

衛星通信에 이용한 二重圓偏波에서 發生하는 相互干渉의 定量的 解析

許 正 / 無線通信研究室

〈Abstract〉

Analytically analyzed the dual circular polarizations, and its distortions and the mutual interferences between the orthogonally polarized waves. At the rear part of this paper, defined the separation rate for proposing the possibility which we can easily compensate the polarization distortions.

I. 序 論

1960年代부터 시작된 人工衛星 通信은 수많은 国際, 国内간 通信需要를 충당해 왔다. 그러나 점증하는 通信需要에 비하여 가능한 사용 周波数 帶는 한정되어 있기 때문에 새로운 周波数 利用 方案을 講究하지 않으면 안되었다.

周波数 再使用(Frequency reuse) 방법도 이와 같은 필요에서 나온 것으로서, 이상적인 경우 동일한 幅의 周波数帶에 2배의 通信回線을 수용할 수 있다. 즉, 같은 周波数帶라도 서로 直交(Orthogonal) 하는 두 개의 偏波는 각각 独立적인 特性을 가지고 있으므로, 각 偏波에 서로 다른 回線을 실어서 送·受信 할 수 있다. 여기에

사용되는 偏波들이 垂直偏波와 水平偏波(Perpendicular polarization & Horizontal polarization)인 경우를 直交線形 二重偏波(Linear orthogonal polarization)라 하고, 右旋圓偏波(Right-handed circular polarization)와 左旋圓偏波(Left-handed circular polarization)를 동시에 사용하는 경우를 二重圓偏波(Dual circular polarization)라 부른다.

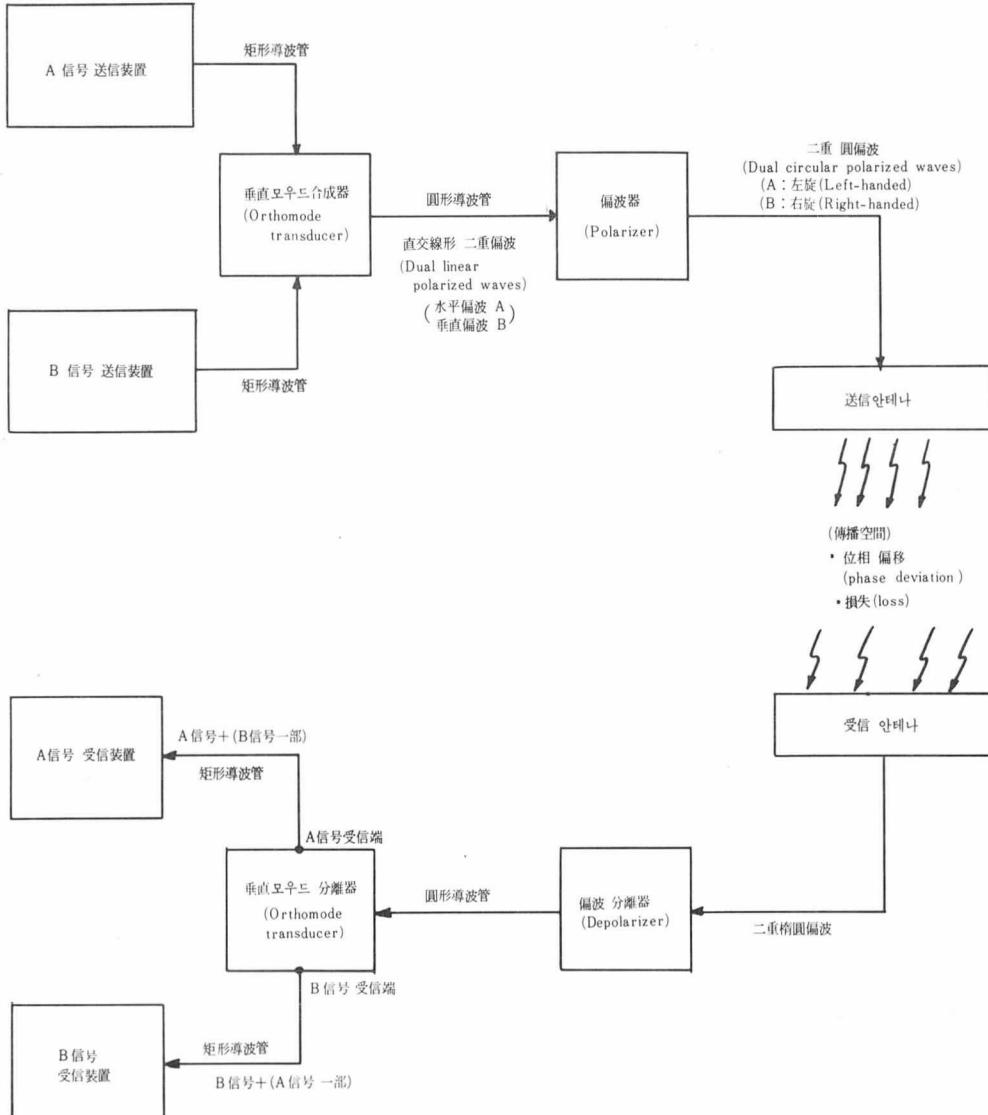
Canada의 直接放送衛星인 ANIK-C의 경우는 直交線形 二重偏波를 사용하고 있으며, 國際通信衛星으로 최근에 그 任務를 개시한 INTELSAT-V는 二重圓偏波를 사용하고 있다.

