f}{c}$

$h_f$  : 안테나의 급전길이

$c$  : 광속

$T$  : Circulator의 출력이 시스템과 안테나 사이의 부정합에 의해 안테나로부터 반사된 후 다시 circulator로 인가되는데 까지 소요되는 시간을 나타낸다.

한편,  $V_r$ 은 단순히  $V_r = V_i K_L$ 이라고 쓸 수 있다.

여기서,  $K_L = \frac{Z_s - Z_A}{Z_s + Z_A}$

$K_L$  : 안테나에서의 반사 계수

$Z_s$  : 본 시스템의 임피던스

$Z_A$  : 안테나의 임피던스

위의 식 (17)과 식 (16)은 믹서로 인가되어 혼합되는데 이는 2-2절과 같은 내용이므로 2-2절과 같은 방법으로 도플러 신호를 구할 수 있다.

따라서 안테나의 급전길이를  $h_f$ 라 하면 부정합에 의한 도플러 신호 단의 일정 크기의 신호를 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_d'(t) = V_T \cdot V_r \times \cos\left(\omega_c \cdot \frac{2h_f}{c}\right) \cdot J_2\left(2\beta \sin 2\pi \frac{h_f}{\lambda_m}\right) \quad (18)$$

본 시스템에서 안테나의 급전길이는  $\lambda_m$ ( $\approx 1318.68$  m)에 비해 상대적으로 아주 작으므로  $J_2(\ )$ 항을

근사화하여 식 (18)을 식 (19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$v_d'(t) = V_T^2 \cdot \frac{Z_S - Z_A}{Z_S + Z_A} \times \cos(\omega_c \cdot \frac{2h_f}{c}) \cdot J_2(-\frac{4\pi\beta h_f}{\lambda_m}) \quad (19)$$

$\beta = 20$ 인 경우의 안테나 급전 길이  $h_f$ 가 0에서 10 cm까지 변할 때 식 (19)의  $v_d'(t)$ 를 시뮬레이션을 통해 그림 4에 나타내었다. (단, 상수값들은 1로 계산하였다.)

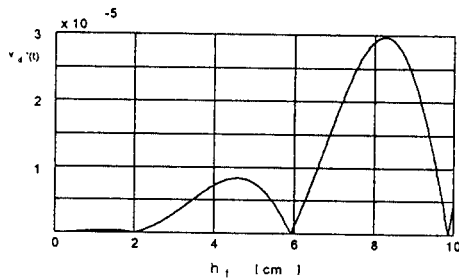


그림 4. 임피던스 부정합에 의해 안테나로부터 반사된 신호가 안테나 급전길이에 따라 발생된 도플러 신호

Fig. 4. Doppler signal according to the feeding length by reflected signal from impedance mismatching.

그림 4를 보면 안테나 급전 길이가 짧을수록 안테나와 시스템 사이의 부정합에 의한 영향을 적게 받고 특정 길이에서는 길이의 미소 변화로 그 영향을 최소화 할 수 있음을 알 수 있다.

#### IV. UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템 제작

UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템은 2개의 소형 기판 위에 제작되었다. 그림 5의 구성도에서 RF 소자인 VCO, 커플러, Circulator, 믹서, 대역

통과 여파기는 지름이 34 mm이고 유전율 2.2, 기판 두께가 20 mil인 원형의 기판 위에 제작하였고 저주파 소자인 AF 발진기, IF 증폭기, 포락선 검파기, 전원분배기는 지름이 38 mm인 원형의 PCB기판 위에 제작하였다.

UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템의 구성은 그림 5와 같다.

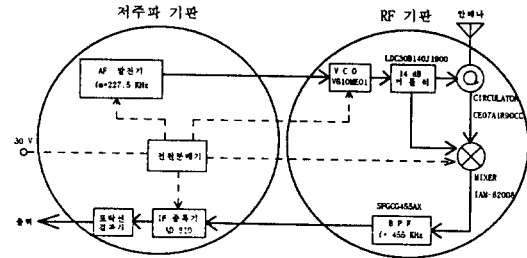


그림 5. UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템의 구성  
Fig. 5. Structure of CW/FM Proximity Sensor System.

