

(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 특허공보(B1)

(51) Int. Cl.<sup>4</sup>  
G01S 13/08

(45) 공고일자 1989년05월02일  
(11) 공고번호 89-001384

(21) 출원번호	특1984-0002131	(65) 공개번호	특1984-0008981
(22) 출원일자	1984년04월20일	(43) 공개일자	1984년12월20일
(30) 우선권주장	70808 1983년04월21일 일본(JP)		
(71) 출원인	가부시끼가이샤 고오베 세이코오쇼 마끼 후유히꼬 일본국 고오베시 쥬우오오쿠 와끼노하마쥬오 1쥬오메 3반 18고오		
(72) 발명자	가와따 유다까 일본국 고오베시 니시쿠 가리바다이 5쥬오메 2노 4 구사까 다꾸야 일본국 고오베시 히가시 나다꾸 기다아오끼 2쥬오메 10-6 이-6701고오 이마다 히로시 일본국 고오베시 스마꾸 기다오찌아이 3쥬오메 20반 3고오		
(74) 대리인	장용식		

**심사관 : 정용철 (책자공보 제1560호)**

**(54) 전자파를 이용한 거리 측정방법 및 그 시스템**

**요약**

내용 없음.

**대표도**

**도1**

**명세서**

[발명의 명칭]

전자파를 이용한 거리 측정방법 및 그 시스템

[도면의 간단한 설명]

제 1도는 본발명의 일실시에에 따른 거리 측정방법의 실제에 사용하기 적합한 시스템의 블록도.

제 2도는 거리 측정방법에 따라 시행된 거리측정의 결과를 보여주는 그래프도.

제 3도는 고로에 마이크로파 프로파일 측정기가 적용된 본발명의 다른 실시예에 따른 마이크로파 프로파일 측정기의 개략 정면도.

제 4도는 마이크로파 프로파일 측정기에 설치된 마이크로파 회로장치의 블록도.

제 5도와 마이크로파 프로파일 측정기에 설치된 마이크로파 레이더의 부분단면도.

제 6도는 프로파일 측정기에 의해 결정된 고로내의 장입물의 표면윤곽을 보여주는 그래프.

\* 도면의 주요부분에 대한 부호의 설명

25 : 전파 회로 장치

26 : 안테나

27 : 수냉하우징

29 : 규산유리창

[발명의 상세한 설명]

본 발명은 목표물에 주파수 변조파를 보내고 목표물로부터 반사된 파와 송신파의 비트파로부터 거리에 관계된 정보를 얻음으로써 목표물까지의 거리를 측정하는 방법에 관한 것이며, 이 방법의 실제사용에 적절한 시스템에 관한 것이다.

일반적으로 FM-CW 레이더로서 알려진 상기한 종류의 거리 측정방법 및 시스템을 목표물에 주파수 변조 마이크로파를 송신하고 목표물로부터 수신한 파의 위상 프랙션(fraction)내에 포함된 거리에 관

계된 정보를 얻도록 쓰인다. 각각의 이러한 수신파의 위상 프랙션으로부터 거리에 관계된 정보를 뽑아내기 위해서 일반적으로 송신파와 수신파의 비트파를 얻고 비트파의 피크수를 세도록 되어 있다. 이러한 경우에 측정될 거리에 의존되는 초기위상의 상태에 따라  $n$ 이나  $n+1$ 의 카운트는 FM변조의 단일 주기에서 얻어진다. 그래서 상기 카운트는 소위 고유오차( $d_c$ )에 의해 수반된다. 이러한 고유오차는 예를들면 10GHz의 마이크로파가 사용되고 FM변조의 최대주파수 편이가 10MHz로 정해진 경우에 3.75m에 미치지 때문에 짧은 거리를 측정할 때에는 허용할 수 없을 정도로 커진다. 이러한 고유오차가 최대주파수 편이에 반비례하기 때문에, 고유오차는 최저주파수 편이가 1GHz나 더 크게 정해진다면 허용수준까지 낮춰질 수 있을 것이다.

그러나 그렇게 높은 최대주파수 편이를 만들 수 있는 기구나 시스템은 무척 비싸다. 상기한 고유오차를 감소시키기 위하여, 변조가 각 비트파의 위상 프랙션에 적용되고 피크의 수가 변조의 주기( $T_1$ )동안 계수 된다.

위상 프랙션을 위한 변조와 주기 ( $T_1$ )는 보통 FM 변조주기 ( $T_2$ )보다 훨씬 더 긴 수준에서 정해지고 더우기 FM 변조주기( $T_2$ )의 정수배 수준에서 정해진다(말하자면,  $T_1/T_2 = m$ ). 따라서, 다음 식은 변조주기 ( $T_1$ )동안 얻어진 계수( $\Sigma N$ )를 FM 변조주기 ( $T_2$ )동안의 파의 피크수로 바꿈으로써 만들어진다 :

$$n = \frac{\Sigma N}{m} = n_0 + \delta$$

여기서  $n_0$ 는 정수이고  $0 < \delta < 1$ 이다. 그러므로 피크수의 프랙션을 세는 것이 가능하다.

