論文99-36D-4-2

디지틀 무선 전송장치의 공간 다이버시티 기술을 위한 IF 동위상 결합기의 성능 개선

(Improvement of IF In-Phase Combiner for Space Diversity Technique of Digital Radio Relay System)

徐 京 煥 *

(Kyoung-Whoan Suh)

요 약

본 논문에서는 디지틀 무선 전송장치의 공간 다이버시티 기술에 필수적인 IF 대역의 최대진폭 전력 결합기에 관한 이론적인 분석과 성능개선을 위한 방법을 다룬다. 결합기의 성능저하를 유발하는 위상검출기의 전압오차를 줄이는 방안으로 간단하고 특성이 우수한 위상 검출부의 검출전압에 대한 정규화를 제안하였다. 따라서 간단한 회로구성으로 노치(notch) 깊이 30 dB 의 심각한 주파수 선택적 페이딩에 대해서도 결합기의 안정된 동작 및 성능개선을 확보할 수 있었다. 제안된 방법을 검증하기 위해 수치해석 및 64-QAM 변조방식의 디지틀 무선 전송장치와 연동한 signature 시험 결과를 제시 및 분석한다.

Abstract

In this paper, a proposal for improving the performance of IF in-phase combiner is presented in view of simple hardware design and good performance for space diversity application. By adding the stable normalization circuit to the phase detector, better performances are obtained even for a severe notch depth of 30 dB. To check the validity of this proposal, various results based upon numerical simulation and laboratory test are presented here in conjunction with 64-QAM digital radio relay system.

Ⅰ. 서 론

디지틀 무선 전송장치(digital radio relay system)의 송신 안테나에서 방사된 신호가 수신 안테나에 도달하기까지는 대기의 상태 및 시간에 따라 전파경로가 변화할 수 있다. 따라서 수신 안테나의 전계강도는 시간에 따라 일정하지 않고 변화하는데, 이러한 현상을 페이딩(fading)이라고 한다.

송신신호가 전파경로를 거쳐 수신 안테나에 도달된 신호는 직접파(direct ray)와 간접파(indirect ray)로 구성된다. 직접파는 송신 안테나에서 방사된 신호가 직접 수신 안테나에 도달한 경우이며, 간접파는 지표면에 반사되어 수신된 반사파(reflected ray)와 대기의 불균일한 상태가 전자파의 진행을 굴절시켜 수신되는 굴절파(refracted ray)와의 합이다. 이러한 직접파 및 간접파가 수신 안테나에 도래하는 시간과 신호의 세기를 변수로 하는 페이딩의 종류는 최소위상(minimum phase)과 비최소위상(non-minimum phase)이 있다[1,2].

한편 64-QAM(quadrature amplitude modulation)과 같은 진폭 및 위상 변조방식은 정보가 신호 대역내에 넓게 분포하므로, 다중경로(multi-path) 페이딩에 의한 주파수 선택적 신호의 감쇄 및 균일(flat) 페이딩

* 正會員, 江南大學校 理工大學 電子工學科
(Department of Electronics Engineering, Science and Engineering College, Kangnam University.)
接受日字:1998年10月26日, 수정완료일:1999年2月19日

에 의한 신호의 감쇄는 전송품질을 심각하게 열화시킨다[3-5]. 따라서 디지틀 무선전송 장치는 대체로 채널 전반에 걸쳐 발생하는 균일 페이딩과 제한된 채널에 발생하는 주파수 선택적 페이딩을 보상할 수 있는 대응책을 수반해야 한다. 균일 페이딩은 수신측의 자동이득 조정 기능과 송신측의 자동송신 출력조정 기능으로 전송품질을 확보할 수 있다. 또한 주파수 선택적 페이딩은 기울기 등화기(slope equalizer)[6,7]와 시간영역 적응등화기(adaptive time domain equalizer)[8], 그리고 다이버시티(diversity) 기술로 대처하고 있다[9].

다이버시티 방법은 2 개의 안테나를 주로 공간상에 상하 배치하는 공간(space) 다이버시티[10,11]와 단일 안테나로 이중 빔(dual beam) 방사를 갖는 각도(angle) 다이버시티가 있다[12,13]. 공간 다이버시티는 주(main) 및 다이버시티 안테나에서 수신된 신호들을 더하기 위한 결합기(combiner)를 필요로 하며, 일반적으로 구현 및 조정이 쉬운 중간 주파수 대역에서 구현한다.

결합기로는 최대진폭 전력(maximum amplitude power) 방식[10]과 대역내 최소분산(minimum in-band dispersion) 방식이 있으며[14], 이들 간에는 회로의 복잡성, 제어방법, 성능 등의 차이가 있으나, 신호의 점유 대역폭 및 심볼율(symbol rate)에 따라 선택된다.

최대진폭 전력 결합기 방식은 채널 대역내에서 관심있는 특정 주파수에 대해 각각의 안테나에서 수신된 신호를 동위상이 되도록 조정하여 최대 전력을 얻는 방법이다. 어느 특정한 주파수에 대해 동위상으로 최대전력을 얻을 수 있기 때문에 채널 대역폭이 비교적 좁은(≤ 40 MHz) 경우에 적합하며, 대역내 최소분산 방법보다 구현이 간단한 것이 장점이다. 또한 다중 캐리어(multi-carrier) 디지틀 무선 전송장치에서는 캐리어 마다 최대진폭 전력 결합기가 필요하나, 이것을 보완하기 위해 스펙트럼 가중된 위상 변별기(spectrum weighted phase discrimination) 결합기 방식이 제안되었으며[15], 스펙트럼 가중회로의 추가로 복잡하나 결합기의 수도 줄이고 넓은 주파수 대역에 적용할 수 있는 것이 장점이다.