이러한 二重偏波를 실제 이용하여 周波数를 再使用(Frequency reuse)하는 경우, 送信機에서 정확히 垂直인 두개의 圓偏波(또는 線形偏波)를 보낸다해도 傳播空間을 진행하는 동안 位相(Phase)과 振幅(Amplitude)에 歪曲(Distortion)이 발생하며, 이러한 歪曲은 偏波의 方向에 따라 그 정도가 달라지므로, 일 반적으로 受信機에 수신되는 信号는 서로 垂直이 되지 못한다. 이러한 경우에 이 二重偏波 信号들은 각각 상대되는 偏波를 가진 信号에 干渉(Interference)으로 작용한다. 이러한 의미에서의 干渉을相互干渉(Mutual interference)이라 부른다.

本論文에서는 二重圓偏波에서相互干渉이 생기는 원리와 과정을 설명하고 이를定量的으로 해석함으로써, 이干渉을 최소로 하기위한 방법

모색의 可能性에 쉽게 접근할 수 있도록 하였다.

II. 二重偏波 (Dual polarization)의 発生과 分離

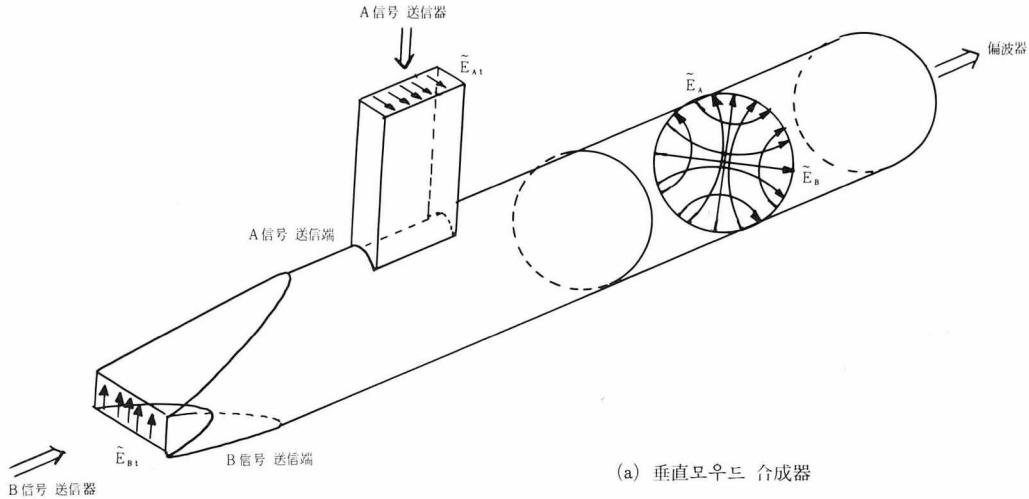


〈그림 1〉 시스템概要図

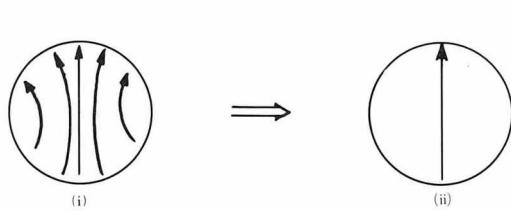
1. 直交線形二重偏波의 発生

〈그림 2 (a)〉에서 A信号送信端으로 들어가는 A信号電界 \tilde{E}_A 와 B信号送信端으로 들어가는 B信号電界 \tilde{E}_B 는 垂直モード合成器 (Orthomode transducer)에서 서로 직교하는 두

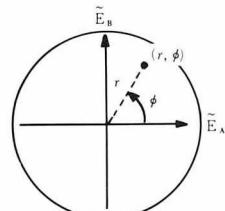
개의 TE_{11-mode}로 변환된다. 이렇게 변환된 電界를 각각 \tilde{E}_A , \tilde{E}_B 로 나타내면 그의 電界分布는 〈그림 2 (b)〉의 (i)처럼 되는데 앞으로는 〈그림 2 (b)〉의 (ii)처럼 간단히 표시하겠다. 이제 〈그림 2 (c)〉와 같은 座標界를 생각할 때 TE_{11-mode} \tilde{E}_A , \tilde{E}_B 는 다음 数式으로 표시된다^[1].



