

논문 2015-10-08

단거리 차량용 초광대역 레이더 송신기의 스펙트럼 분석

(Spectrum Analysis of UWB Radar Transmitter for Short Range Automobile Applications)

고 석 준*

(Seok J. Ko)

Abstract : In this paper, we propose structures and power spectral densities of UWB radar transmitters of Short Range Automobile. While the conventional transmitters did not consider interferences from self and other automobiles, the proposed method of this paper can minimize interferences. First, we compare a structure of the proposed method with pulse train and pulse compression method. Then, by using mathematical analysis and computer simulations, we show that the proposed method is superior to others. Also we can set proper parameters in UWB radar's transmitter through the numerical method of mathematical results.

Keywords : Ultra-Wideband radar, Spectrum of transmitter, Interference, PN code

1. 서론

최근 10년간 미국과 유럽을 중심으로 많은 국가들이 차량 사고로 인한 인명피해의 심각성을 알고 해결방안을 찾는 노력 (유럽: e-Safety programme)을 진행하여 왔다. 이와 같은 맥락에서 국가 기관에서는 자동차 제조회사에 사고를 줄일 수 있는 장비 개발에 대한 강력한 요구가 있어 왔다. 과거에는 차량 생산자들이 편리한 운행에 초점을 맞추어 개발하였으나, 최근에는 안전 운행에 중점을 두고 있다. 초기의 안전 운행을 위한 장치는 에어백과 안전벨트와 같은 수동 장치이었으나, 현재는 적응형 주행제어 시스템(Adaptive Cruise Control system: ACC)의 개념을 사용하여 운전자에게 편리함을 제공하는 기능(comfort function)과 안전 운행을 가능하도록 하는 기능(safety function)을 지원하고 있다[1-5].

기존의 안전 운행을 위한 장비는 영상장비, 레이

*Corresponding Author(sjko@jejunu.ac.kr)

Received: 18 Dec. 2014, Revised: 19 Jan. 2015,

Accepted: 23 Jan. 2015.

S.J. Ko: Jeju National University

※ 이 논문은 2014학년도 제주대학교 학술진흥연구
구비 지원사업에 의하여 연구되었음.

저, 또는 초음파 센서를 이용하여 주차를 돕는데 많이 사용되어졌다. 그러나 이러한 장치들은 어두운 상황이나 눈비 내리는 안 좋은 날씨상황에서는 좋은 성능을 발휘하지 못하였으며, 차량에 부착하는 부분에서도 어려움을 갖고 있다. 1999년, Mercedes-Benz S-class는 처음으로 레이더를 이용한 적응형 주행제어 시스템을 이용한 차량을 처음으로 선보였다. 이 시스템은 77GHz대역에서 FMCW(FM continuous wave)방식을 이용하여 300m까지의 거리를 감지하여 사전 충돌 감지(pre-crash sensing)나 충돌 완화 (collision mitigation)와 같은 안전운행을 위해 사용되어졌다. 최근에는 장거리 및 단거리 차량용 레이더(Long Range Radar: LRR and Short Range Radar: SRR)를 이용한 능동적인 안전 장비들이 개발되고 있다. 특히, 2002년 FCC에서 차량용 레이더를 위해 24GHz대역에 대한 사용규정이 승인되면서 현재까지 SRR에 대한 연구 및 개발이 활발히 진행되어 오고 있다[1-6].

본 논문에서는 단거리 차량용 초광대역 (UWB: Ultra WideBand) 레이더의 송신기 구조와 전력 스펙트럼 밀도를 제시한다. 기존의 송신기는 자기 또는 다른 차량에 의한 간섭을 고려하지 않고 설계되었다. 그러나 본 논문에서 제안하는 방식은 이러한

간섭 문제를 최소화할 수 있는 구조이다. 또한 송신 신호를 분석하고 송신 신호의 스펙트럼을 수학적으로 해석하여 현실에 적합한 파라메타를 설정할 수 있도록 하였다. 펄스열 및 펄스 압축 (Pulse compression) 방식과 비교하여 그 차이점을 보이고 간섭 문제를 제시한 후 제안하는 방식이 보다 간섭에 강하다는 점을 전력 스펙트럼 밀도의 분석 및 컴퓨터 모의 수행을 통해 증명한다. 본 논문의 구성은 다음과 같다. 우선 2장에서는 초광대역 가우시안 펄스에 대한 모델링 과정과 이에 따른 수학적 해석을 제시한다. 3장에서는 기존의 펄스열, 펄스 압축 방식과 제안하는 송신기 구조와 송신 신호에 대한 모델링 과정을 설명한다. 4장에서는 3장에서 제시된 3가지 방식에 대한 스펙트럼을 수학적으로 해석하고 분석한 결과를 제시한다. 5장에서는 컴퓨터를 이용하여 이론적 해석 결과의 타당성을 증명하고 모의 수행 결과를 통해 제안하는 방식이 간섭 문제에 있어서 보다 우수하다는 것을 입증한다. 최종적으로, 6장에서는 결론과 본 연구가 갖는 한계점 및 향후 연구에 대하여 기술한다.