한편 대역내 최소분산 결합기 방식은 전력과는 상관없이 진폭분산이 최소가 되도록 하는 것이다. 대역내에 노치 또는 진폭 분산을 탐지하여 진폭의 편차가 최소가 되도록 각 제어회로의 위상을 조정한다. 일반적으로 채널 대역폭이 비교적 넓은(≥40 MHz) 장치에 이점이 있으나, 대역내 여러개의 μ-processor 위상제어가 필요하므로 구현이 복잡하고 위상제어 속도의 한계 및 단가가 높은 반면, 특성이 우수한 것이 장점이다.

본 논문에서는 디지틀 무선 전송장치의 공간 다이버시티 기술에 필수적인 IF 대역의 최대진폭 전력 결합기에 관한 성능 개선 방법을 제안하고[16], 이론적인 분석과 시험을 통해 검증한다. 결합기의 성능저하를 유발하는 위상검출기의 위상검출 전압오차를 줄이는 방안으로 간단하고 특성이 우수한 위상 검출부의 전압 정규화 회로를 제안함으로써, 심각한 주파수 선택적 페이딩에 대해서도 장치의 성능확보가 가능하며, 간단한 회로 구성으로 장치의 품질 및 신뢰성을 확보하였다. 제안된 방법을 검증하기 위해 수치해석 및 64-QAM 변조방식의 디지틀 무선 전송장치[17]와 연동한 시험 결과를 제시한다.

Ⅱ. 채널 모델링

디지틀 무선 전송장치의 송신 안테나로부터 방사된 신호는 공간 다이버시티 구조의 수신 안테나에 도달하기까지는 그림 1과 같은 경로를 거친다.

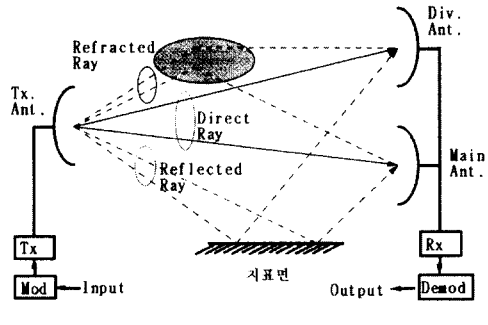

그림 1. 공간 다이버시티 구조의 다중경로 페이딩
Fig. 1. Multi-path fading with space diversity.

이러한 다중경로의 채널 모델링은 Rummler 에 의해 제안되었으며, 다음과 같이 표현된다[1].

$$R = a(1 - \rho\exp(-j(\omega-\omega_0)\tau)) \quad (1)$$

여기서 R 및 a 는 각각 수신신호 및 직접파의 진폭이며, ρ 는 직접파 신호에 대한 간접파 신호의 크기이다.

ω_0 는 노치(notch) 주파수, τ 는 직접파와 간접파의 수신시간 차이이다. 주파수 영역에서 상대적인 노치 깊이 N_d 는 ρ 가 1보다 작을 때, N_d = -20log$_{10}$(1 - ρ), ρ 가 1보다 클 때는 N_d = -20log$_{10}$(1 - 1/ρ), 그리고 flat 페이딩 손실 A는 -20log$_{10}$ a 이며, 전체 페이딩 깊이는 A + N_d 로 정의한다.

최소위상 페이딩은 $0<\rho<1$, $\tau>0$ 또는 $\rho>1$, $\tau<0$ 인 경우이며, 비최소 위상 페이딩은 $0<\rho<1$, $\tau<0$ 또는 $\rho>1$, $\tau>0$ 인 경우로 정의한다[1,2].

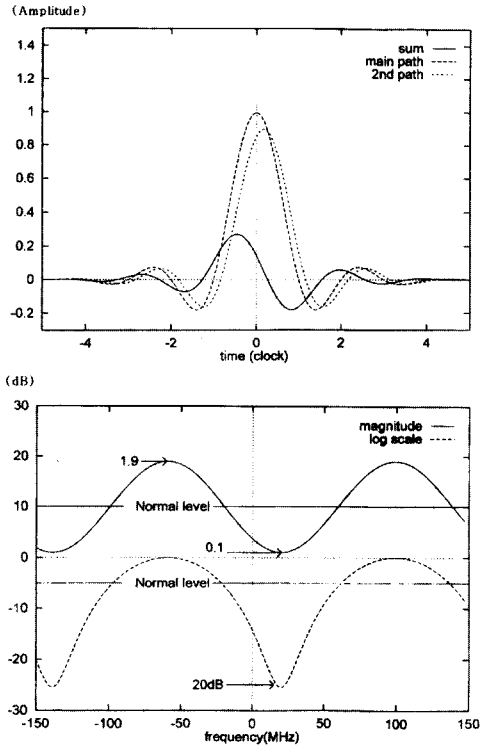

그림 2. 주파수 선택적 페이딩의 시간 및 주파수 영역의 특성

Fig. 2. Time and frequency domain characteristics for frequency selective fading.

그림 2는 채널에 주파수 선택적 감쇄가 있을 때, 시간 및 주파수 영역에서의 채널 특성을 나타낸 것으로, ρ 는 0.9, τ 는 6.3 nsec 인 경우이다. 심볼간에 간섭이 전혀 없는 직접파와 시간지연과 위상천이가 된 간접파가 상호 더해져 왜곡된 특성을 주게 된다.

따라서 시간영역에서 두 경로 신호가 겹치면 심볼간의 간섭을 유발하게 됨을 알 수 있다. 식 (1)을 신호의 크기와 위상으로 표시하면 각각 다음과 같이 주어진다.

$$|R| = a\{1-2\rho\cos((\omega-\omega_0)\tau)+\rho^2\}^{1/2} \quad (2)$$

$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{\rho\sin((\omega-\omega_0)\tau)}{1-\rho\cos((\omega-\omega_0)\tau)}\right) \quad (3)$$

공간 다이버시티 구조의 수신신호는 식 (1)의 신호가 주 및 다이버시티 안테나로 각각 수신되므로, 다음과 같이 표현된다.

$$R_m = a_m(1-\rho_m\exp(-j(\omega-\omega_m)\tau)) = |R_m|\exp(j\theta_m) \quad (4)$$

$$R_d = a_d(1-\rho_d\exp(-j(\omega-\omega_d)\tau)) = |R_d|\exp(j\theta_d) \quad (5)$$

