

주파수 가변 비동기 모노펄스 시스템의 모노펄스 기울기 교정

Monopulse Slope Calibration in Frequency Agile Noncoherent Monopulse System

김 소 수 · 염 경 환*

So-Su Kim · Kyung-Whan Yeom*

요 약

본 논문에서는 주파수 가변 비동기 모노펄스 시스템에서 추정각 변화량을 최소화하기 위한 모노펄스 기울기 교정 방법을 제시하였다. 이를 위해 우선 안테나 및 RF 수신기의 수신 채널간 이득 및 위상 불균형에 의한 모노펄스 기울기 특성을 분석하였고, 안테나를 포함한 RF 수신기의 채널간 이득 및 위상 불균형을 최소화하기 위한 교정 방법을 제시하였다. 또한, IF 수신기의 채널간 상대 이득 불균형에 의한 영향을 최소화하기 위해 채널 절체를 통한 교정 방법을 제시하였다. 제시된 방법들에 의한 교정 결과, 주어진 주파수 대역폭 내에서의 측정된 평균 모노펄스 기울기는 -0.96 이 되었으며, 추정각 변화량은 이론값과 유사한 방위각 $\pm 2^\circ$ 에서 최대 0.15° , 방위각 0° 에서 최대 0.03° 가 되었다.

Abstract

In this paper, we propose the calibration method of monopulse slope to minimize the variation of angle estimate in frequency agile noncoherent monopulse system. We analyze the monopulse slope characteristics of antenna and RF receiver including the phase and gain imbalances of each receiving channel and present the calibration method to minimize the phase and gain imbalances of RF receiver channels including antenna. In addition, we present the calibration method using channel switching to minimize the gain imbalance of IF receiver channels. The measured average monopulse slope within the frequency bandwidth is -0.96 , the maximum variation of angle estimate is similar to theoretical value, 0.15° at $\pm 2^\circ$ azimuth and 0.03° at 0° azimuth.

Key words : Channel Calibration, Noncoherent Monopulse System, Channel Switching

I. 서 론

단일 주파수 반송파를 사용한 펄스를 송신 및 수신하여 표적의 각도 정보를 추출하는 모노펄스 시스템에서^[1] 주파수를 가변(frequency agile)하여 운용하면, 레이더 거리 정확도, 글린터(glint) 감소, ECCM (Electronic Counter-Countermeasures) 등의 성능이 향상된다^{[2],[3]}. 그러나 주파수 가변 모노펄스 시스템은 단일 주파수를 사용하는 모노펄스 시스템에 비해,

수신용 합 및 차 채널의 주파수 변화에 따른 소자 불균일 특성에 의해 모노펄스 수신 채널간 이득 및 위상 불균형이 커진다. 수신 채널간 이득 및 위상 불균형은 표적에 대한 추정각(angle estimate) 오차를 증가시키며, 또한 모노펄스 기울기 변화량을 증가시켜 각도 정보 추출 감도를 떨어뜨린다^{[4],[5]}.

R. Liebenberg와 E. Avenant^[6] 세 개의 수신 채널로 구성된 모노펄스 도플러 레이더에서 광대역 수신기의 채널간 위상 정합 및 위상 추적 오차를 보상하

국방과학연구소(Agency for Defense Development)

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

· 논문 번호 : 20070910-100

· 수정완료일자 : 2007년 11월 12일

기 위해 위상 교정(phase calibration)을 수행하였다. 폭 넓은 동적 영역을 확보하기 위해 수신기 채널의 RF 부에 STC(Sensitive Time Control)를 위한 디지털 제어 감쇠기를 사용하였다. 각각의 수신기 채널은 수신기 채널의 RF 부에 위치한 디지털 제어 감쇠기의 감쇠 단계에 따라 채널간 위상 오차의 변화가 발생하였다. 채널간 위상 오차를 보정하기 위해, 수신기 채널의 입력단에 점검 신호를 주입하여, 각각의 수신기 채널에 위치한 디지털 제어 감쇠기의 감쇠 수준을 변화시키며, 출력된 신호의 위상 차이를 측정하였다. 각각의 수신기 채널에서 측정된 위상 데이터는 시스템의 메모리에 저장되며, 채널간 위상 오차는 레이더의 신호 처리기에서 디지털 방식으로 보정되었다. 또한, 수신기 채널간 이득 오차는 수신기 채널의 RF 부에 위치한 기계식 조정 감쇠기를 이용하여 보상하였다.

S. Pagliai와 F. A. Studer는^[7] 모노펄스 안테나와 수신기의 진폭과 위상 불균형 특성을 분석하기 위해, 안테나의 합과 차 패턴에 대한 오차 및 수신기 채널의 오차를 모델링 하였으며, 추정각에 대한 모노펄스 수신기 오차의 영향을 줄이기 위한 RF 및 IF 수신기의 교정 절차를 제안하였다. 수신기 채널의 전달 함수 차이를 추정하기 위해, 수신기 채널의 입력단에 정현파 점검 신호를 주입하고, 수신기 채널들의 디지털 출력 데이터를 측정하여 점검 신호와 비교하였다. 수신기 채널들의 균일한 특성을 얻기 위해 신호 처리기는 비교 측정된 데이터로부터 각 수신기 채널의 보정 계수를 계산하며, 신호 처리기에 저장된 보정 계수는 정상 운용시 각각의 수신기

채널로 수신된 신호를 보정하기 위해 사용되었다. 그림 1은 본 논문에서 제시한 주파수 가변 비동기 모노펄스 시스템의 구성도이며, 안테나, 주파수 합성기, 송신기, 수신기 및 신호 처리기로 구성된다. 주파수 합성기는 주파수 가변이 가능하며, 송신기의 입력 신호 및 수신기의 주파수 하향 변환을 위한 국부 발진 신호를 생성한다.