II. 초광대역 가우시안 펄스 모델

단거리 차량용 초광대역 레이더는 송신 펄스로 가우시안 펄스(Gaussian pulse)를 사용한다. 가우시안 펄스에 대한 수식적 표현들은 많은 논문들과 문헌들에서 정의되어 사용되어 왔다[7, 8]. 본 논문에서는 다음과 같이 정의하여 사용하고자 한다[7].

$$p(t) = A \cdot \exp\left[-2\pi\left(\frac{t}{\tau_p}\right)^2\right], \tag{1}$$

여기서 A 는 펄스의 피크 값(peak value)이며, τ_p 는 펄스폭을 결정하는 시간 정규화 인자(time normalization factor)이다. 가우시안 펄스의 펄스폭 T_p 는 τ_p 값에 의해 결정된다. 가우시안 펄스는 시간 영역에서 무한대의 폭을 갖는다. 따라서 현실적으로 구현이 가능하도록 하기 위해서는 펄스폭에 대한 정의가 필요하다. 가장 일반적이며 합리적인 방법은 펄스의 전체 에너지에 대해 일정 백분율을 갖는 펄스를 사용하는 것이다. 주어진 펄스폭(T_p)이 총 에너지의 x ($\times 100\%$)에 해당하는 에너지를 갖는다면, 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\frac{\int_{-\frac{T_p}{2}}^{\frac{T_p}{2}} p^2(t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} p^2(t) dt} = x, \tag{2}$$

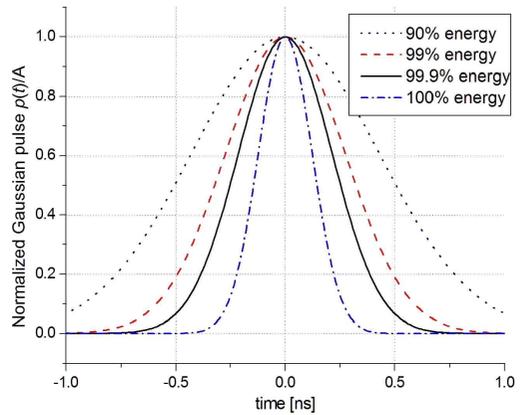


그림 1. 에너지 백분율에 따른 정규화된 가우시안 펄스

Fig. 1 Normalized Gaussian pulse for various energy percentage

여기서 T_p 는 가우시안 펄스의 펄스폭을 가리킨다. 식 (1)을 (2)에 대입하여 정리하면, 설정하고자 하는 펄스폭 T_p 을 사용하기 위해 필요한 시간 정규화 인자 τ_p 는 다음과 같이 정리하여 표현할 수 있다.

$$\tau_p = \frac{\sqrt{\pi} \cdot T_p}{\text{erf}^{INV}(x)}, \tag{3}$$

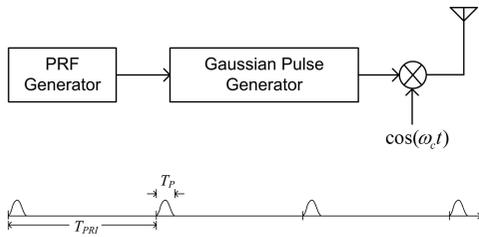
여기서 $\text{erf}(x)$ 는 오차함수(error function)를 나타내며, $\text{erf}^{INV}()$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$y = \text{erf}(x) \rightarrow x = \text{erf}^{INV}(y). \tag{4}$$

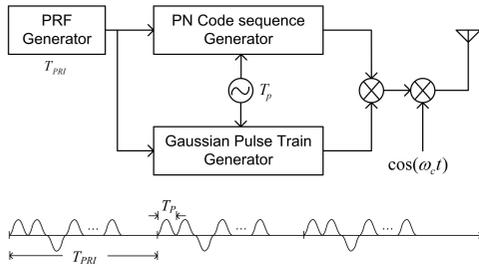
그림 1은 펄스폭이 1ns로 설정하였을 때, 전체 에너지에 대해 펄스폭에 해당하는 구간에서의 에너지 백분율에 따른 가우시안 펄스를 나타낸다. 펄스의 폭이 $-0.5\text{ns} \sim 0.5\text{ns}$ 이므로 100%에너지를 갖는 경우를 제외하고는 펄스의 일정 부분이 잘리는 것을 확인할 수 있다. 그러나 펄스를 정의하는 경우에 모든 에너지를 포함하도록 설정하게 되면, 주파수 영역에서의 대역폭이 증가하는 단점이 있다.