여기서 R_m 및 R_d 는 각각 주 및 다이버시티 안테나의 수신신호이며, ω_m, ω_d 는 각각 주 및 다이버시티 수신신호의 각(angular) 주파수이다. 또한 θ_m, θ_d 는 각각 주 및 다이버시티 수신신호의 위상을 의미하며, 식 (3)과 같이 표현된다. 주 및 다이버시티 신호를 더해 결합된 신호 R_c 는 다음과 같다.

$$R_c = R_m + R_d\exp(j\theta_c) \quad (6)$$

여기서 θ_c 는 주 및 다이버시티 안테나의 수신 신호간에 발생하는 위상차이를 의미한다. 따라서 결합기의 기본동작은 식 (6)에서 위상차 θ_c를 조정하여 위상 변화된 주 및 다이버시티 수신신호를 더하는 것이 된다.

Ⅲ. 이론적 분석 및 동작 원리

최대진폭 전력 결합기는 기본적으로 위상 검출(phase detection), 위상 천이(phase shifting), 동위상 결합(co-phase combining)부로 구성되며, 이외에 경로 절체부와 입출력 신호의 크기를 조정하는 조절부가 있다.

1. 위상 검출부

위상 검출부는 결합기로 입력된 두 신호의 위상차를 검출하여 위상 천이부에서 사용하는 위상조정 전압을 발생시키는 부분으로, 그 구성은 그림 3과 같다[11]. 수신된 두 신호중에 하나를 90도 위상 천이기 또는 quadrature hybrid 를 이용하여 위상이 90도 차이가 나는 두 신호를 발생시킨다. 90도 위상 차이가 나는 두 신호를 각각 다른 수신 신호와 함께 아나로그 곱셈기(multipler)에 공급한다. 곱셈기에 곱해진 두 신호 쌍은 각각 직류 영역의 성분과 신호 주파수의 2배 성

분을 발생시킨다.

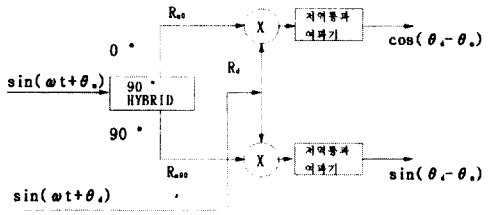

그림 3. 위상 검출부의 구성도
Fig. 3. Block diagram of phase detector.

이때 직류 근처의 성분에는 두 수신 신호의 위상차에 대한 성분이 있으며, 저역통과 여파기로 2배 주파수 성분을 제거하면 두 수신 신호의 위상차 성분이 있는 위상검출 전압을 얻을 수 있다. 이를 수식으로 나타내기 위해 두 수신 신호를 R_m, R_d 라고 하면 다음과 같다.

$$R_m = \sin(\omega t + \theta_m) \tag{7}$$

$$R_d = \sin(\omega t + \theta_d) \tag{8}$$

R_m을 90도 위상 천이기에 인가하면 다음과 같이 두 신호를 얻을 수 있다.

$$R_{m0} = \sin(\omega t + \theta_m) \tag{9}$$

$$R_{m90} = \cos(\omega t + \theta_m) \tag{10}$$

이 신호들을 R_d 신호와 함께 각각 곱셈기에 인가하여 저역 통과 여파기를 거치면 위상 검출 전압 $\cos\theta$ 와 $\sin\theta$ 를 식 (11) 및 (12)와 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} R_d \times R_{m0} &= \sin(\omega t + \theta_d) \times \sin(\omega t + \theta_m) \\ &= \frac{1}{2}\{\cos(\theta_d - \theta_m) - \cos(2wt + \theta_d + \theta_m)\} \\ &= \frac{1}{2}\cos(\theta_d - \theta_m) \end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned} R_d \times R_{m90} &= \sin(\omega t + \theta_d) \times \cos(\omega t + \theta_m) \\ &= \frac{1}{2}\{\sin(\theta_d - \theta_m) - \sin(2wt + \theta_d + \theta_m)\} \\ &= \frac{1}{2}\sin(\theta_d - \theta_m) \end{aligned} \tag{12}$$

2. 위상 천이부

위상 천이부는 위상 검출부에서 얻어진 위상검출 전압을 이용하여 두 수신 신호중에 하나를 원하는 위상만큼 천이시키는 부분이며, 그 구성은 그림 4와 같다[18,19].

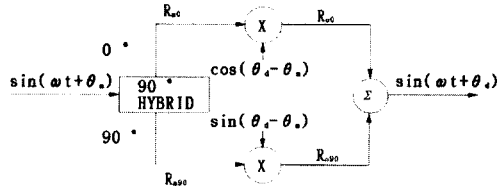

그림 4. 위상 천이부의 구성도
Fig. 4. Block diagram of phase shifter.

식(7)의 R_m 을 위상 천이부의 입력 신호로 가정하면, R_m 을 90도 위상 천이부에 인가하여 식(9) 및 (10)과 동일한 90도의 위상차가 있는 두 신호를 얻을 수 있고, 두 신호를 가변이득 증폭기에 각각 인가시킨다. 증폭기의 이득은 위상 검출부에서 얻어진 제어신호 식 (11)과 (12)로 제어되며, 증폭기의 출력은 다음과 같다.

$$R_{o0} = R_{m0} \times \frac{1}{2}\cos(\theta_d - \theta_m) \tag{13}$$

$$R_{o90} = R_{m90} \times \frac{1}{2}\sin(\theta_d - \theta_m) \tag{14}$$

위상 천이부의 출력 R_o 는 식 (13)과 (14)의 합이므로 다음과 같다.

$$\begin{aligned} R_o &= R_{o0} + R_{o90} \\ &= \frac{1}{2}\{\sin(\omega t + \theta_m) \times \cos(\theta_d - \theta_m) \\ &\qquad + \cos(\omega t + \theta_m) \times \sin(\theta_d - \theta_m)\} \\ &= \frac{1}{2}\sin(\omega t + \theta_d) \end{aligned} \tag{15}$$

따라서 위상 천이부의 입력 신호 R_m 이 신호 R_d 와 동위상, 즉 θ_m 의 위상이 $\theta_d - \theta_m$ 만큼 천이됨을 알 수 있다.

