

論文96-33A-11-7

최소 에러를 갖는 레이더 수신기용 동기 검파 회로의 구현

(Implementation of a Coherent Detector with Minimum Errors for Radar Receiver)

梁鎮模*, 金世映*, 金瑄周*, 田炳泰*

(Jin-Mo Yang, Se-Young Kim, Seon-Joo Kim, and Byeong-Tae Jeon)

요 약

본 연구에서는, 레이더용 수신기내의 코히어런트 검파기를 제작, 개발시, 레이더의 성능에 영향을 주는 코히어런트 검파기내의 에러들, 채널간 진폭 불균형(k), 위상 불균형(ϕ) 및 오프셋 전압들을 추출하여 레이더 성능을 향상시키기 위해 그 에러들을 보정하는 주파수-궤환 보정법을 제안, 구현하였다. 제안된 보정법을 이용하여, 보정전과 보정후로 나누어 코히어런트 검파기의 특성을 분석, 비교하였다. 보정과정을 거친 후, 진폭 불균형은 2dB, 위상 불균형은 9° 이상 개선되었다. 레이더 시스템 성능 지수의 하나인 영상 신호 제거비(Image Rejection Ratio)는 보정전 23 dB 에서 보정후 9 dB 이상 향상되었다.

Abstract

In this study, when the coherent detector has been developed and manufactured in the receiver of radar system, we have suggested and realized the 'Frequency-Feedback Correction(FFC)' that extracts its errors affecting the performance of radar, such as amplitude imbalances(k), phase imbalance(ϕ) between channels and offset voltages and corrects them to improve radar performances. Applying the FFC proposed, we analyzed the properties of the coherent detector and compared its performances after and before correction procedure. After the correction sequence, the amplitude imbalance was improved up to 2 dB and the phase imbalance over 9° . The Image Rejection Ratio(IRR), one of the figures of merit of radar system, was made better above 9 dB after correcting the coherent detector which possessed 23 dB before.

I. 서 론

레이더 시스템은 표적, 즉 움직이는 물체에 대한 정보(거리, 공간상의 방위각 및 고각, 이동 속도 등)를 추출하는 감지 수단으로써 표적에 대한 정보들을 어떠한 방법으로 검출하느냐에 따라 안테나의 형태, 송수신기의 구조 및 뒷단의 신호 처리기 구성 등이 결정된다. 여러 가지 형태의 레이더 시스템 중 펄스-도플러 레이더(Pulse-Doppler Radar)는 고정된 펄스 폭을 갖는

RF(Radio Frequency)신호를 일정한 펄스간격(PRF: Pulse Repetition Frequency)으로 송신하고 송신과 수신사이의 구간에서는 표적으로부터 반사된 신호를 수신 및 신호 처리하여 표적에 대한 위치 및 속도정보 등을 검출한다.

펄스-도플러 레이더에서뿐만 아니라 대부분의 레이더 시스템에서는 표적에 대한 도플러 변위(Doppler Shift)를 추출하기 위한 방법으로 코히어런트 검파방식(Coherent Detection)을 이용하며, 이 검파방식은 표적에 의해 반사된 신호성분을 코히어런트 주파수 신호(COHO)에 대해 동위상 성분과 직각위상 성분으로 분리한 후, 상대적인 위상차이를 비교하여 표적에 대한 도플러 정보를 검출하게 된다.

* 正會員, 國防科學研究所
(ADD)

接受日字: 1996年7月15日, 수정완료일: 1996年10月29日

일반적으로 레이더 수신기는 RF신호를 신호처리가 가능한 기저대역(Baseband or Videoband)으로 주파수 하향변환해 주는 역할을 하며, 이때 필연적으로 표적에 대한 신호성분 이외에 수신기 내부적으로 발생하는 자체 에러 요인들, 예를 들어, 타이밍 지터, 내부 발생 잡음, 수신 장치내의 비디오 검출기 자체 에러 등에 의해 영향을 받게 된다. 따라서 레이더 수신기에서 발생하는 내부 에러의 요인들은 반드시 제거되거나 또는 최소화하려는 노력이 계속되고 있다. 특히, 수신기내에서 여러 가지 에러 요인들중 코히어런트 검파기에서 발생하는 에러들은 레이더 시스템의 MTI(Moving-Target Indication)개선, 부클러터 가시력(Subclutter Visibiity)특성을 저하시키고 거짓표적(false target)을 야기한다^[1].

본 연구에서는 레이더 수신기중 코히어런트 검파기 자체에서 발생하는 두 채널간의 진폭 및 위상 불균형과 오프셀 전압을 운용중인 레이더 시스템에서 오프상태(off-line) 추출하여, 운용상태(on-line)에서 보정하는 방법을 제시하고, 자체 설계,제작된 레이더 수신기에 적용하여 코히어런트 검파기의 특성을 분석하였다.

II. 코히어런트 검파의 원리 및 에러 보정

1. 코히어런트 검파의 원리

표적의 도플러 성분을 추출하는 방법을 단일 채널을 이용하는 경우와 두 개의 직교한 채널을 비교하는 경우로 나누어 살펴보면, 단일채널을 이용하는 검파회로는 송신된 신호에 대한 수신된 신호(표적 반사 신호)의 위상에 대한 연속적인 변화를 검출하여 도플러 변위량을 얻을 수는 있지만, 도플러 변위의 방향, 즉 양 또는 음의 도플러 변위에 대한 정보를 추출할 수 없다. 그림 1은 단일 채널 검파 회로의 동위상 성분을 양/음의 도플러 변위에 대해 나타낸 것이다.

그림 1에서 알 수 있듯이 도플러 변위가 양 또는 음의 값을 가지는 것과는 무관하게 항상 일정한 크기의 도플러 변위량만을 추출한다. 반면에 위상의 변화를 동위상 성분과 직각위상 성분으로 나누어 관찰하게 되면, 양과 음의 도플러량을 구분할 수 있다. 만약 도플러 변위가 양의 값을 가지게 되면, 직각위상 성분은 동위상 성분보다 위상 지연(phase lagging)이 생기게 되고, 반대의 경우 위상 앞섬(phase leading)이 보이게 된다. 그림 2는 양과 음의 도플러성분에 대한 코히

어런트 검파기의 출력 특성을 나타낸다. 코히어런트 검파 회로를 이용하면 그림 2에서 처럼 두 채널의 상대적인 위상차를 비교함으로써 도플러 성분의 부호를 명확히 판별할 수 있다. 단일 채널 검파기에 비해 두 개의 채널을 이용하는 코히어런트 검파기는 수신된 임의의 IF신호를 두 개의 직교한 기저대역 신호들로 변환하기 때문에 표적의 진행 방향에 대한 정보를 획득할 수 있다.