(a) 垂直모우드 합성기



(b) TE₁₁ 모우드 (i) 을 (ii) 와 같이
간단히 表示한다.



(c) TE₁₁ 모우드 \tilde{E}_A 및 \tilde{E}_B 를 数式으로
나타내기 위한 座標系

〈그림 2〉 直交線形 二重偏波 (Linear cross polarization waves) の 発生 原理

よし,

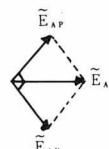
$$\tilde{E}_A = \frac{J_1}{r} \hat{a}_r \cos \phi - \frac{P_{n'}^1}{a} J_1' \hat{a}_\phi \sin \phi \quad \dots \dots \dots \textcircled{1}$$

$$\tilde{E}_B = \frac{J_1}{r} \hat{a}_r \sin \phi + \frac{P_{n'}^1}{a} J_1' \hat{a}_\phi \cos \phi \quad \dots \dots \dots \textcircled{1}'$$

여기서,

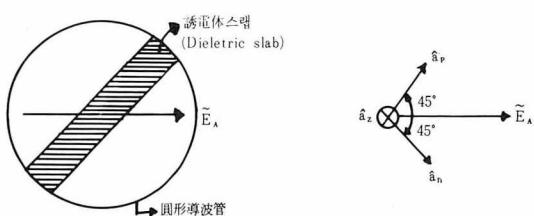
J_1 ; zero-order Bessel function

$$P_{n'}^1 = 1.841$$

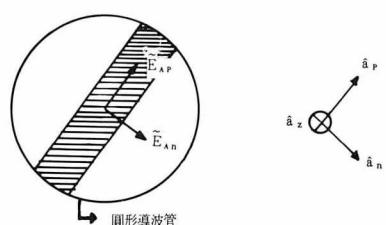


(b) A信号 電界 \tilde{E}_A 의 分解 ($\tilde{E}_{AP} + \tilde{E}_{AN}$)

2. 二重圓偏波의 発生



(a) 偏波器에 入射하는 A信号(線形(水平) 偏波)



(c) $\tilde{E}_{AP} + \tilde{E}_{AN}$ 로 分解된 A信号의 偏波器 入射

〈그림 3〉 偏波器에 入射하는 A信号

導波管内에 誘電体가 일부 놓여 있으면 이 誘電体 部分을 통과하는 信号는 誘電体가 없는 部分을 통과하는 信号와 傳播定数가 다른 特性을 보인다. 이것은 偏波器(Polarizer) 原理 중의 하나이며 〈그림 3(a)〉에 誘電体 slab을 이용한 90° 位相遷移器(90°-phase shifter) 즉, 圓偏波器(Circular polarizer) 와 이에 45° 方向으로 입사하는 電界를 표시하였다. 이때 입사된 電界의 誘電体 方向成分을 \tilde{E}_{AP} , 誘電体와 垂直인 方向의 成分을 \tilde{E}_{An} 이라 하면 〈그림 3(b)〉, 〈그림 3(c)〉와 같이 표시되어 이 偏波器를 통과한 직후(이점을 $z=0$ 로 假定)의 각成分을 \tilde{E}'_{An} , \tilde{E}'_{AP} 으로 나타내면 다음과 같이 표현된다.

$$\tilde{E}'_{An} = \tilde{E}_{An} e^{-j\beta_1 \ell} \quad \dots \dots \dots \text{②}$$

$$\tilde{E}'_{AP} = \tilde{E}_{AP} e^{-j(\beta_1 \ell + \frac{\pi}{2})} \quad \dots \dots \dots \text{②'}$$

여기서, ℓ 은 偏波器의 길이이고, \tilde{E}_{An} , \tilde{E}_{AP} 는 偏波器 통과직전의 A信号 電界成分이며, β_1 은 n 方向(誘電体 slab과 垂直方向)의 傳播定数이고, $\beta_1 + \frac{\pi}{2\ell}$ 는 p 方向(誘電体 slab과 平行方向)의 傳播定数로서 ℓ 만큼 진행하는 동안 $\frac{\pi}{2}$ 만큼의 위상이 앞섬을 알 수 있다.