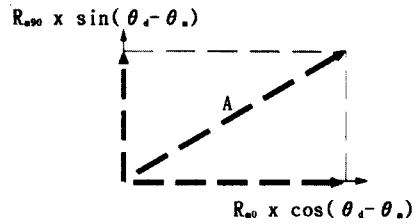

그림 5. 위상 천이부 신호의 벡터도
Fig. 5. Vector diagram of phase shifter signal.

그림 5는 위상 천이부 신호의 벡터도를 나타내었다. 그림 4 에서 알 수 있듯이 90도 위상차가 있는 두 신호의 크기는 위상검출 전압의 크기에 의해 조절되며, 위상 천이기의 출력 세기는 위상 검출부의 검출 전압인 식(11) 및 (12)에 의한 벡터합의 크기(A)에 의해 조정된다.

3. 동위상 결합부

동위상 결합부는 위상 천이부에 의해 위상이 일치된 R_m 과 R_d 신호를 더하는 부분으로써, 그림 6의 빗금친 부분이다. 따라서 두 신호의 세기가 같아야 결합기의 성능저하 없이 안테나로부터 입력된 신호를 더할 수 있다. 만약 신호 세기가 서로 다를 경우에는 세기가 큰 신호의 영향이 결합 신호에 출력되어 결합기의 성능이 저하된다.

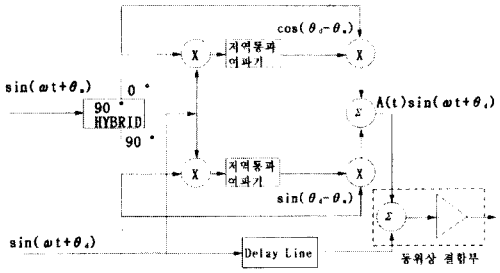

그림 6. 최대 전력 결합기의 구성도
Fig. 6. Block diagram of maximum amplitude power(MAP) combiner.

한편 최대진폭 전력 결합기는 두 안테나로부터 수신된 수신 신호사이에 전기적 길이의 차이가 발생할 경우에는 성능저하가 야기된다. 따라서 경로상의 길이에 따른 차이를 측정 및 보정해야 하며, 그 방법으로는 다음과 같다.

첫째, 송신신호의 주파수를 IF 주파수에서 신호의 점유 대역폭 δf 만큼 스위핑(sweeping)하는 정현파 신호를 발생시킨다. 발생된 신호를 주파수 상승 변환기 및 전력 증폭기를 거쳐 송신 안테나를 통해 방사한다. 주 및 다이버시티 안테나에 수신된 신호는 수신기에서 주파수 하강 변환기를 거쳐 결합기에 인가한다.

둘째, 위상 검출부의 신호 $\cos(\theta_d-\theta_m)$ 과 $\sin(\theta_d-\theta_m)$를 오실로스코프의 X, Y 모드에서 채널 1과 채널 2에 각각 인가하고 화면에 표시된 호(arc)의 각도를 측정한다.

셋째, 호의 각도를 이용하여 전파 경로의 위상차에 대한 식 (16)으로부터 두 경로상의 길이 차이 δl 를 계산하여 보상하게 된다.

$$\delta l = \frac{5}{6}\frac{\delta\varphi}{\sqrt{\varepsilon_r}\,\delta f} \qquad (16)$$

여기서 $\delta\varphi$ 는 위상 검출부의 출력신호가 그리는 궤적 또는 호의 각도(degree), δf [MHz] 는 송신신호가 점유하는 대역폭을 의미한다. 또한 δl 은 두 경로상의 길이 [m] 차이이며, ε_r 은 길이 보상용 케이블의 상대 유전율이다. 전체적으로 길이에 대한 보정이 정확하면, 이상적인 경우에는 오실로스코프 상에 하나의 점이 나타나지만, 실제적으로는 작은 호의 형태로 존재한다.

Ⅳ. 회로구현 및 성능개선

1. 회로구현 및 시험

그림 6은 앞에서 설명한 각 부분을 조합하여 구성한 최대진폭 전력 결합기의 기본 구성도이다. 각 기능별로 살펴 보면, 첫째, 위상 검출부의 위상검출 신호의 벡터합은 위상검출 전압이 인가된 위상 천이부의 출력신호 세기를 조정한다. 즉 벡터합이 페이딩에 따라 변화한다면 위상 천이기의 출력 세기도 변화하는 것을 의미한다. 둘째, 동위상 결합부에 입력되는 두 신호는 크기가 동일하여야 하며, 페이딩에 따른 두 위상검출 신호의 벡터합 변화에 의한 위상 천이기의 출력 변화는 결합기의 구현에 있어서 성능 저하의 요인이 된다. 셋째, 다이버시티 경로에는 지연을 나타내는 부분이 있는데, 이는 주 및 다이버시티 안테나 사이에 발생하는 전기적 길이를 식 (16)에 의해 보정해주는 부분이다.

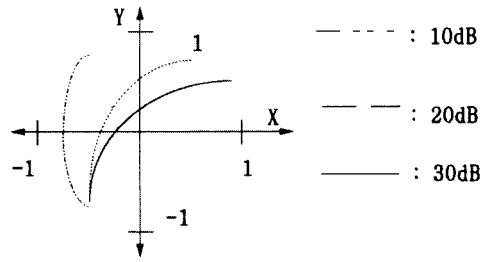

그림 7. 노치 깊이에 따른 위상 검출기 출력 전압의 벡터도
Fig. 7. Vector signals of phase detector output as a function of notch depth.

