

코드 상관을 이용한 근거리 물체 탐지 장치

Near-Range Object Detection System Based on Code Correlation

유 호 상 · 김 윤 명 · 정 종 철*

Ho-Sang Yoo · Youn-Myoung Gimm · Jong-Chul Jung*

요 약

본 논문에서는 마이크로파를 이용하여 자동차, 무인 시설 및 자동문 등에서 적용 가능한 물체 탐지 장치를 제안하고 있다. 마이크로파 탐지 기술이 보편화되면서, 제한된 대역폭으로 동반되는 상호 간섭 및 혼신은 필연적으로 예상된다. 본 논문에서는 간섭과 혼신 환경에서 영향을 받지 않는 가무작위(假無作爲) 코드를 사용하여 송수신 신호의 코드 상관으로 물체를 탐지한다. 도플러 주파수가 없는 고정 물체의 거리 탐침을 위한 가짜의 도플러(doppler) 신호를 생성하기 위하여 송신 신호의 위상은 지속적으로 변이된다. 또한, 수신 신호가 일정하도록 송신 신호의 전력을 제어하여, 수신기의 포화(saturation)를 제거하고 거리 측정 오차가 감소시켰다. 제안 장치는 0.5~2.0 m의 거리에 있는 물체를 탐지하여, 1.0 m 이내의 물체 유·무를 음성으로 알려준다.

Abstract

In this paper, it is proposed how to implement the object detection system which is able to apply to vehicular applications, unmanned facilities, automatic door and others with microwave. As the technology which detects an object with microwave is becoming more popular, it seems impossible to avoid mutual interference and jamming caused by limited frequency bandwidth. The system in this paper detects an object by correlating the code of TX and RX signals with the pseudo-random code having best quality in interference and jamming environment. In order to generate simulatnt doppler signal for detecting the distance of an fixed object where there is no doppler effect, the phase of TX signal is shifted continually. Also, the saturation of receiver was removed and the error of distance measurement was decreased by controlling the power of TX signal for getting constant RX signal. The proposed system detects a object which ranges from 0.5 m to 2.0 m and informs vocally whether there is the object within 1.0 m or not.

Key words : Code, Correlation, Detection, Distance, Phase Shifter

I. 서 론

최근의 전자산업의 비약적인 발전은 많은 산업 분야에 영향을 주고 있다. 거리 측정 분야도 예외는 아니어서, 무선으로 거리를 측정하는 방식이 매우 발전하고 있으며, 적용 분야도 다양해지고 있다. 최근 무선 거리 측정은 선박용 유량계, 자동차의 전후 방 및 측면의 감시, 무인 시설에 접근하는 물체 감

지, 자동문의 물체 접근 등으로 매우 다양하게 적용되고 있으며, 적용 분야의 특성에 따라 레이저, 마이크로파, 초음파 등이 사용된다. 레이저 센서는 강우, 강습 등과 같은 환경의 영향을 많이 받으며, 초음파 센서는 모터 등에서 발생하는 잡음에 민감하다는 특징이 있다. 마이크로파 센서는 비교적 크기가 크고 전력 소모가 많다는 특징이 있다. 각 센서들은 신호를 송신하여 반사된 신호를 수신하여 수신 신호의

「이 연구는 민군겸용기술센터의 2004 기술이전사업의 연구 결과로 수행되었음.」

단국대학교 전자공학부(Department of Electronics and Computer Engineering, Dankook University)

*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 20070223-028

· 수정완료일자 : 2007년 3월 30일

시간 지연(time delay)으로 물체의 거리를 판단한다.

최근 무선 거리 측정기로 물체를 탐지하는 기술이 각광받는 대표적 분야는 전자 제어 장비를 적용하여 보다 편안하고 안전하게 사용되는 자동차이다. 자동차에서 무선 거리 측정은 자동차의 전방 충돌 방지, 후방 및 측면 감시 등을 수행한다. 전방 충돌 방지는 동작거리 30 m 이상을 검출할 수 있어야 하고, 고출력이 요구되며 76~77 GHz 대역이 주로 사용되고 있다. 후방 및 측면 감시는 5 m 이내의 근거리를 검출하며, 높은 분해능 요구로 광대역 주파수 특성을 필요로 한다. 2005년 1월에 정보통신부 고시 제2001-21호의 차량 레이더용 주파수 분배에 근거하여 정보통신부 고시 제2005-29호(신호하지 아니하고 개설할 수 있는 무선국용 무선기기) 제4조(특정 소출력 무선기기) 제7호(차량 충돌 방지용 레이더 무선기기)에서 차량 충돌 방지용 레이더의 기술기준은 표 1과 같으며^[1], IRU-R 권고 M.1452의 차량 레이더 시스템 요구 사양은 표 2와 같다^[2].