상기한 위상변조를 수행하는데 있어서, 각 비트파의 초기위상( $\phi$ )에 안맞는 결과로 나타나는 카운트를 알아내기 위하여  $\phi$ 에서부터  $\phi + k\pi$  ( $k$ : 정수)까지 스위프할때, 프랙션은 제대로 계수될 수 있을 것이다. 만일 위상의 변조대가  $k'\pi + \Delta$  ( $k'$ : 정수,  $0 < \Delta < \pi$ )에 도달한다면, 오차가 트랙션을 계수하는 도중 발생하여 소위 폴드 오차(folded error)를 만들어낸다.

상기 위상변조를 수행하기 위해서, 종래에는 소위 이중 FM방식을 채택하거나 고주파회로 장치를 가진 위상편이기를 사용하는 것이 알려져 있다.

앞의 방법에 있어서, 비트파는 제 2 FM변조파가 삼각파인 다음식에 의해 나타난다.

$$E'c = KA \cos[Wc\tau + \gamma \cos W\mu t + 8\pi \Delta F_2 \tau \mu^2]$$

여기서  $F_2$ 는 제 2 FM변조의 주파수이고

$$\tau = \frac{2d}{c} = \frac{2 \times (\text{특정거리})}{\text{빛의속도}}$$

이다. 그래서 거리에 관계된 정보는 상기 방정식의 제 2부분에 포함되어 있다. 즉( $8\pi \Delta F_2 \tau \mu^2$ ), 목표물까지의 거리가 변할때는 언제나 위상의 변조대가 변한다. 그래서  $\Delta = 0$ 은 특정거리 ( $ndc$ )외에서는 만족하지 못한다. 여기서 다시 상기 폴드 오차가 발생한다.

이러한 폴드 오차는 주파수 편이가 10MHz로 정해지고 규정된 거리가 5m로 놓인 경우 70cm정도에 이른다.

우연히, 이중 변조방식은 제 1의 FM변조의 최대주파수 편이가 더 높은 수준으로 정해진다면 리턴 오차(return error)를 감소시키게 할 수 있다. 그러나 이런 넓은 대의 주파수 변조에 의존하는 장치나 시스템은 광범위한 적용이 불가능하고 위에 언급했듯이 훨씬 더 비싼 가격을 가진다.

후자의 방법에 있어서는, 페라이트나 핀 다이오우드 또는 비슷한 장치를 사용하는 변조기가 전자파용 위상편이기로 쓰인다. 그러나 이러한 변조기는 직선상이 좋지 않아서 좋은 정밀도를 가진 변조대를 설정할 수 없는 결점을 수반한다. 그러므로 후자의 방법으로는 어떤 바람직한 수준까지 측정오차를 줄이기가 어렵다.

## 1 4

대안으로서 목표물에 파장( $\lambda$ )의 주파수 변조된 전자파를 송신하고  $\lambda$ 의 거리나 전자의 거리의 정수배인 다른 거리에 걸쳐 수신안테나를 움직이면서 목표물로부터 반사된 파를 받도록 제안된 것도 있었다. 수신파는 송신파와 같이 섞여서 탐지되어 양파의 비트파를 얻는다. 그렇게 하여 얻은 비트파는 거리에 관계된 정보를 포함하고 상기 언급한 안테나의 이동에 따른 위상변조에 따른다. 비트파의 피크의 수는 제로 크로스점의 탐지방범이나 비슷한 방법에 따라 세어지고 평균되어 소망의 거리를 나타내는 정보를 얻을 수 있다.

더우기 또한 슬라이드 쇼트(slide short)를 사용하는 역학적 위상변조방법을 채택하는 것도 제시되었다. 상기한 안테나 이동방법과 슬라이드 쇼트 방법은 둘다 역학적 변조방식이고 그래서 위상변조를 수행하기 위해서 구동기구를 필요로 한다. 그러므로 그것들은 이러한 방법에 의존하는 시스템

이나 장치가 어쩔 수 없이 가격이 비싸고 크기가 커지는 결점을 수반한다.

또한 상기 언급한 방법의 각각에서 반송파를 위상변조에 따르게 함으로써 간접적으로 위상변조를 비트파에 적용하는 방식도 제시되었었다. 그러나 저주파를 가진 비트파에 직접적으로 위상변조를 적용하는 것이 훨씬 유리하다는 것이 제시되어 있다. 그러나 비트파는 정현파가 아니고 그것의 주파수는 측정된 거리에 따라서 변한다. 그러므로 직접적으로 비트파에 위상변조를 적용시키는 것이 어려웠었다.

다양한 종류의 거리 측정장치나 시스템이 상기한 거리 측정방법을 수행하도록 만들어져 왔다. 그것들은 목표물과 직접 접촉함이 없이 여러분야에서 쓰일 수 있다. 이러한 적용분야의 한 예로써 고로내의 장입물의 높이나 분포양태의 비접촉 측정이 언급될 수 있다.

고로의 안정된 동작과 그 연료효율의 개선을 얻기 위한 관점으로 고로내에 채워진 원광석의 분포양태를 소망의 양태로 제어하는 것이 일반적으로 채택되어 있다. 이러한 목적을 위해서 고로의 가장 상부에서 각 장입물의 분포양태를 측정하는 것이 요구되어 진다.