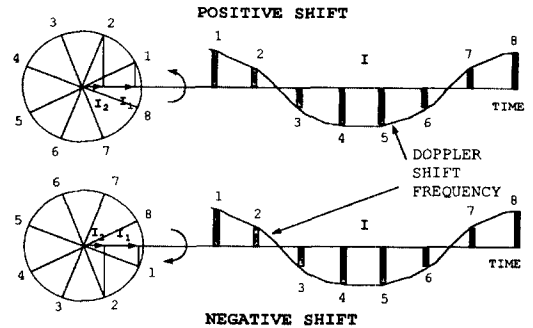


그림 1. 단일 채널 검파기의 도플러 변위(+/-)에 따른 출력 특성
Fig. 1. Single channel output with regard to (+/-) Doppler shift.

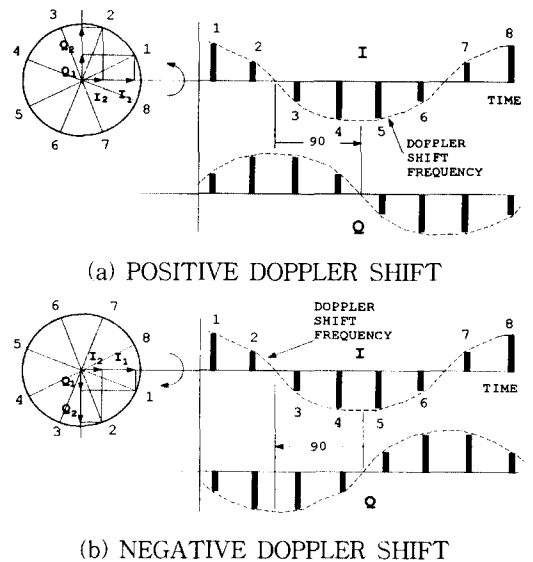


그림 2. 코히어런트 검파 회로의 출력 특성 (a)양의 도플러인 경우, (b)음의 도플러인 경우
Fig. 2. Outputs of coherent detector, (a) for + Doppler shift, (b) for - Doppler shift.

2. 코히어런트 검파의 에러 원인 및 분석

코히어런트 검파기는 하나의 입력 신호를 두 개의

채널로 동등하게 나눈 뒤, 하나의 채널은 코히어런트 주파수 발생기(COHO)로부터 입력되는 여현파 신호(cosine)와 신호 혼합하여 기저대역으로 변환한다. 이 채널을 '동위상(In-phase)' 또는 'I-채널'이라 한다. 다른 하나의 채널은 90° 위상 변위된 코히어런트 주파수 신호와 신호 혼합되며, '직각위상(Quadrature-phase)' 또는 'Q-채널'이라 한다. 각각의 채널에서 복조된 기저대역 신호들은 COHO보다 높은 주파수 성분들을 제거하기 위해 저역 통과 필터링되며, 필터링 과정전에 이득 증폭기를 두어 신호 혼합시 손실된 신호의 진폭을 보상하고 뒷단의 신호 처리과정에 적합하도록 검파기의 전체 이득을 조정한다. 일반적인 코히어런트 검파기의 구조는 그림 3 과 같다. 코히어런트 검파기에서 발생될 수 있는 위상, 진폭 불균형 및 오프셀 전압등은 오프셀 전압만 제외하고는 I, Q 두 채널간의 상대적인 비교량이므로 검파기에서 발생된 에러들을 한 쪽 채널에 모아서 생각할 수 있으며, 그림 3 에서 처럼 Lumped Error로 표현할 수 있다.

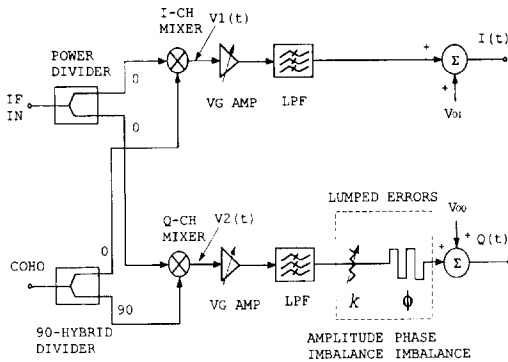


그림 3. 코히어런트 검파기 블럭도
Fig. 3. Block diagram of coherent detector.

코히어런트 검파기의 기저대역 출력 I(t), Q(t)를 정량적으로 유도한 결과는 다음과 같다. 반송파 주파수 f_c 를 갖는 임의의 수신 신호를 $V_i(t)$, 코히어런트 주파수 신호를 $V_c(t)$ 라 하면,

$$V_i(t) = A \cos[2\pi(f_c + f_d)t] \quad (1)$$

$$V_c(t) = B \cos(2\pi f_c t) \quad (2)$$

여기서 f_d 는 표적 반사 신호의 도플러 변위를 나타낸다. I-채널과 Q-채널의 신호 혼합기 출력은

$$V_1(t) = \frac{AB}{2} \cos[2\pi(2f_c + f_d)t] + \frac{AB}{2} \cos(2\pi f_c t) \quad (3-a)$$

$$V_2(t) = \frac{AB}{2} \sin[2\pi(2f_c + f_d)t] - \frac{AB}{2} \sin(2\pi f_c t) \quad (3-b)$$

로 주어진다. 식 (3-a), (3-b)에서 첫번째항은 저역 통과 필터에 의해 제거된다. 두 채널간의 진폭은 이득 증폭기에 의해 조정되며, 코히어런트 검파기의 최종 출력은 다음과 같이 주어진다.

$$I(t) = A_I \cos(2\pi f_c t) \quad (4-a)$$

$$Q(t) = A_Q \sin(2\pi f_c t) = A_I \sin(2\pi f_c t) \quad (4-b)$$

채널의 오프셀 전압이 없고 채널간의 위상($\phi=0$) 및 이득($A_I=A_Q$)이 완전히 정합된 이상적인 경우 코히어런트 검파기의 출력은 식 (4-a), (4-b)와 같이 나타낼 수 있다. 실제 코히어런트 검파기는 채널간의 진폭, 위상 정합을 완벽하게 이룰 수 없기 때문에 신호의 복조시 이 에러들에 대한 영향을 포함시켜 나타낼 수 있으며, 코히어런트 검파 회로에서 발생하는 에러들에 대한 효과를 그림 3 에서와 같이 한 채널에 포함(Lumped Error)시켜 나타낼 수 있다. 검파기 자체에서 발생하는 두 채널간의 상대적인 에러들을 유발시키는 원인들을 살펴 보면, 첫째 I-채널과 Q-채널에 곱해지는 COHO 신호의 상대적 위상관계가 정확히 90° 를 이루지 못하기 때문이고, 둘째는 입력 신호 분배기와 입력 신호 경로의 위상특성에 기인하는 오차에 의한 것이라 할 수 있다. 첫 번째 원인은 입력 신호와는 전혀 무관한 오차이지만 둘째 원인의 경우 입력되는 IF신호의 주파수에 의존하는 양이다.