현재 마이크로파로 개발된 탐지 장비들은 전파 발사의 원리상 펄스 레이더와 연속파로 구분된다. 펄

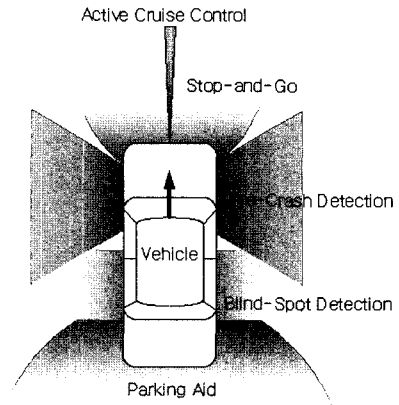


그림 1. 차량용 레이더 시스템
Fig. 1. Radar system for vehicle.

스 레이더(pulse radar)는 레이더의 송수신에 펄스 신호를 이용하는 방식이다. 연속파 레이더(CW radar)는 펄스 레이더와는 달리 송신 신호가 시간에 휴지 시간 없이 지속적으로 발사되는 레이더이다. 연속파 레이더는 FMCW(Frequency Modulated Continuous Wave) 방식과 FSK(Frequency Shift Keying) 방식이 있다. FMCW 레이더는 주파수 변조된 신호를 연속적으로 발사하는 방식이며, FSK 레이더는 신호파형의 성형을 위해 디지털 변조에 응용되는 FSK를 이용한다^[3].

자동차는 그림 1과 같이 여러 마이크로파 센서를 요구하고 있다^[4]. 동시에 많은 자동차에서 마이크로파 센서를 사용하게 되면 마이크로파 주파수 자원이 제한적이므로 상호 간섭과 혼신을 피할 수 없게 된다. 현재의 ITU-R 권고 및 미국이나 유럽 기술 기준의 경우, 이러한 혼신 방지 기능에 대한 언급은 하지 않고 있다^[3]. 본 논문에서 제시하는 근거리 물체 탐지 방안은 2.4 GHz ISM 대역을 사용하여 UWB(Ultra Wide Band)^[4] 비해 협대역(narrow band)으로 간섭과 혼신에 강한 가무작위 코드를 사용하여 측정하는 것이다. 제안 시스템은 이동 물체뿐만 아니라 고정 물체를 탐지하기 위하여 송신 신호를 위상 변이시키고 있으며, 수신 신호가 일정하도록 송신 신호의 전력을 제어하여, 수신기 포화(saturation)를 제거하고 거리 측정 오차를 감소시켰다^[5].

표 1. 차량 레이더 기술기준

Table 1. Technical specification for vehicle radar.

주파수	공중선 전력	비고
76~77 GHz	10 mW 이하	점유주파수 대역폭은 주파수 대역의 범위 이내일 것

표 2. ITU-R 권고 M.1452의 차량 레이더 시스템 요구 사양

Table 2. Requirement of vehicle radar system in ITU-R recommendation M.1452.

시스템 요구 조건	시스템 요구 사양
주파수 범위	60 GHz 대역 76 GHz 대역
레이더 방식 (변조 방식)	FMCW 방식 Pulse 방식 2 주파수 CW 방식 Spread spectrum 방식
공중선 전력	10 mW 이하
공중선 이득	40 dB 이하
지정 주파수 대역폭	1 GHz 이하

II. 시스템 설계

그림 2는 본 논문에서 제안하는 시스템 블록도이다. 그림 2에서 코드(code) 발생기는 100 ns의 펄스폭을 갖는 127 bit의 가무작위코드(random code)를 발생시킨다. 가무작위코드를 위상 변조시키면 스펙트럼(spectrum)이 확산되고 또한 위상이 변하는 시점을 예측하기 때문에 혼신에 강한 특성을 갖고 있다. 그림 3은 127 bit 무작위 코드의 로직이다. 무작위 코드 발생기에 출력되는 스펙트럼 전력 분포는 그림 4와 같다^[6].

