

소형 레이더 송신기의 연속 위상을 갖는 주기성 혼합 파형 측정 기법

Periodic Mixed Waveform Measurement Techniques for Compact Radar Transmitter with Phase-Continuous Signal

김 소 수 · 염 경 환*

So-Su Kim · Kyung-Whan Yeom*

요 약

본 논문에서는 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 연속 위상을 갖는 주기성 혼합 파형에 대한 선형 주파수 변조 파형의 측정 기법을 제시한다. 다양한 신호 파형을 생성하는 주파수 합성기와 송신 신호를 고출력으로 증폭하는 고출력 증폭기로 구성된 소형 레이더 송신기는 연속 위상을 갖는 혼합 파형을 생성한다. 첫 번째로 위상이 연속적인 신호를 갖는 소형 레이더 송신기의 구성을 요약하고, 선형 주파수 변조 파형의 비정합에 의한 펄스 압축의 왜곡 특성을 고찰한다. 두 번째로 연속 위상을 갖는 혼합 파형에서 선형 주파수 변조 파형을 측정하기 위해 스펙트럼 분석기를 사용한 측정 기법, 신호원 분석기를 사용한 측정 기법 및 RF 혼합기와 위상 변위기를 사용한 새로운 측정 기법을 기술한다. 마지막으로 측정 결과를 적용한 송신 펄스 파형에 대한 수신 신호의 펄스 압축 결과로부터 측정 기법의 정확도를 확인하였다.

Abstract

In this paper, we propose the measurement techniques of mixed waveform. Mixed waveform has phase-continuous periodic waveform with fixed frequency signal and Linear Frequency Modulation(LFM) signal. This waveform is generated from a compact radar transmitter with frequency synthesizer and high power amplifier. Frequency synthesizer generates various signal waveform with continuous phase and high power amplifier amplify transmitting signal. First, we describe a compact radar transmitter with the phase-continuous signal and then verify the distortion characteristic of pulse compression by the mismatch of LFM waveform. Second, we describe three kinds of measurement techniques for measuring LFM waveform. These techniques include methods using signal analyzer, signal source analyzer and new methods using RF mixer and phase shifter. Finally, we verify the accuracy of the measurement technique from the pulse compression result of receiving signal.

Key words : Radar Transmitter, Measurement Technique, Mixed Waveform, Linear Frequency Modulation

I. 서 론

레이더 시스템은 다양한 펄스 변조(Pulse Modu-

lation: PM) 방식과 빠른 주파수 스위칭을 갖는 기민 (agility) 주파수 및 여러 종류의 펄스 반복 주파수 (Pulse Repetition Frequency: PRF) 등을 사용하여 정

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

*충남대학교 전파공학과(Departmenet of Radio Science and Engineering, Chungnam National University)

· Manuscript received April 3, 2013 ; Revised May 1, 2013 ; Accepted May 16, 2013. (ID No. 20130403-043)

· Corresponding Author : Kyung-Whan Yeom (e-mail : khyeom@cnu.ac.kr)

확한 거리 정보, 각 정보 및 속도 정보 등을 측정한다^{[1]~[3]}. 펄스 변조 방식은 고정 주파수의 펄스폭 변조 방식, 일정한 펄스폭의 선형 주파수 변조(Linear Frequency Modulation: LFM) 방식 등이 있다. 또한, 레이더 시스템은 수백 MHz 대역을 갖는 기민 주파수와 수 kHz의 낮은 PRF, LFM 파형을 사용하는 수십 kHz의 PRF 및 수백 kHz의 높은 PRF 등을 사용한다^{[4],[5]}.

이와 같은 다양한 신호파형은 주파수 합성기를 사용하여 만들 수 있다. 주파수 합성기는 직접 주파수 합성기, 간접 주파수 합성기, 직접 디지털 합성 방식을 이용하여 수백 MHz의 주파수에서 다양한 신호파형을 생성하여 간접 주파수 합성 방식에 의한 고주파 신호파형을 만드는 혼합 주파수 합성기 등으로 분류할 수 있다^[6]. 직접 주파수 합성기는 직접 디지털 합성 방식이 개발되기 이전에 사용한 방식으로 많은 주파수원을 사용하여 스위칭에 의해 다양한 주파수를 생성하지만, 광대역 LFM 신호, FSK(Frequency Shift Keying), PSK(Phase Shift Keying) 등의 다양한 파형을 발생시키기에는 단점이 있다. 다양한 주파수 생성을 위해 위상 잠금 루프를 이용하는 간접 주파수 합성 방식은 주파수 발생에 소요되는 시간이 보통 수 usec로 빠른 주파수 스위칭을 요구하는 시스템에 적용하기에는 한계가 존재한다. 직접 디지털 합성 방식을 이용하는 혼합 주파수 합성 방식은 수 nsec의 빠른 주파수의 스위칭이 가능하며, 선형 주파수 변조 파형 및 FSK, PSK 등의 다양한 파형을 만들 수 있다^[6].

최근의 소형 레이더 송신기는 가격이 저렴하고 다양한 신호파형을 생성할 수 있는 주파수 합성기와 송신 신호를 고출력으로 증폭하는 고출력 증폭기를 포함한다. 본 논문에서 제시한 소형 레이더 송신기는 기민 주파수를 생성할 수 있으며, 주파수 일관성이 있는 펄스폭 변조 파형 및 선형 주파수 변조 파형을 갖는 펄스 신호를 생성할 수 있다. 송신 파형 발생 방식은 송신 구간 동안 일정한 주파수의 펄스 파형 또는 선형 주파수 변조 파형을 생성하고, 수신 구간은 고정 주파수를 갖는 연속 파형 신호를 각각 만드는 방식^{[7],[8]}과 본 논문에서 제시한 선형 주파수 변조 파형과 고정 주파수가 연속적인 파형 신호를 동일한 경로에서 위상이 연속되게 생성하여 송신 구간인 선형 주파수 변조 파형 구간을 스위칭하여 사용