식(4-a) 와 (4-b)에 코히어런트 검파기의 진폭 및 위상불균형과 오프셀 전압을 포함하여 Euler의 항등식을 이용 복소수량으로 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I(t) = A_I \cos(2\pi f_c t) + V_{0I} = \frac{A_I}{2} \{e^{j\omega_c t} + e^{-j\omega_c t}\} + V_{0I} \quad (5-a)$$

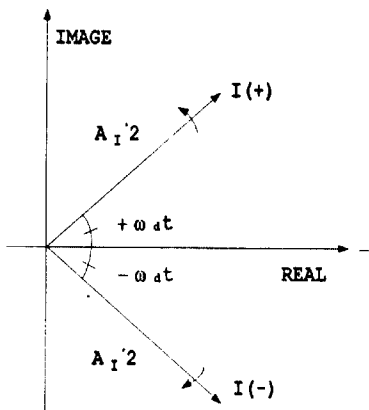
$$Q(t) = A_Q \sin(2\pi f_c t + \phi) + V_{0Q} = \frac{A_Q}{j2} \{e^{j(\omega_c t + \phi)} - e^{-j(\omega_c t + \phi)}\} + V_{0Q} \quad (5-b)$$

여기서 $A_I \neq A_Q$ 이며, ϕ 는 채널간의 위상 불균형, V_{0I} 와 V_{0Q} 는 각 채널의 오프셀 전압을 나타낸다. 식 (5-a)와 (5-b)는 그림 4 의 (a)와 (b)처럼 복소 평면에 나타낼 수 있으며, 시계방향과 반시계방향으로 회전하는 두 개의 벡터량으로 분리하여 생각할 수 있다. 시계방향으로 회전하는 벡터량들은 주파수 영역에서 봤을 때, 양의 주파수(I(+), Q(+)) 성분들을 만들며, 반

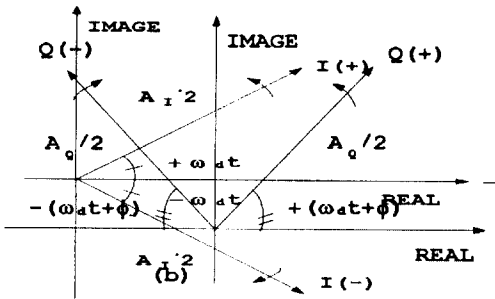
대로 반시계방향으로 회전하는 벡터량들은 음의 주파수(I(-), Q(-)) 성분을 만들게 된다. 따라서, (+) 주파수 성분을 만드는 벡터들의 합을 실제 신호로, (-) 주파수 성분을 만드는 벡터의 합을 영상 신호라 할 수 있다. 실제 신호성분 과 영상 신호성분은 다음과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 채널의 오프셋 전압항들(V_{OI} , V_{OQ})은 무시한다.

$$S_{REAL}(t)|_{\omega_s} = \frac{A_I}{2} e^{j\omega_d t} + \frac{A_Q}{j2} e^{j(\omega_d t + \phi)} \quad (6-a)$$

$$S_{IMAGE}(t)|_{-\omega_s} = \frac{A_I}{2} e^{-j\omega_d t} - \frac{A_Q}{j2} e^{-j(\omega_d t + \phi)} \quad (6-b)$$



(a)



(b)

그림 4.. 복소수 평면에서의 I와 Q 벡터 (a) I 벡터, (b) Q 벡터

Fig. 4. I and Q vectors in the complex domain (a) I vector, (b) Q vector.

식(6-a)와 (6-b)를 풀어서 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$S_{REAL}(t)|_{\omega_s} = (A_I + A_Q \cos \phi) \cos \omega_d t + jA_Q \sin \phi \sin \omega_d t \quad (7-a)$$

$$S_{IMAGE}(t)|_{-\omega_s} = (A_I - A_Q \cos \phi) \cos \omega_d t - jA_Q \sin \phi \sin \omega_d t \quad (7-b)$$

여기서 $\omega_d = 2\pi f_d$ 이다. I와 Q신호를 복소 평면에서 생각할 때 채널간에 상대적인 진폭 및 위상 불균형이 존재하게 되면, 완전한 원(circle)이 아닌 타원 모양을 갖게 되고 도플러 필터링시 영상 신호에 의한 거짓신호가 존재하게 되어 마치 표적에 의한 응답처럼 보게 된다. 코히어런트 검파기의 성능을 결정짓는 영상 신호 제거비(Image Rejection Ratio)는 실제 신호 전력에 대한 영상 신호 전력의 비로 정의된다.

$$IRR(\text{Image Rejection Ratio}) \equiv \frac{P_{IMAGE}}{P_{SIGNAL}} \quad (8)$$

식(7-a), (7-b)을 이용하여 실제 신호와 영상 신호의 전력을 구하면,

$$P_{REAL} = A_I^2 + 2A_I A_Q \cos \phi + A_Q^2 \quad (9-a)$$

$$P_{IMAGE} = A_I^2 - 2A_I A_Q \cos \phi + A_Q^2 \quad (9-b)$$

와 같다. $A_Q = kA_I$ 라 하고 식(8)를 이용하면, 영상 신호 제거비는 다음과 같이 주어진다.

$$IRR = 10 \text{Log} \left\{ \frac{1+k^2-2k\cos\phi}{1+k^2+2k\cos\phi} \right\} \quad (10)$$

레이다 시스템의 코히어런트 검파기는 위상정보의 추출뿐만 아니라 도플러 신호처리시 영상신호에 의한 거짓표적의 발생을 억제하기 위한 상당량의 영상신호 제거능력이 요구된다. 하지만 코히어런트 검파기의 하드웨어 구성상 얻을 수 있는 영상신호 제거비는 대략 20~25 dB 수준이므로 이 보다 더 양호한 영상신호 제거능력을 갖으면서, 정확한 위상정보를 얻기 위해서는 I-채널과 Q-채널간의 위상 및 진폭 균형을 유지하는 것이 레이다 성능 향상에 중요한 위치를 갖게 된다 [1,2].