#### V. 실험 및 결과

본 실험은 대우전자(주)의 야외 폴 시험장에서 행하였고 제작된 UHF CW/FM 전파 근접 감지 시스템에 실험실에서 제작한 다이폴 안테나를 연결하여 변조지수가 각각 다른 세 가지 경우(사례 1, 2, 3)에 대하여 안테나와 목표물 사이의 거리에 따른 도플러 신호를 오실로스코프로 측정하였다.

도플러 신호는 signal processing부로 인가되는데 signal processing부가 동작되도록 하는 최소의 전압을 임계전압이라 한다.

즉, 도플러 신호의 크기가 임계전압보다 커지는 순간 signal processing이 시작되고 이 순간의 목표물과 안테나 사이의 거리를 감지거리로 설정하게 된다. 사례 1, 2, 3은 변조지수  $\beta$ 값이 각각 달라 검출된 도플러 신호의 크기 자체가 틀리므로 임계전압을 설정하여 사례 1, 2, 3의 감지거리를 비교한다는 것은 불가능하다. 따라서 도플러 신호의 크기가 급격히 감소하는 첫 번째 지점을 감지거리로 설정

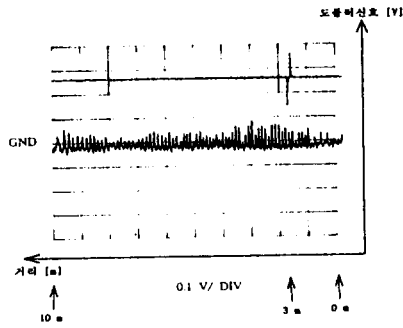


그림 6. 사례 1

$B=17.3$  MHz,  $\beta=38$ ,  $f_c=1900$  MHz인 경우의 목표물과 안테나사이의 거리에 따른 검출된 도플러 신호

Fig. 6. Case 1.

Doppler signal according to the distance between target and antenna on  $B=17.3$  MHz,  $\beta=38$ ,  $f_c=1900$  MHz.

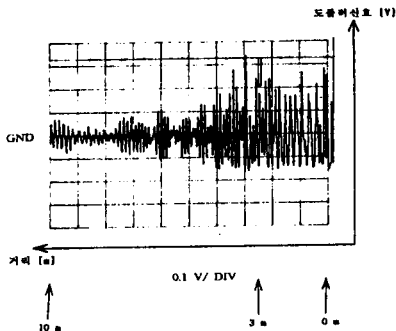


그림 7. 사례 2

$B=23$  MHz,  $\beta=50$ ,  $f_c=1900$  MHz인 경우의 목표물과 안테나 사이의 거리에 따른 검출된 도플러 신호

Fig. 7. Case 2.

Doppler signal according to the distance between target and antenna on  $B=23$  MHz,  $\beta=50$ ,  $f_c=1900$  MHz.

하여 사례 1, 2, 3의 감지거리를 비교해 보면 사례 1은 7.5 m, 사례 2는 4.5 m, 사례 3은 2.5 m되는 지점을 감지거리로 설정할 수 있다. 따라서 변조지수

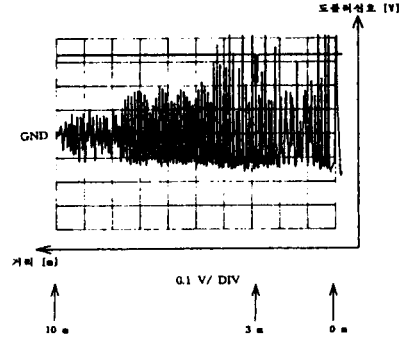


그림 8. 사례 3

$B=27.8$  MHz,  $\beta=61$ ,  $f_c=1900$  MHz인 경우의 목표물과 안테나 사이의 거리에 따른 검출된 도플러 신호

Fig. 8. Case 3.

Doppler signal according to the distance between target and antenna on  $B=27.8$  MHz,  $\beta=61$ ,  $f_c=1900$  MHz.