\tilde{E}_{An} 과 \tilde{E}_A , \tilde{E}_{AP} 와 \tilde{E}_A 는 각각 45°를 이루고 있으므로

$$|\tilde{E}_{An}| = |\tilde{E}_{AP}| = \frac{1}{\sqrt{2}} E_A \triangleq E_{Ao} \quad \dots \dots \dots \text{③}$$

여기서, $E_A \triangleq |\tilde{E}_A|$ 이다.

그러므로 ③式을 이용하여 \tilde{E}_{An} 및 \tilde{E}_{AP} 는 다음 式으로 표시할 수 있다.

$$\tilde{E}_{An} = E_{Ao} e^{j\omega t} \hat{a}_n \quad \dots \dots \dots \text{④}$$

$$\tilde{E}_{AP} = E_{Ao} e^{j\omega t} \hat{a}_p \quad \dots \dots \dots \text{④'}$$

여기서, \hat{a}_n , \hat{a}_p 는 각각 n 方向, p 方向의 unit vector이다.

이제 ④式을 ②式에 대입하면

$$\tilde{E}'_{An} = E_{Ao} e^{j(\omega t - \beta_1 \ell)} \cdot \hat{a}_n \quad \dots \dots \dots \text{⑤}$$

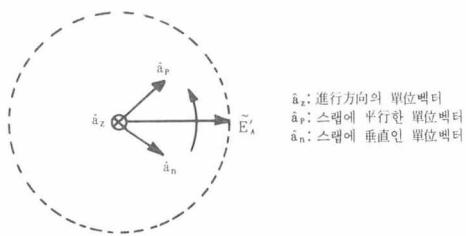
$$\tilde{E}'_{AP} = E_{Ao} e^{j(\omega t - \beta_1 \ell - \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_p \quad \dots \dots \dots \text{⑤'}$$

이제 ⑤式의 \tilde{E}'_{An} , \tilde{E}'_{AP} 을 합성하면 그 合成電界 Vector \tilde{E}'_A 은 時間 t가 변화함에 따라 〈그림 4(a)〉처럼 回轉함을 알 수 있다(左旋圓偏波).

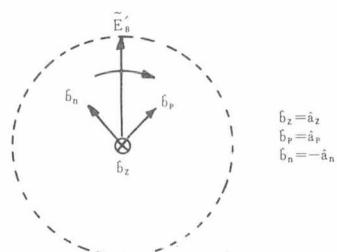
\tilde{E}_B 에 대해서도 ②~⑤式까지와 유사한 過程을 거쳐 〈그림 4(b)〉처럼 回轉함을 알 수 있다(右旋圓偏波).

이상에서 直交線形 二重偏波(Linear orthogonal polarization) 된 신호 A, B는 偏波器를 통

과했을 때, A信号는 左旋圓偏波(Left-handed circular polarization), B信号는 右旋圓偏波(Right-handed circular polarization)로서 서로 反對方向으로 회전하면서 진행해 나가는데 이를 二重圓偏波(Dual circular polarization)라 한다.



(a) 偏波器를 통과한 후의 A信号(左旋圓偏波)



(b) 偏波器를 통과한 후의 B信号(右旋圓偏波)

〈그림 4〉 偏波器를 通過한 後의
A信号 및 B信号

3. 傳播空間에서의 損失(Loss) 및 位相變動(Phase distortion)에 의한 偏波形態의 歪曲

式⑤에서는 偏波器의 後端을 $z=0$ 으로 생각하였기 때문에 $z \geq 0$ 인 곳에서의 A信号 電界 E_A 의 각成分은

$$\tilde{E}'_{An}(z, t) = E_{Ao} e^{j(\omega t - \beta_1 z)} \cdot \hat{a}_n \quad \dots \dots \dots \text{⑥}$$

$$\tilde{E}'_{AP}(z, t) = E_{Ao} e^{j(\omega t - \beta_1 z - \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_p \quad \dots \dots \dots \text{⑥'}$$

여기서 β 는 $z \geq 0$ 에서의 傳播定数로써 표시할 수 있으나 실제의 경우, 電波가 傳播空間을 진행하는 동안 여러 가지 原因에 의해, 方向에 따라 서로 다른 損失과 位相變動을 입게 된다.