2. 코히어런트 검파시 발생된 에러의 보정 방법

코히어런트 검파기에서 발생할 수 있는 에러들을 보정하는 방법은 다음과 크게 두가지 분류할 수 있다. 하나는 잡음원(Noise Source)을 이용하여 시간 영역에서 분석/보정하는 '시간 영역 보정법' [13]이며, 다른 하나는 임의의 신호를 테스트 신호로 주입하여 주파수 영역에서 분석/보정하는 '주파수 영역 보정법' [14]이다.

시간 영역 보정법은 잡음원을 테스트 신호로 이용하여 진폭, 위상 및 오프셋 전압들을 추출하여 하드웨어적으로 구성된 보정 회로들을 구동, 코히어런트 검파기

의 에러들을 제거하는 궤환(Feedback)방식이다. 따라서 구성해야 하는 하드웨어의 비중이 커지고 기저 대역 전반에 걸쳐 발생된 코히어런트 검파기의 에러들을 잡음 샘플링하여 추출하기 때문에 많은량의 데이터를 측정, 저장 및 분석해야 하므로 레이다 시스템의 off-line(수십 usec)동안 코히어런트 검파기의 에러를 보정하기가 용이치 못하다. 반면에 주파수 보정법은 코히리턴한 테스트 신호를 주입하여 코히어런트 검파기의 에러들을 추출하고 그 추출된 보정치들을 하드웨어적으로 궤환시키는 대신, 뒷단의 디지털 신호 처리부에 보정치들에 대한 정보를 넘겨 주어 소프트웨어적으로 처리하므로 하드웨어의 구성 비중이 적다. 따라서 빠른 보정이 이뤄질 수 있는 반면 특정한 주파수를 테스트 신호원으로 사용하기 때문에 비데오 신호 대역폭 전체에 대해 코히어런트 검파기의 진폭, 위상 및 올셀 에러들의 신뢰도가 떨어지는 단점이 있다. 표 1. 은 코히어런트 검파기의 두가지 에러 보정법을 비교한 것이다.

표 1. 코히어런트 검파기의 보정 방법 비교
Table 1. Comparison of error correction methods for coherent detector.

에러 보정법 내용	시간 영역 보정법	주파수 영역 보정법
회로 구성	위상 변위기, 잡음 발생원 구동 회로, 비데오 이득 가변형 증폭기등 요구.	코히어런트 테스트 신호 발생 회로 요구.
에러 추출방법	시간 영역에서 샘플링.	FFT(Fast Fourier Transform)를 이용.
보정방법	역궤환을 이용한 하드웨어 보정.	에러 추출후 뒷단의 신호처리에 에러 데이터 정보 전달
장점	광대역의 잡음원 사용. 위상 검파 회로의 광대역 해석. 추출된 에러들의 신뢰도.	하드웨어의 비중이 작음. 빠른 보정 가능 (실시간 보정 가능).
단점	하드웨어 구성 비중이 큼.	특정한 주파수 성분만 해석.

코히어런트 검파기에서 발생된 에러들은 레이다 시스템의 관점에서 볼 때, 시스템 운용중 보정을 요하므로 에러 보정에 필요한 계수들을 수시로 추출할 필요가 있으며, 따라서 거의 실시간에 가까운 데이터 획득 능력이 요구된다. 따라서 위에서 언급된 두가지 보정

방법의 장점들만을 이용한 새로운 보정 방법을 코히어런트 검파기의 보정 방법으로 제시하였다. 이 보정법을 주파수-궤환 보정법(Frequency-Feedback Correction, FFC)라 하였으며, 이 방법은 임의의 이미 알고 있는 입력 신호를 샘플링하여 주파수 영역에서 코히어런트 검파기의 에러값들을 추출한 후 고분해능의 위상 변위기와 가변 이득 증폭기를 이용하여 검파기의 에러를 최소화하도록 보정하는 방법이다. 그 구성은 그림 5 와 같다.

코히어런트 검파기의 에러값들을 주파수 영역에서 추출하는 방법으로 Churchill et al.^[4]에 의해서 제안된 이산 푸리에 변환 (Discrete Fourier Transform)을 이용한 디지털 필터 방식을 적용하였다. 식 (5)의 형태로 주어진 코히어런트 검파기의 출력 신호는 직교성을 만족해야 하므로 행렬의 직교 조건을 적용하여 보정에 필요한 보정 계수들을 유도한다. 여기서는 그 유도 과정은 생략하고 결과만을 나타내도록 한다.

$$I_{COR}(t) = EI(t) \tag{11}$$

$$Q_{COR}(t) = PI(t) + Q(t) \tag{12}$$

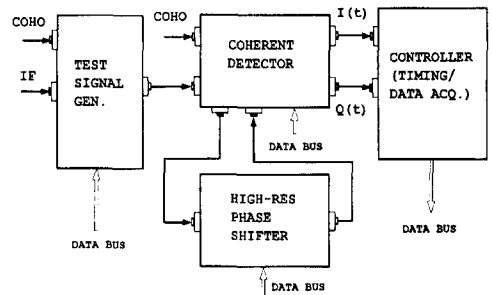


그림 5. 주파수 궤환 보정법을 이용한 코히어런트 검파기의 구성도

Fig. 5. Block diagram of coherent detector with Frequency-Feedback Method.