많은 특허 및 실용신안출원이 상기 목적, 즉 마이크로파 같은 전자파를 사용함으로써 고로내에 채워진 장입물의 분포양태를 측정하는 것을 수행하기에 적합한 장치나 시스템에 대해 만들어졌다. 다음은 이러한 특허 및 실용신안출원의 예이다. 일본 특허 공개번호 58560/1977 :

안테나가 회전하는 동안 장입물이 정반대로 주사되어 고로내의 장입물의 분포양태가 측정될 수 있다. 일본 특허 공개번호 6669/1978 :

마이크로파 거리 측정장치가 측정회로 및 보정회로로 장비되어 있다. 회로는 장치를 보정하도록 개폐된다. 일본 특허 공개번호 102073/1978 :

프로필측정 시스템이 고로내의 장입물의 표면 프로필을 알아내기 위해 쓰인다. 마이크로파 거리 측정장치가 창의 끝부분에 장치되어 있다. 거리 측정장치를 씻고 식히는 방법이 밝혀져 있다. 일본 실용신안 공개번호 151907/1981 :

반사안테나의 각도가 마이크로파가 장입물의 표면에 직각으로 부딪치도록 조정된다. 일본 실용신안 공개번호 151958/1981 :

마이크로파 송신회로장치가 전체적으로 안테나와 같이 만들어지며 창의 끝부분에 장치되어 있다. 보상 도파관이 각 마이크로파의 손실이 회로장치내에서 소멸되도록 회로장치내에 제공되어 있다. 일본 특허 공개번호 59181/1982 :

보정 전송선이 각 거리를 보정할 수 있도록 제공되어 있다. 측정모우드와 보정모우드는 교대로 그리고 계속적으로 개폐된다. 일본 특허 공개번호 166573/1982 :

AM변조방식을 사용한 마이크로파가 거리측정시스템이 밝혀져 있다. 종래의 전자파(이제부터는 "마이크로파"로 언급됨) 프로필 측정기 또는 음향측정기는 X대(10GHz)나 V대(50GHz)중 하나의 마이크로파를 사용한 FM-CW레이다로 각각 구성되어 있다. X대 마이크로파는 주로 더 낮은 전체경비로 측정기를 만들수 있다는 가능성 때문에 사용되었다. 다른 한편으로는 V대 마이크로파는 주로 작은 안테나에 의해 비임의 집중을 수행하는 능력때문에 쓰인다. (분사각  $\alpha \lambda / D$ , 여기서 D는 안테나 구경이고  $\lambda$ 는 마이크로파의 파장이다).

그런데 마이크로파프로필 측정기나 음향측정기에 의한 측정의 정밀도는 FM-CW레이다의 경우에는 변조대의 역수에 의존한다.

따라서 수 GHz의 주파수 변조가 상품화된 FM-CW레이다에 선택되어 왔었다. 결과로서 그들의 발전기는 가격이 비싸고 크기가 크다. 다른 한편으로는 레이다를 더 작게 만들고 그 유지를 편리하게 하기 위해 단일 조립품내에 안테나와 발전기를 만드는 것이 더 좋다. 이러한 목적을 위하여 협대역발전기가 발전기로서 사용된다. 그 변조대가 150MHz까지 인한 건 다이오우드(GaAs소자)를 사용하여 조립할 수 있기 때문에 마이크로파 레이다는 매우 밀집된 부피를 가져서 창내에 장치될 수 있다.

위에 언급한 것과 같은 협 대역 FM-CW레이다의 정밀도를 향상시키기 위하여 특별신호 처리를 수행하는 것이 필요하다. 상기한 일본 특허 및 실용신안 출원이 이러한 면에 대해 참고가 될 것이다.

앞의 견해와 함께, 본발명은 위상변조가 전화회로에 의해 신호의 처리에 따라서 각 비트파에 직접적으로 적용해서 높은 정밀도의 측정결과가 비교적 낮은 경비로 얻어질 수 있는 전자파 거리 측정방법의 제공을 목적으로 한다.

본발명의 또다른 목적은 상기 언급한 방법의 실시사용에 적절한 전자파 거리측정 시스템을 제시하는 데 있다. 상기 목적을 수행하기 위하여, FM파가 목표물에 전송되고 그 반사파가 수신된다.

그러면 비트파는 그렇게 수신된 파와 FM파를 사용하여 얻어질 수 있다. 그 뒤에는 주파수 ( $f_1$ )의 정현파가 비트파와 섞여지고 합성혼합파의 측파대파중 하나가 얻어진다. 그래서 그렇게 얻어진 혼합파의 측파대파의 하나가 분리되고 검파된다. 위의 방식에서 본발명은 위상변조를 상기한 비트파에 공급해서 그렇게 변조된 비트파의 피이크의 수로부터 거리에 관계된 정보를 얻도록 해준다.

본발명의 한 특징은 목표물에 주파수가 변조된 전자파를 전송하고, 목표물로부터의 반사파를 수신하고, 얻은 수신파와 송신파를 비트파로 섞고 나서 그 비트파를 검지함에 의해 목표물까지의 거리를 측정하는 방법이 제공되어 있다. 그 방법은 다음과 같이 이루어진다.

i) 비트파를 주파수 ( $f_1$ )를 가진 정현파와 혼합하고 그 합성혼합파의 측파대파중의 하나를 끄집어 내고나서, 그렇게 추출된 측파대파를 주파수( $f_2$ )를 가진 정현파와 함께 혼합하고 그 합성혼합파의 측파대파를 추출해서 위상 변조가 주기 ( $1/(f_1-f_2)$ )에서 비트파에 공급되도록 한다.

ii) 위상변조의 주기( $1/(f_1-f_2)$ )동안 그렇게 얻어진 위상변조된 비트파의 피크의 수를 센다. 그리고 나서 iii) 계수의 결과에 기초해서 목표물까지의 거리를 계산한다.