그림 7은 실제로 구현된 결합기의 위상 검출기의 출력 전압에 관한 벡터도를 표시한 것이다. 시험조건으로는 다이버시티 수신경로에는 70 MHz 의 노치 주파수를 고정시킨 상태에서 주 경로의 노치 주파수를 50 MHz 에서 90 MHz 로 변화를 주어 각각의 경로에 10, 20, 30 dB 를 갖는 노치 깊이를 인가한 경우이다. 이러한 선택은 실제 구현된 무선 전송장치가 STM-1(155.520 Mbps) 신호를 64-QAM 으로 변조하여 IF 주파수 70 MHz, 채널 대역 40 MHz 이내에 전송하기 때문이다[17]. 그림에서 알 수 있듯이 페이딩의 노치 깊이에 따라 벡터합이 변화하는 것을 알 수 있으며, 이것은 결합기의 특성을 열화시키는 요인이 된다.

2. 정규화 회로구성

위상 천이기의 출력세기 변화는 위상 검출기 출력전압의 벡터합에 따른 크기의 변화이다. 따라서 위상 검출기에서 얻어진 두 신호를 적절히 사용하여 두 신호의 벡터합 크기가 일정하도록 한다면 위상 천이기의 출력 세기를 일정하게 유지할 수 있으므로, 결합기의 성능저하 요인을 제거할 수 있다[16]. 즉, 그림 5의 두 위상 검출 전압이 제공하는 벡터합의 크기를 페이딩에 관계없이 일정하게 유지하면 되는 것이다. 이것은 두 신호를 이용하여 정규화 신호를 얻고, 이 신호로 두 신호를 나누어 두 신호의 벡터합이 일정하도록 하면 된다.

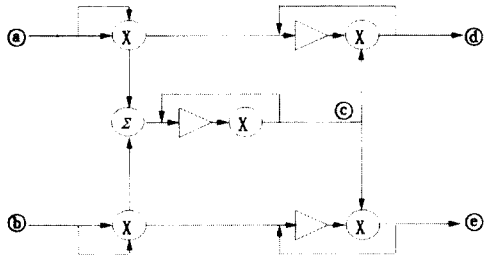

그림 8. 정규화 회로의 구성도
Fig. 8. Block diagram of normalized circuit.

그림 8에서는 제안된 정규화 회로의 구성도를 보여준다. 위상검출 신호 $\cos\theta$, $\sin\theta$ 를 이용하여 아나로그 곱셈기로 정규화 신호를 발생시킨 후, 이 신호로 두 위상검출 신호를 각각 나누면 벡터합이 일정한 위상검출 신호 $\cos\theta'$, $\sin\theta'$ 을 얻을 수 있다. 얻어진 신호를 위상 천이기의 제어 신호로 인가하면 위상이 천이된 일정한 크기의 출력 신호를 얻을 수 있고, 이 위상 천이된 신호를 또 다른 수신 신호와 합하면 성능이 개선된 최대진폭 전력 결합기를 만들 수 있다. 이를 식으로 표시하면 다음과 같다. 먼저 위상 검출기의 검출 신호를

$$ⓐ = \cos\theta \tag{17}$$

$$ⓑ = \sin\theta \tag{18}$$

라고 가정하면, 정규화된 신호는 아나로그 곱셈기에 의해서 다음과 같다.

$$ⓒ = \{ⓐ^2 + ⓑ^2\}^{1/2} \tag{19}$$

이 정규화된 신호 ⓒ로 위상검출 신호 ⓐ 와 ⓑ를 나누면,

$$ⓓ = ⓐ/ⓒ = \cos\theta' \tag{20}$$

$$ⓔ = ⓑ/ⓒ = \sin\theta' \tag{21}$$

을 얻을 수 있다.

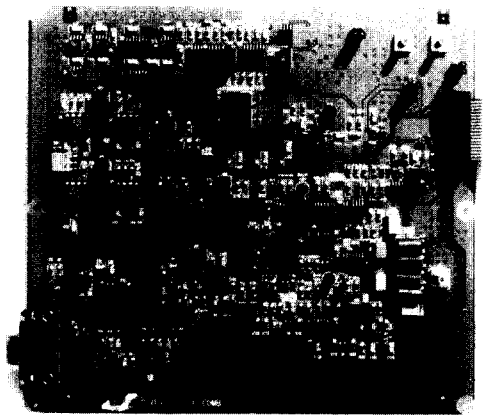

그림 9. 제작된 최대진폭 전력 결합기의 사진
Fig. 9. Photograph of implemented MAP combiner.

그림 9에서는 실제로 제작한 최대진폭 전력 결합기의 사진을 보여 주며, 전체 크기는 15×15 [cm^2] 의 2층 기판으로 되어 있다. 정규화 회로 부분은 5 개의 아나로그 곱셈기와 2개의 차동 증폭기로 구성되어 있다. 곱셈기는 아나로그 디바이스사의 AD633 을 사용하였고, 차동 증폭기는 삼성의 KA3403 부품을 사용하였다. 그림 10은 위상검출 전압의 정규화 회로를 포함한 최대진폭 전력 결합기의 구성도이다. 기존 결합기 회로의 위상 검출부 출력에 정규화 회로를 추가하

여 위상 천이기로 인가되는 위상검출 신호의 벡터합 크기가 일정하도록 하였다.

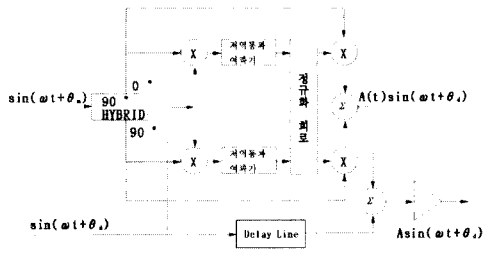

그림 10. 정규화 회로를 갖는 최대 전력 결합기의 구성도

Fig. 10. Block diagram of MAP combiner with normalized circuit.