여기서 E는 진폭 불균형에 대한 보정 계수이며, P는 위상 불균형에 대한 보정 계수이다. I(t), Q(t)에 대한 식(5)를 삼각함수의 항등식을 이용하여 전개하면, 에러 보정에 필요한 계수 E, P는 다음과 같이 주어진다.

$$E = \cos \phi / (1 + k) \tag{13-a}$$

$$P = -\sin \phi / (1 + k) \tag{13-b}$$

에러 보정 계수 E, P는 DFT를 이용하여 추출된다.

$$F(kB) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} f(nT) \exp[-j2\pi kn/N] \tag{14}$$

여기서 $B=1/NT$ 이며, N 은 샘플링 수를, $k = 0,1,2,\dots,N-1$ 로 테스트 신호의 주파수를 나타낸다. 단 테스트 신호의 최대 주파수는 aliasing을 방지하기 위해 샘플링 주파수의 1/2을 넘어서는 안된다. 식(14)를 이용하여 $F(0)$, $F(1/NT)$, $F((N-1)/NT)$ 값들을 구하고 보정 인자, E , P 를 유도한다.

$$E = -\text{Real} \left[\frac{2F((N-1)/NT)}{F^*(1/NT) + F((N-1)/NT)} \right] \quad (15-a)$$

$$P = -\text{Imag} \left[\frac{2F((N-1)/NT)}{F^*(1/NT) + F((N-1)/NT)} \right] \quad (15-b)$$

여기서 $F^*(.)$ 는 $F(.)$ 의 공액 복소수량을 나타낸다. 식 (15)를 이용하여 구해진 보정계수 E , P 는 Controller 보드내의 메모리에 저장된 후 고분해능 위상 변위기와 검파기 내부의 가변 이득 증폭기에 제환된다.

III. 보정 회로를 갖는 코히어런트 검파기의 구현

코히어런트 검파기는 두채널사이의 상대적인 위상차이를 비교하여 필요한 표적 정보를 획득하기 때문에 검파기에서 자체 발생하는 에러를 최소화하지 않는 한 정확한 표적 정보획득이 불가능하다. 특히 위상불균형 및 진폭불균형은 그 근원이 위상불균형의 경우 COHO 신호의 90° 하이브리드에 의한 것이 대부분이며, 진폭 불균형은 신호혼합기 및 고정이득 증폭기에 기인하며, 채널의 절대적인 오프셋 전압에도 영향을 미친다. 특히, 오프셋 전압은 혼합기 각 포트에서의 임피던스 비정합에 의해 발생하는 리믹싱(Remixing)효과로부터 야기되며, 혼합기 각 포트에 감쇄기(Attenuator)를 이용한 임피던스 정합회로를 두어 효과를 상쇄시킬 수 있다¹⁶.
 1. 신호 혼합기의 영향은 검파기 출력단에서의 오프셋 전압을 변화시킬뿐만 아니라 RF신호와 COHO신호의 혼변조 성분(Intermodulation)들을 만들게 되며, 이 혼변조 성분들중 특히, 3차항인 $2f_{LO} \pm f_{RF}$, $2f_{RF} \pm f_{LO}$ 성분들은 검파기의 동적영역을 제한하기 때문에 검파기의 기저대역을 결정할 시에 반드시 제거되도록 고려되어 설계되었다.

검파기의 동적영역^[5]은 신호 혼합기의 3차 교차점(IP₃ : Two-tone 3rd order Intercept Point)와 잡음 레벨에 의해 결정되며, 동적 영역의 상한치는 3차 교차점으로, 하한치는 잡음 레벨로 한다. 특히 신호 혼

합기에서의 3차 교차점은 증폭기와 같이 출력신호 레벨에 기준을 두어 정의하지 않고 입력신호 레벨에 기준을 두어 정의한다는 점에 유의해야 한다. COHO신호의 레벨이 +10 dBm인 신호 혼합기는 대략 +16 dBm 정도의 3차 교차점 특성을 보이며, COHO신호의 레벨을 증가시키게 되면 더 높은 3차 교차점을 얻을 수 있게 된다. 그리고 입력 1dB 압축점(1dB Compression Point)는 3차 교차점 레벨보다 약 10~12 dB 가량 낮기 때문에 적절한 선형조건은 3차 교차점보다 15~20 dB 정도 낮은 입력 레벨이라 할 수 있다. 입력 가능한 최소 신호레벨을 제약하는 요소는 회로의 잡음지수와 DC 오프셋 전압이다. 신호 혼합기의 경우 잡음지수는 대략 변환 손신보다 0.5 dB 가량 높으며, 이 잡음지수가 최소 신호 레벨에 미치는 영향은 DC 오프셋 전압에 의한 것보다는 작다.

90° 하이브리드 분주기에서 의한 위상불균형 영향을 보상하기 위해 COHO신호의 주파수대역에서 동작하는 고분해능을 갖는 위상 변위기를 두었다. 이 위상 변위기는 검파기의 작은 위상 변화만을 보상해 주면 되므로, 구현이 용이한 디지털 소자들을 이용하였으며, 다음과 같은 단순한 삼각 함수의 항등식을 이용하여 구현한 것이다^[7].

$$\cos A \cos B \mp \sin A \sin B = \cos(A \pm B) \quad (16)$$

A 를 입력 신호의 위상 ($\omega t + a$)라 하고, B 를 상쇄시키고자 하는 위상변위량 θ 라 하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\cos(\omega t + a) \cos \theta \mp \sin(\omega t + a) \sin \theta = \cos(\omega t + a \pm \theta) \quad (17)$$

여기서 $\cos \theta$ 와 $\sin \theta$ 의 크기는 항상 1보다 작다. 식 (17)에서 알 수 있듯이, 위상이 $\omega t + a$ 인 입력신호는 임의로 가해지는 위상변위량 $\cos \theta$ 와 $\sin \theta$ 의 크기에 의해 완전히 상쇄된다. 제작된 위상변위기의 기본 구성은 그림 6 과 같다.

이 위상 변위기는 입력신호로 코히어런트 검파기의 90° 하이브리드된 COHO신호중 하나를 받게 되며, 변위기내의 90° 하이브리드를 거쳐 나뉜 뒤 아날로그 곱셈기(Analog Device사의 AD834)에 입력된다. 아날로그 곱셈기의 또 하나의 입력은 보상하고자 하는 위상값을 크기가 ± 1 인 아날로그 값으로 변환해 주는 범용 삼각함수 변환기(Analog Device사의 AD 639)로 부터 받게 되며, 이 변환기는 인가되는 DC전압에

대해 50°/V의 변환인자를 갖는다. 따라서 위상변위기는 단순히 식(17)를 구현한 것이라 할 수 있다.