송신기는 주파수 합성기의 출력 신호를 입력하여 고 전력의 송신 펄스 신호를 발생한다. 표적의 위상 정보를 추출하는 안테나는 좁은 빔 폭으로 고 전력의 신호를 송신하며, 표적으로부터 수신된 신호인 E_1 및 E_2 신호는 모노펄스 비교기에 의해 $E_1 + E_2$ 신호인 합(s) 신호와 $E_1 - E_2$ 신호인 차(d) 신호가 된다. 수신기는 하이브리드를 포함한 RF 수신기와 IF 수신기로 구성된다. RF 수신기에 위치한 위상 변위기는 합(Σ) 수신 채널 및 차(Δ) 수신 채널의 상대 위상 차이를 최소화하기 위해 사용된다.

하이브리드 전단에 위치한 차(Δ) 채널의 bi-phase modulator는 각각의 수신 펄스마다 0° 및 180° 의 위상 변위를 발생한다. 하이브리드는 차(Δ) 채널의 수신 신호(d)와 합(Σ) 채널의 수신 신호(s)를 가감한다. 그리하여 RF 수신기 출력단의 두 채널은 bi-phase modulator의 위상 변화에 따라 합+차($s+d$) 또는 합-차($s-d$) 신호를 출력한다.

IF 수신기는 주파수 하향 변환, 증폭, 필터링 및 신호 검출을 위하여 혼합기, 증폭기, 필터 및 로그 증폭 검출기로 구성된다. 특히, 폭 넓은 동적 범위를 확보하기 위해 사용된 로그 증폭 검출기는 수신 신호의 포락선을 검파한다. 이와 같이 수신 신호의 포

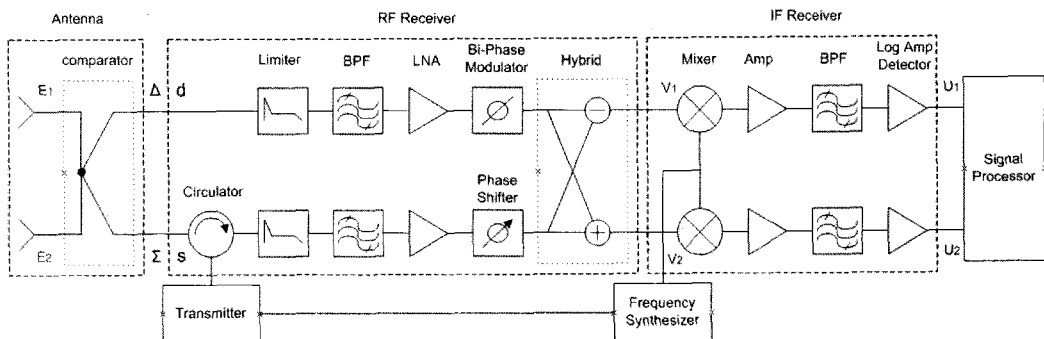


그림 1. 주파수 가변 비동기 모노펄스 시스템의 구성도
 Fig. 1. Block diagram of the frequency agile noncoherent monopulse system.

락선 신호를 사용하는 모노펄스 방식을 비동기 모노펄스 방식이라 한다^[8]. 신호 처리기는 로그 증폭 검출기에 의해 검파된 두 채널 신호의 차 정보를 만들어 표적에 대한 각도 정보를 추출한다.

모노펄스 시스템의 출력은 안테나 빔의 중심축(antenna beam axis)에 대한 표적 방향의 각도 정보와 관련된 출력 신호로써 교정 함수(calibration function)로 표현되며, 신호 처리기에 의해 추정각(θ_{est})으로 변환된다. 추정각은 식 (1)과 같이 모노펄스 시스템의 신호 처리기에서 획득한 U_1 및 U_2 의 차 정보 신호로써 안테나 빔의 중심축으로부터 표적이 위치한 방위각에 대한 예측값을 의미하며, 모노펄스 출력인 두 채널의 신호 차이로 표현된다^[8].

$$\theta_{est} = k_n \ln |U_1/U_2| \quad (1)$$

여기서 k_n 은 표적 방위각에 대한 추정각 정규화를 위한 정규화 상수이다.

표적에 의해 안테나로 수신된 합 및 차 신호는 안테나 빔의 중심축으로부터 표적이 위치한 각도에 대한 함수로 표현된다. 예를 들어, 안테나 빔 축에 표적이 위치할 경우, 안테나로부터 수신된 차(d) 신호가 영이 되며, U_1 및 U_2 신호는 두 채널의 신호 크기가 동일한 값을 갖는 합(s) 신호만으로 표현되어 모노펄스 시스템의 출력 정보인 추정각은 0° 가 된다. 이는 표적이 안테나 빔 축상에 위치함을 의미한다. 표적이 안테나 빔 축으로부터 편향되었을 경우, 모노펄스 시스템의 출력은 이에 비례하는 추정각 신호를 발생한다. 본 논문에서는 안테나 방위각에 대한 추정각의 비를 모노펄스 기울기로 정의하였으며, 모노펄스 기울기 특성 분석을 위한 방위각의 범위를 모노펄스 기울기의 선형 영역인 $\pm 1^\circ$ 로 설정하였다.

본 논문에서 제시한 모노펄스 시스템은 주파수 가변에 따른 안테나 및 수신기의 채널간 불균일 특성 및 하드웨어 구성의 비대칭에 의해 안테나 및 수신기 채널간 이득 및 위상차가 발생한다. 특히 이득 및 위상 불균형은 모노펄스 기울기 변화량을 증가시켜, 추정각 감도를 떨어뜨린다. 본 논문에서는 제시된 모노펄스 시스템의 모노펄스 기울기 변화량을 최소화하기 위한 이득 및 위상 불균형 교정 방법을 제시한다.

먼저 안테나 및 RF 수신기의 이득 및 위상 불균형

을 모델링하여, 모노펄스 기울기 변화에 미치는 영향을 분석한다. 분석한 결과를 이용하여, 안테나를 포함한 RF 수신기의 채널간 비대칭 특성을 보상하기 위해, 일정 손실을 갖는 RF 동축선을 삽입하여 수신 채널간 전기적 길이 및 이득 불균형을 교정하는 방법을 제시한다. 다음으로 로그 검출기에 의해 진폭 정보만을 사용하는 IF 수신기의 이득 불균형을 보상하기 위해, RF 수신기에 위치한 bi-phase modulator를 이용한 채널 절체(channel switching) 방법을 제시한다. 마지막으로 모노펄스 시스템의 표적 추적 성능에 미치는 영향을 확인하기 위해, RF 수신기 및 IF 수신기를 교정하였으며, 주파수를 가변하며 수신된 신호를 획득하여, 대역폭 내에서의 평균 모노펄스 기울기 및 추정각 오차를 측정하였다.