그림 11은 정규화 회로를 사용한 최대진폭 전력 결합기의 위상검출 전압의 벡터도이다. 시험 조건으로는 그림 7과 동일한 경우로써, 다이버시티 경로상에 노치 주파수 70 MHz를 고정하고, 주 경로의 노치 주파수를 50 MHz에서 90 MHz로 변화시키면서 두 경로에 10, 20, 30 dB 의 노치 깊이를 동시에 인가할 경우에 얻어진 결과이다. 그림 7과 비교하면 노치 깊이에 관계없이 일정한 벡터합을 갖는 위상검출 신호를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

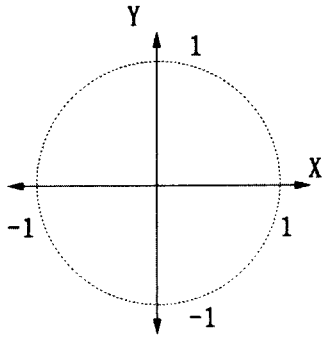

그림 11. 정규화 회로를 갖는 위상 검출기 출력 전압의 벡터 궤적

Fig. 11. Vector signal loci of phase detector output with normalized circuit.

정규화 회로를 사용한 최대진폭 전력 결합기는 노치 깊이에 따라 위상 천이기의 출력 크기를 일정하게 유지할 수 있었다. 또한 위상 천이기의 가변이득 증폭기로 사용한 아나로그 곱셈기는 조정 전압이 1V 이하에서 고조파 특성이 우수하므로, 기존의 회로에서는 위상 검출기의 검출전압 범위는 1V 이하가 되었다. 이것은 위상검출 전압의 동작범위를 1V 이상으로 증가시킬 수 없어, 위상검출 전압의 범위를 제한하는 원인이 되었다. 그러나, 정규화 회로의 적용으로 위상 검출기의 검출전압 범위를 10V 까지 증가시킬 수 있어, 상대적으로 안정된 동작을 유도할 수 있었다.

3. 수치계산 및 시험결과

가) 결합기 성능시험

그림 12에서는 논문에서 제시한 최대진폭 전력 결합기의 수치계산 결과를 보여 준다.

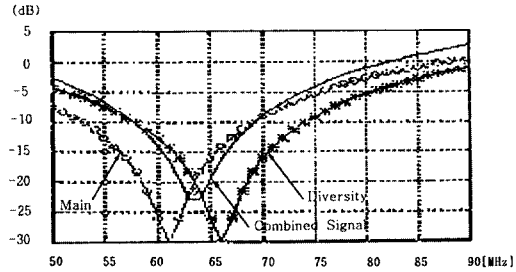

그림 12. 주 및 다이버시티 경로의 노치 주파수가 61 및 66 MHz, 노치 깊이가 각각 30 dB 인 경우에 최대 전력 결합기의 수치계산

Fig. 12. Simulated data of MAP combiner when notch frequencies of main and diversity paths are 61 and 66 MHz with notch depth of 30 dB, respectively.

수치계산에는 채널대역 40 MHz 내에 식 (2)에서 진폭 a = 1로 하고, 식 (2)-(6)을 이용하였다. 또한 노치 깊이 30 dB 를 노치 주파수 61MHz 을 갖는 주 신호와 노치 주파수 66 MHz 을 갖는 다이버시티 신호에 각각 인가한 경우이다. 노치 깊이가 상대적으로 큰 값이므로, 결합된 신호는 노치가 대역내에서 결합전보다 완화되었으나, 여전히 신호 스펙트럼의 왜곡은 존재한다. 이러한 성분은 결합기 뒷단에 연결되는 아나로그 또는 디지틀 기울기 등화기에 의해 정정이 되며[6,7], 궁극적으로는 시간영역 적응등화기에 의해서도 보정을 받는다[8]. 일반적으로 변조방식 및 등화기의 성능에 따라 다르지만, 40 MHz 채널대역에 STM-1 신호를 64-QAM 변조로 전송할 때, 노치 깊이가 약 22 ~ 26 dB 에서 10^{-3} BER(bit error ratio) 이 발생한다.

그림 13은 STM-1 신호를 64-QAM 으로 변조하여 페이딩 시뮬레이터 및 자동이득 조정기를 거쳐, 최대

진폭 전력 결합기와 연동한 시험결과이다. 노치 주파수 64 MHz에서 결합된 신호를 살펴 보면 이론치와 유사한 약 7 dB 의 상대적인 개선치를 얻을 수 있다. 또한 결합기에 인가한 두 노치 주파수에서의 깊이가 일치하지 않은 것은 주 신호의 페이딩 노치 주파수가 상대적으로 변조된 스펙트럼의 가장자리에 위치하기 때문이다. 한편 결합된 최종 신호는 신호 대역내에서 평탄하지 않고, 기울기가 크고 왜곡되어 있음을 알 수 있다.

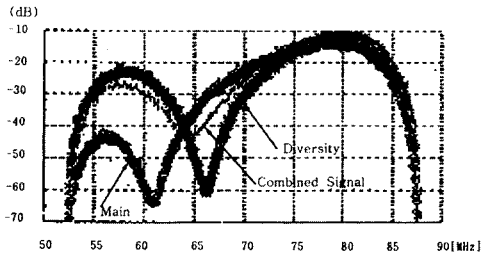

그림 13. 그림 12 의 측정치
Fig. 13. Measured data for Fig. 12.

다음은 주 신호의 페이딩 노치 주파수는 신호 대역(35.1MHz= 심볼율(27MHz)*roll-off 인자(0.3))내에 존재하고, 다이버시티 페이딩 노치 주파수는 신호의 대역을 벗어난 경우를 살펴 본다.

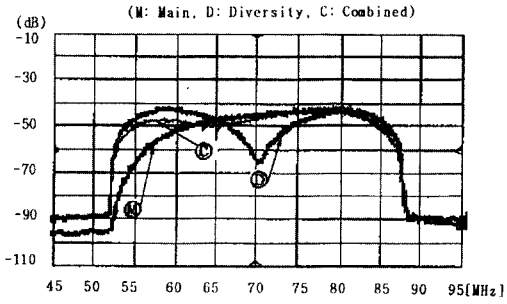

그림 14. 주 및 다이버시티 경로의 노치 주파수가 52 및 70 MHz, 노치 깊이가 각각 30 dB 인 경우에 최대 전력 결합기의 측정치
Fig. 14. Measured data of MAP combiner when notch frequencies of main and diversity paths are 52 and 70 MHz with notch depth of 30 dB, respectively.