III. 송신기 구조와 송신 신호의 모델

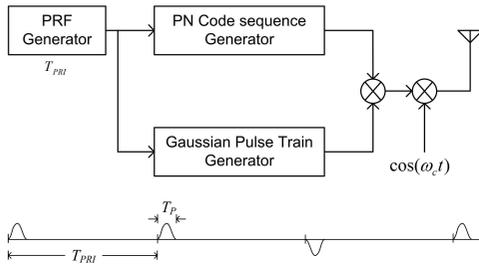
레이더의 송신기는 일정 시간 간격으로 펄스를 전파한다. 그림 2(a)에서처럼 PRF(Pulse Repetition Interval) Generator는 T_{PRI} 간격으로 Gaussian Pulse Generator를 트리거(trigger)한다 [9]. 따라서 송신기는 T_{PRI} 마다 생성되는 가우시안



(a) 기존 방식의 송신기
(a) Conventional transmitter



(b) 펄스 압축 방식의 송신기
(b) Transmitter of pulse compression



(c) 제안하는 방식의 송신기
(c) Proposed transmitter

그림 2. 차량용 초광대역 레이더 송신기 구조
Fig. 2 Transmitter of automobile UWB Radar

펄스열을 반송파를 이용하여 안테나를 통해 전파하게 된다. 이와 같은 송신 신호는 다음과 같이 수식으로 표현할 수 있다.

$$s_{tr}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - nT_{PRI}) \cdot \cos(\omega_c t + \psi_0), \quad (5)$$

여기서 T_{PRI} 는 펄스반복주기 (Pulse Repetition Interval), ω_c 는 반송파의 각주파수, ψ_0 는 반송파의 초기 위상으로 수식을 간략화하기 위해 본 논문에서는 “0”으로 가정한다.

그림 2(a)에서 보여주고 있는 일반적인 차량용 레이더 송신기는 간섭 (interference) 문제를 갖고

있다. 동일 주파수 대역에서 전파되는 다른 레이더의 송신 신호에 대한 반사파 또는 직접 수신되는 신호들은 모두 간섭으로 작용하게 된다. 또한 주파수 영역에서 일정 간격으로 나타나는 에너지 스파크 (spike)는 동일 대역에 존재하는 다른 신호에 대해 간섭을 발생시킨다[8]. 이러한 문제를 해결하기 위한 방법으로 시간 영역에서 송신 신호를 랜덤화 하므로써 주파수 스펙트럼의 스파크를 완화시킬 수 있으며, 최종적으로 다른 신호에 대한 간섭을 줄일 수 있다.

기존 논문이나 문헌들에 나와 있는 방법으로 펄스 압축 (Pulse compression) 방식을 사용할 수 있다. 펄스 압축을 이용한 차량용 초광대역 레이더 송신기 구조는 그림 2(b)와 같으며, 송신 신호를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s_{comp}(t) &= p_{com}(t) \cdot \cos(\omega_c t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot p(t - nT_p) \cos(\omega_c t), \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 c_n 은 ± 1 을 갖는 이진 시퀀스로 주기가 N 인 PN 코드를 나타내며, $c_{N+n} = c_n$ 과 같다. 또한 본 논문에서는 $N = T_{PRI} / T_p = 1/dutycycle$ 과 같은 관계가 성립한다고 가정한다. 즉, 하나의 T_{PRI} 구간에 전송되는 가우시안 펄스 수는 PN 코드 주기 N 과 같다.

그림 2(c)는 펄스 압축 방식과는 달리 T_{PRI} 구간에서 하나의 펄스만을 전송하고, 매 T_{PRI} 마다 PN 코드로 변조된 펄스를 전송한다. 따라서 다른 레이더에 간섭을 최소화 할 수 있다. 그림 2(c)에 있는 송신 신호를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} s_{pro}(t) &= p_{pro}(t) \cdot \cos(\omega_c t) \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \cdot p(t - nT_{PRI}) \cos(\omega_c t), \end{aligned} \quad (7)$$

여기서 제안하는 방식과 펄스 압축방식의 가장 큰 차이는 위 수식에서 알 수 있듯이 펄스가 전송되는 주기이다. 즉, 제안하는 방식에서는 T_{PRI} 마다 한 펄스가 전송되지만, 펄스 압축 방식에서는 T_p 마다 펄스가 전송된다.