앞서 언급한 문헌들은^{[6],[7]} 안테나를 제외한 각각의 수신기 채널에서 비교 측정된 위상 데이터를 시스템의 메모리에 저장하고, 저장된 정보인 보정 계수를 이용하여 신호 처리기에서 디지털 방식으로 수신기 채널간 위상 오차 교정을 수행하였다. 이것은 저장된 데이터를 이용하여 정확하게 위상 조정을 할 수 있으나, 신호 처리기의 메모리 용량이 증가하며, 위상 조정을 위한 부가의 신호 처리 및 시간이 소요된다. 반면 본 논문에서 제시한 진폭 신호만을 이용하는 비동기 모노펄스 방식에는 위상 정보를 이용할 수 없기 때문에, 위와 같은 방법을 적용할 수 없게 된다. 위와 같은 방법은 주파수 가변에 따른 채널간 위상 오차가 작을 경우 유용하며, 모노펄스 수신 시스템의 채널간 비대칭에 의한 전기적 길이 차이가 클 경우, 먼저 수신 채널간 전기적 길이를 보상하여, 주파수 변화에 따른 상대 위상 변화 범위를 최소화하여야 할 필요가 있다.

이러한 점을 고려하여 본 논문에서 제시된 소형의 주파수 가변 비동기 모노펄스 시스템은 RF 수신기의 채널 오차 교정을 위한 추가 동축선, RF 수신기의 채널간 위상 오차 교정을 위한 위상 변위기 및 IF 수신기의 이득 오차 교정을 위한 bi-phase modulator를 이용하여 교정되었다. 본 논문에서 제시한 시스템은 교정 과정에서 추가적인 신호 처리가 요구되지 않아 신호 처리기의 부담을 줄일 수 있으며, 하드웨어에 의한 교정으로 충분히 요구 성능을 만족할 수 있게 하였다. 본 논문에서 제시한 모노펄스 시

템의 교정 결과로써 주파수 대역폭 내에서의 평균 모노펄스 기울기는 -0.96 이 되었으며, 추정각 변화량은 방위각 $\pm 2^\circ$ 에서 최대 0.15° , 방위각 0° 에서 최대 0.03° 가 되어 규정된 값을 만족하였다.

II. 모노펄스 기울기 교정

2-1 안테나 및 RF 수신기의 모노펄스 기울기 분석

주파수 가변에 따른 안테나 및 RF 수신기는 구성 소자의 불균일 특성 및 하드웨어 구성의 비대칭에 의해 안테나 및 RF 수신기 채널간 이득 및 위상 차이가 발생한다. 채널간 이득 및 위상 불균형의 모델 방법으로, 한 채널을 기준으로 보았을 때 다른 채널은 이득과 위상 차이가 있는 것으로 볼 수 있다. 편 위상 모노펄스 기울기 변화 특성을 분석하기 위해 그림 2와 같이 아래쪽 채널에 위상 오차를 추가하고, 위쪽 채널에는 이득 오차를 추가하여 모델링 하였다. 여기서 하이브리드의 전압 및 위상 불균형은 RF 수신기에 포함하였으며, 각각의 채널에 대해 위상(ϕ) 및 손실(β)로 나타내었다.

그림 2의 안테나 A와 B로부터 수신된 신호는 Magic-T로 구현된 비교기(comparator)에 의해 합(s) 신호 및 차(d) 신호가 된다. A, B 안테나 및 비교기에서 발생하는 오차에 의한 이득 및 위상 불균형을 모델링하기 위해, A 안테나에 두 채널간 상대 이득 변화량 α 를 추가하였으며, B 안테나에는 두 채널간 상대 위상 변화량 γ 를 추가하였다. RF 수신기는 안테나 출력인 합, 차 신호를 입력하며, 두 개의 수신 채널간 불균형에 의해 상호 다른 위상(ϕ) 및 손실

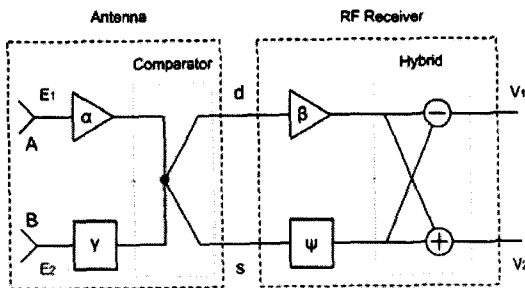


그림 2. 안테나 및 RF 수신기의 오차 모델
Fig. 2. Error model of antenna and RF receiver.

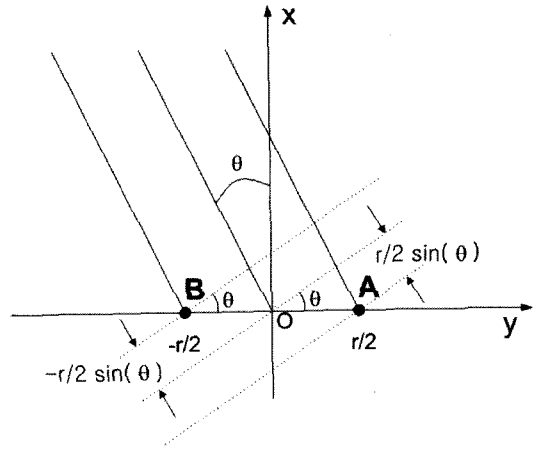


그림 3. 모노펄스 안테나 기준 좌표
Fig. 3. Reference coordinate of monopulse antenna.

(β) 특성으로 증폭되고 필터링 되며, 하이브리드에 의해 합 및 차 수신 채널의 신호를 가감하여 출력 V_1 및 V_2 신호를 출력한다.