그림 14 에서는 주 신호의 노치 주파수가 52 MHz, 다이버시티의 노치 주파수는 채널의 중심인 70 MHz 인 경우의 시험결과를 보여 준다. 전체적으로 결합된 신호는 그림 13에 비해 대역내의 노치를 크게 완화시켜 본래의 신호 스펙트럼을 유지할 수 있게 한다.

그림 15는 주 신호의 페이딩 노치 주파수가 56 MHz, 다이버시티의 페이딩 노치 주파수는 채널의 중심에 가까운 67 MHz 에 발생할 때의 시험결과를 보여 준다. 두 페이딩 노치 주파수의 간격이 그림 13에 비해 넓기 때문에 결합된 신호의 대역내에서 노치 현상은 상대적으로 완만한 결과를 보여 준다.

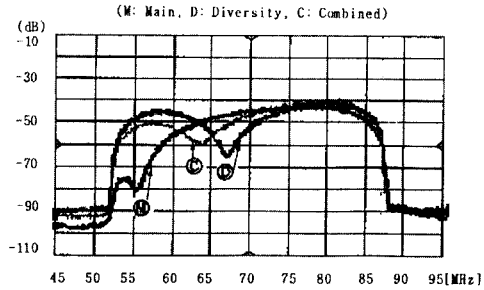

그림 15. 주 및 다이버시티 경로의 노치 주파수가 56 및 67 MHz, 노치 깊이가 각각 30 dB 인 경우에 최대 전력 결합기의 측정치
Fig. 15. Measured data of MAP combiner when notch frequencies of main and diversity paths are 56 and 67 MHz with notch depth of 30 dB, respectively.

나) 시스템 연동시험

결합기가 공간 다이버시티 구조의 디지틀 무선 전송 장치[17]와 연동하였을 경우, 장치의 성능을 확인하기 위해 시그너처(signature)를 최소위상 및 비최소 위상 페이딩에 대해 시험하였다. 시험구성으로는 STM-1 신호를 발생하는 계측기의 출력을 64-QAM 변조기에 연결하며, 변조된 신호는 송.수신기를 거쳐 IF 주파수 대역에서 페이딩 시뮬레이터, 자동이득 조정기, 결합기 및 기울기 등화기로 연결된다. 기울기 등화기의 출력은 13-tap 적응 등화기를 갖는 복조기를 거쳐, 다시 계측기로 입력되어 전송 오율을 점검하게 하였다. 따라서 시그너처는 전송 채널대역에 대해 페이딩 시뮬레이터의 노치 깊이 및 주파수를 가변하여 계측기의 BER 성능이 일반적으로 10^{-3} 인 점을 찾아 연결한 곡선이 된다.

그림 16은 최소위상 페이딩에 대해 나타낸 것이며, 다이버시티가 없는 경우는 채널대역에 대해 평균 24.5 dB 의 노치 깊이를 얻을 수 있다. 한편 다이버시티 구조에서는 채널의 중심 주파수 70 MHz에 노치 깊이

22 dB 를 인가한 다음, 다이버시티가 없는 경우와 동일하게 시험한 것이다. 시그너쳐의 특성이 채널 대역 전반에 대해 2.0 dB 이상 개선되었으며, 또한 내부의 면적이 크게 축소되어, 페이딩 또는 외란에 대해 비트(bit) 오율이 발생할 여지가 상대적으로 현저히 줄게 되었다.

시그너쳐 곡선의 내부는 높은 비트 오율을 유발하는 지역이므로, 장치의 가용율(availability) 계산은 내부의 면적과 관련이 있다[20]. 따라서 결합기를 사용한 다이버시티 구조의 가용율은 크게 개선이 됨을 예측할 수 있다.

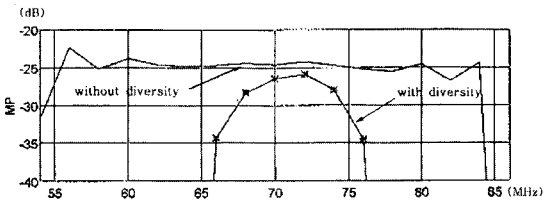

그림 16. 최소위상 페이딩에 대한 무선 전송장치의 시그너쳐

Fig. 16. Signature of radio relay system for minimum phase fading.

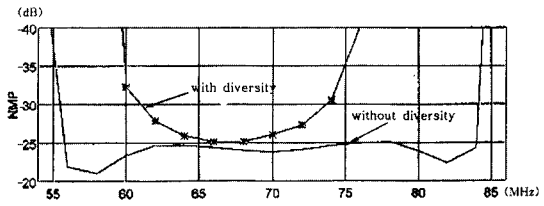

그림 17. 비최소 위상 페이딩에 대한 무선 전송장치의 시그너쳐

Fig. 17. Signature of radio relay system for non-minimum phase fading.

그림 17에서는 비최소 위상 페이딩에 대해 측정한 시그너쳐를 보여 준다. 전반적인 형태는 그림 16과 유사하나, 다이버시티가 없는 경우의 곡선은 채널의 가장자리 부분이 상대적으로 조금 열화됨을 알 수 있다.

또한 다이버시티가 있는 경우는 시그너쳐 곡선의 내부가 그림 16 에 비해 상대적으로 더 넓다. 이것은 비최소 및 최소 위상 페이딩의 특성 차이로 구현된 장치의 기능들이 양쪽 페이딩 특성을 동일하게 수용하지 않기 때문이며, 일반적으로 약간씩 차이가 난다. 따라서 구현된 최대진폭 전력 결합기는 최소위상 페이딩에 대해 더욱 좋은 성능을 보이고 있음을 알 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 디지틀 무선 전송장치의 공간 다이버시티 기술에 필수적인 IF 대역의 최대진폭 전력 결합기에 관한 이론적인 분석과 회로구현 및 성능에 대해 기술하였다. 결합기의 성능저하를 유발하는 위상검출기의 위상검출 전압오차를 줄일 수 있는 회로를 구현하였고, 시험을 통해 결과를 분석하였다. 제안된 방법을 검증하기 위해 64-QAM 변조방식의 동기식 무선 전송장치와 연동한 시그너쳐를 측정하였으며, 결과로부터 다음과 같은 결론을 내릴 수 있었다.