$\beta$ 값이 커질수록 측정된 도플러 신호의 크기는 커지고 감지거리는 변조지수  $\beta$ 에 반비례함을 알 수 있다. 따라서 변조지수를 조절함으로써 원하는 동작 거리를 설정할 수 있음을 확인할 수 있다.

## VI. 결 론

첫째, 감지거리에 대한 이론적 해석에서 시뮬레이션을 통하여 감지 시스템의 감지거리(FOH)는 다음과 같은 특성을 나타냄을 확인하였다.

- 감지거리(FOH)는  $f_m$ 에 반비례한다.
- 감지거리(FOH)는  $\beta$ 에 반비례한다.
- 감지거리(FOH)는  $f_c$ 에는 무관하다.

둘째, 안테나와 시스템 사이의 부정합에 의한 영향에 대해 분석한 결과 안테나의 급전 길이가 짧을수록 안테나와 시스템 사이의 부정합에 의한 영향을 적게 받고 특정 길이에서는 길이의 미소 변화로 그 영향을 최소화 할 수 있음을 확인하였다.



셋째, 잡음 및 간섭신호에 대한 영향 분석을 통하여  $J_2(\beta) = 0$ 을 만족하는  $\beta$ 를 변조 지수로 선택할 경우 잡음 및 간섭신호의 영향을 완전히 줄일 수 있음을 확인하였다.

실험을 통하여 변조지수( $\beta$ )에 따른 감지거리가 이론적 분석과 부합됨을 확인하였다. 본 시스템은 FM-CW 레이더 방식을 이용하였는데 이 방식에서는 송, 수신이 동시에 이루어지므로 송신 신호가 수신 단에 유입되는 단점으로 인해 탐지 거리가 긴 경우에는 적합하지 않으나 적은 전력으로도 동작이 가능하고 소형 경량화가 가능하므로 자동차 충돌 방지용 경보 장치, 근거리 측정 등의 각종 분야에 다양하게 활용될 수 있을 것이다.

### 참 고 문 헌

- [1] Edward L. Safford, Jr., *Modern Radar, 1st Edition*, Tab Books no. 575, pp. 63, 1971.
- [2] Merrill I. Skolnik, *Radar Handbook, 2nd Edition*, McGraw-Hill Publishing Company, Chapter 14, 1970.
- [3] 대우전자(주) 특산공장, *Basic Theory of the Radio Proximity Fuze*, pp. 32, 1991.
- [4] A. Bruce Carlson, *Communication Systems (An introduction to signals and noise in Electrical Communication), 3rd Edition*, pp. 316-317, 1986
- [5] Murray R. Spiegel, Ph. D., *Schaum's Outline series mathematical handbook of Formulas and Tables*, McGraw-Hill Publishing Company, pp. 145, 1968.

### 최 재 현



1995년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학사)  
 1997년 2월 : 충남대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1997년 3월~현재 : 충남대학교 전자공학과(박사과정)

### 임 인 성



1979년 2월 : 충남대학교 공과대학 (공학사)  
 1986년 2월 : 충남대학교 대학원 (공학석사)  
 1996년 2월 : 충남대학교 대학원 전자공학과 박사과정 수료  
 1986년 12월~현재 : 한국표준과학연구원 부설 천문대 선임 연구원

한 상 철



1981년 2월 : 충남대학교 전자공학과  
(학사)

1984년 2월 : 한양대학교 공업교육하  
과(석사)

1993년 3월~현재 : 충남대학교 대학  
원 박사과정

현재 : 상지대학교 병설 전문대 전산학과 교수

[주 관심분야] 초고주파 회로 및 안테나 등

오 승 업



1971년 2월 : 연세대학교 전기공학  
과(학사)

1973년 2월 : 연세대학교 전기공학  
과(석사)

1982년 8월 : 연세대학교 대학원  
(공학박사)

1980년 8월~1981년 8월 : 일본 동북대학 전기통신연구소  
객원 연구원

1985년 5월~1986년 5월 : 미국 펜실베이니아 주립대학 전기  
과 객원 연구원

1975년 10월~현재 : 충남대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] 초고주파 회로, 안테나 공학 및 위성통신 등