受信システム의 偏波分離器(Depolarizer) 까지 진행하는 거리를 R이라 하고 位相變化를 고려한

等価의인 平均 傳播定數를 方向에 따라 각각 β_n (n -direction), β_p (p -direction) 라 하고 損失을 입은 후 A信号電界의 振幅을 각각 E_{nA} , E_{pA} 라 하면 (그림 1)의 受信안테나에 도달하는 A信号 電界成分 \tilde{E}_{nA}'' , \tilde{E}_{pA}'' 은 각각 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\tilde{E}_{nA}'' = E_{nA} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_n R)} \cdot \hat{a}_n \quad \dots \dots \dots \quad (7)$$

$$\tilde{E}_{pA}'' = E_{pA} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_p R + \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_p \quad \dots \dots \dots \quad (7')$$

이제 (7)式으로 표시되는 \tilde{E}_{nA}'' 과 \tilde{E}_{pA}'' 의 合成電界 \tilde{E}_A'' 은 楕圓偏波 (Elliptically polarized wave)로 바뀐다.

B信号에 대해서도 (6)~(7)式의 過程을 반복하면 그 電界는,

$$\tilde{E}_{nB}'' = E_{nB} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_n' R)} \cdot \hat{a}_n \quad \dots \dots \dots \quad (8)$$

$$\tilde{E}_{pB}'' = E_{pB} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_p' R + \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_p \quad \dots \dots \dots \quad (8)'$$

여기서 E_{nB} , E_{pB} 는 각각의 方向에 따라 損失을 입은 후의 B信号 電界振幅이고, β'_n , β'_p 는 각 方向의 等価의인 平均 傳播定數이다.

(8) 式의 \tilde{E}_{nB}'' , \tilde{E}_{pB}'' 의 合成電界 vector \tilde{E}_B'' 은 \tilde{E}_A'' 과 마찬가지로 楕圓偏波로 나타나며 이들의 回転方向은 β_n , β_p , β'_n , β'_p 에 의하여 결정된다. 이것을 앞으로 二重椭圓偏波 (Dual elliptical polarization)라 부르겠다.

4. 偏波分離器 (Depolarizer)를 통과한 二重椭圓偏波

일반적으로 圓偏波를 線形偏波로 復元하기 위해서는, 그 圓偏波信号의 두 成分間의 位相差 (90°)를 없애주면 된다. 이때 사용하는 기기로서 偏波分離器 (Depolarizer)를 쓰는데, 이것은 送信端의 偏波器 (Polarizer)와 마찬가지로 90° 位相遷移器 (90° -Phase shifter)이다. 이 位相遷移器내에 넣은 誘電体 slab의 方向을 位相이 앞선 信号成分 方向과 일치되도록 장치하면 이상적인 경우 (두 成分間의 位相差가 90° 인 경우)에는 直線形偏波를 얻을 수 있어 偏波分離器라 칭할 수 있다.

(7)式 (또는, B信号의 경우 (8)式)으로 표시되는 A信号가 偏波分離器에 入射했을 때, 이를 통과한 A信号는 다음 式으로 표시된다.

$$\tilde{E}_{nA}^d = E_{nA} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_n R + \beta_d d + \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_n \quad \dots \dots \dots \quad (9)$$

$$\tilde{E}_{pA}^d = E_{pA} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_p R + \beta_d d + \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_p \quad \dots \dots \dots \quad (9)'$$

여기서, \tilde{E}_{nA}^d , \tilde{E}_{pA}^d 는 偏波分離器를 통과한 A

信号 電界成分들이며, ℓd 는 偏波分離器의 길이, β_d 를 p방향 (여기서는 誘電体 slab과 垂直인 방향이 된다)의 傳播定數라 할 때 n방향의 伝播定數는 $\beta_d + \frac{\pi}{2}$ 가 된다.

(9)式에서 $\beta_n = \beta_p$ 로, $E_{nA} = E_{pA}$ 로 각각 가정하면 (伝播空間에서의 方向에 따른 損失 및 位相變動이 같다고 가정) \tilde{E}_{nA}^d 와 \tilde{E}_{pA}^d 의 合成電界는 直線形偏波로 표시되지만 일반적으로 그 값들은 다르므로 合成電界는 楕圓偏波로 나타난다. 이 관계를 다음에 설명한다.