코드 발생기 출력은 신호 혼합기에서 2.4 GHz 마이크로파 발생기 출력의 분배 출력과 신호 혼합되어, 가무작위 코드가 디지털 BPSK(Binary Phase Shift Keying) 변조(modulation)된다. 신호 혼합기 출력은 결합기에 입력되어 마이크로파 발생기에서 분배되어 -180° 위상 변이된 신호와 결합된다. 두 개 신호의 결합은 신호 결합기의 캐리어(carrier) 신호를 억압(suppression)하기 위한 것으로, 신호 혼합기에 거치는

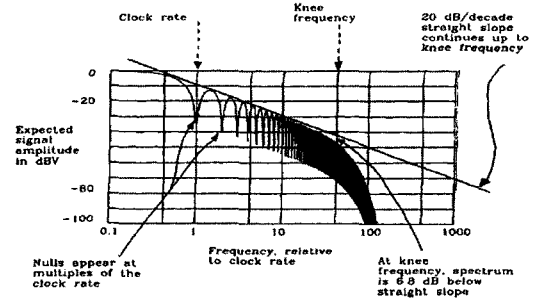


그림 4. 가무작위 코드의 스펙트럼 전력 분포
Fig. 4. Spectrum power density of 127-bit pseudo random code.

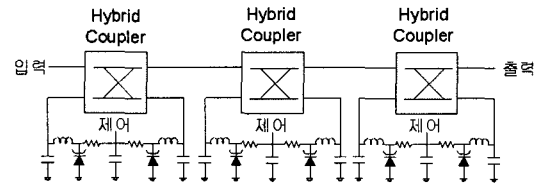


그림 5. 360도 변이를 위한 위상 변이기
Fig. 5. Phase shifter for shifting 360° .

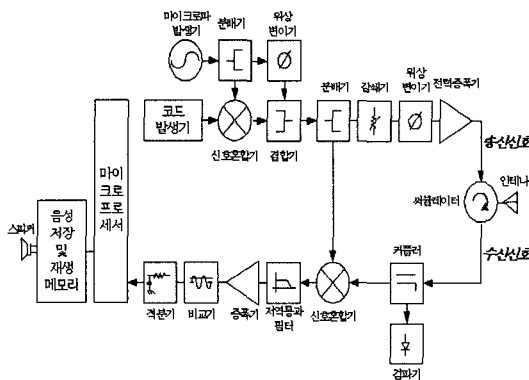


그림 2. 시스템 블록도
Fig. 2. System block diagram.

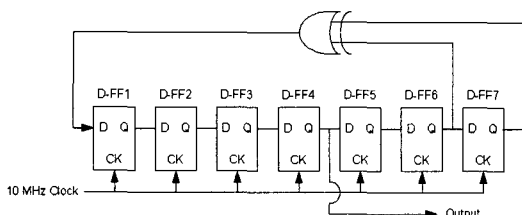


그림 3. 127 비트 무작위 코드의 로직
Fig. 3. Logic of 127-bit pseudo random code.

마이크로파 발전기 신호와 180° 위상 변이된 신호를 결합하여 변조 신호의 캐리어를 억압한다. 신호의 캐리어 억압은 수신부의 신호 혼합기에서 발생하는 간섭 레벨을 감소시킨다. 결합기 출력은 분배기에 입력되어 2개의 신호로 분배된다. 분배기 출력 신호 중의 한 개는 감쇄기에 입력된다. 이 감쇄기는 수신 신호가 일정하도록 안테나에서 방사되는 송신 신호의 전력을 조정한다. 감쇄기 출력은 위상 변이기(phase shifter)에 입력된다. 이 위상 변이기(phase shifter)는 송신 신호의 위상을 $0^\circ \sim 360^\circ$ 까지 주기적으로 가변시킨다. 위상 변이기는 $0^\circ \sim 360^\circ$ 까지 가변시키기 위하여 그림 5와 같이 3개로 구성된다^[7].

위상 변이기에서 위상 변이된 송신 신호는 전력 증폭기에서 증폭된 후에 서클레이터와 안테나를 거쳐 방사된다. 서클레이터에 입력되는 송신 신호가 포트간 누설에 의하여 수신 신호의 영향을 최소화하기 위하여 서클레이터의 포트간 아이솔레이션은 매우 좋아야 한다. 안테나는 물체에서 반사된 수신 신호의 세기를 크게 하기 위하여 4개의 패치 안테나로 구성된 고지향성 고이득 안테나를 사용한다^[8].

물체에서 반사된 수신 신호는 안테나와 서클레이

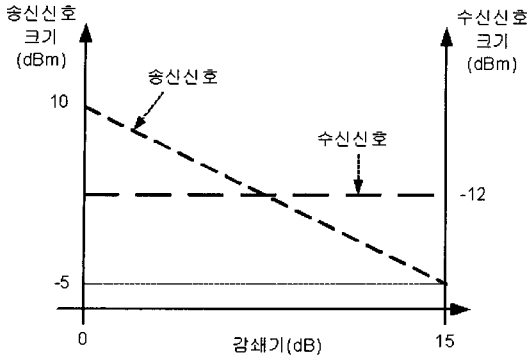


그림 6. 수신 신호, 송신 신호 및 감쇄기의 관계
Fig. 6. Relationship of RX signal, TX signal&attenuator.