하는 방식이 있다. 송신 구간 동안에 선형 주파수 변조 파형을 생성하는 방식은 수신 신호의 도플러 정보 획득을 위하여 송신 펄스의 시작 시점에서 동일한 위상이 되게 조정하여야 한다. 시작 위상이 동일하지 않을 경우, 도플러 정보의 왜곡이 발생하여 정확한 목표물 정보를 얻을 수 없다. 그리하여 송신 주파수 및 펄스 반복 주파수가 가변되는 시스템은 각각의 송신 주파수 및 펄스 반복 주파수에 대해 송신 펄스의 시작 위상을 보정하여야 하는 단점이 있다. 그러나 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호를 연속 위상으로 발생하여 사용할 경우는 각각의 주파수 변화 및 선형 주파수 변조 파형 변화에 따라 송신 위상 정보를 보정할 필요가 없게 된다. 이때 선형 주파수 변조된 신호의 구간이 정확하게 스위칭되지 않으면 수신 신호의 펄스 압축 시 정합 특성에 영향을 주어 수신 신호의 왜곡을 야기시킨다. 그리하여 혼합 신호 파형을 갖는 송신기는 선형 주파수 변조 구간을 정확히 스위칭하여야 한다.

본 논문에서는 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 연속 위상을 갖는 소형 레이더 송신기의 주기성 파형에서의 펄스 변조 신호에 대한 측정기법을 제시한다. 먼저 연속적인 위상의 신호를 갖는 소형 레이더 송신기의 구성을 소개하고, 선형 주파수 변조 파형의 비정합에 의한 펄스 압축에 따른 왜곡 특성을 분석하며, 혼합 파형에서 선형 주파수 변조 구간을 측정하기 위한 측정 방법을 제시한다. 선형 주파수 변조 구간을 측정하기 위해 신호원 분석기를 이용하는 방법과 정확한 시간 지연과 펄스폭을 측정하기 위해 혼합기와 위상변위기를 이용한 새로운 측정기법을 제시하며, 측정 결과를 적용하여 구현한 송신 신호를 수신하였을 때의 펄스 압축 결과를 보였다.

II. 소형 레이더 송신기

그림 1은 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 연속적인 위상을 갖는 레이더 송신 신호를 생성하는 소형 레이더 송신기에 대한 간략화된 블록도이다.

그림 1의 레이더 송신기는 기준 주파수 발진기, 주파수 발생기, 직접 디지털 주파수 합성기, 제어기,

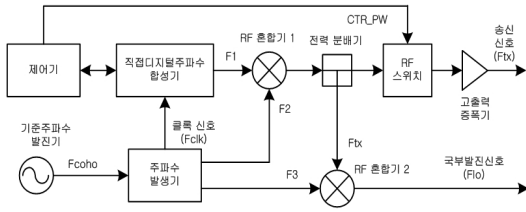


그림 1. 소형 레이더 송신기의 블록도
Fig. 1. The block diagram of compact radar transmitter.

RF 혼합기 1, RF 혼합기 2, 전력 분배기, RF 스위치, 고출력 증폭기 등으로 구성된다. 기준 주파수 발진기는 송신기, 수신기 및 신호처리에 필요한 기준 주파수(F_{coho})를 생성한다. 주파수 발생기는 기준 주파수 발진기에서 생성한 신호를 입력으로 하여 직접 디지털 주파수 합성기의 클럭 신호인 F_{clk} , 송신 신호의 상향 주파수 변환을 위한 F2 신호, 국부 발진 신호 생성을 위한 F3 신호 등을 만든다. 직접 디지털 주파수 합성기는 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 위상이 연속적인 신호를 발생하기 위해 구성하였다^[9]. 제어기는 주파수 및 파형 정보를 AD9858 소자에 전달하여 다양한 주파수와 파형을 생성할 수 있게 하였다. 또한, 스위치를 제어하여 송신 신호를 펄스 형태로 생성할 수 있게 구성하였다. F1 신호는 제어기로부터 가변 주파수 및 선형 주파수 변조 신호의 생성 정보와 주파수 생성을 위한 시작 신호인 FUD(Frequency Update) 신호를 입력받아 생성된다. RF 혼합기 1은 주파수 발생기로부터 생성한 F2 신호와 직접 디지털 합성기에서 생성한 F1 신호를 혼합하여 Ku 대역의 주파수를 갖는 F_{tx} 송신 신호를 만든다. RF 스위치는 제어 신호인 CTR_PW(Control Pulse Width)를 이용하여 선형 주파수 변조 구간의 펄스 신호를 스위칭하기 위해 추가하였다. 고출력 증폭기는 펄스 형태의 선형 주파수 변조 신호를 고출력으로 증폭한다. 또한, 전력 분배기를 이용하여 분배한 F_x 신호와 주파수 발생기에서 생성한 F3 신호를 RF 혼합기 2를 사용하여 혼합하여 국부 발진 신호인 F_{lo} 신호를 생성하여 수신기의 주파수 하향 변환을 위한 국부 발진 신호로 사용할 수 있게 하였다. 위와 같이 구성된 소형 레이더 송신기는 연속 위상을 갖는 주기성 혼합 파형을 생성할 수 있다. 위와 같이 구성된 소형 레이더 송신기에서 혼합 파형 생성 방법 및 선형 주파수 변조 파형의 정합 특

성을 다음 장에서 살펴볼 것이다.