IV. 송신 신호의 스펙트럼 분석

가우시안 펄스의 스펙트럼 $P(f)$ 는 식 (1)을 푸리에 변환을 통해 계산하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

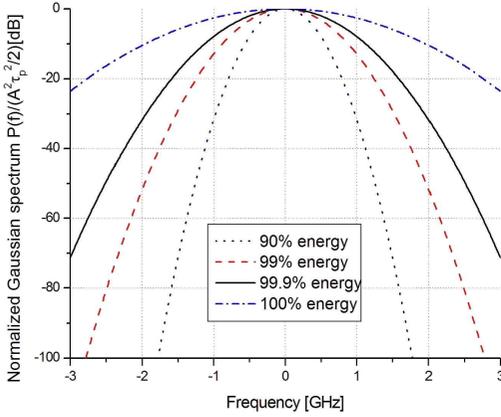


그림 3. 에너지 백분율에 따른 정규화된 가우시안 펄스의 스펙트럼

Fig. 3. Gaussian pulse spectrum for various energy percentage

$$\begin{aligned} P(f) &= F\{p(t)\} \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} p(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \\ &= A \cdot \frac{\tau_p}{\sqrt{2}} \cdot \exp\left[-\frac{\pi}{2}(\tau_p \cdot f)^2\right], \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 F 는 푸리에 변환을 의미한다. 그림 3은 에너지 백분율에 따른 가우시안 펄스의 스펙트럼으로 에너지 백분율이 높을수록 대역폭이 증가한다.

그림 2(a)에 있는 송신 신호 $s_{tr}(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도 (PSD: Power Spectral Density)는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{tr}(f) = \frac{1}{4} |P_{tr}(f - f_c)|^2 + \frac{1}{4} |P_{tr}(f + f_c)|^2, \quad (9)$$

여기서

$$\begin{aligned} P_{tr}(f) &= F\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} p(t - nT_{PRI})\right\} \\ &= F\{p(t)\} * F\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_{PRI})\right\}, \end{aligned} \quad (10)$$

여기서 $*$ 는 컨벌루션(convolution)을 나타낸다.

식 (8)를 이용하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$P_{tr}(f) = \frac{1}{T_{PRI}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P\left(\frac{k}{T_{PRI}}\right) \delta\left(f - \frac{k}{T_{PRI}}\right). \quad (11)$$

기존 방식의 레이더에서 반송파에 의해 전송되는 신호의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{tr}(f) = \frac{1}{4T_{PRI}^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P^2\left(\frac{k}{T_{PRI}}\right) \delta\left(f - f_c - \frac{k}{T_{PRI}}\right). \quad (12)$$

그림 2(b)에 있는 송신 신호 $s_{comp}(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도 (PSD: Power Spectral Density)는 식 (9)와 같으나, $P_{tr}(f)$ 는 $P_{comp}(f)$ 로 변경하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$|P_{comp}(f)|^2 = F\{R_{com}(\tau)\}, \quad (13)$$

여기서 $R_{com}(\tau)$ 는 펄스 압축 신호의 자기 상관함수 (autocorrelation function)를 의미하며, 다음과 같이 나타낼 수 있다[10].

$$\begin{aligned} R_{com}(\tau) &= \frac{1}{NT_P} \int_0^{NT_P} p_{com}(t) p_{com}(t - \tau) dt \\ &= \frac{R_p(\tau)}{NT_P} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_c(k) \cdot \delta(\tau - kT_P), \end{aligned} \quad (14)$$

여기서 $R_p(\tau)$ 는 가우시안 펄스의 자기상관함수이며, $R_c(k)$ 는 PN 코드의 자기상관함수를 나타낸다.

$$R_c(k) = \sum_{j=0}^{N-1} c_j c_{k-j} = \begin{cases} N, & k = nN \\ -1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (15)$$

식 (14)를 (13)에 대입하여 푸리에 변환을 계산하면, 다음과 같다.

$$\begin{aligned} |P_{comp}(f)|^2 &= \frac{1}{(NT_P)^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P^2\left(\frac{k}{T_P}\right) \delta\left(f - \frac{k}{T_P}\right) \\ &\quad + \frac{N+1}{(NT_P)^2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq nN}}^{\infty} P^2\left(\frac{k}{NT_P}\right) \delta\left(f - \frac{k}{NT_P}\right). \end{aligned} \quad (16)$$

그림 2(c)에 있는 송신 신호 $s_{pro}(t)$ 의 전력 스펙트럼 밀도 (PSD: Power Spectral Density)는 펄스 압축방식과 동일한 과정을 통해 구할 수 있으며, 전력 스펙트럼 밀도 $P_{pro}(f)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$|P_{pro}(f)|^2 = F\{R_{pro}(\tau)\}, \quad (17)$$

여기서 식 (7)의 송신 신호 $p_{pro}(t)$ 는 매 T_{PRI} 마다 펄스폭이 T_P 인 가우시안 펄스와 PN 코드와의 곱으로 생성되는 주기가 N 인 신호이므로 $N \cdot T_{PRI}$ 의 주기를 갖는다. 따라서 송신 신호 $p_{pro}(t)$ 의 자기 상관함수 $R_{pro}(\tau)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{pro}(\tau) = \frac{1}{N \cdot T_{PRI}} \int_0^{N \cdot T_{PRI}} p_{pro}(t) p_{pro}(t - \tau) dt. \quad (18)$$