본 발명의 또다른 특징은, 또한 목표물에 위상변조된 전자파를 전송하고 선택적으로 목표물로부터 수신된 파내에 포함된 거리정보를 얻음에 의해 먼지가 많은 고온의 대기에서 목표물까지의 거리를 측정하는 시스템이 제시되어 있다.

그 시스템은 다음과 같이 구성되어 있다.

i) 그 사이에 밀봉되어 삽입된 내화성이고 가스가 통과할 수 없고 전자파가 통과할 수 있는, 그래서 전파회로 장치내로 대기가 침투하는 것을 방지하는, 부재를 가진 전파회로장치와 안테나회로장치로 나뉘어진 현대역 FM-CW레이다 ; ii) 전파 전송장치를 식히기 위해 만들어진 냉각수단 ; 및 iii) 안테나 회로장치와 전자파 통과가능부분에 가능한 먼지의 퇴적을 피하기 위하여 안테나 회로장치와 전자파 통과 가능부분에 불활성기체를 공급하도록 만들어진 먼지 청소수단.

본 발명의 방법에 따르면, 위상변조는 전송파와 목표물에 의해 반사되어 수신된 수신파로부터 얻어지는 비트파에 직접적으로 적용될 수 있다.

이러한 위상변조는 주파수( $f_1$ )와 주파수( $f_2$ )사이의 차이에 의해 결정된다. 그러므로 위상변조의 직선성은 향상될 수 있는 동시에 위상변조의 폭이 적당하게 제어될 수 있어서, 고유오차를 줄이는 것을 가능하게 만든다.

덧붙여서, 고주파 회로장치는 FM변조의 주파수대가 약 100MHz나 그정도로 좁게 될 수 있어서 크기와 무게 양면에서 작아질 수가 있다.

각 비트파의 위상변조는 전자회로를 이용하여 수행될 수 있다. 그러므로 상기 방법은 역학적 위상변조방식과는 달리 아무런 역학적 구동장치를 필요치 않는다. 이러한 양상이 전자파 거리 측정장치나 시스템의 전체크기를 줄이는 것을 가능하게 하고 이러한 장치나 시스템을 더 저렴한 비용으로 제조할 수 있게 한다.

더우기 위상변조는 각 비트파에 직접 적용되어 종래의 핀 다이오드나 페라이트 방법과 비교해서 더 간단한 고주파 회로를 쓰는 것을 가능하게 한다.

본 발명의 상기한 것과 다른 목적, 양상과 이점은 수반된 도면과 관련지어진 다음의 해설과 첨부된 청구범위로부터 명백하게 될 것이다.

제1도에서 주파수변조 전자파(추후에는 "송신파"로 언급함)는 고주파 발진기(1)로부터 발생된다.

송신파( $W_s$ )는 분파기(wave splitter) (2)에 의해 2개의 송신파로 나뉘어진다. 하나의 송신파는 FM변조 전자파로서 송신안테나(3)로부터 목표물(4)로 발사된다. 목표물(4)로부터 반사된 반사파는 수신안테나(5)에 의해 수신된다.

이 수신파( $W_r$ )는 혼합검파기(6)에 가해진다. 상기한 송신파( $W_s$ )는 분파기(2)로부터 혼합검파기(6)로 직접 가해진다. 따라서 혼합기(6)는 수신파( $W_r$ )와 송신파( $W_s$ )를 혼합 검파하여 비트파( $W_b$ )를 출력한다. 이렇게 얻어진 비트파( $W_b$ )는 그후 혼합기(7)에 가해지며 여기에서 정현파 발진기(8)로부터 공급된 주파수( $f_1$ )의 정현파와 혼합된다. 합성혼합파는 그후 고역통과필터(9)를 통하게 된다. 따라서 합성혼합파의 상측파대파( $W_u$ )가 분리되어 출력된다.

비트파( $W_b$ )의 전압 파형이  $E_b$  이고 정현파 발진기(8)의 출력전압 파형이  $E_{r1}$  이라고 가정한다. 그러면  $E_b$  및  $E_{r1}$ 은 각각 다음 식으로 표시된다.

$$E_b = A_b \sin(2\pi f_b t + \phi_b) \quad (1)$$

단,  $A_b$  : 비트신호의 전압진폭

$f_b$  : 비트신호의 중심주파수

$\phi_b$  : 비트신호의 초기위상

$$E_{r1} = A_1 \sin(2\pi f_1 t + \phi_1) \quad (2)$$

반면에 상기한 상측파대파( $W_u$ )의 전압 파형은 다음식(3)으로 표시될 수 있다.

$$E_u = A_u \sin \{2\pi (f_b + f_1)t + \phi_1 + \phi_b\} \quad (3)$$

상기한 방법으로 얻어진 상측파대파( $W_u$ )는 그후 혼합기(10)에 가해지며 여기에서 이것은 정현파 발진기(11)로부터 가해진 주파수( $f_2$ )의 정현파와 혼합된다. 합성혼합파는 저역통과필터(12)를 통과하게 되어 이에 의해 혼합파와 하측파대파( $W_l$ )가 분리되어 출력된다.