III. 연속 위상을 갖는 주기성 혼합 파형

3-1 연속 위상을 갖는 혼합 파형 생성

레이더는 목표물에 대한 정확한 거리 정보, 각 정보, 속도 정보 등을 측정할 수 있어야 한다. 본 논문에서 제시한 레이더 송신기의 송신 신호 파형은 거리 정보 추출과 더불어 정확한 거리분해능을 구현하기 위해 선형 주파수 변조 파형을 사용하였다. 또한, 하나의 안테나를 사용하여 송신 신호와 수신 신호를 동시에 처리하기 위해 수신 구간에서는 송신 신호가 존재하지 않아야 한다. 이를 위해 송신 후 수신 구간에서 스위치를 이용하여 송신 신호를 차단할 수 있게 하였다. 송신된 선형 주파수 변조 파형이 목표물에 반사되어 안테나로 수신된 신호는 고정된 주파수를 갖는 신호와 혼합되어 신호처리 가능한 하향 주파수 변환된 중간 주파수(IF: Intermediate Frequency)의 선형 주파수 변조 파형이 된다. 하향 주파수 변환된 선형 주파수 변조 파형으로부터 속도 정보를 추출을 위해 송신된 선형 주파수 변조 파형은 위상 정보의 일관성을 유지할 수 있는 연속 위상을 가져야 한다. 이와 같이 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 연속 위상을 갖는 파형을 생성하는 방법은 다음과 같다.

고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 위상이 연속적인 신호를 발생하기 위해 직접 디지털 주파수 합성기를 구성하는 아날로그 디바이스사의 AD9858 소자를 사용하였으며, 제어기로부터 선형 주파수 변조 신호의 생성 정보와 FUD 제어 신호를 입력으로 선형 주파수 변조 신호와 고정 주파수 신호를 생성할 수 있게 하였다.

그림 2에서는 연속 위상을 갖는 송신 신호 파형과 펄스 제어를 위한 제어 신호인 CTR_PW를 도식화하였다. 그림 2의 상측은 직접 디지털 주파수 합성기의 출력 파형으로서 FUD 제어 신호가 ON 되었을 때 선형 주파수 변조 파형을 생성하고, FUD 제어 신호가 OFF 되었을 때 고정 주파수를 갖는 파형을 생성하는 것을 도식화하였다. 그림 2의 상측 그림에서 오른쪽 y축은 시간 변화에 따른 선형 주파수 변조 파형의 전압 분포를 나타내었으며, 선형 주파수 변

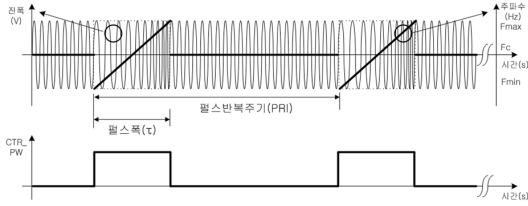


그림 2. 연속 위상을 갖는 송신 파형
Fig. 2. Transmitting waveform with continuous phase.

조 구간에서 파형의 주기가 빨라지는 것을 확인할 수 있다. 이는 선형적으로 주파수가 증가함을 의미한다. 이에 해당하는 시간 변화에 따른 주파수 변화를 왼쪽의 y축에 나타내었다. 선형 주파수 변조 파형이 존재하지 않는 구간에서는 일정한 주파수(F_c)를 가지며, 선형 주파수 변조 구간에서는 F_{min} 주파수에서 F_{max} 주파수로 선형적인 변화를 보이는 것을 알 수 있다. 그림 2의 하측 그림은 연속 위상을 갖는 선형 주파수 변조 파형과 고정 주파수 파형이 혼합된 신호에서 송신을 위한 선형 주파수 변조 파형만을 선택할 수 있게 스위칭하기 위해 사용되어진 제어 신호(CTR_PW)를 나타내었다. 제어 신호인 CTR_PW가 High인 구간에서 그림 2의 상측 파형을 활성화하게 된다.

송신 신호인 선형 주파수 변조 파형은 송신 구간에서만 존재하여야 하며, 이를 위해 CTR_PW 제어 신호를 선형 주파수 변조 파형 구간에서만 정확하게 절체(switching)하여야 한다. 만일 선형 주파수 변조 구간을 정확하게 절체하지 못하였을 경우, 송신 신호는 고정 주파수 신호를 일부 포함하게 된다. 고정 주파수 신호를 일부 포함하여 송신된 신호가 목표물에 반사되어 수신된 신호를 신호처리하게 되면 목표물에 대한 정보의 왜곡이 발생하게 된다. 이와 같이 수신 신호로부터 신호 처리된 정보의 왜곡을 최소화하기 위해서는 선형 주파수 변조 구간을 정확히 절체하여야 한다.

3-2 선형 주파수 변조 파형의 정합 특성

선형 주파수 변조 신호를 송신하여 수신된 신호는 국부 발진 신호인 고정 주파수 신호와 혼합되어 하향 주파수로 변환된다. 이 신호는 신호처리에 의해 펄스 압축되며, 이로부터 속도(도플러) 및 거리

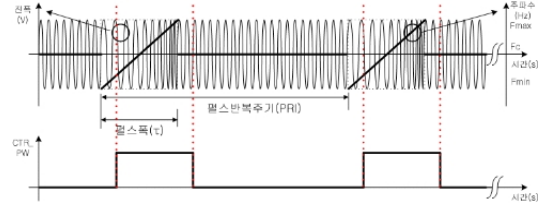


그림 3. 제어 신호와 선형 주파수 변조 파형의 불일치
Fig. 3. Discrepancy of control signal and LFM waveform.

정보를 획득한다. 이때 선형 주파수 변조된 송신 신호 구간이 부정확하게 절체된다면, 수신 신호의 펄스 압축 시 정합 특성이 나빠져 신호의 시간 부엽 준위가 증가하게 된다. 레이더 시스템에서 시간 부엽 준위가 증가하게 되면, 일반적으로 오폭적을 탐지할 확률을 증가시키게 된다.

그림 3에서는 그림 2와는 달리 송신 신호(F_{tx})인 선형 주파수 변조 파형을 정확하게 절체하지 못하고 송신 신호보다 선형 주파수 변조 파형을 절체하는 제어 신호가 지연되었을 경우를 도시하였다. 즉, 그림 3의 상측 파형은 붉은 점선 구간에서 절체되었으며, 선형 주파수 변조 파형과 연이어 일정한 주파수를 갖는 파형이 동시에 존재하는 것을 예시한 경우이다.