식 (7)에 있는 송신 신호 $p_{pro}(t)$ 를 위 식에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$R_{pro}(\tau) = \frac{1}{N T_{PRI}} \int_0^{N T_{PRI}} \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j \cdot p(t - j T_{PRI}) \times \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \cdot p(t - \tau - k T_{PRI}) dt. \quad (19)$$

위 식에서 한 주기 구간 $0 \sim N \cdot T_{PRI}$ 가 의미하는 것은 $j=0 \sim N-1$ 만을 가리킨다. 또한 각각의 j 값에 대해 적분 구간은 $j T_{PRI} \sim (j+1) \cdot T_{PRI}$ 에서만 신호가 존재한다. 이것은 한 펄스의 구간이 T_{PRI} 이기 때문이다. 그러므로 식 (19)의 적분을 정리하면 아래와 같이 정리할 수 있다.

$$R_{pro}(\tau) = \frac{1}{N T_{PRI}} \sum_{j=0}^{N-1} c_j \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k \int_{j T_{PRI}}^{(j+1) T_{PRI}} \times p(t - j T_{PRI}) \cdot p(t - \tau - k T_{PRI}) dt. \quad (20)$$

위 식에서 변수치환을 통해 적분식을 다시 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{pro}(\tau) = \frac{1}{N T_{PRI}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{j=0}^{N-1} c_j c_{k-j} \right) \times \int_0^{T_{PRI}} p(t) \cdot p(t - \tau - k T_{PRI}) dt, \quad (21)$$

여기서 식 (15)에 나와 있는 PN 코드의 자기상관함수와 가우시안 펄스의 자기상관함수 $R_p(\tau)$ 를 이용하면 식 (21)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{com}(\tau) = \frac{R_p(\tau)}{N T_{PRI}} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_c(k) \cdot \delta(\tau - k T_{PRI}). \quad (22)$$

식 (22)를 식 (17)에 대입하여 정리하면 제안하는 송신신호의 전력 스펙트럼 밀도는 다음과 같다.

$$|P_{pro}(f)|^2 = \frac{1}{N T_{PRI}} F\{R_p(\tau)\} \times F\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_c(k) \cdot \delta(\tau - k T_{PRI}) \right\}, \quad (23)$$

여기서 콘볼루션의 첫째항인 가우시안 펄스의 자기상관함수 $R_p(\tau)$ 에 대한 푸리에 변환 $F\{R_p(\tau)\}$ 은 가우시안 펄스의 전력밀도함수 $P^2(f)$ 이다. 식 (23)의 콘볼루션의 둘째항은 T_{PRI} 마다 생성되는 PN 코드의 자기상관함수로 주기가 N 인 신호이므로 푸리에 변환하면 다음과 같다.

$$F\left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} R_c(k) \cdot \delta(\tau - k T_{PRI}) \right\} = \frac{1}{T_{PRI}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \Phi[k] \cdot \delta\left(f - \frac{k}{N T_{PRI}}\right), \quad (24)$$

여기서 $\Phi[k]$ 는 PN 코드의 자기상관함수 $R_c(k)$ 의 이산시간 푸리에 급수로 다음과 같다.

$$\Phi[k] = \begin{cases} \frac{1}{N}, & k = nN; (\text{주기의정수배}), \\ \frac{N+1}{N}, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (25)$$

결과적으로, 식 (23)에 식 (24)를 대입하여 가우시안 펄스의 전력밀도함수와 콘볼루션을 계산하면 제안하는 송신신호의 전력 스펙트럼 밀도 $P_{pro}(f)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$|P_{pro}(f)|^2 = \frac{1}{(N T_{PRI})^2} \sum_{k=-\infty}^{\infty} P^2\left(\frac{k}{T_{PRI}}\right) \delta\left(f - \frac{k}{T_{PRI}}\right) + \frac{N+1}{(N T_{PRI})^2} \sum_{\substack{k=-\infty \\ k \neq nN}}^{\infty} P^2\left(\frac{k}{N T_{PRI}}\right) \delta\left(f - \frac{k}{N T_{PRI}}\right). \quad (26)$$

V. 컴퓨터 모의 수행

차량용 초광대역 레이더의 거리 분해능(range resolution)은 아래의 수식으로부터 얻을 수 있다.

$$\Delta R = \frac{c \cdot T_p}{2}, \quad (27)$$

여기서 c 는 빛의 속도이다. 참고문헌 [1]에 제시된 단거리 차량용 레이더의 거리 분해능은 다양한 응용 (Blind spot, Parking aid, Stop & go, Simple pre-crash)에 따라 5~50cm 사이의 값으로 다르지만 본 논문에서는 15cm라고 가정한다. 식 (27)을 이용하면, 펄스 폭 T_p 는 1ns가 된다. 하나의 가우시안 펄스는 펄스폭 T_p 로 제한되므로, 식 (1)에 있는 무한대의 펄스폭을 갖는 가우시안 펄스는 사각함수와와 곱 $p(t) \times w(t/T_p)$ 으로 표현할 수 있다. 여기서 사각함수에 대한 정의는 다음과 같다.