먼저 안테나에서 전압 및 위상 불균형에 의한 모노펄스 기울기 특성을 분석하였다. 그림 3은 안테나의 기준 좌표를 나타낸다.

모노펄스 안테나는 y 축을 기준으로 위상 중심이 $-r/2, +r/2$ 거리인 A 및 B에 위치한다. 안테나 빔의 중심축인 x 축을 기준으로 방위각인 θ 방향에서 등 위상을 가지는 평면파가 표적에 의해 반사되어 안테나로 수신될 때, 안테나 입력에서의 전압 표현식 E_1 및 E_2 는 다음 수식과 같다.

$$E_1 = K_1 e^{j(\omega t + \phi)} \quad (2)$$

$$E_2 = K_1 e^{j(\omega t - \phi)} \quad (3)$$

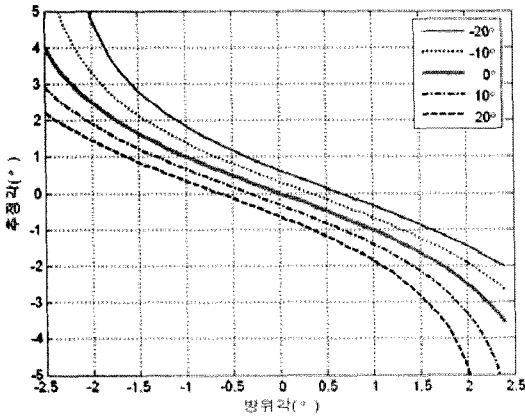
$$\phi = -\frac{2\pi}{\lambda} \frac{r}{2} \sin \theta \quad (4)$$

여기서 K_1 은 주 빔 범위에서의 안테나 패턴을 묘사하기 위한 상수이다.

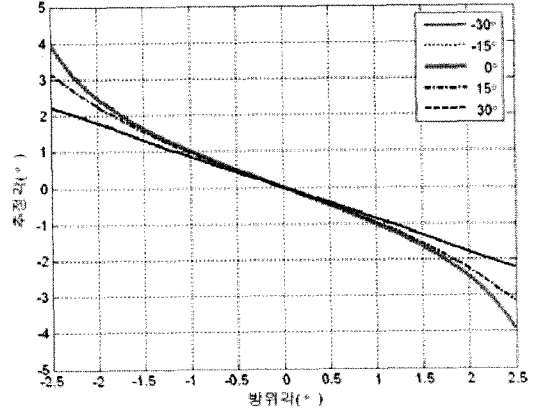
E_1 및 E_2 신호는 비교기를 거쳐 합(s) 및 차(d) 신호가 되며, 안테나의 출력 신호는 다음 수식과 같다.

$$s = K_1 e^{j\omega t} (a e^{j\phi} + e^{j(\gamma - \phi)}) \quad (5)$$

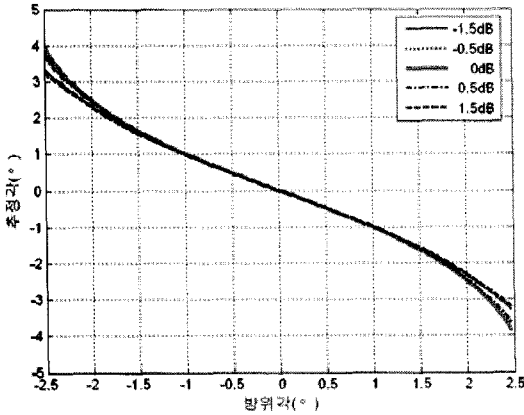
$$d = K_1 e^{j\omega t} (a e^{j\phi} - e^{j(\gamma - \phi)}) \quad (6)$$



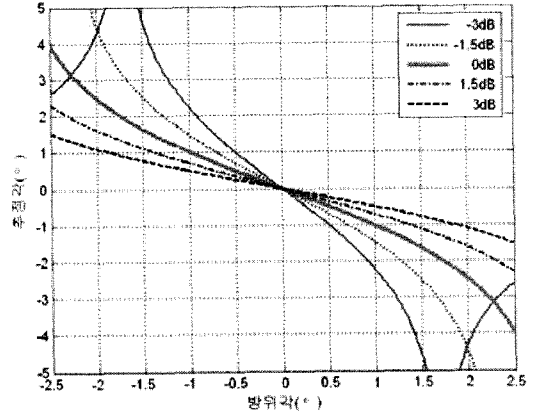
(a) 상대 위상 불균형
(a) Relative phase imbalance



(a) 상대 위상 불균형
(a) Relative phase imbalance



(b) 상대 이득 불균형
(b) Relative gain imbalance



(b) 상대 전압 불균형
(b) Relative gain imbalance

그림 4. 안테나 채널간 불균형에 의한 모노펄스 기울기 특성

Fig. 4. Characteristics of monopulse slope by imbalance between antenna channels.

그림 4(a)는 안테나의 채널간 상대 위상 차이가 $\pm 20^\circ$ 변할 때의 추정각 변화 특성을 도시하였으며, 방위각 $\pm 1^\circ$ 인 영역에서 모노펄스 기울기는 거의 일정하였다. 그러나 위상 차이에 의해 방위각에 대한 추정각의 교차점이 이동하며, 그 변화폭은 $\pm 0.6^\circ$ 가 되었다. 이와 같이 안테나의 채널간 위상 불균형은 표적 위치 정보인 추정각 오차를 유발한다. 그림 4(b)는 안테나의 채널간 상대 이득 차이가 ± 1 dB 변할 때의 추정각 변화 특성을 도시하였다. 방위각 중심점의 위치는 변하지 않으며, 안테나 차 패턴의 널 깊이가 변화하며, 모노펄스 기울기 변화량이 약 3%

그림 5. RF 수신기 채널간 불균형에 의한 모노펄스 기울기 특성

Fig. 5. Characteristics of monopulse slope by imbalance between RF receiver channels.

가 되었다. 분석 결과, 본 논문에서 제안한 모노펄스 시스템의 안테나는 이득 불균형에 의해 안테나 차 패턴의 널 깊이가 줄어들어, 표적 추적 민감도가 떨어지며, 채널간 위상 불균형에 의해 표적에 대한 추정각의 위치 오차를 유발함을 알 수 있다.