터를 거쳐 커플러에 입력된다. 커플링 신호는 검출기에서 RMS(Root Mean Square) 값으로 변환되어 수신 신호의 크기를 검출한다. 마이크로 프로세서는 검출된 수신 신호를 기준으로, 수신 신호가 일정하도록 감쇄기를 제어하여 송신 신호 전력을 제어한다. 수신 신호, 송신 신호 및 감쇄기 제어값의 관계는 그림 6과 같다.

커플러 출력은 신호 혼합기에 입력된다. 신호 혼합기는 송신기에서 입력된 신호와 수신 신호를 혼합하여 코드 상관 효과를 얻게 되지만, 두 신호의 캐리어(carrier) 위상차(phase difference)는 직교성(orthogonality)에 따라 신호 혼합기 출력 크기가 변하게 된다. 그림 7은 신호 혼합기에서 송신 코드와 수신 코드가 상관되는 출력을 나타내고 있으며, 그림 8은 입력된 두 신호의 캐리어 위상차(phase difference)에 의한

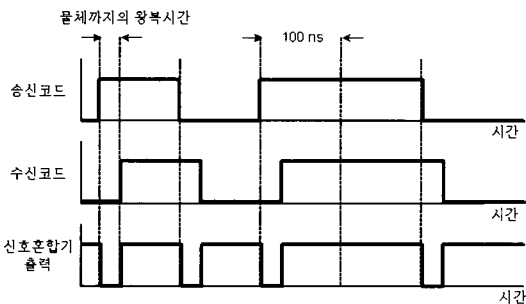


그림 7. 신호 혼합기에서 송신 코드와 수신 코드의 상관 출력
Fig. 7. Correlation output of TX code&RX code in mixer.

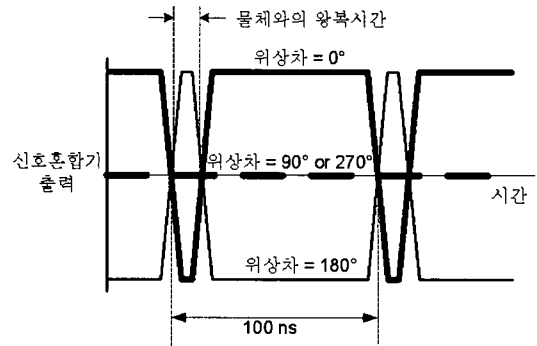


그림 8. 입력된 두 신호의 캐리어 위상차에 의한 신호 혼합기 출력 변화
Fig. 8. Output variance of mixer by phase difference between two input signal.

신호 혼합기 출력 변화를 나타낸다.

도플러 주파수가 발생하는 이동체(移動體) 측정 은 송·수신 신호의 주파수 차이로 발생하는 위상차이 특성을 이용하여 거리를 측정한다^[9]. 그러나, 고정체(固定體)는 도플러 주파수가 발생하지 않으므로, 고정체의 특정 위치에서는 송수신 신호의 캐리어가 직교되어 신호 혼합기의 출력이 “0”이 되어, 거리를 측정하지 못하게 된다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 송신기의 위상 변이기(phase shifter)를 이용하여 송신 신호의 위상을 0°에서 360°까지 반복적으로 가변하고 있다. 신호 혼합기 출력 신호는 저역 통과 필터를 통과되면서 이미징 성분이 제거된 후에 증폭기를 거쳐 신호가 증폭된다. 증폭된 신호는 비교기(comparator)에 입력된다. 신호 혼합기 출력 신호의 완전한 직각(rectangular) 파형이 되지 않고 수 ns의 상승시간(rising time)과 하강 시간(falling time)을 갖게 되는데, 1.0 m 이격된 물체의 왕복 시간이 6.6 ns이므로 무시할 수 없게 된다. 즉, 피측정물의 반사율 및 크기에 따라 수신 신호의 크기가 변하며, 측정 오차는 그림 9와 같이 발생한다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위하여 피측정물의 반사율 및 크기와 상관없이 수신 신호가 항상 일정하도록 송신 신호의 전력을 제어한다.

비교기 출력은 적분기를 거쳐 아날로그 신호로 변환되어 그림 10과 나타난다. 특정 거리의 물체는 이격거리(d)와 송신 신호의 위상(ϕ)으로 구성된 전압(V)으로 나타나며, 위상이 가변되면서 적분기 출력

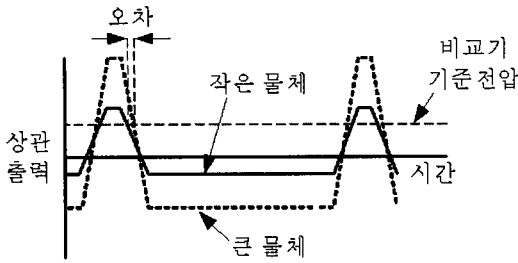


그림 9. 수신 신호의 크기에 따른 측정 오차
Fig. 9. Measurement error by magnitude of RX signals.