첫째, 정규화 회로의 적용으로 위상 검출전압에 의한 위상 천이부의 크기 변화를 최소화하였으며, 위상검출 전압 범위도 1V 이하에서 10V 이하로 증가시킬 수 있었다. 따라서 검출 전압의 증가로 결합기의 두 신호간에 위상검출 범위가 증가되어, 결합기의 성능 향상은 물론, 안정된 동작을 유도할 수 있게 하였다.

둘째, 제안된 최대진폭 전력 결합기를 공간 다이버시티 구조의 무선 전송장치에 적용함으로써, 최소 및 비최소 위상 페이딩에 대한 시그너쳐 측정에서도 현저히 개선할 수 있었으며, 장치의 가용율 개선에 크게 이바지할 것으로 기대된다.

끝으로 간단하고 특성이 우수한 위상 검출부의 검출전압 정규화 회로를 제안함으로써, 심각한 페이딩에 대해서도 장치의 성능 및 품질을 확보할 수 있는 계기를 마련하였다. 앞으로 RF 회로의 집적화를 통한 결합기의 소형화 연구가 필요하며, 또한 현장시험을 통한 장치의 가용율 개선 정도를 비교 및 분석하는 일이 남은 과제로 여겨진다.

참 고 문 헌

[1] W. D. Rummler, "A new selective fading model: application to propagation data", *The Bell System Technical Journal*, vol. 58, pp. 1037-1071, May-June 1979.

[2] A. A. R. Townsend, *Digital line-of-sight radio links: a handbook*, Prentice-Hall International(UK), Chapter 8, 1988.

[3] W. Bourden et al., "A new generation of SDH radio relay system for 1*155 / 2*155 /4*155 Mbit/ s", *Proceedings of 3rd ECRR*, pp. 56-63, 1991.

[4] J. Meyer, "Implications of draft new ITU-T recommendation G.826 on digital radio-relay systems", *Proceedings of 4th ECRR*, pp. 21-28, 1993.

[5] Kamilo Feher, *Digital communication: microwave applications*, Prentice -Hall, Englewood Cliffs, N. J., Chapter 3, 1981.

[6] G. Y. Hur, K. W. Suh et al., "A study on DSE combined with 13-tap ATDE and 64-QAM for SDH microwave digital radio system", *Proceedings of KITE Fall Conference*, vol. 16, No. 2, pp. 48-51, Nov. 1993.

[7] 홍완표, 윤정상, 하헌태, 이정형, 서경환, "Design and implementation of adaptive slope equalizer in digital microwave radio system transmitting STM-1", *Proceedings of KITE Conference*, vol. 21, No. 1, pp. 431-433, May 1998.

[8] K. W. Suh, C. Y. Park, and D. Y. Lee, "Implementation of a single multi- task chip; ATDE, XPIC, and DF applicable to multi-level QAM digital radio system", *Proceedings of IEEE Globecom*, pp. 1463-1467, Nov. 1995.

[9] A. Vigants, "Space diversity engineering", *The Bell System Technical Journal*, pp. 103-142, Jan. 1975.

[10] A. Richgni and T. Testi, "IF combining techniques for space diversity in analog and digital radio system", *Proceedings of IEEE ICC '82*, pp. 4B.6.1-4B.6.5, 1982.

[11] H. Ichkawa and T. Nakamura, "A new combiner for multi-antenna diversity in multi-carrier microwave radio system", *Proceedings of IEEE ICC '91*, pp. 162-168, 1991.

[12] U. Leupelt and E. Tauscheck, "Dual polarized Cassegrain antenna with multi-mode angle diversity feed system", *Proceedings of 3rd ECRR*, pp.199-205, 1991.

[13] U. Casiraghi, G. Devito, P. Nava, and L. Ordano, "Angle and space diversity performance improvement on a high capacity 64QAM digital radio link", *Proceedings of 3rd ECRR*, pp. 280-287, 1991.

[14] Shozo Komaki, Kojiro Tajima, and Yoshiharu Okamoto, "A minimum dispersion combiner for high capacity digital microwave radio", *IEEE Trans. Comm., vol. Com-32,* No.4, pp.419-428, April 1984.

[15] H. Betzl, H. Ens, and Jürgen Meyer, "The 'SWPD'-combiner: A novel combiner strategy for high capacity digital radio relay systems with diversity reception", *Proceedings of 3rd ECRR*, pp. 273-279, 1991.

[16] I. K. Hwang, K. W. Suh, M. S. Lee, and D. Y. Lee, "Improvement on system performance based on the modified IF in-phase combiner for space diversity radio links", *Proceedings of Asia Pacific Microwave Conference*, pp. 830-833, 1995.

[17] 서경환, "동기식 디지틀 계위의 동일채널 무선 전송장치 구현 및 성능분석", *대한전자공학회 논문지*, 제 35권 D편, 제 11호, pp 10-22, 1998.

[18] Hirohumi Ichikawa and Shozo Komaki, "Microwave endless phase shifter using dual-gate FET", *전자통신학회논문지(일본)*, pp. 715-722. vol. J65-B, No. 6, 1982.

[19] Dominic J. Ciadullo, "A high accuracy phase shifter based on a vector modulator", *RF Techniques*, pp. 106-114, Oct. 1993.

[20] W. D. Rummler, "A simplified method for the laboratory determination for multipath outage of digital radios in the presence of thermal noise", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, No. 3, pp. 487-494, Mar. 1982.

저 자 소 개

徐 京 煥(正會員) 第 35卷 D編 第 11號 參照