정현파 발진기(11)의 출력전압 파형( $E_{r2}$ )은 다음식(4)에 의해 표시된다.

$$E_{r2} = A_2 \sin(2\pi f_2 t + \phi_2) \quad (4)$$

그러므로 상기한 혼합파의 하측파대파( $W_L$ )의 전압 파형은 다음식(5)에 의해 정의될 수 있다.

$$E_L = A_L \sin \{2\pi (f_b + f_1 - f_2)t + \phi_b + \phi_1 - \phi_2\} \quad (5)$$

단  $A_L = kA_b A_1 A_2$

$k$  : 혼합기의 변환계수

여기서  $T_1 = 1/(f_1 - f_2)$ 을 정의하고  $\phi'$ (즉,  $\phi' = \phi_b + \phi_1 - \phi_2$ )로  $(\phi_b + \phi_1 - \phi_2)$ 를 대체하면 식 (5)은 다음식 (6)으로 변형된다.

$$E_L = A_L \sin \left\{ 2\pi f_b t + \frac{2\pi t}{T_1} + \phi' \right\} \quad (6)$$

식(6)을 식 (1)과 비교하면 하측파대파( $W_L$ )는 주기( $T_1$ )에 따라서 원래의 비트파( $W_b$ )의 초기위상부분을 선형적으로 변조함에 의해서 얻어진 파이다.

하측파대파( $W_L$ )는 저역통과필터 (12)로부터 얻어지며 식 (6)으로 표시되며 필터 (13)에 전달되어 고조파가 제거된다. 결과 신호는 그후 파형 정형회로(14)에 공급되며 이에 의해 식(6)에 의해 표시된 하측파대파( $W_L$ )의 제로 교차점에 대응하는 펄스를 발생한다. 여기서 상기한 측파대파가 부(-)에서 정(+)으로 상승하는 제로 교차점은 예의 목적으로 들 수 있다.

이 펄스는 그후 계수기 (15)에 공급되어 위상변조주기 ( $T_1$ )동안 계수된다. 따라서 하측파대파의 피이크수가 계수된다.

계수기 (15)에 의한 계수결과( $\Sigma N$ )는 거리계산회로(16)에 공급되어 여기에서 송신파( $W_s$ )에 대하여 주파수 변조주기( $T_2$ )당 하측파대파( $W_L$ )의 피이크수( $n$ )가 식 (7)에 따라 계산되며 목표물까지 거리( $d$ )가 그후 식(8)에 따라서 계산된다.

$$n = \Sigma N / m \quad (7)$$

단,  $m : T_1 / t_2$

$T_1$  : 위상변조주기

$T_2$  : 주파수 변조주기

$$d = n \times c / 4\Delta F \quad (8)$$

단,  $\Delta F$  : 송신파( $W_s$ )의 최대 FM주파수 편이

$c$  : 빛의 속도

위상변조주기 ( $T_1$ )를 좀더 정확하게 하기 위하여 각 정현파 발진기(8, 11)의 발진주파수는 마스터 클럭(17)의 발진주파수에 따라 결정되는 것이 바람직하다. 제2도는 거리측정 결과의 일례를 도표로 설명한 것이며 그 결과는 본발명 방법에 따라서 얻어졌다.

제 2도에 도시된 예에서 다음 조건이 따른다.

송신파의 주파수 : 24GHz

$T_1$  : 1s

$T_2$  : 1ms

$\Delta F$  : 50MHz

이 예에서 설명하기 힘든 오차는 5cm이었다. 종래의 FM레이다 법에서의 고유오차, 75cm와 비교할때 본 발명 방법은 1/10 또는 그 이하로 에러가 감소되었다.

본 발명의 마이크로파 프로파일 측정기를 설명하기 위하여 첨부된 도면 제 3도 및 제2도를 참고로 다음에 행하여 진다.

제 3도에는 마이크로파 프로파일 측정기의 전체구조가 표시되어 있다. 창(21)은 구동장치(표시되지 않음)에 의해 시일링밸브(22)를 통하여 고로(23)로 삽입된다. 구동장치는 고로(23)를 가로질러 창(21)을 이동시킬 수 있다. 창(21)은 일반적으로 대기위치에 유지되어 있다. 측정시에 창(21)은 측정준비 위치로 전진되며 그후 일정한 속도로 고로(23)안으로 삽입된다. 창(21)의 선단부에 부착된 마이크로파 레이더(24)의 눈금을 교정할때에 선단부는 고로(23)로부터 끌어당겨 검사 위치에 멈춰진다. 밑에 있는 층이 교정용 목표물로서 사용된다.

마이크로파 레이더(24)의 구조는 제 4도를 참고로 하여 다음에 기술된다. 레이더(24)는 전파 회로장치(25)와 안테나(26)로 구성된다.

전파 회로장치 (25)는 발진기, 써큘레이터, 스텐브 동조기 (stub tuner) 및 장치들을 함께 접속시키는 도파관을 포함한다.

다음에 제5도를 참조하면 전파 회로장치(25)가 수냉하우징(27)내에 설치되어 각 장치가 허용되는 상

한온도 이상으로 가열되는 것을 방지한다. 전파 회로장치 (25)에 의해 송신파의 발진 주파수 변조 및 송신파와 수신파와의 비트 신호의 발생등 모든 것이 수행된다. 단지 중간주파수대의 비트 신호만이 증폭한 후에 창(21)의 후단부에 설치된 신호처리장치(28) (제 3도 참조)에 보내어진다. 신호처리장치 (28)와 레이더(24)사이에서 접속을 위해 도파관을 사용하는 것은 불필요하다. 이들은 통상적인 송신라인에 의해 상호 연결된다 설명한 실시예에서 전파 회로장치 (25) 및 안테나(26)는 단일체로 조립된다. 이들은 따라서 창(21)의 전단을 통하여 창(21)으로부터 쉽게 끌어들이 수 있어 점검에 용이하다.