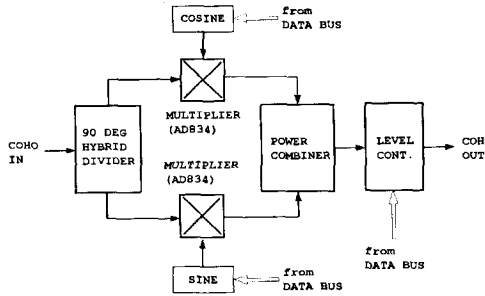


그림 6. 위상불균형을 보정하기 위한 고분해능 위상변위기 블럭도

Fig. 6. Block diagram of high-resolution phase shifter for correcting a phase imbalance.

신호 혼합기의 혼변조 성분뿐만 아니라 고주파(Harmonics)성분들을 제거하기 위해 검파기의 최종 출력단에 저역통과 필터를 설계하였으며, 신호 혼합기의 변환 손실(Conversion Loss)을 고려하면서 동시에 혼변조 성분들을 제거하기 위해 대역폭이 5MHz인 비반전 연산 증폭기를 두었다. 이 비반전 연산 증폭기는 9 dB의 고정된 이득을 갖도록 설계되었으며, 나머지 이득은 채널간의 진폭불균형을 보상하기 위해 사용된 가변이득 증폭기에서 제공한다. 이 가변 이득 증폭기(Analog Device사의 AD602)는 +3 dB의 중심 이득을 기준으로 ± 0.1 dB의 분해능을 갖는다. 검파기의 최종단은 기저대역을 포함하면서 혼변조 신호와 같은 원치않는 신호들을 제거하도록 차단 주파수가 5 MHz인 Butterwrth (n=4) 구조를 갖는 저역통과필터로 구성하였다.

코히어런트 검파기를 보정하기 위한 테스트 신호로 코히어런트한 단일 주파수를 생성할 수 있는 위상 동기 루프(Phase-Locked Loop)를 구현하였다.(그림 5의 Test Signal Gen.) 제작된 위상 동기 루프는 수동 필터 구조를 가지고, 디지털 분주부(Swallow Counter)를 갖는 2차 수동 디지털 위상 잠금 루프로 구성되었으며, 위상-주파수 검출기로 사용된 AD9901은 위상 에러 뿐만 아니라 주파수 에러를 동시에 검출할 수 있기 때문에 다른 위상 검출기에 비해 주파수 획득 동작 범위가 넓고 구현이 용이하다^[8]. 표 2는 설계, 제작된 코히어런트 검파기 및 고분해능 위상 변위기의 설계 변수들의 전기적 요구 성능을 나타낸다.

표 2. 코히어런트 검파기의 설계치
Table 2. Design values of coherent detector.

항 목	전기적 요구 성능
1. 중심 주파수	60 MHz
2. 정보 대역폭	± 2.5 MHz
3. 동적 영역	-30 ~ +10 dB
4. 영상 주파수 제거비	보정전 : > 25 dB 보정후 : > 30 dB
5. 이득 불균형	< 1 dB (보정후)
6. 위상 불균형	< 1° (보정후)
7. 오프셀 전압	< ± 20 mV
8. LO 신호 레벨	+ 15 dBm
9. 출력 신호 레벨	± 1 Vp-p
10. 이득	13 dB
11. 이득 보정 분해능	± 0.1 dB
12. 위상 보정 분해능	+ 0.5°
13. 채널 오프셀 분해능	± 5 mV/1-lsb
14. 테스트 신호 발생기	주파수 : 60 MHz (샘플링 주파수)/N 출력 레벨 : -50 ~ +15 dBm, 3dB step

IV. 코히어런트 검파기의 성능 측정 및 분석

코히어런트 검파기의 특성 측정은 코히어런트 주파수(COHO, f_c)에 코히어런트 되어 원하는 테스트 주파수(f_s)를 갖는 테스트 신호($f_c + f_s$)를 테스트 신호 발생 장치에 내장된 가변 감쇄기(Variable Attenuator)를 이용하여 코히어런트 검파기에 입력되는 신호의 레벨을 변화시키면서 입력한 후 오프셀 주파수의 4배 정도인 샘플링 클럭($f_s = 4f_c$)으로 아날로그-디지털 변환, 메모리에 저장하게 된다. 메모리에 저장된 샘플값들은 DFT 과정을 거쳐 코히어런트 검파기에서 발생된 에러들을 보정하기 위해 케환된다. 그림 7은 주파수 케환 보정법을 이용한 코히어런트 검파기의 회로 구성도이다.

그림 7과 같이 구성된 코히어런트 검파기 및 외부 보정 회로들은 다음과 같은 측정조건하에서 측정되었다. 테스트 신호의 입력 주파수는 60.004 MHz, DFT 포인트 수는 64, 코히어런트 주파수의 입력 레벨은 +13 [dBm]으로 고정된 후, 코히어런트 검파기의 입력 신호 레벨을 -50 ~ +15 dBm까지 변화시키면서 측정된 결과이다. 제작된 코히어런트 검파기의 특성들은 RHG사의 코히어런트 검파기인 IQD6020의 특성과 비교하였다. 그림 8은 제작된 코히어런트 검파기가 자체 발생시킨 오프셀 전압을 측정한 결과로 -50 ~ +50 mV 내의 오프셀 전압을 가진다. 오프셀 전압은 검파기의 영상 신호 제거비에는 직접적인 영향을 미치지 않지만,

데이터 획득 보드에 사용된 아날로그-디지털 변환기가 표적에 대한 신호 성분을 디지털 값들을 변환할 때, 신호에 대한 잡음 레벨을 상대적인 기준으로 보기 때문에 낮은 값을 갖도록 조정하는 것이 좋다. 이 특성은 아날로그-디지털 변환기의 최소 비트당 할당된 전압 레벨을 만족할 수 있도록 최소화한다. 제작된 검파기의 오프셋 전압은 보정전이나 보정후나 거의 ± 50 mV 이내의 값을 가지게 되는데, 이는 데이터 획득 보드 및 검파기에 사용된 전원 공급장치에서 발생하는 전원 잡음 레벨이며, 선형-형태(Linear-type)의 전원 공급 장치를 사용하여 측정을 한다면, 훨씬 낮출 수 있는 값이다. 하지만 실제 레이다 시스템은 공간적인 제한이 크므로, 선형-형태보다는 스위칭-형태의 전원 공급 장치를 이용하므로 실제 운용 환경에서 사용되는 전원 공급 장치를 그대로 이용하여 측정한 결과이다.