그림 4는 선형 주파수 변조된 신호의 구간이 정확하게 스위칭되었을 경우인 그림 2와 불일치되었을 경우인 그림 3에 대한 펄스 압축 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 시뮬레이션을 위한 선형 주파수 변조 파형의 송신 펄스폭은 4 μ sec로 설정하였으며, 선형 주파수 변조 파형의 주파수 대역폭은 8 MHz로 설정하였다. 또한, 펄스 압축에 사용한 윈도우 함수는 해밍 윈도우를 사용하였다.

그림 4와 같이 선형 주파수 변조 파형을 정확하게 절체하였을 경우는 약 30 dB의 시간 부엽 특성을 갖는다. 송신 펄스와 선형 주파수 변조 파형이 약 100 nsec 불일치되어 고정 주파수 신호 성분을 포함하게 되면 시간 부엽 준위가 21.6 dB가 되며, 이것은 송신 펄스폭을 정확하게 선형 주파수 변조 구간을 정확하게 절체하였을 때와 비교하여 8.4 dB의 부엽 준위가 나빠짐을 알 수 있다.

따라서 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 송신파형에서 선형 주파수 변조 신호를

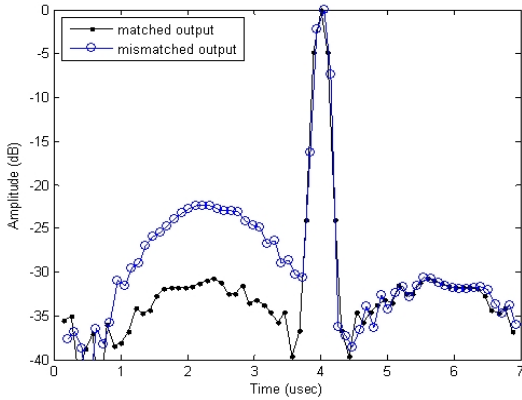


그림 4. 펄스 압축 시뮬레이션 결과
Fig. 4. Simulation result of pulse compression.

정확하게 송신하기 위해서는 선형 주파수 변조 구간을 정확하게 절체할 필요가 있다. 그러나 송신 신호는 그림 1의 간략화된 레이더 송신기에 포함된 혼합기, 여파기, 증폭기 등의 소자에 의해 경로 지연이 발생하게 되며, 소자들의 경로 지연으로 인해 정확한 선형 주파수 변조 구간을 예측하기 힘들게 된다.

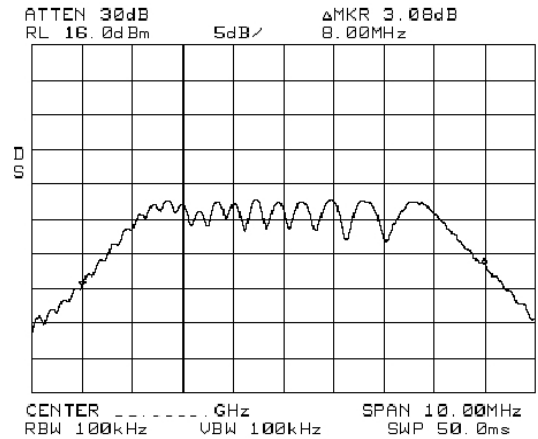
이와 같이 경로 지연을 포함한 최종 송신 신호의 선형 주파수 변조 구간을 측정하기 위한 방법으로는 스펙트럼 분석기를 사용하여 스펙트럼의 대칭성을 측정하는 방법, 신호원 분석기(SSA: Signal Source Analyzer)를 이용하는 방법이 있다. 또한, 상기한 방법보다 더욱 정확하게 선형 주파수 변조 구간을 측정하기 위해 전력 분배기, 위상 변위기 및 RF 혼합기를 이용하는 방법이 있다.

IV. 선형 주파수 변조 파형의 측정 기법

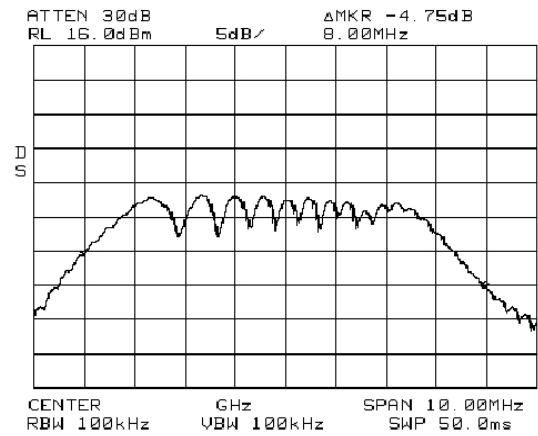
4.1 스펙트럼 분석기를 이용한 측정

초고주파 송신 신호의 선형 주파수 변조 파형의 펄스 구간을 측정하는 방법으로 그림 1의 CTR_PW 제어 신호를 임의로 제어하여 스펙트럼 분석기에서 최적의 대칭적인 스펙트럼 특성을 얻는 방법이 있다.

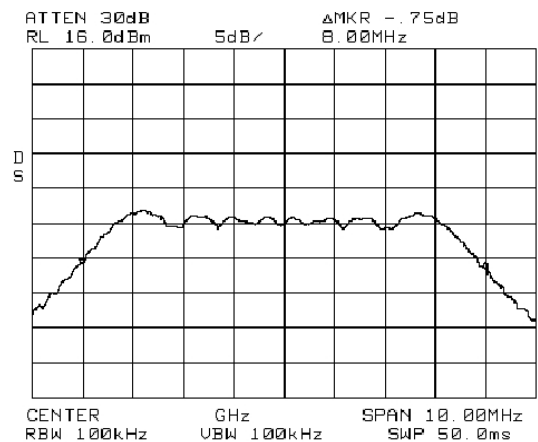
그림 5(a)는 그림 3과 같이 선형 주파수 변조 파형이 펄스 구간에 앞서 CTR_PW 신호를 제어한 경우의 스펙트럼 특성을 측정된 결과이며, 그림 5(b)는 송신 신호보다 선형 주파수 변조 파형을 절체하는 제어 신호(CTR_PW)가 지연되었을 경우의 스펙트럼



(a) CTR_PW 앞섬
(a) CTR_PW lead



(b) CTR_PW 지연
(b) CTR_PW lag



(c) CTR_PW 일치
(c) CTR_PW same

그림 5. 스펙트럼 분석기를 이용한 측정 결과
Fig. 5. Measurement result using spectrum analyzer.