$$w(t) = \begin{cases} 1, & |t| \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (28)$$

푸리에 변환을 이용하면, 식 (1)에 있는 이론적인 신호는 펄스폭으로 제한된 신호의 에너지 스펙트럼으로 표현할 수 있으며 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$F\{p(t) \cdot w(t/T_p)\} = P(f) * W(f), \quad (29)$$

여기서 $P(f)$ 는 식 (8)로부터 얻을 수 있으며, $W(f)$ 는 $w(t/T_p)$ 에 대한 푸리에 변환 결과이다.

그림 4는 FFT (Fast Fourier Transform)를 통해 얻은 다양한 에너지 백분율에 따른 가우시안 펄스의 정규화된 에너지 스펙트럼이다. 무한대의 펄스폭을 갖는 신호의 총 에너지에 대한 1ns의 펄스가 갖는 에너지의 비율이 낮을수록 신호의 대역폭이

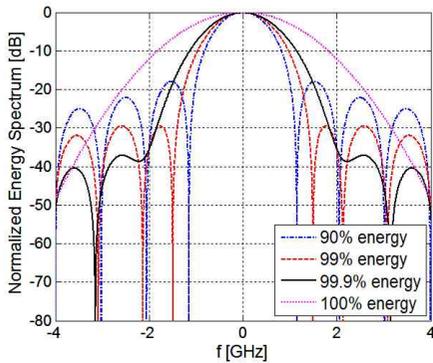


그림 4. FFT를 통해 얻은 에너지 백분율에 따른 가우시안 펄스의 정규화된 에너지 스펙트럼
Fig. 4 Normalized Gaussian pulse's energy spectrum for various energy percentage by using FFT

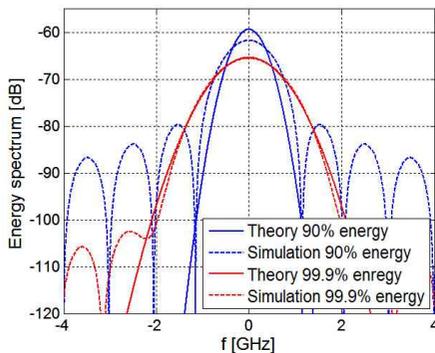


그림 5. 무한대 펄스폭과 에너지 백분율을 갖는 가우시안 펄스의 에너지 스펙트럼
Fig. 5 Gaussian pulse's energy spectrum of infinite and energy percentage pulse width

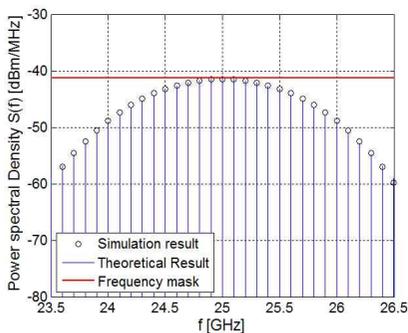


그림 6. 기존 방식의 펄스열 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 6 PSD of pulse train

작아지는 장점이 있다. 그러나 그림 1에서 얻은 무한대의 펄스폭을 갖는 가우시안 펄스의 결과를 통해 알 수 있듯이 신호가 $\pm 0.5\text{ns}$ 에서 펄스폭이 정해지므로 신호의 에너지 비율이 낮을수록 신호 성분이 많이 없어진다. 이러한 결과는 사각펄스의 주파수 스펙트럼에 해당하는 sinc 함수의 부엽(side lobe)의 영향이 커진다는 것을 의미한다. 그림 4에서 알 수 있듯이 스펙트럼의 최고값에 대한 부엽의 최대 크기가 90% 에너지를 갖는 신호는 -20dB 의 차이를 보이지만 99.9% 에너지를 갖는 신호인 경우는 -40dB 가량 낮아진다. 따라서 많은 에너지 성분을 갖도록 하는 것이 부엽을 줄이는데 효과적이며, 이는 다른 신호에 주는 간섭을 감소시킬 수 있음을 의미한다.