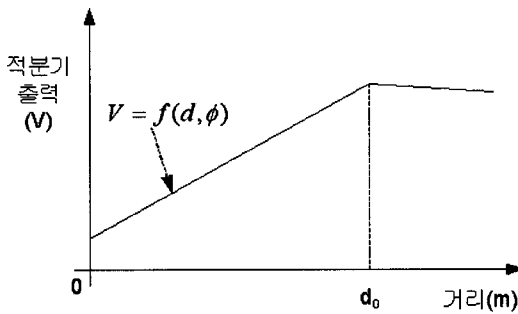


그림 10. 적분기 출력
Fig. 10. Output of integrator.

의 피크(peak) 전압에서 물체 거리를 판정한다.

적분기 출력 전압으로 물체 거리를 판정한 마이크로 프로세서는 물체 거리 정보를 음성으로 출력하기 위해서 음성 저장 및 재생 메모리를 사용한다. 일반적인 음성 합성 방법 및 소프트웨어는 소용량 메모리를 갖는 휴대용 시스템에 탑재하기에 용량이 매우 크고 고연산을 필요로 하므로 적용에는 어려움이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 소용량 메모리 프로세스에 적합하도록 (초성+중성) 및 (중성+중성)으로 음절을 구분한 방법을 사용한다. 사용하는 음성 저장 및 재생 메모리는 8분을 재생할 수 있는 메모리로서, 한 개의 음절을 200 ms 단위로 재생한다면 2,400개의 음절을 저장할 수 있다. (초성+중성) 조합은 420개 음절, (중성+중성) 조합은 168개 음절로 총 588개 음절이므로 모두 저장이 가능하다. 음성 저장 및 재생 메모리에 저장된 음절은 주소로 지정하여 음성을 출력할 수 있으므로, 적분기 출력 전압에서 얻어진 거리 정보를 스피커로 알려준다^[10].

시스템 설계 규격은 표 3과 같다.

표 3. 시스템 설계 규격
Table 3. System design specification.

항 목	규 격
주파수	2.4 GHz ISM band
출력 레벨 범위	10 dBm ~ -5 dBm
안테나 이득	14 dBi
안테나 빔 폭	30°
코드 폭	100 ns
탐지 거리	최대 2 m
수신 신호 검출 범위	20 dB 이상
스피커 임피던스	8 ohm
전력 소비	6 W(1A @ 6V)

III. 시스템 제작 및 측정

3-1 모듈 제작 및 측정 결과

시스템 모듈 구성은 안테나, RF 모듈, 마이크로프로세서 모듈로 구성된다. 사용된 안테나는 그림 11과 같으며, 무반사실에서 측정된 안테나의 이득 및 빔 패턴은 그림 12와 같다. 안테나의 이득은 약 14 dBi이며, 대역폭은 약 30도이다.

제작된 RF 모듈은 그림 13과 같다. 사용된 신호 혼합기는 Hittite社의 HMC272MS8, 마이크로파 발생기는 Maxim社의 MAX2753, 분배기는 Anaren社의 1P603, 전력증폭기는 WJ社의 AH1, 증폭기는 Analog Devices社의 AD8000, 비교기는 Analog Devices社의 AD8611를 사용하였다.

그림 14와 그림 15는 시간과 주파수 영역에서 측정된 가무작위 코드의 기저대역 신호이다.

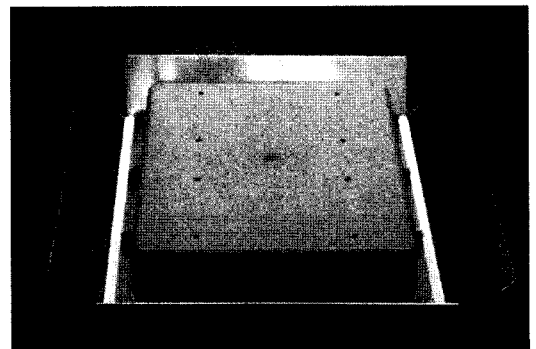


그림 11. 안테나
Fig. 11. Antenna.