분석기의 측정 결과이다. 마지막으로 그림 5(c)는 선형 주파수 변조 파형을 거의 정확히 절체하였을 때의 스펙트럼 분석기의 측정 결과를 도시하였다. 이와 같이 선형 주파수 변조 파형인 송신 신호를 제어하는 CTR_PW를 임의로 조정하여 스펙트럼 분석기의 출력 특성이 대칭에 가깝게 조절하게 된다.

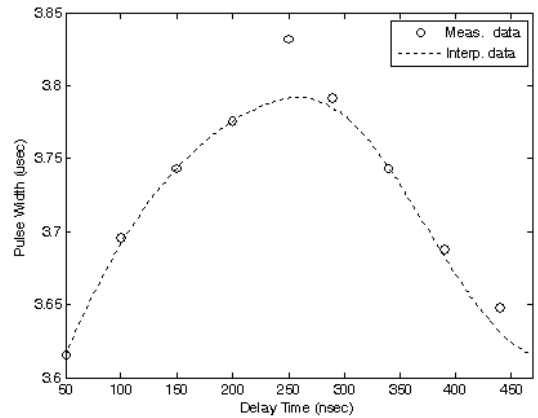
그러나 스펙트럼 분석기의 측정 결과를 분석하는 방법은 선형 주파수 변조 구간을 정확히 측정하기 위한 방법이 아니며, 선형 주파수 변조 파형의 주파수대역폭이 넓을 경우, 스펙트럼 분석기의 해상도에 의해 그 정확도에 한계가 존재한다. 또한, 그림 2와 같은 선형 주파수 변조 파형의 시작 위치와 펄스폭을 측정할 수 없다.

송신 신호의 선형 주파수 변조 펄스 구간을 측정하기 위한 일반적인 방법은 신호원 분석기를 이용하는 것이다.

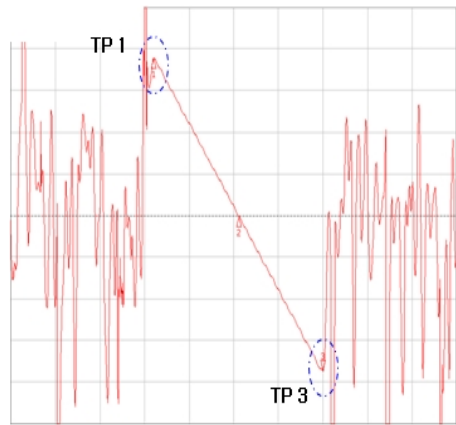
4-2 신호원 분석기를 이용한 측정

혼합 송신 신호의 선형 주파수 변조 파형을 측정하기 위해 신호원 분석기인 Agilent사의 E5052A signal source analyzer를 사용하였다^[10]. 측정을 위한 신호원 분석기의 설정은 주파수 대역폭 25.6 MHz, 주파수 해상도 7 kHz, 시간 구간 10 usec 및 신호원 분석기의 최대 시간영역 해상도를 갖는 10 nsec로 설정하였다. 신호원 분석기의 기준 트리거 신호는 레이더 송신기의 파형 발생을 위한 제어 신호인 FUD 신호를 사용하였다.

그림 6은 신호원 분석기를 이용한 펄스 파형의 측정 결과를 나타내었다. 그림 1에서 도시한 펄스 파형 생성을 위한 CTR_PW 제어 신호를 순차적으로 지연시켜 그림 6(b)에서 표시한 TP3과 TP1의 펄스폭을 측정하였다. 그림 6(a)는 CTR_PW를 순차적으로 지연시키면서 측정한 펄스폭을 나타내었다. 여기서 펄스폭은 그림 6(b)의 측정 결과에서 TP3에서 TP1의 차이로 정의하였다. 지연시간에 따른 펄스폭을 측정 한 후 보간법을 이용하여 최대 펄스폭을 갖는 지연 시간을 계산하였으며, 최대 펄스폭을 갖는 CTR_PW 제어 신호를 입력하였을 때 측정한 선형 주파수 변조 송신파형을 그림 6(b)에 나타내었다. 신호원 분석기를 이용한 송신 신호의 시간 지연을 측정한 결과



(a) 시간 지연에 따른 펄스폭
(a) Pulse width time delay



(b) 신호원 분석기의 펄스폭
(b) Pulse width using signal source analyzer

그림 6. 신호원 분석기를 이용한 측정 결과
Fig. 6. Measurement results using signal source analyzer.

는 CTR_PW 제어 신호의 시간 지연이 258 nsec가 되었으며, 송신 신호의 펄스폭은 3.832 usec로 측정되었다. 또한, 펄스폭 측정시 측정 구간의 흔들림이 발생하였으며, 그 변화폭은 ± 20 nsec가 되었다. 이로부터 측정의 정확도는 최대 ± 20 nsec가 될 것으로 예측하였다.

그러나 본 논문에서 사용한 레이더 송신기는 시간 부엽 특성을 만족하기 위해 펄스폭을 제어하는 CTR_PW 제어 신호의 기준 클럭에 해당하는 약 ± 10 nsec의 정확도를 가져야 한다. 이를 만족하기 위해 기존의 측정 기기를 사용하지 않고 RF 출력 분배기, 위상변위기 및 RF 혼합기를 이용하여 선형 주파수 변조 파형의 정확한 시간 지연과 펄스폭을 측정하기

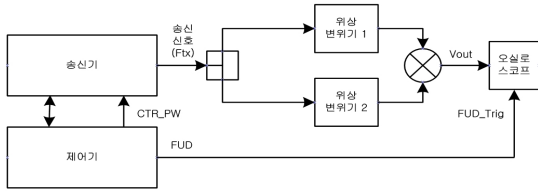


그림 7. 위상변위기와 RF 혼합기를 이용한 측정 구성도
 Fig. 7. Measurement blockdiagram using phase shifter and RF mixer.