다음으로 RF 수신기의 이득 및 위상 불균형 특성을 분석하였다. 안테나를 포함한 RF 수신기의 출력 신호는 다음 수식과 같다.

$$V_1 = K_1 e^{j\omega t} [e^{j\phi} (ae^{j\phi} + e^{j(\gamma - \phi)}) - \beta (ae^{j\phi} - e^{j(\gamma - \phi)})] \quad (7)$$

$$V_2 = K_1 e^{j\omega t} [e^{j\phi} (ae^{j\phi} + e^{j(\gamma - \phi)}) + \beta (ae^{j\phi} - e^{j(\gamma - \phi)})] \quad (8)$$

RF 수신기의 추정각 특성을 분석하기 위해, 안테나는 이상적으로 가정하였다. 그림 5(a)에서와 같이 RF 수신기의 위상이 $\pm 30^\circ$ 변함에 따라 모노펄스 기울기는 -1 을 중심으로 -0.85 까지 변화된다. 이는 상대 위상 변화에 따른 기울기가 위상 불균형이 커질수록 모노펄스 기울기가 낮아지는 것을 나타낸다. 그림 5(b)에서와 같이 RF 수신기의 채널간 이득차인 상대 전압이 ± 3 dB 변함에 따라 모노펄스 기울기는 -2.1 에서 -0.5 까지 변화된다. 실선으로 나타낸 -3 dB 전압차는 안테나의 합과 차 패턴의 상대적인 차이를 좁혀 모노펄스 기울기를 증가시켜 방위각의 선형 구간을 줄여들게 한다. 이와는 반대로 점선으로 표시된 $+3$ dB 전압차는 모노펄스 기울기를 감소시켜 방위각의 선형 구간을 증가시킨다. 위의 분석 결과, 본 논문에서 제안한 모노펄스 시스템의 RF 수신기는 이득 및 위상 불균형에 의해 선형 구간이 변화하며 방위각에 대한 표적 탐색 범위를 변화시킨다.

2-2 안테나를 포함한 RF 수신기 채널의 오차 교정

RF 수신기의 합 및 차 채널의 구성 소자는 하드웨어 구현의 제한에 의해, 각 채널의 길이가 다른 비대칭적인 도파관과 동축선으로 구성되어 있다. 또한, 도파관 순환기, 위상 변위기, bi-phase modulator 등의 소자가 각각의 수신 채널에 독립적으로 구성되어 있다. 이로 인해 채널간 이득 및 위상 불균형이 발생하며, 또한 주파수 가변에 따라 채널간 불균형 특성이 더욱 커지게 된다. 앞서 분석한 바와 같이 불균형 특성은 모노펄스 기울기 변화폭을 증가시켜 추적 성능의 민감도를 떨어뜨리게 한다. 안테나에 의한 모노펄스 기울기 변화폭을 최소화하기 위해 안테나는 대칭적으로 정밀하게 제작하여야 한다. 안테나를 포함한 RF 수신기의 이득 및 위상차를 최소로 구현하기 위해, 동축선을 RF 수신기 채널에 추가하여 전기적 길이를 보상함으로써 위상차를 최소화할 수 있으며, 이때 동축선의 물리적 길이가 길어짐에 따른 손실을 이용하여 상대 이득 차이를 최소로 할 수 있다.

먼저 전기적 길이 보상을 위해 필요한 동축선의 길이를 계산하였다. 서로 다른 두 채널, 즉 유전율이 ϵ_r 이고 전파 상수가 β_c 인 동축선과, 전파 상수가 β_w 인 도파관이 있을 때, 두 채널의 주파수 변화에 따른 위상 변화가 같은 경향을 가지기 위해서는 전체 가변 주파수에 대한 수신 채널간 위상 변화 비율이 같아야 한다. 도파관의 길이 l_{rw} 를 알고 있을 경우, 가변 주파수 범위 내의 최대 및 최소 주파수에서의 위상차가 두 채널에서 같게 하는 동축선의 길이 l_{rc} 은 다음과 같다.

$$l_{rc} = \frac{\beta_{2w} - \beta_{1w}}{\beta_{2c} - \beta_{1c}} l_{rw} \quad (9)$$

β_{1c} β_{2c} : 동축선의 최소, 최대 주파수에서의 전파 상수

β_{1w} β_{2w} : 도파관의 최소, 최대 주파수에서의 전파 상수

다음으로 실제적으로 전기적 길이 보상에 필요한 동축선의 길이를 구하기 위해 모노펄스 시스템을 전자파 무반사실에 설치하였다. 안테나의 합과 차 신호의 크기가 동일한 방위각에서 모의 표적 신호를 송신하여 RF 수신기로 수신된 신호의 각 채널에 대한 이득 및 위상 차이를 회로망 분석기로 측정하였다. 측정된 손실 및 위상 차이는 일정 손실을 갖는 동축선의 길이를 선정하여 추가함으로써, 채널간 이득 및 위상 차이를 보상하였다. 동축선의 길이를

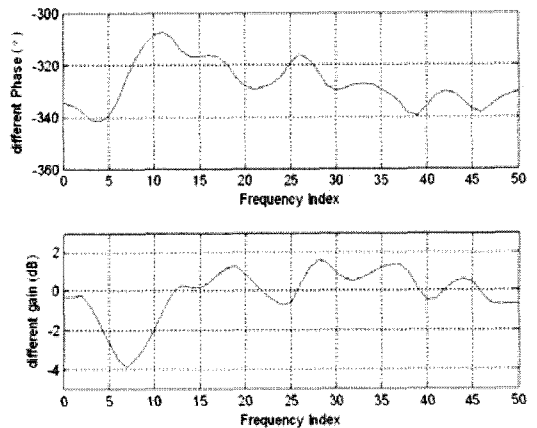


그림 6. 상대 위상 및 이득차
Fig. 6. Relative phase and gain difference.