그림 5는 무한대의 펄스폭을 갖는 가우시안 펄스의 스펙트럼(Theory)과 1ns의 펄스폭을 갖는 가우시안 펄스의 스펙트럼(Simulation)을 비교한 결과이다. 우선, 90% 에너지를 갖는 가우시안 펄스의 스펙트럼은 주엽(대략, $-1\text{GHz}\sim 1\text{GHz}$)에서 무한대의 펄스폭을 갖는 가우시안 펄스의 스펙트럼과 차이를 보인다. 그러나 99.9% 에너지를 갖는 가우시안 펄스의 스펙트럼은 매우 일치한다. 이러한 현상은 1ns의 펄스폭을 갖는 가우시안 펄스의 스펙트럼 계산과정에서 가우시안 펄스의 스펙트럼 $P(f)$ 의 대역이 사각함수의 스펙트럼 $W(f)$ 의 대역보다 작기 때문에 콘볼루션 과정에서 발생한다. 따라서 본 논문에서는 99.9%의 에너지를 갖는 가우시안 펄스를 사용한다. 그림 6~8은 1ns의 펄스폭을 갖는 송신 신호의 FFT 수행 결과(Simulation result)와 IV장에서 계산된 이론치(Theoretical result)와의 비교 결과를 보여준다.

그림 6은 기존 방식의 펄스열 스펙트럼이다. 비교 수행을 수월하게 하기 위해 $T_{PRI}=10\text{ns}$ 를 사용하였으며, 중심 주파수(center frequency) $f_c=25\text{GHz}$ 를 사용하였다. FCC에서 규정하고 있는 스펙트럼 마스크(frequency mask: -41.3dBm/MHz)와 비교를 위해 RBW(Resolution Bandwidth)는 1MHz 를 사용하였다. 결과적으로, 두 결과가 일치하므로 이론치가 정확하다는 것을 의미한다.

그림 7은 펄스 압축 방식의 주엽 부분에서의 스펙트럼 결과이다. PN 코드의 길이 $N=7$ 인 경우를 사용하여 비교 수행을 쉽도록 하였다. 그러나 실제로 N 은 대략 100 이상이 되도록 설계하여야 한다. 다른 파라미터들은 그림 6에서와 동일하다. RBW는 0.999MHz 로 1MHz 와 같다고 볼 수 있다. 결과적으

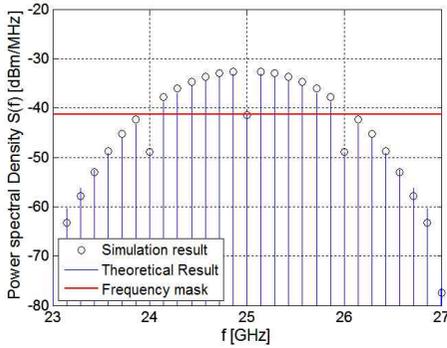


그림 7. 펄스 압축 방식의 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 7 PSD of pulse compression

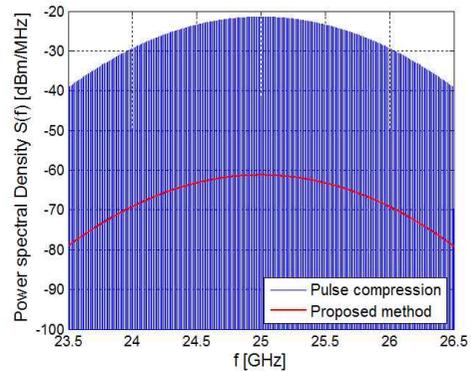


그림 9. 전송방식에 따른 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 9 PSD for various transmitters

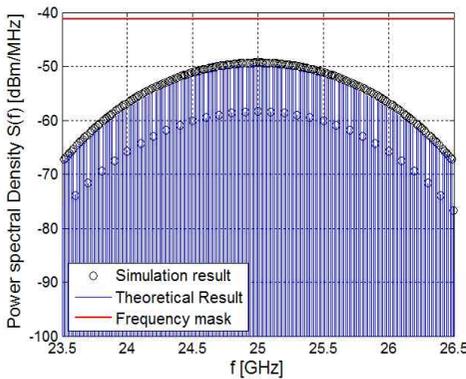


그림 8. 제안하는 방식의 전력 스펙트럼 밀도
Fig. 8 PSD of the proposed method

로, 두 결과는 일치한다.

그림 8은 본 논문에서 제안하는 방식의 주엽 부분에서의 스펙트럼이다. 모든 파라메타들은 그림 6과 7에서와 동일하다. 또한 RBW는 1.0204MHz로 1MHz와 같다고 볼 수 있다. 결과적으로, 두 결과는 일치한다.