A信号 電界의 合成vector \tilde{E}_A^d 를 (9)式에서 구하면

$$\begin{aligned} \tilde{E}_A^d &= E_{nA} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_n R + \beta_d d + \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_n \\ &\quad + E_{pA} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_p R + \beta_d d + \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_p \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (10)$$

같은 방법으로 B信号 電界 \tilde{E}_B^d 를 구하면,

$$\begin{aligned} \tilde{E}_B^d &= -E_{nB} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_n' R + \beta_d d + \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_n \\ &\quad + E_{pB} e^{-j(-wt + \beta_l t + \beta_p' R + \beta_d d + \frac{\pi}{2})} \cdot \hat{a}_p \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (11)$$

(10)式까지 표시해 온 電界는 모두 phasor이기 때문에 合成vector \tilde{E}_A^d 의 크기 및 方向을 式으로 표시하기 위해서는 實數部 (Real part)만을 취해야 한다. 즉

$$\begin{aligned} \tilde{E}_A^d &= E_{nB} \cos(\beta_l \ell + \beta_n R + \beta_d d + \frac{\pi}{2} - wt) \cdot \hat{a}_n \\ &\quad + E_{pA} \cos(\beta_l \ell + \beta_p R + \beta_d d + \frac{\pi}{2} - wt) \cdot \hat{a}_p \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (12)$$

B信号의 경우도 마찬가지로

$$\begin{aligned} \tilde{E}_B^d &= -E_{nB} \cos(\beta_l \ell + \beta_n' R + \beta_d d + \frac{\pi}{2} - wt) \cdot \hat{a}_n \\ &\quad + E_{pB} \cos(\beta_l \ell + \beta_p' R + \beta_d d + \frac{\pi}{2} - wt) \cdot \hat{a}_p \end{aligned} \quad \dots \dots \dots \quad (12)'$$

式을 간소화하기 위하여 다음과 같이 새로운 变数들을 정의한다.

$$\left. \begin{aligned} \beta_l \ell + \beta_d d + \beta_n R + \frac{\pi}{2} &\triangleq \phi \\ \beta_n R - \beta_p R &\triangleq d\phi \\ \beta_l \ell + \beta_d d + \beta_n' R + \frac{\pi}{2} &\triangleq \phi' \\ \beta_n' R - \beta_p' R &\triangleq d\phi' \\ E_{nA}^d &\triangleq E_{nA} \cos(\phi - wt) \\ E_{pA}^d &\triangleq E_{pA} \cos(\phi - d\phi - wt) \\ E_{nB}^d &\triangleq E_{nB} \cos(\phi' - wt) \\ E_{pB}^d &\triangleq E_{pB} \cos(\phi' - d\phi' - wt) \end{aligned} \right\} \quad \dots \dots \dots \quad (13)$$

(13)式과 같이 变数를 가정할 때, \tilde{E}_A^d 의 크기 E_A^d 는

$$\begin{aligned} E_A^d &= |\tilde{E}_A^d| = \sqrt{(E_{An}^d)^2 + (E_{Ap}^d)^2} \\ &= \sqrt{E_{nA}^2 \cos^2(\phi - wt) + E_{pA}^2 \{ \cos^2(\phi - wt) \cdot \cos^2 d\phi \\ &\quad + \sin^2(\phi - wt) \cdot \sin^2 d\phi \} + 2E_{nA}^2 E_{pA} \cos(\phi - wt) \cdot \\ &\quad \sqrt{\sin(\phi - wt) \cdot \cos d\phi \cdot \sin d\phi}} \end{aligned} \quad \dots \quad (14)$$

또한 \tilde{E}_A^d 가 式(1)의 \tilde{E}_A 와 이루는 각 θ_A 는 (〈그림 5(a), (b)〉)

$$\theta_A = 45^\circ - \tan^{-1} \frac{E_{Ap}^d}{E_{An}^d}$$

$$= 45^\circ + \tan^{-1} \frac{E_{pA} \cos(\phi - d\phi - wt)}{E_{nA} \cos(\phi - wt)} \quad \dots \quad (15)$$

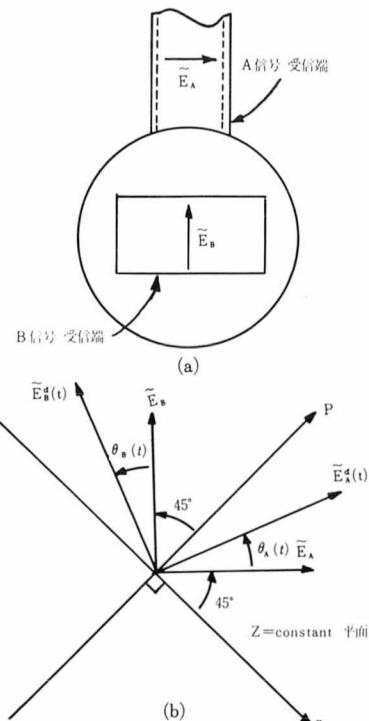
B信号 電界의 경우 \tilde{E}_B^d 의 크기 E_B^d 는

$$\begin{aligned} E_B^d &= |\tilde{E}_B^d| = \sqrt{(E_{Bn}^d)^2 + (E_{Bp}^d)^2} \\ &= \sqrt{E_{nB}^2 \cos^2(\phi' - wt) + E_{pB}^2 \{ \cos^2(\phi' - wt) \cos^2 d\phi' \\ &\quad + \sin^2(\phi' - wt) \sin^2 d\phi' \} + 2E_{nB}^2 E_{pB} \cos(\phi' - wt) \cdot \\ &\quad \sqrt{\sin(\phi' - wt) \cdot \cos d\phi' \cdot \sin d\phi'}} \end{aligned} \quad \dots \quad (16)$$