위한 새로운 방법을 다음 장에 설명할 것이다.

4.3 RF 혼합기와 위상변위기를 이용한 측정

그림 7은 고정 주파수를 갖는 신호와 선형 주파수 변조 신호가 연속적으로 존재하는 신호에서 선형 주파수 변조 신호 구간을 측정하기 위해 위상변위기와 RF 혼합기 등으로 구성된 측정 구성도이다.

그림 7에서 송신기 블록은 그림 1의 레이더 송신기를 나타내었다. 그림 7의 제어기는 송신기의 파형 정보 및 펄스 구간을 제어하기 위한 외부 제어기이며, 레이더 시스템에서는 신호처리기 내부에 구현하게 된다. 그림 2와 같이 고정 주파수 파형을 갖는 신호와 선형 주파수 변조 파형을 갖는 신호가 연속으로 존재하는 초고주파 송신 신호(F_{tx})인 혼합 신호는 전력 분배기를 이용하여 분배되며, 동일한 전기적 길이를 갖는 RF 케이블과 위상변위기에 연결된다. 각각의 출력은 RF 혼합기의 RF 입력단과 LO 입력단에 연결한다. 위상변위기는 전력 분배기에서 분배된 동일한 신호의 위상을 조정하기 위해 사용되어진다. 이론적으로 분배된 신호의 위상이 동일하다면 RF 혼합기에서 혼합된 신호의 출력은 DC 성분과 입력 신호의 고조파 성분을 출력하게 된다. 선형 주파수 변조 파형의 경우, 위상을 동일하게 조정한다는 것은 두 위상변위기의 시간 지연이 동일한 경우로서, 만약 서로 다른 두 개의 위상변위기의 시간 지연(t_d)이 다르게 되면 동일한 위상으로 조정할 수 없게 된다. 즉, 동일한 위상으로 조정한다는 것은 동일한 시간 지연이 되어야 한다는 것을 의미한다. 두 위상변위기의 위상을 차이가 나게 조정하게 되면, 그 위상 차이로 인해 RF 혼합기의 출력 전압이 일정한 형태가 아닌 특정 기울기를 가지는 전압 형태를 출력할 것이다.

위상변위기의 출력 신호가 RF 혼합기의 RF 입력단을 기준으로 LO 입력단 신호에 대해 상대적으로 미소의 시간 지연 t_d 를 가질 경우에 대한 RF 입력단 신호인 $S_{TX}(t)$ 와 LO 입력단 신호인 $S_{LO}(t)$ 를 식 (1) 및 식 (2)에 나타내었다.

$$S_{TX}(t) = A_{TX} \cos\left(2\pi\left(f_{\min}t + \frac{1}{2}\mu t^2\right)\right) \quad (1)$$

$$S_{LO}(t) = A_{LO} \cos\left(2\pi\left(f_{\min}(t-t_d) + \frac{1}{2}\mu(t-t_d)^2\right)\right) \quad (2)$$

여기서, A_{TX} 는 RF 입력단 신호의 진폭을 의미하며, f_{\min} 은 선형 주파수 변조 신호의 최소 주파수를 의미한다. 또한, μ 는 선형 주파수 변조 신호의 시간 구간에 대한 주파수 대역폭의 비를 의미한다. 식 (2)의 A_{LO} 는 LO 입력단 신호의 진폭을 의미한다.

RF 혼합기의 RF 입력단과 LO 입력단에 연결된 동일한 주파수를 갖는 신호는 RF 혼합기에 의해 식 (3)으로 표현된 $v_{out}(t)$ 를 출력한다.

$$v_{out}(t) = S_{TX}(t) \times S_{LO}(t) \quad (3)$$

식 (3)의 $v_{out}(t)$ 신호는 RF 혼합기의 혼합 특성에 의해 DC 성분과 입력 주파수의 고조파에 해당하는 주파수를 갖는 신호를 출력한다. 이 신호들은 펄스 특성을 측정하기 위해 오실로스코프에 입력된다. $v_{out}(t)$ 신호에 존재하는 고조파 신호들은 오실로스코프의 리액턴스 성분 및 샘플링 특성에 의해 제거되며, 동일한 주파수에 의해 혼합된 DC에 해당하는 출력신호가 오실로스코프에 출력되게 된다. 오실로스코프의 기준 트리거 신호는 제어기에서 출력되는 FUD 신호를 사용하며, 이를 기준으로 출력 펄스 파형의 특성을 측정한다.

그림 8은 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 신호가 두 개의 경로로 분리된 후, 두 신호 경로에 대해 상대적인 시간 지연(t_d)이 존재하고, 고정 주파수 신호를 갖는 구간에서의 위상차를 90도로 설정한 경우에 대한 RF 혼합기의 출력 특성을 시뮬레이션한 결과이다. 그림 8의 결과와 같이 고정 주파수 신호를 갖는 구간에서는 90도의 위상차에 의해 영의 전압이 나타나며, 선형 주파수 변조 신호 구간에서는 두 신호의 시간 지연(t_d) 차이에 의해

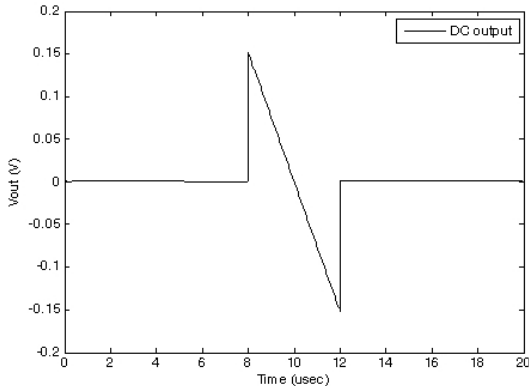


그림 8. 출력 전압의 시뮬레이션 결과
Fig. 8. Simulation result of output voltage.

선형적인 전압 변화가 나타나게 된다.