전파 회로장치 (25) 및 안테나(26)는 그들 사이에 설치된 규산유리창(29)과 같이 접속된다. 규산유리창(29)은 도파관의 단면적과 거의 동일한 크기를 가지며 그를 통해 마이크로파를 전송하며 고로의 개스는 차단한다. 레이더(24)는 규산유리창(29)과 안테나(26)는 그위에 먼지등이 퇴적되는 것을 방지하기 위하여 불활성개스, 예를 들어 질소개스를 사용하여 소제하는 먼지청소 수단을 포함한다.

고로(23)내에 있는 장입물(30)의 표면의 윤곽은 본발명의 마이크로파 프로파일 측정기에 의해 측정되었다. 측정결과는 제 6도에 도표로 표시되어 있다. 여기에서 장입물의 표면은 고로의 벽으로부터 중앙을 향하여 직선적으로 경사져 있는 것을 쉽게 이해할 수 있다. 또한 상기한 마이크로파 프로파일 측정기에 의해 측정된 표면 윤곽과 종래의 스톡크로드(stockrod)에 의해 얻어진 값사이에 매우 양호하게 일치한다는 사실을 볼 수 있다.

본발명을 충분히 설명하였으나 거기에 개시된 발명의 정신 및 범위로 부터 이탈하지 않고 여기에는 많은 변경 및 수정이 당분야의 통상의 지식을 가진 자가 실시할 수 있을 것이다.

## (57) 청구의 범위

### 청구항 1

주파수변조 전자파를 목표물에 송신하고, 목표물로부터의 반사파를 수신하고, 이 수신파와 송신파를 비트파로 혼합하여서 그후 비트파를 검파함에 의해 목표물까지의 거리를 측정하는 방법에 있어서, 상기 방법은 : i) 비트파를 주파수( $f_1$ )를 가진 정현파와 혼합하고 이 합성혼합파의 측파대파중 하나를 추출한후 이렇게 추출된 측파대파를 주파수( $f_2$ )를 가진 정현파와 혼합하고 이 합성혼합파의 측파대파중의 하나를 추출하여  $1/(f_1-f_2)$  또는  $1/(f_2-f_1)$ 의 주파수에서 비트파에 위상변조를 가하는 단계 ; ii) 위상변조주기( $1/(f_1-f_2)$  또는  $1/(f_2-f_1)$ )동안 위상변조된 비트파의 피크수를 계수하는 단계 ; 및 iii) 계수결과에 기초하여 목표물까지의 거리를 계산하는 단계로 이루어지는 것을 특징으로 하는 거리 측정방법.

### 청구항 2

제 1항에 있어서, 추출된 전자 및 후자의 측파대파는 각각 상측 및 하측파대파, 및 그의 역인 것을 특징으로 하는 거리 측정방법.

### 청구항 3

주파수변조 전자파를 목표물에 송신하고 목표물로부터 수신된 전파에 포함된 거리정보를 선택적으로 얻음에 의해 먼지가 많은 고온 대기중에서 목표물까지의 거리를 측정하는 시스템에 있어서, 이 시스템은 : i) 전파 회로장치로 대기가스의 침임을 방지하도록 그 사이에 밀봉적으로 삽입된 내화성이고 가스 불침투성이며 전자파가 통과할 수 있는 부재를 가진 전파 회로장치와 안테나 회로장치로 나뉘어진 협대역 FM-CW 레이더 ; ii) 전파 회로장치를 냉각시키기 위한 냉각수단 ; 및 iii) 안테나 회로장치와 전자파 통과가능 부재상에 먼지의 퇴적을 피하기 위하여 안테나 회로장치와 전자파 통과가능 부재에 불활성가스를 공급하기 위한 먼지 청소 수단으로 이루어지는 것을 특징으로 하는 거리측정 시스템.

### 청구항 4

제 3항에 있어서, 내화성이고 가스 불침투성이며 전자파는 통과가능한 부재는 규소 유리 플레이트인 것을 특징으로하는 거리측정 시스템 .

### 청구항 5

제 3항에 있어서, 냉각수단은 냉각매체로서 물을 사용하는 것을 특징으로 하는 거리측정 시스템.

### 청구항 6

제 3항에 있어서, 냉각수단은 수냉 하우징이며 전파 회로장치는 하우징내에 장치된 것을 특징으로 하는 거리측정 시스템.