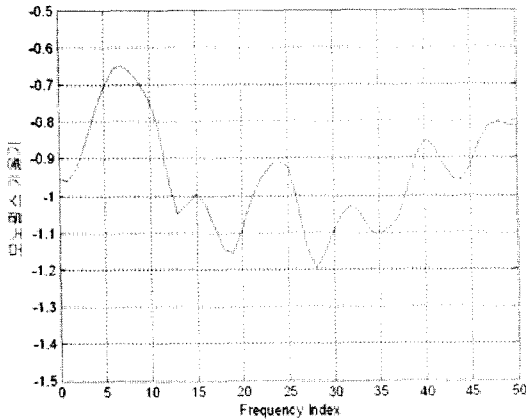


그림 7. 모노펄스 기울기
Fig. 7. Monopulse slope.

27.6 cm로 보상하였을 때, 그림 6과 같이 주파수 변화에 따른 상대 위상 차이는 -310° 를 중심으로 $\pm 17^\circ$ 가 되었으며 상대 전압 차이는 ± 2.7 dB가 되었다. 그림 7은 RF 수신기에 위치한 위상 변위기를 이용하여 중심 주파수에서의 상대 위상차를 0° 로 조정하였을 때, 주파수 변화에 따른 모노펄스 기울기가 -1.2에서 -0.65의 범위가 됨을 보여준다.

2-3 IF 수신기 채널의 오차 교정

IF 수신기는 그림 1에서와 같이 혼합기, 증폭기, 필터, 로그 증폭 검출기 등의 소자로 구성된다. 이때 혼합기의 불요파 성분이 여파기에 의해 적절하게 제거되었다면, 혼합기는 그림 8과 같이 증폭기로 대체해 모델할 수 있다. IF 수신기의 채널간 이득 및 위상 불균형은 채널을 구성하는 소자의 불균일 특성에 의해 발생하며, 주파수 가변에 따라 채널간 불균형 정도가 증가된다. 그러나 본 논문에서 제시한 비동기 모노펄스 시스템은 수신 신호의 진폭 정보를 검출하는 로그 검출기의 사용으로 IF 수신기에서 발생한 위상 불균형 효과는 나타나지 않는 것을 알 수 있다.

본 논문에서 제시한 모노펄스 시스템의 운용은 두 번의 펄스 반복 주기 동안 같은 주파수(f_n)의 신호를 송수신한다. 여기서 하이브리드 전단에 위치한 차 채널의 bi-phase modulator는 두 번의 펄스 반복 주기마다, 차 채널 수신 신호의 위상을 0° 및 180° 로 변환하는 역할을 한다. 두 번의 펄스 반복 주기에 따



그림 8. IF 수신기 채널 절체 흐름도
Fig. 8. Schematic diagram for channel switching of IF receiver.

른 합 및 차 RF 출력을 s_n, s_{n+1} 및 d_n, d_{n+1} 라고 정의하면, 결과적으로 하이브리드의 합-채널 출력은 $s_n + d_n$ 및 $s_{n+1} - d_{n+1}$ 신호를 두 번의 펄스 반복 주기마다 절체하여 출력하게 된다.

이 출력 신호는 각기 다른 이득 및 위상 특성을 갖는 증폭기로 대표 모델되는 IF 수신부로 입력된다. 이 증폭기의 출력 위상 정보는 로그 증폭 검출기에 의해 사라지며, 이득 정보는 두 채널의 서로 다른 이득 특성인 $G_1(f_n)$ 및 $G_2(f_n)$ 를 포함하게 된다. 이것은 IF 수신기의 로그 검출기를 통과할 경우, 출력 $U_1(f_n)$ 은 $\ln|G_1(f_n)(s_n - d_n)|$ 및 $\ln|G_1(f_n)(s_{n+1} + d_{n+1})|$ 이 교체하여 출력되게 되고, $U_2(f_n)$ 의 경우, $\ln|G_2(f_n)(s_n + d_n)|$ 및 $\ln|G_2(f_n)(s_{n+1} - d_{n+1})|$ 이 출력되게 된다.

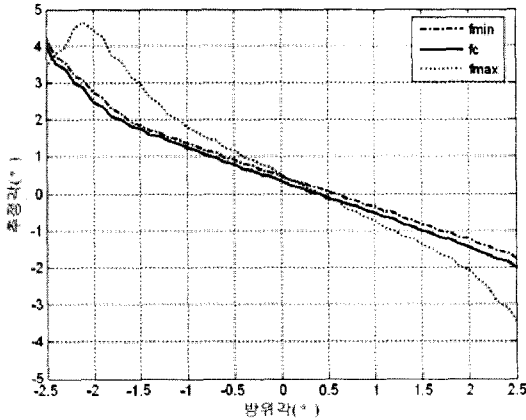
이 출력을 신호 처리기에서 bi-phase modulator에서의 절체와 같은 주기로 다시 절체하여 식 (13)과 같이 두 신호의 차 성분인 $U_2(f_n) - U_1(f_n)$ 및 교체된 $U_1(f_n) - U_2(f_n)$ 신호를 순차적으로 더하여 출력한다. 따라서 출력 $r(f_n)$ 은 $p(t)$ 를 $0 < t < T$ 에서 1인 펄스 함수라고 할 때,

$$r(f_n) = \ln \left| \frac{G_1(f_n)(s_n + d_n)}{G_2(f_n)(s_n - d_n)} \right| p(t - nT) + \ln \left| \frac{G_2(f_n)(s_{n+1} + d_{n+1})}{G_1(f_n)(s_{n+1} - d_{n+1})} \right| p(t - (n+1)T) \quad (10)$$

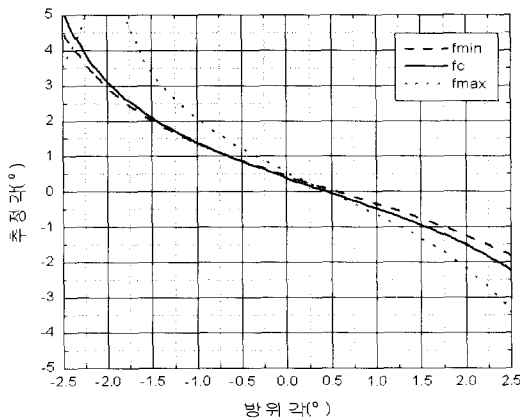
여기서 $t = nT$ 및 $t = (n+1)T$ 에서의 값을 평균할 경우, 값 r_{av} 은

$$r_{av} = \frac{1}{2} \ln \left| \frac{(s_n + d_n)(s_{n+1} + d_{n+1})}{(s_n - d_n)(s_{n+1} - d_{n+1})} \right| \quad (11)$$