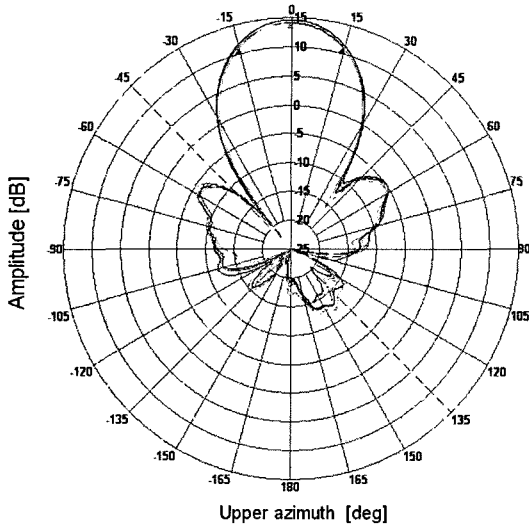


그림 12. 안테나의 이득 및 빔 패턴
Fig. 12. Gain & beam pattern of antenna.

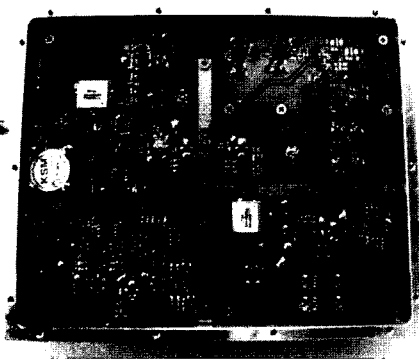


그림 13. RF 모듈
Fig. 13. RF module.

위상 변이기(phase shifter)를 제어하여 0°에서 360°까지 가변되는 송신 신호의 위상 변화는 그림 16과 같다. 그림 16과 같이 제어 전압 값과 위상 변이가 선형적이지 못하므로, S/W를 이용하여 위상 변이가 일정하도록 하였다.

그림 17은 물체의 거리에 따른 프론트엔드(써큘레이터와 안테나만 결합)의 특성을 시험한 결과로서, 써큘레이터 송신 포트에 신호를 인가하여 수신 포트에서 측정한 것이다. 사용된 계측기는 벡터 네트워크 분석기로서, Agilent E5071B를 사용하였다.

제작된 마이크로 프로세서 모듈은 그림 18과 같으며, 마이크로 프로세서는 Analog Devices社의 ADu-

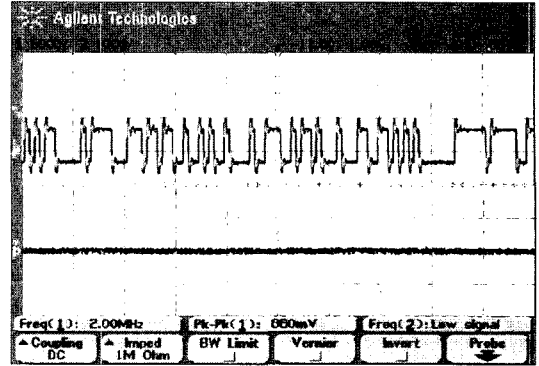


그림 14. 가무작위 코드의 파형
Fig. 14. Waveform of pseudo random code.

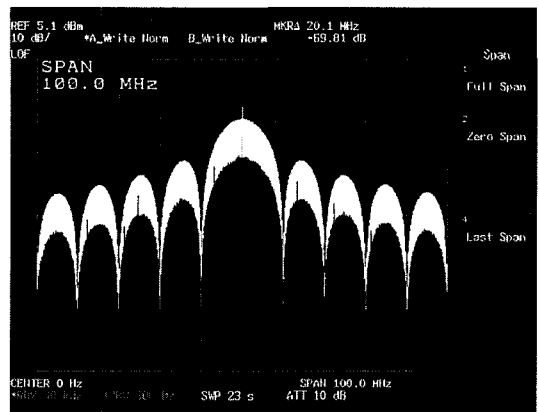


그림 15. 가무작위 코드의 스펙트럼 파형
Fig. 15. Spectrum waveform of pseudo random code.

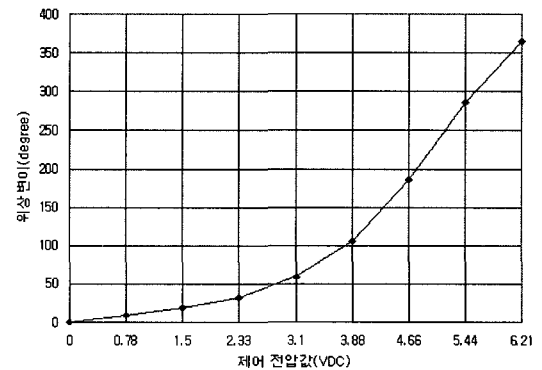


그림 16. 위상 변이기의 위상 변화
Fig. 16. Phase variance of phase shifter.