\tilde{E}_B^d 가 式(16)의 \tilde{E}_B 와 이루는 각 θ_B 는 (〈그림 5(a), (b)〉)

$$\theta_B = 45^\circ - \tan^{-1} \frac{E_{pB} \cos(\phi' - d\phi' - wt)}{E_{nB} \cos(\phi' - wt)} \quad \dots \quad (17)$$

式(14)~(17)로 부터 알 수 있듯이 E_A^d , θ_A , E_B^d , θ_B 는 모두 時間에 따라 변화하는 값들인데, 이 값들의 物理的 의미를 확실히 하기 위하여 〈그림 5(a), (b)〉에 표시하였다.



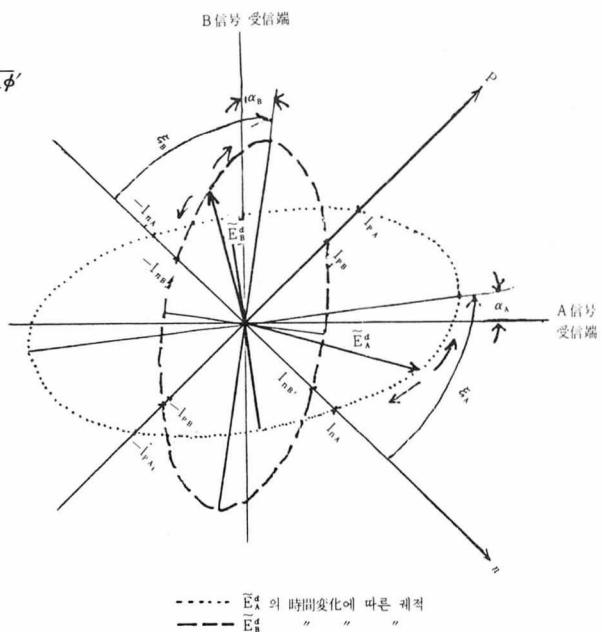
〈그림 5〉 A, B 信号受信端 및 \tilde{E}_A , \tilde{E}_B 와 θ_A , θ_B 的 関係

\tilde{E}_A^d , θ_A 및 E_B^d , θ_B 가 時間函數이므로 \tilde{E}_A^d , \tilde{E}_B^d 가 시 간에 따라 변하는데 그 각각의 궤적은 아래의 ⑬式으로 표현되는 楕圓이다^[2].

$$\tilde{E}_A^d; \left(\frac{E_{nA}^d}{E_{nA}} \right)^2 + \left(\frac{E_{pA}^d}{E_{pA}} \right)^2 - \frac{2E_{nA}^d E_{pA}^d \cos d\phi}{E_{nA} \cdot E_{pA}} = \sin^2 d\phi \quad \dots \quad (18)$$

$$\tilde{E}_B^d; \left(\frac{E_{nB}^d}{E_{nB}} \right)^2 + \left(\frac{E_{pB}^d}{E_{pB}} \right)^2 - \frac{2E_{nB}^d E_{pB}^d \cos d\phi'}{E_{nB} \cdot E_{pB}} = \sin^2 d\phi' \quad \dots \quad (18)'$$

式(18)로 표현되는 楕圓을 〈그림 6〉에 보였다.



〈그림 6〉 偏波分離器를 通過한 A-信号 및 B-信号은 完全한 원상태(垂直 및 水平偏波)로 복원되지 못하고 한 주기동안의 궤적이 타원인 偏波를 얻는다.

이 楕圓궤적을 따라서 회전하는 Vector \tilde{E}_A^d 및 \tilde{E}_B^d 의 회전방향은 $d\phi$ 및 $d\phi'$ 의 크기에 따라 달라질 수 있다.