가 되어, 결과적으로 신호 처리기의 출력은 IF 수신 채널간 이득 차이에 관계없이 출력되게 된다. 이와 같은 교정 방법에 의해 모노펄스 시스템의 전체 운



(a) 신호처리기의 출력 측정값
(a) Measurement of signal processor



(b) RF 수신기의 출력 측정값
(b) Measurement of RF receiver

그림 9. 모노펄스 기울기 비교
Fig. 9. Comparisons of monopulse slope.

용 주파수 범위에서 IF 수신 채널간 이득 불균형을 최소로 할 수 있다.

그림 9는 신호 처리기 및 RF 수신기 출력단에서 측정된 최소, 중심 및 최대 주파수에 대한 모노펄스 기울기를 나타내었다. RF 수신기 출력과 신호 처리기 출력에서 측정된 모노펄스의 기울기 특성이 거의 일치함을 알 수 있었으며, 이는 앞서 분석한 바와 같이 IF 수신기 단의 채널 절체 효과에 의해 IF 수신기 단의 이득 불균형에 의한 영향이 보정되었음을 나타낸다. 또한, 모노펄스 출력인 추정각 0°에서의 방위각 변화는 그림 9(a) 및 9(b)에서와 같이 운용 주파수 변화에 따라 최대 0.2°의 편차를 보였다. 이것은 안테나의 채널간 상대 위상 차이가 약 5°일 때와 동일

한 현상임을 알 수 있다. 결론적으로 안테나를 포함한 RF 수신기의 모노펄스 특성이 모노펄스 시스템 전체의 모노펄스 기울기 특성을 지배함을 확인하였다.

2.4 모노펄스 시스템의 기울기 측정

본 논문에서 제시한 모노펄스 시스템은 표적 추적시, 안테나에 부착된 모터에 의해 제어되는 김발을 이용하여 안테나를 표적으로 지향하게 한다. 표적 추적시 안테나가 빔 축으로 지향된 상태에서 김발의 요동에 의해 모노펄스 시스템은 표적 추적 오차를 유발하며, 또한 추정각 오차의 변화에 의해서도 안테나의 요동이 유발된다. 그리하여 추정각 오차에 의한 영향을 최소화하기 위해 추정각 오차를 김발의 요동 오차보다 작게 하여야 한다. 본 논문에서 제시한 모노펄스 시스템의 규정된 모노펄스 기울기는 -1 ± 0.2 이며, 표적 추적시 규정된 추정각 변화량은 0.06° 보다 작아야 한다.

모노펄스 시스템의 기울기 및 추정각 오차 측정을 위해 동축선 및 위상 변위기를 이용하여 이득 및 위상이 교정된 모노펄스 시스템을 전자파 무반사실에 설치하였다. 또한, 모의 표적을 규정된 거리를 유지하여 전자파 무반사실에 설치하였다. 방위각 방향으로 모의 표적을 -2.5° 에서 $+2.5^\circ$ 까지 이동시키며, 모노펄스 시스템의 가변 주파수 운용 방법과 동일하게 모의 표적 신호를 송신하였다.

송신된 모의 표적 신호는 모노펄스 안테나로 수신되며, RF 수신기, IF 수신기 및 신호처리기는 채널 절체된 신호를 획득하였다. 또한, 모의 표적은 0.1° 간격으로 이동되며, 모노펄스 시스템은 모의 표적의 각 위치에서 매회 주파수 상관 관계가 없는 n 번의 주파수 가변된 신호를 5회에 걸쳐 반복 획득하였다. 획득된 신호는 신호 처리기에 의해 적분되어 평균 출력값이 된다.

그림 10은 모노펄스 시스템의 주파수 대역내 평균 모노펄스 기울기 측정 결과를 나타내었다. 측정된 추정각의 중심인 0° 에서 약 0.3° 의 방위각 편이(offset)를 보정하기 위해 먼저 시스템의 기준축과 안테나 빔의 중심축을 정렬하는 과정을 수행하였으며, 결과적으로 보정된 모노펄스 시스템의 기울기는

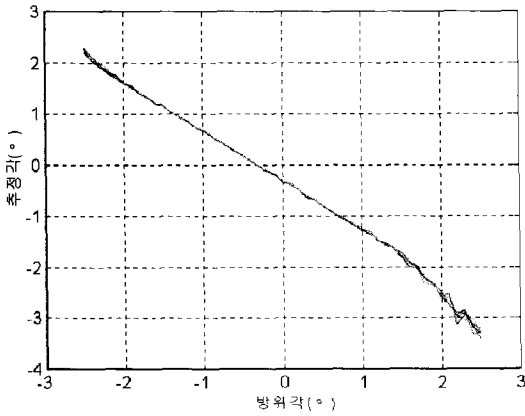


그림 10. 모노펄스 시스템의 주파수 대역내 평균 모노펄스 기울기

Fig. 10. Average monopulse slope within the frequency bandwidth of monopulse system.

-0.96이 되어 모노펄스 시스템에서 규정한 값을 만족하였다.

그림 11은 모노펄스 시스템의 주파수 대역내 평균 추정각 변화량의 근사적인 값과 측정 결과를 나타내었으며, 근사적인 추정각 변화량은 추정각에 대한 추정각 오차의 표준편차로써 참고문헌 [8]에서 제시한 식 (11)을 이용하였다.