C812BS, FPGA는 Altera社의 EP1C6Q240C8, 음성 저장 및 재생 메모리는 ISD社의 ISD4004를 사용

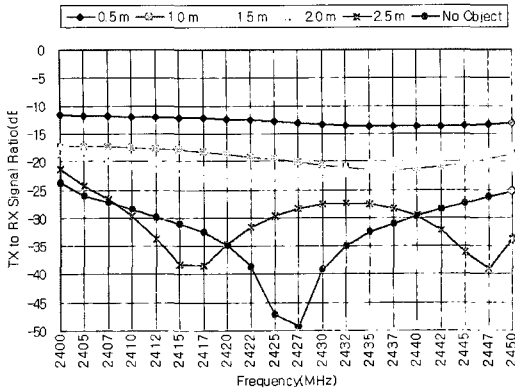


그림 17. 송신 신호 대비 수신 신호 세기
Fig. 17. TX signal to RX signal ratio.



그림 19. 자동차에 설치된 물체 탐지 장치
Fig. 19. Object detection system installed to vehicle.

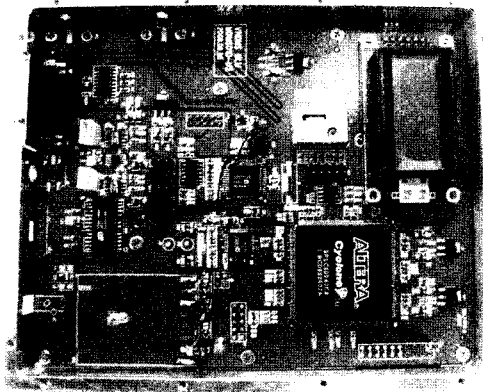


그림 18. 마이크로프로세서 모듈
Fig. 18. Microprocessor module.

하였다.

3-2 시스템 제작 및 측정 결과

그림 19는 제작된 물체 탐지 장치를 후방 감지용에 사용하기 위하여 자동차에 설치된 시험 환경이며, 그림 20은 안테나로 송신되는 2.4 GHz 대역의 송신 출력 파형이다. 사용된 계측기는 스펙트럼 분석기로서, Agilent E4445A를 사용하였다.

그림 21은 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5 m 이격된 물체에서 측정된 송신 전력과 적분기 피크 전압값이다. 0.5 m에서 2.0 m까지는 거리에 따라 적분기 출력 전압 값이 선형적으로 변하는 것을 확인하였다. 2.5 m에서는 송신 전력이 최대 송신 출력인 10 dBm에 고

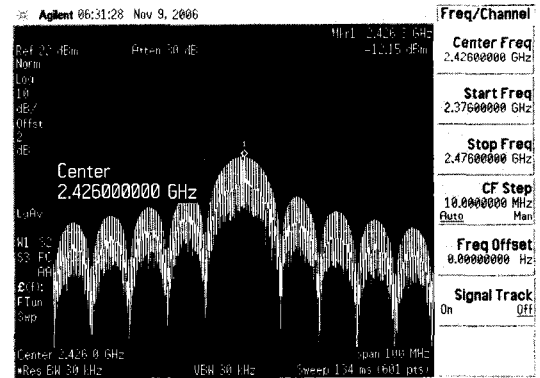


그림 20. 송신 신호의 출력 파형
Fig. 20. Output waveform of TX signal.

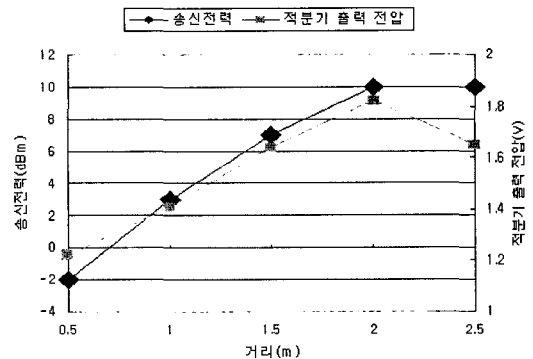


그림 21. 송신 전력과 적분기 피크 전압값
Fig. 21. TX power and peak voltage of integrator.

정되어 수신 전력이 감소되어 적분기 출력 전압이 낮아지는 것을 확인하였다. 제안 시스템은 약 10초

마다 전방 물체의 거리를 측정하여, 1.0 m 이내에 물체가 있으면 음성으로 "전방에 물체가 있습니다"라고 알려준다. 2.0 m 이상에서는 수신 레벨이 설정 레벨 이하로 떨어지기 때문에 적분기 출력 전압을 무시하고 거리를 판정하지 않는다.