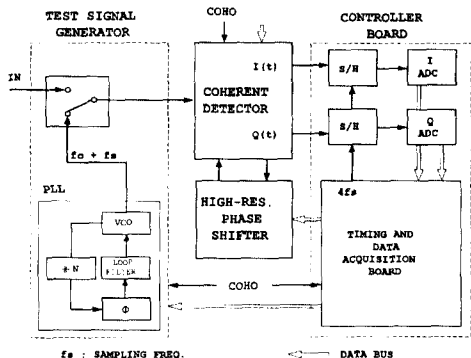


그림 7. 주파수 궤환 보정을 갖는 코히어런트 검파기의 회로 구성도

Fig. 7. Schematic diagram of coherent detector with Frequency-Feedback Correction.

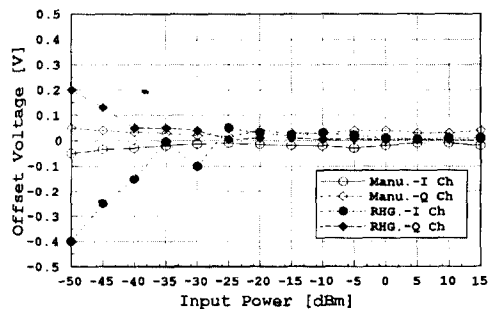
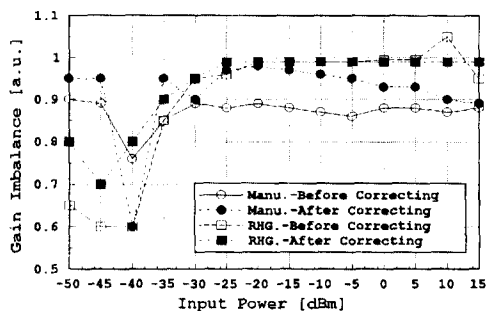


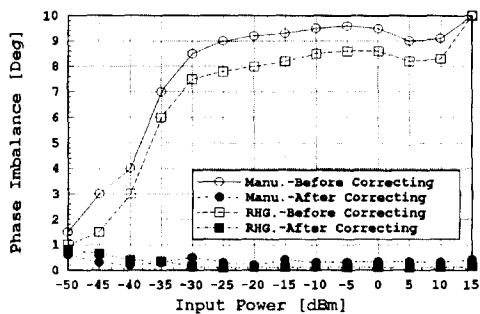
그림 8. 제작된 코히어런트 검파기와 RHG IQD6020의 오프셋 전압 특성

Fig. 8. Offset voltages of manufactured coherent detector and RHG IQD6020.

그림 9의 (a)와 (b)는 코히어런트 검파기의 영상 신호 제거비에 직접 영향을 미치는 진폭과 위상 불균형을 보정전과 보정후로 나누어 측정한 결과이다. 제작된 코히어런트 검파기의 특성을 살펴보면, 보정전 진폭 불균형은 $-30 \sim +10$ dBm의 입력 범위에서 0.1~0.13의 진폭 불균형을 보이며, 보정 과정을 거치게 되면 0.05~0.1의 진폭 불균형을 갖음을 알 수 있다. 반면에 RHG사의 IQD6020의 경우 보정전이나 보정후나 거의 동일한(< 0.02) 진폭 불균형 특성을 보인다. 보정전의 위상 불균형 특성을 보게 되면, RHG사의 IQD6020의 특성보다 제작된 검파기의 위상 특성이 약 1° 정도 떨어진 특성을 갖는다. 하지만 위상 불균형을 보상하기 위해 사용된 고분해능 위상 변위기에 의해 검파회로 자체에서 발생한 대부분의 위상 불균형 에러들은 거의 보상됨을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 9. 제작된 코히어런트 검파기와 RHG IQD6020의 (a) 진폭 불균형, (b) 위상 불균형

Fig. 9. (a) Amplitude imbalance (b) phase imbalance of manufactured coherent detector and RHG IQD6020.

그림 10은 위의 과정을 모두 거친 뒤 Controller 보드내의 메모리에 저장된 진폭 및 위상 불균형 값들

을 이용하여 구해진 검파기의 영상 신호 제거 특성을 나타낸다. 본 연구에서 설계치로 설정한 5 dB의 개선 특성보다 훨씬 좋은 결과를 보인다. 보정전의 23 dB의 영상 신호 제거비는 레이다 성능에 큰 악영향을 미치는 않지만, 보정 과정을 통해 거의 10 dB에 가까운 개선을 제공할 수 있다. 레이다 시스템의 입장에서 보면, 10 dB의 시스템 파라미터 개선은 중요한 의미를 갖게 된다. 첫째 고주파 대역이 아닌 기저 대역에서 수신기를 보상해 줌으로써 고가가 아닌 저가의 부품을 이용할 수 있기 때문에 비용이 절감되고, 둘째, 아날로그와 디지털의 연결 부분인 코히어런트 검파기를 보상할 수 있는 기술적 접근이 용이해 짐으로써 다른 형태의 검파회로들에도 적용이 가능해 졌다는 점이다.

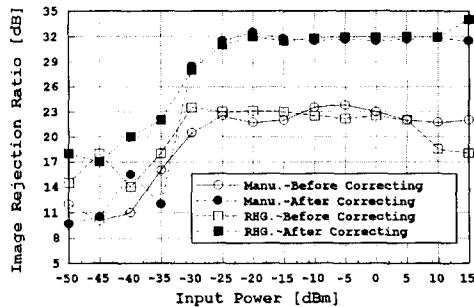


그림 10. 제작된 코히어런트 검파기와 RHG IQD6020의 영상 신호 제거비

Fig. 10. Image rejection ratio of manufactured coherent detector and RHG IQD6020.

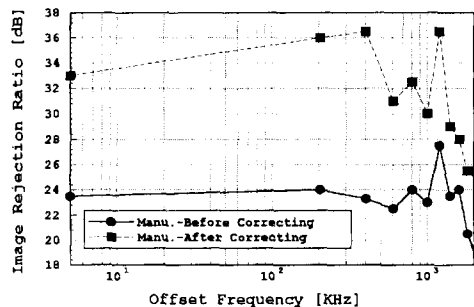


그림 11. 제작된 코히어런트 검파기의 입력 테스트 신호의 주파수에 따른 영상 신호 제거비

Fig. 11. Image rejection ratio of manufactured coherent detector with regard to frequency.