### 청구항 7

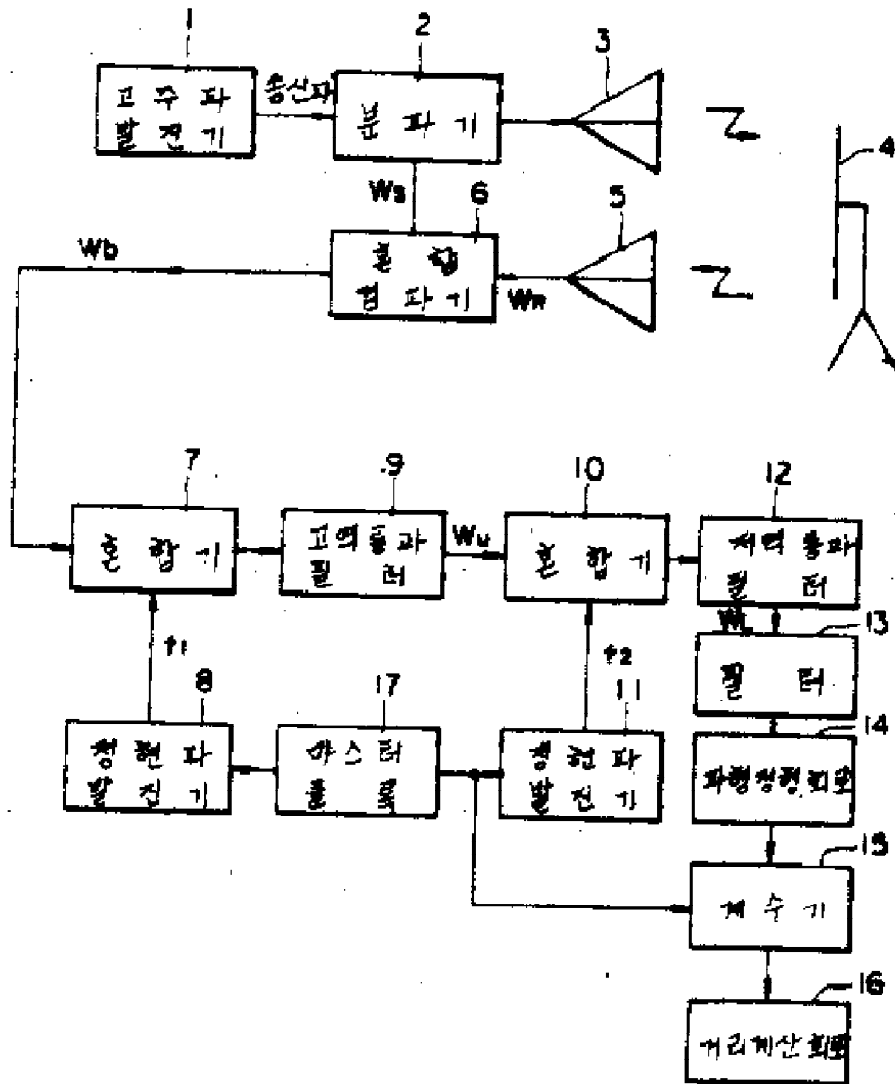
제 3항에 있어서, 협대역 FM-CW 레이더는 창의 선단부에 들어있는 것을 특징으로하는 거리측정 시스템.

### 청구항 8

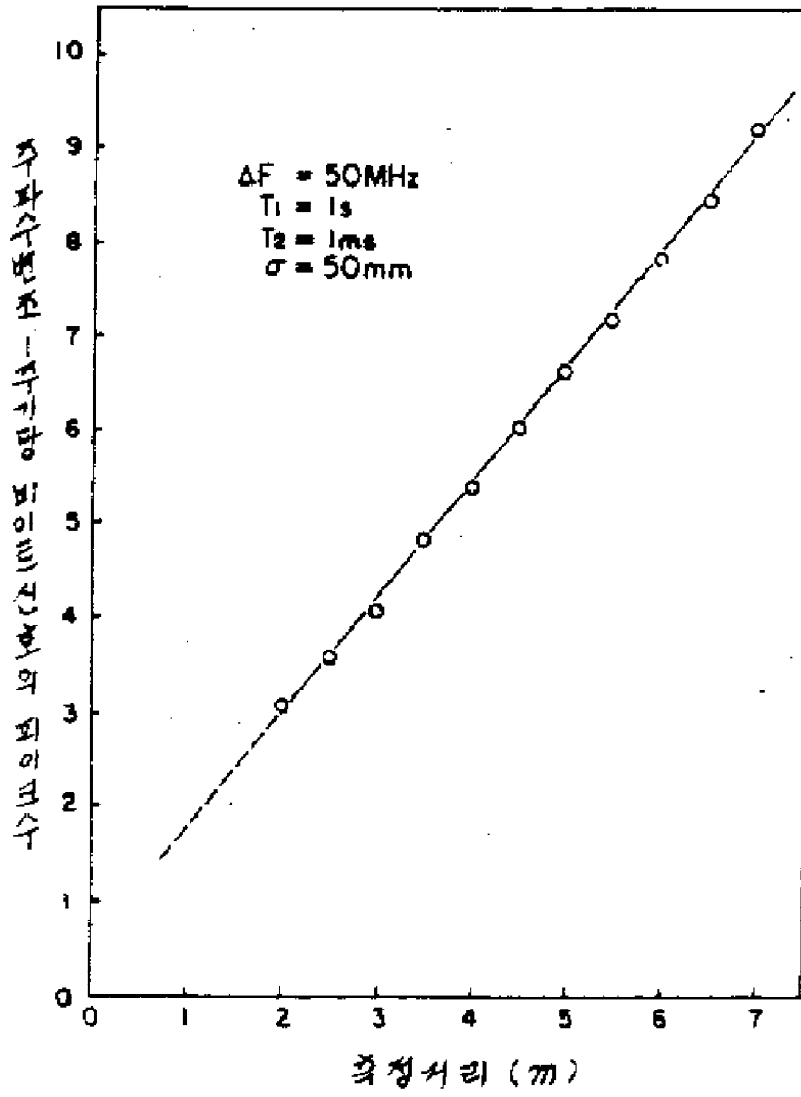
제 7항에 있어서, 협대역 FM-CW 레이더의 교정은 먼지가 많고 고온의 대기로부터 검사위치로 창을 끌어낸후 검사위치 밑에 위치한 층까지의 거리를 측정함에 의해 수행되는 것을 특징으로 하는 거리측정 시스템.