IV. 결 론

본 논문에서는 2.4 GHz 대역으로 자동차, 무인 시설 및 자동문 등에 적용 가능한 근거리 물체 탐지 방안을 제안하였다. 제안된 방식은 무선 특성상 피할 수 없는 간섭과 혼신에 강하도록 가무작위 코드를 사용하였으며, 근거리 측정시 요구되는 광대역(廣帶域) 무선 주파수를 최소화하기 위하여 아날로그 코드 상관으로 거리를 탐지한다. 고정체의 거리를 측정하기 위하여 안테나로 방사되는 송신 신호의 위상을 지속적으로 변이시켜 가짜의 도플러(doppler) 신호를 생성하였다. 또한, 수신 전력이 일정하도록 송신 전력을 제어하여 수신기의 과입력(過入力)을 피하고, 거리 측정 오차를 감소시켰다.

최근에 자동차 주변 탐지의 필요성이 부가되면서 많은 탐지 방안이 검토되고 있다. 주된 탐지 방향은 전방, 측면 및 후방으로, 자동차에서 여러 개의 탐지 장치를 사용할 것으로 예상된다. 자동차 내에서 복수개의 탐지는 탐지 장치간의 간섭과 인접 자동차간의 간섭으로 탐지 신뢰성이 떨어질 것으로 예상된다. 또한, 근거리 물체 탐지하는 경우에 있어서, 광대역 주파수 대역을 요구하고 있다. 본 논문에서 제안된 탐지 방안을 자동차 측면 및 후방 탐지에 적용하면, 간섭과 대역폭에서 매우 유용할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] 정보통신부, "신고하지 아니하고 개설할 수 있는 무선국용 무선기기", 고시 제2005-29호, 2005.
- [2] ITU-R Recommendation, "Transport information and control system-low power short-range vehicular radar equipment at 60 GHz and 76 GHz", M.1452, 2000.
- [3] 김동호, 조평동, "차량용 레이더 응용 기술 및 발전 방향", 전자통신동향분석, 18(1), 2003년.
- [4] Ian Gresham, Alan Jenkins, Robert Egri, Channabasappa Eswarappa, Frank Kolak, Ratana Wohlerl, Jacqueline Bennett, and J-P Lanteri, "Ultra wide band 24 GHz automotive radar front-end", *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, 2003.
- [5] *Development for a Very Near Distance Detection System Using Microwave*, EMF Safety, 2006.
- [6] Howard W. Johnson, Martin Graham, *High Speed Digital Design*, Prentice-Hall, New Jersey, 1993.
- [7] "A varactor controlled phase shifter for PCS base station applications", *APN1009*, Alpha Industries, Inc.
- [8] John D. Kraus, Ronald J. Marhefka, *Antennas*, McGraw-Hill, 2002.
- [9] R&D Division 1, 코드상관방식센서 설계 연구, ADD, 1994년.
- [10] 김병국, 김중희, 시각장애인의 실내/실외 보행을 위한 시각 정보를 청각 및 촉각 정보로 변환하는 보행 안내 방법 및 장치, 한국과학기술연구원, 2006년.

유 호 상



1991년 2월: 단국대학교 전자공학과 (공학사)
1993년 2월: 단국대학교 전자공학과 (공학석사)
1993년 1월~2002년 3월: 동원시스템즈 중앙연구소 책임연구원
2002년 3월~2005년 9월: GT&T 기술연구소 수석연구원

2003년 3월~현재: 단국대학교 전자 및 컴퓨터공학과 박사과정

[주 관심분야] 전자파환경, 마이크로파 회로설계, 무선통신시스템

정 종 철



1970년 2월: 항공대학교 통신공학과 (공학사)
1986년 2월: 건국대학교 전자공학과 (공학석사)
1998년 8월: 경상대학교 전자공학과 (공학박사)
1971년 3월~1974년 3월: 고려대학교 전자공학과 조교

1974년 3월~1978년 12월: 국립통영수산 및 대전공업대학교 조교수

1978년 12월~현재: 국방과학연구소 책임연구원

[주 관심분야] EMI/EMC, 마이크로파 안테나, 마이크로파 전파전파

김 윤 명



1975년 2월: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
1977년 2월: 한국과학원 전기 및 전자공학과 (공학석사)
1990년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)
1977년 2월~1980년 2월: 금성정밀

공업주식회사 (現 LIG 넥스원) 중앙연구소 연구원
1980년 3월~현재: 단국대학교 전자 및 컴퓨터공학과 교수

2000년 6월~현재: (주)EMF Safety 대표이사

[주 관심분야] 전자파환경, EMI/EMC, 전자계의 인체 영향 측정