그림 11은 코히어런트 검파기의 영상 신호 제거 특성을 테스트 신호의 오프셋 주파수를 변화시키면서 입력 신호 레벨이 -10 dBm일 때 측정된 결과이다. 제작

된 코히어런트 검파기의 기저 대역폭은 약 ± 2.5 MHz로 보정 과정을 통해 원하는 기저대역내에서 11 dB의 개선을 얻을 수 있었다. 1 MHz 근처에서의 영상 신호 제거비의 변화는 검파기내 저역 통과 필터의 출력단과 외부의 데이터 획득 보드사이의 비정합, 이득 증폭기의 대역폭 제한 등이 요인이다. 코히어런트 검파기는 영상 신호 제거 특성도 좋아야 할 뿐만 아니라 넓은 동적 영역을 가져야 하므로 입력신호 레벨의 변화에 따른 출력 레벨의 변화를 측정된 결과는 그림 12와 같다.

그림 12에서 보면, 제작된 코히어런트 검파기는 입력 전력이 약 -40 dBm 근처에서부터 선형 동작을 보이는 반면, RHG사의 IQD6020은 -35 dBm 근처에서부터 선형 동작을 시작하여 +5 dBm에서 출력 전력이 포화를 시작함을 알 수 있다. RHG사의 IQD6020은 +7 dBm의 구동레벨을 갖는 신호혼합기를 이용하여 제작되었기 때문에 좁은 선형 동작 영역을 보임을 그림 12에서 알 수 있다. 따라서 높은 구동레벨을 갖는 신호혼합기를 사용하게 되면, 넓은 선형 동작영역을 갖는 코히어런트 검파기를 구현할 수 있다.

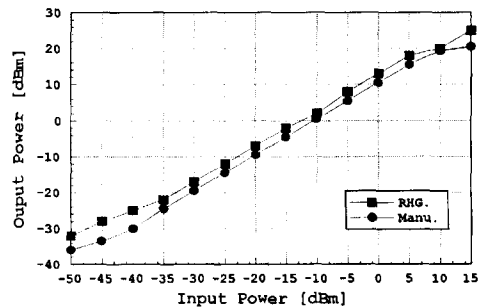


그림 12. 제작된 코히어런트 검파기와 RHG IQD6020의 입출력 특성

Fig. 12. In-out characteristics of manufactured coherent detector and RHG IQD6020.

V. 결 론

레이다용 수신기내에서 IF단의 신호를 기저 대역 신호로 주파수 하향 변환 및 증폭, 필터링하여 신호처리부로 넘겨 주는 역할을 하는 코히어런트 검파기의 제작, 개발시의 문제점들과 레이다의 성능에 영향을 주는 코히어런트 검파기내의 여러 에러 요인들을 보상해 주는 주파수-궤환 보정법을 제안, 구현하여 코히어런트 검파기의 특성을 분석하였다.

코히어런트 검파기의 성능을 개선하기 위해 제안된

주파수 제환 방법을 이용 자체 발생된 에러들(진폭 불균형, 위상 불균형 및 오프셀 전압)을 보상하여 수신기 내에서의 코히어런트 검파기 성능이 레이다의 전체 성능에 최소한의 영향을 미칠 수 있음을 측정 결과를 통해 알 수 있었다. 제작된 코히어런트 검파기는 $-30 \sim +10$ dBm의 입력전력에 대해 선형특성을 가지며, 보정 전 23dB, 보정후 32dB의 영상 신호 제거 특성을 가진다. 보정전과 보정후의 진폭 불균형 및 위상 불균형은 각각 0.9~2.4 dB 에서 0.9dB 이하로, $8 \sim 10^\circ$ 에서 1° 이하로 개선되었다.

본 연구를 통해, 레이다 수신기내의 에러 보상을 고주파 대역뿐만 아니라 기저 대역에서도 충분히 실현 가능하며, 특히 고가의 고주파 부품이 아닌 상대적으로 적은 비용을 들여 시스템의 전체 성능을 개선할 수 있음을 보였다.

참 고 문 헌

[1] James A. Scheer and James L. Kurtz, *Coherent Radar Performance Estimation*, Artech House, Norwood, Chap 8., 1993.

[2] M. Skolnik, *Radar Handbook*, 2nd Ed., McGraw-Hill.
 [3] Peter J. Kahrilas, *Conventional and ESR Systems Design and Evaluation Vol 2.*, Hughes Aircraft Co., 1990.
 [4] Churchill, F. E., G. E. Ogar and B. J. Thompson, "The correction of I and Q Errors in a Coherent Processor", *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. AES-17, no.1, pp.131~136, Jan., 1981.
 [5] S. Goldman, "Understanding the Limits of Quadrature Detection," *Microwaves & RF*, pp.67~178, Dec., 1986.
 [6] Ashok K. Gorwara, "Phase and amplitude balance : Key to image rejection mixers," *Microwaves*, pp.64 74, Oct., 1972.
 [7] D.J. Ciardullo, "A high accuracy phase shifter based on a vector modulator," *RF Design*, pp.106~114, Oct., 1993.
 [8] *High Speed Design Seminar*, Analog Device Co., 1989.

저 자 소 개



梁 鎮 模(正會員)

1965. 12. 7 서울 출생. 1988. 2. 아주대학교 전자공학 학사. 1991. 2. 아주대학교 전자공학 석사. 1991. 2. ~ 현재 국방과학연구소, 연구원. 주 관심분야 : 마이크로파 소자 및 TX/RX 모듈 설계



金 世 映(正會員)

1965. 12. 7 서울 출생. 1991. 2. 단국대학교 전자공학 학사. 1993. 2. 단국대학교 전자공학 석사. 1993. 3. ~ 현재 국방과학연구소, 연구원. 주 관심분야 : 마이크로파 회로 설계 분야 및 이동 통신 분야

金 瑄 周(正會員)

1963. 10. 26 제주 출생. 1986. 2. 아주대학교 전자공학 학사. 1988. 2. 아주대학교 전자공학 석사. 1988. 2. ~ 현재 국방과학연구소, 선임연구원. 주 관심분야 : 레이다용 송수신기, 주파수 합성기 및 전력 증폭기 분야

田 炳 泰(正會員)

1963. 10. 10 일생. 1986. 2. 경북대학교 전자공학 학사. 1988. 2. 한국과학기술원 전기 및 전자공학 석사. 1993. 2. 한국과학기술원 전기 및 전자공학 박사. 1993. 7. ~ 현재 국방과학연구소, 선임연구원. 주 관심분야 : MMIC 및 MIC 분야, TR 모듈 설계 분야