위와 같은 변화를 오실로스코프로 측정하기 위해 먼저 선형 주파수 변조 신호의 RF 혼합기 출력단에서의 DC 특성을 확인하였다.

그림 9는 선형 주파수 변조 신호의 최소 주파수, 중간 주파수 및 최대 주파수에 해당하는 고정 주파수를 입력하였을 때의 RF 혼합기 출력 전압에 대한 측정 결과이다. 그림 9에서와 같이 선형 주파수 변조 파형의 최소, 중간 및 최대 주파수에서 측정된 위상 변화에 대한 출력 전압이 세 개의 주파수에 대해 유사한 전압 분포를 보였으며, 한 파장의 위상 주기로 일정한 전압 파형이 주기적으로 나타남을 확인할 수 있었다.

다음으로 두 신호의 위상차가 0도, 90도 및 180도 일 때, 선형 주파수 변조 파형의 변조 주파수 범위에서의 RF 혼합기의 DC 출력 전압 특성을 측정하였다.

그림 10은 선형 주파수 변조 신호를 특정 주파수 간격으로 개별적으로 입력하였을 때의 주파수 변화에 따른 전압 변화량의 측정 결과이며, 90도 차이를 가질 때, 선형 주파수 변조 구간에서 거의 0의 전압이 되었으며, 0도 및 180도 위상차에서는 최대 전압이 나타남을 확인하였다.

그림 9로부터 위상 변화에 따른 전압 변화를 확인하였으며, 그림 10으로부터 주파수 변화에 따른 위상의 선형성을 확인함으로써 선형 주파수 변조 파형을 갖는 신호를 위상변위기와 RF 혼합기를 이용하여 측정할 수 있음을 확인하였다.

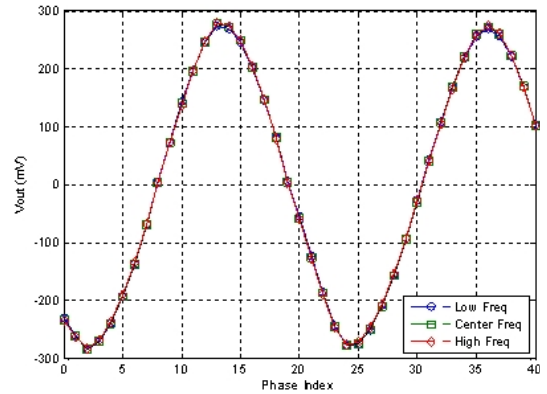


그림 9. 출력 전압의 위상 응답 특성
Fig. 9. Phase response characteristic of output voltage.

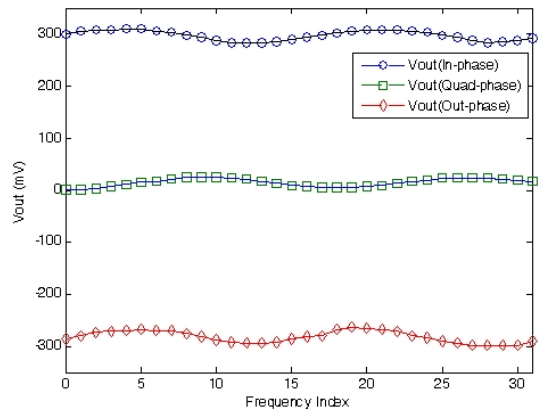


그림 10. 주파수 변화에 따른 출력 전압 특성
Fig. 10. Characteristics of output voltage according to the frequency variation.

위와 같은 특성을 이용하여, 선형 주파수 변조 구간에서의 전압 변화가 선형적으로 출력되게 위상변위기를 조정하고, 기준 트리거 신호인 FUD 신호로부터 오실로스코프의 전압 변화가 시작되는 구간을 측정하여 선형 주파수 변조 신호의 시작 시간을 측정할 수 있다. 그림 11은 Agilent사의 Infiniium MS-08064A 오실로스코프를 이용하여 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조 신호가 혼합된 파형의 펄스폭 및 기준신호로부터의 펄스 시작점까지의 지연시간을 측정된 결과이다.

그림 11에서와 같이 FUD 제어 신호의 시작 시점으로부터 선형 주파수 변조 파형이 측정되는 지점까지의 시간 지연은 294 nsec로 측정되었으며, 선형 주

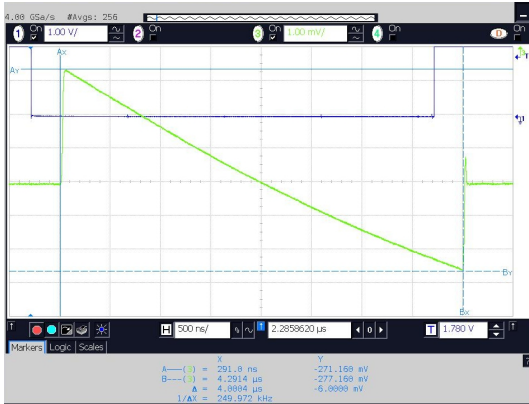


그림 11. RF 혼합기를 이용한 혼합 파형 측정 결과
Fig. 11. Measurement result of mixed signal waveform using RF mixer.

파수 변조 파형의 펄스폭은 3.998 usec로 측정되었다. 오실로스코프의 해상도는 1 nsec의 정확도로 측정되며, 이로부터 측정의 정확성은 ± 10 nsec 이내의 범위에서 측정됨을 확인할 수 있다.

그림 11의 결과와 달리, 만일 선형 주파수 변조 구간 측정을 위한 선형적인 전압 변화량이 작을 경우, 시간 지연 및 펄스폭 측정 오차의 증가를 초래할 수 있다. 따라서 측정 가능한 선형 주파수 변조 대역폭은 오실로스코프의 전압 해상도에 의해 결정된다.

위의 측정 결과를 이용하여 FUD 제어 신호로부터 측정된 시간 지연에 해당하는 값을 지연시켜 송신 펄스를 제어하는 CTR_PW 제어 신호를 발생하게 되면, 정확한 선형 주파수 변조 구간에서 펄스 형태로 신호를 송신할 수 있게 된다.