그림 9는 수식을 이용하여 보다 현실적인 파라메타를 사용하였을 경우의 결과이다. 우선 T_{PRI} = 100ns로 설정하여 최대 측정 가능 거리가 15m가 되도록 하였으며, PN 코드의 길이는 $N=100$ 으로 설정하였다. 결과적으로, 펄스열 스펙트럼과 펄스 압축 방식의 스펙트럼은 스파크(spike)를 나타내지만, 제안하는 방식은 이러한 스펙트럼 스파크가 존재하지 않는다. 이러한 결과는 4장에 제시된 식 (11), (17)과 (18)로부터 확인할 수 있다. 펄스열 신호의 스펙트럼인 식 (11)은 항상 $1/T_{PRI}$ 마다 스파크가 발생한다. 식 (17)에 있는 펄스 압축 방식의

스펙트럼 수식에서 N 의 값이 100이면 첫째항은 둘째항에 비해 20dB 낮기 때문에 무시할 수 있으며, 둘째항에서 스파크는 $1/T_{PRI}$ 마다 발생함을 알 수 있다. 그러나 식 (18)에 있는 제안하는 방식의 스펙트럼도 역시 첫째항은 무시할 수 있으며, 스파크의 주파수는 $1/(N \cdot T_{PRI})$ 이다. 즉, 제안하는 방식의 스펙트럼은 스파크의 주파수가 매우 낮으므로 1MHz의 RBW에서 연속적인 스펙트럼이라고 볼 수 있다.

VI. 결 론

본 논문에서는 단거리 차량용 초광대역(UWB: Ultra WideBand) 레이더의 송신기 구조와 전력 스펙트럼 밀도를 제시하였다. 기존의 송신기는 자기 또는 다른 차량에 의한 간섭을 고려하지 않고 설계되었으나 본 논문에서 제안하는 방식은 이러한 간섭 문제를 최소화할 수 있는 구조이다. 또한 송신 신호를 분석하고 송신 신호의 스펙트럼을 수학적으로 해석하여 현실에 적합한 파라메타를 설정할 수 있도록 하였다. 따라서 수학적 결과를 수치 계산을 통해 쉽게 상황에 맞는 PN 코드의 주기와 같은 송신기 파라메타를 설정할 수 있다. 펄스열 및 펄스 압축 방식과 비교하여 그 차이점을 보이고 간섭 문제를 제시한 후 제안하는 방식이 보다 간섭에 강하다는 점을 전력 스펙트럼 밀도의 분석 및 컴퓨터 모의 수행을 통해 증명하였다. 결과적으로, 제안하는 방식은 주어진 RBW에서 스펙트럼 스파크가 존재하지 않는다.

본 논문에서는 스펙트럼 스파크를 줄일 수 있는

송신기 구조를 제안하였다. 그러나 제안하는 송신기 구조에 대응되는 수신기 구조는 현재 별도의 논문으로 준비 중이며, 제안하는 송신기의 모호성 함수(ambiguity function)에 대한 연구를 본 논문의 향후 과제로 한다.

References

- [1] I. Gresham, A. Jenkins, R. Egri, C. Eswarappa, N. Kinayman, N. Jain, R. Anderson, F. Kolak, R. Wohlert, S.P. Bawell, J. Bennett, J. Lanteri, "Ultra-wideband radar sensors for short-range vehicular applications," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, Vol. 52, No. 9, pp. 2105-2120, 2004.
- [2] K.M. Strohm, H.L. Bloecher, R. Schneider, J. Wenger, "Development of future short range radar technology," *Proceedings of European Radar Conference*, pp. 165-168, 2005.
- [3] J. Wenger, "Automotive radar - status and perspectives," *Proceeding of IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, 2005.
- [4] M. Schneider, "Automotive radar - status and trends," *Proceedings of German Microwave Conference*, pp. 144-147 2005.
- [5] H. Dominik, "Short range radar - status of UWB sensors and their applications," *Proceedings of European Radar Conference*, pp. 251-254, 2007.
- [6] J. Bae, E. Hyun, J.H. Lee, "An automotive radar target tracking system design using α/β filter and NNPD algorithm", *J. Embed. Sys. Appl.*, Vol. 6, No. 1, pp. 16-24, 2011 (in Korean).
- [7] R.A. Scholtz, "Multiple access with time-hopping impulse modulation," *Proceedings of Military Communications Conference*, Vol. 2, pp. 447-450, 1993.
- [8] P. Withington, "Impulse radio overview," <http://user.it.uu.se/~cale/Notes/UWB.pdf>.
- [9] M. Klitz, "An Automotive Short Range High Resolution Pulse Radar Network," Ph. D. Thesis, School of Electrical Engineering,

Computer Science and Mathematics, Hamburg University of Technology, 2002.

- [10] J.S. Lee, L.E. Miller, "CDMA Systems Engineering Handbook," Artech House Publishers, 1998.

Seokjun Ko (고석준)



He received the Ph.D. degree in Electrical, Electronic and Computer Science from Sung Kyun Kwan University, Seoul, Republic of Korea, in 2001. From March 2002 to May 2004, he was a Research Associate in Samsung Ltd. In March 2005, he joined Jeju National University, Jeju, Republic of Korea, where he is currently the Associate Professor. From February 2014 to January 2015, he was a Visiting Professor in the Department of Electrical Engineering, Baylor University, USA. His research interests include embedded software, digital signal processing, radar system, and wireless communication system.

Email: sjko@jejunu.ac.kr