도면

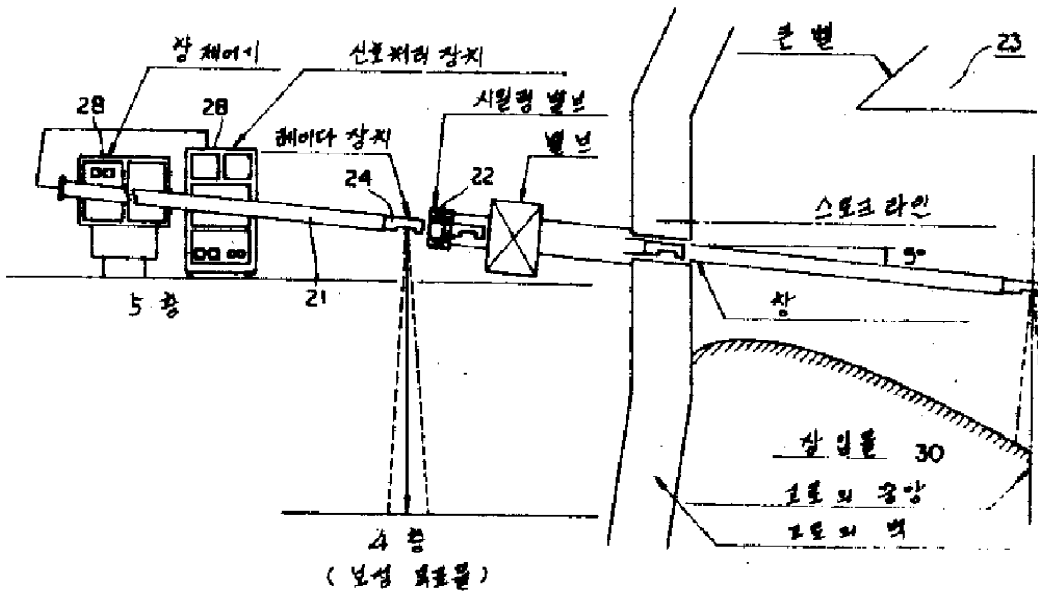
도면1



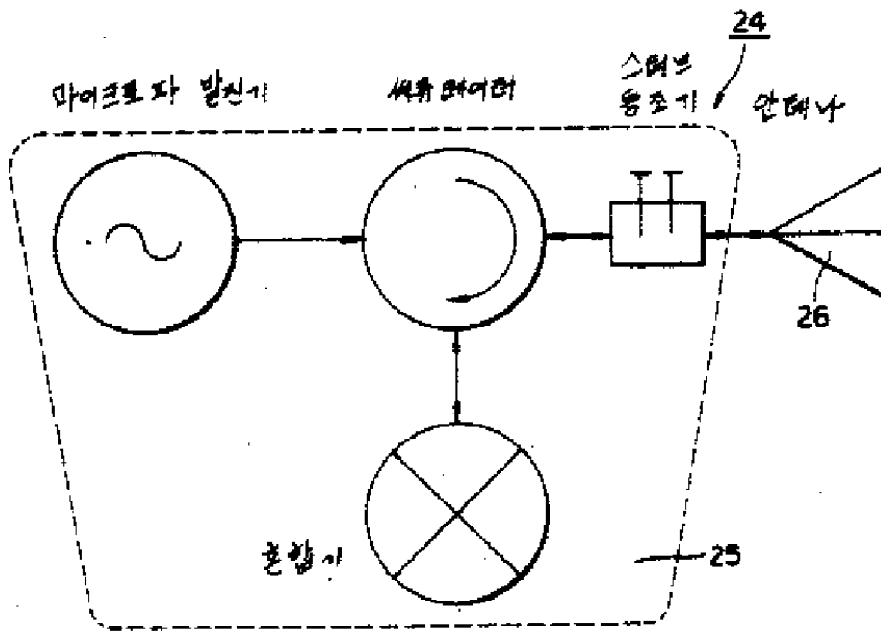
## 도면2



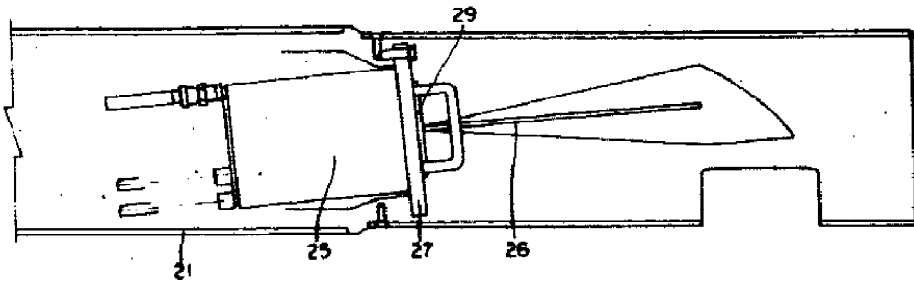
도면3



도면4



도면5



도면6