본 논문에서 제시한 레이더 송신기는 CTR_PW 제어 신호를 10 nsec의 클럭 단위로 제어할 수 있게 설계하였다. 따라서 시간 지연 측정값인 294 nsec에 근접하게 29개 클럭을 지연시켜 CTR_PW 신호를 입력하였다.

혼합기와 위상변위기를 이용한 혼합 파형의 지연 시간 측정 결과를 소형 레이더 송신기를 포함한 레이더 시스템에 적용하여 전자파 무반사 챔버에서 신호를 송신한 후 수신된 신호에 대한 신호처리부에서의 펄스 압축 특성을 측정하였다. 그림 12는 CTR_PW 신호를 29개 클럭을 지연시켰을 때와 19개 클럭을 지연시켰을 때의 측정 결과이다. 그림 12에서와 같이 정합되었을 때의 수신 펄스 압축 신호의 시간

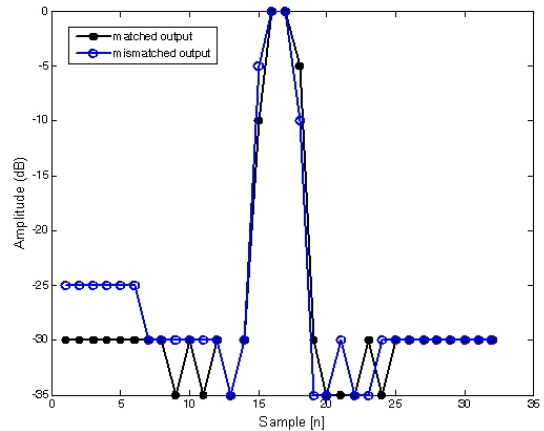


그림 12. 펄스 압축 결과
Fig. 12. Pulse compression result.

부엽 수준은 그림 4의 펄스 압축 시뮬레이션 결과와 유사한 30 dB가 되었으며, 송신 펄스와 선형 주파수 변조 신호가 불일치되어 고정 주파수 신호 성분을 포함하게 되면 시간 부엽 준위가 20 dB가 됨을 확인하였다. 따라서 그림 12의 측정 결과로부터 이론적으로 구현할 수 있는 수준과 유사한 성능을 갖도록 송신 구간에서 선형 주파수 변조 신호를 정확히 절제할 수 있었다.

V. 결 론

본 논문에서는 연속 위상을 갖는 주기성 혼합 파형의 발생 방법 및 선형 주파수 변조 파형의 펄스 압축에 대한 부정합 특성을 분석하였으며, 고정 주파수 신호와 선형 주파수 변조된 신호가 연속적인 위상을 갖는 주기성 파형의 선형 주파수 변조 파형에 대한 측정 기법을 제시하였다. 신호원 분석기를 이용한 펄스 지연시간 측정 결과의 정확도는 ± 20 nsec가 되었으며, 새롭게 제시한 위상변위기와 혼합기를 이용한 측정 결과의 정확도는 ± 10 nsec가 되었다. 혼합기와 위상변위기를 이용한 혼합 파형의 지연시간 측정 결과를 적용하여 송신 펄스 파형에 대한 수신 펄스 압축 신호의 시간 부엽 수준을 측정하였으며, 시뮬레이션으로 예측한 30 dB와 유사한 수준으로 측정되었다. 본 논문에서 제시한 파형 측정 방법들을 이용하여 다양한 형태의 고주파 혼합 신호를 발생하는 송신 신호의 파형을 정확하게 측정할 수 있을 것으로 사료된다.

References

- [1] M. Conn, F. Koenig, G. Goldman, and E. Adler, "Waveform generation and signal processing for a multifunction radar system", *IEEE Radar Conference*, pp. 161-165, Apr. 2004.
- [2] E. Adler, J. Clark, M. Conn, P. Phu, and B. Scheiner, "Low-cost technology for multimode radar", *IEEE AES Systems Magazine*, pp. 23-27, Jun. 1999.
- [3] E. Adler, E. A. Viveiros, and T. Ton, "Direct digital synthesis applications for radar development", *IEEE Radar Conference*, pp. 224-226, May 1995.
- [4] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems, Third Edition*, McGraw-Hill, 2001.
- [5] G. W. Stimson, *Introduction to Airborne Radar, Second Edition*, SCITECH Publishing, Inc., 1998.
- [6] J. A. Crawford, *Frequency Synthesizer Design Handbook*, Artech House, 1994.
- [7] J. Xueming, W. Manqing, and T. Jianmei, "Experimental study on a digital T/R module for phased array radar", *CIE International Conference*, pp. 898-902, 2001.
- [8] J. L. Blanton, "Cued medium-PRF air-to-air radar using stretch range compression", *IEEE Radar Conference*, pp. 208-213, May 1996.
- [9] AD9858 Rev. A, *1 GSPS Direct Digital Synthesizer*, Analog Devices, [Online] Available : <http://analog.com/>
- [10] E5052-90060, *Agilent E50502A Signal Source Analyzer User's Guide, Seventh Edition*, Agilent Technologies, [Online] Available : <http://agilent.com/>

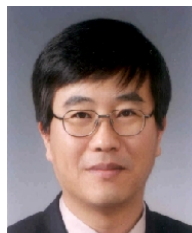
김 소 수



1993년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학사)
 1996년 2월: 경북대학교 전자공학과 (공학석사)
 1996년 1월~현재: 국방과학연구소
 2007년 3월~현재: 충남대학교 전자공학과 박사과정

[주 관심분야] 초고주파 송수신시스템 설계

염 경 환



1976년~1980년: 서울대학교 전자공학과 (공학사)
 1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학석사)
 1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과 (공학박사)
 1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 선임연구원 (MIC팀 팀장)

1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원
 1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원
 1991년 8월: (주) LTI

1995년 10월~현재: 충남대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] 초고주파 능동 회로 및 시스템, MMIC 설계