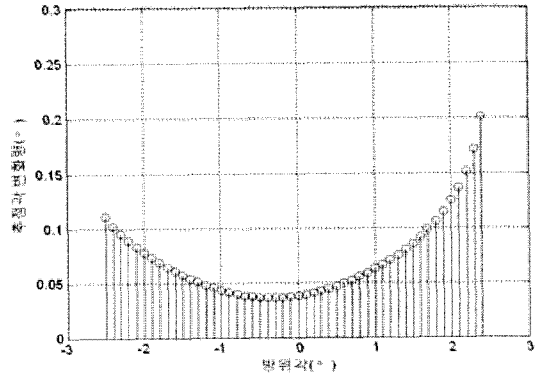
$$\sigma_{\theta} = \frac{\theta_{bw} \sqrt{1 + (d/s)^2}}{k_m \sqrt{2nS/N}} \quad (12)$$

여기서 θ_{bw} 는 합 패턴의 빔 폭, k_m 은 모노펄스 기울기, S/N 은 신호 대 잡음비를 나타낸다.

그림 11에서와 같이 근사적인 추정각 변화량과 측정값이 유사하였으며, 이는 본 논문에서 제시한 모노펄스 기울기 교정 방법에 의해 주파수 대역폭 내 평균 기울기가 효과적으로 교정되었음을 나타낸다. 결과적으로 방위각 $\pm 2^\circ$ 에서 측정된 추정각 변화량은 최대 0.15°, 방위각 0° 에서 측정된 추정각 변화량은 0.03°가 되어 모노펄스 시스템에서 규정한 값을 만족하였다.

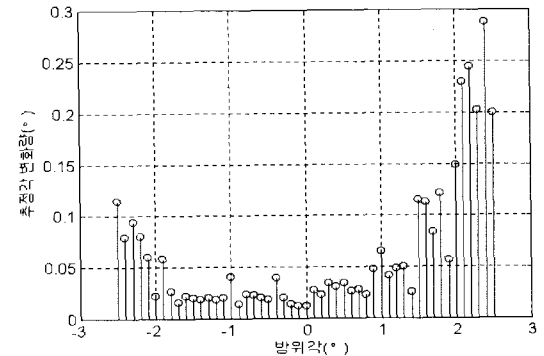
III. 결 론

본 논문에서는 모노펄스 기울기 변화량을 최소화하기 위해 주파수 가변 비동기 모노펄스 시스템의 모노펄스 기울기 교정 방법을 제시하였다. 먼저 안



(a) 근사적인 추정각 변화량

(a) Approximate formula of the angle estimate variations



(b) 추정각 변화량 측정값

(b) Measurement of the angle estimate variations

그림 11. 모노펄스 시스템의 주파수 대역내 추정각 변화량

Fig. 11. Angle estimate variations within the frequency bandwidth of monopulse system.

테나 및 RF 수신기의 채널간 이득 및 위상 불균형에 의한 모노펄스 기울기 특성을 분석하였다. 안테나에 의한 이득 불균형은 차 패턴의 널 깊이를 감소시켜 표적 추적 민감도를 떨어뜨리며 위상 불균형은 표적에 대한 추정각의 위치 오차를 유발하는 것으로 분석되었다. RF 수신기에 의한 이득 및 위상 불균형은 모노펄스 기울기의 선형 구간을 변화시켜 표적 탐색 범위를 제한하는 것으로 분석되었다. 다음으로 안테나를 포함한 RF 수신기의 채널간 이득 및 위상 불균형을 교정하는 방법을 제시하였다. 제시된 방법에 의해 일정 손실을 갖는 동축선을 추가하여 교정된 결과 상대 위상 차이가 $\pm 17^\circ$ 및 상대 전압 차이가 ± 1.5 dB가 되었으며, 모노펄스 기울기는 -1.2에서

-0.75의 범위가 되었다. 마지막으로 IF 수신기의 채널간 상대 이득 불균형에 의한 영향을 최소화하기 위해 채널 절체를 통한 교정 방법을 제시하였다. 채널 절체 결과, IF 수신기의 이득 불균형에 의한 영향이 최소화됨을 확인하였다. 제시된 방법에 의한 교정 결과, 주파수 대역폭 내에서의 평균 모노펄스 기울기는 -0.96이 되었으며, 추정각 변화량은 이론값과 유사한 방위각 $\pm 2^\circ$ 에서 최대 0.15° , 방위각 0° 에서 최대 0.03° 가 되어 시스템에서 규정한 값을 만족하였다.

참 고 문 헌

[1] A. I. Leonov, K. I. Fomichev, Translated by William F. Barton, *Monopulse Radar*, Artech House, pp. 1-3, 1986.

[2] G. Lind, "Frequency agility radar range calculation using number of independent pulses", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-12, Issue 6, pp. 811-815, Nov. 1976.

[3] J. M. Loomis, E. R. Graf, "Frequency-agility pro-

cessing to reduce radar glint pointing error", *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-10, Issue 6, pp. 811-820, Nov. 1974.

[4] W. Cohen, C. M. Steinmetz, "Amplitude-and phase-sensing monopulse system parameters", *Microwave Journal*, pp. 33-38, Nov. 1959.

[5] Y. Yoganandam, R. J. Das, "Performance analysis of a noncoherent monopulse processor in the presence of target glint and receiver imbalances", *IEE Proceedings-F*, vol. 138, no. 5, pp. 445-452, Oct. 1991.

[6] R. Liebenberg, E. Avenant, "Phase calibration considerations in a monopulse doppler radar", *IEEE AFRICON 4th*, vol. 2, pp. 909-912, Sep. 1996.

[7] S. Pagliai, F. A. Studer, "Error modelling and calibration procedure for a full-angle monopulse receiver", *Radar 92 International Conference*, pp. 210-213, Oct. 1992.

[8] S. M. Sherman, *Monopulse Principles and Techniques*, Artech House, pp. 177-181, p. 298, 1984.

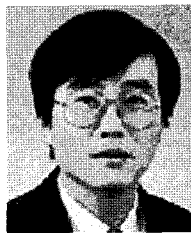
김 소 수



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

[주 관심분야] 초고주파 송수신 시스템 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
 1999년 10월~현재: 충남대학교 전자공학과 교수
 [주 관심분야] 초고주파 능동회로 및 시스템, MMIC 설계