〈그림 6〉에서

$$\xi_A = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2E_{nA} E_{pA} \cos d\phi}{E_{nA}^2 - E_{pA}^2} \right) \quad \dots \quad (19)$$

$$I_{nA} = E_{nA} \sin d\phi \quad \dots \quad (19)'$$

$$I_{pA} = E_{pA} \sin d\phi \quad \dots \quad (19)''$$

$$\xi_B = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2E_{nB} E_{pB} \cos d\phi'}{E_{nB}^2 - E_{pB}^2} \right) \quad \dots \quad (20)$$

$$I_{nB} = E_{nB} \sin d\phi' \quad \dots \quad (20)'$$

$$I_{pB} = E_{pB} \sin d\phi' \quad \dots \quad (20)''$$

$$E_A^d \text{ major} = \frac{I_{NA}^2 I_{PA}^2 \cos^2 \xi_A}{I_{NA}^2 \cos^2 \xi_A - I_{PA}^2 \sin^2 \xi_A} \quad \dots \dots \dots (21)$$

$$E_A^d \text{ minor} = \frac{I_{NA}^2 I_{PA}^2 \cos^2 \xi_A}{I_{PA}^2 \cos^2 \xi_A - I_{NA}^2 \sin^2 \xi_A} \quad \dots \dots \dots (21)'$$

$$E_B^d \text{ major} = \frac{I_{nB}^2 I_{PB}^2 \cos 2\xi_B}{I_{nB}^2 \cos^2 \xi_B - I_{PB}^2 \sin^2 \xi_B} \quad \dots \dots \dots (22)$$

$$E_B^d \text{minor} = \frac{I_{nB}^2 I_{PB}^2 \cos 2\xi_B}{I_{PB}^2 \cos^2 \xi_B - I_{nB}^2 \sin^2 \xi_B} \quad \dots \dots \dots (22')$$

우리가 원한 것은 直線形偏波의 復元인데, 偏波分離器를 통과한 후에도 位相差($d\phi$, $d\phi'$) 및 振幅差($E_{nA} \neq E_{PA}$, $E_{nB} \neq E_{PB}$)가 남아 있는 이유로 檿圓偏波가 얹어졌다.

이제 偏波의 ellipticity를 알아보자.

$$\text{Ellipticity (dB)} \triangleq \left| \log \frac{E_{\text{minor}}}{E_{\text{major}}} \right| \quad \dots \quad (23)$$

어떤 偏波의 ellipticity는 式(23)과 같이 장축과 단축의 비에 대한 対数函数로서 정의된다. 이때 이 ellipticity로 모든 형태의 偏波를 표현할 수 있는데, 線形偏波의 경우 ellipticity는 무한대(∞) [dB]이고, 圆偏波의 경우 0 [dB]이며, 일반적인 楕圓偏波는 $0 \sim \infty$ [dB] 사이의 값을 가진다.

이제 이 ellipticity의 개념으로 지금까지 설명된 내용을 말한다면, 受信特性이 ∞ [dB]인 ellipticity를 가진 안테나(A信号受信端, B信号受信端)에 $0 \sim \infty$ [dB]의 ellipticity를 가진 신호가 入射되는 경우이다. 이 개념과 비슷한 개념으로 分離度를 유도할 수 있는데, 이 分離度에 대해서는 Ⅲ章에 다루었다.

5. 二重偏波의 分離

伝播空間에서의 偏波歪曲이 없는 이상적인 경우, 偏波分離器를 통과한 A, B信号는 送信端에서 나타났던 直交二重 線形偏波 (Ellipticity = ∞ [dB])로 復元되어 垂直mode 分離器 (Orthomode transducer)에서 완전히 분리된다.

그러나 偏波歪曲을 받아서 ellipticity가 ∞ 가 아닌 경우에는 垂直mode 分離器에서 완전히 분리되지 않고, 각 信号中 일부는 他 信号 受信端에 수신되어 干渉으로 작용한다.

이러한 分離의 정도인 分離度 (Separation rate) 를 다음 章에서 다루기로 한다.

III. 一般的의 二重樁圓偏波의 分離度 (Separation rate)

Ⅱ 章 마지막 部分에서 다른 ellipticity와 비슷한 개념으로 軸比 (Axial ratio)를 생각할 수 있는데, 軸比 r 은 다음 式으로 정의된다.

$$r \triangleq \frac{E_{\text{minor}}}{E_{\text{major}}} \quad \dots \dots \dots \quad (24)$$

式(2)에서 E_{major} 및 E_{minor}는 vector \tilde{E} 가
그리는 케적橢圓의 長軸 길이와 短軸 길이를 나타낸다.

일반적으로 辐射電界偏波(Polarization of radiation field)가 r_1 의 軸比를 가지는 受信안테나에 軸比 r_2 로 偏波된 信号가 入射하는 경우, 受信안테나에 誘起되는 電压의 크기 V 는 다음 式으로 表 수 있다^[3].

$$V = K \left(1 \mp \frac{2r_2}{r_2^2 + 1}, \frac{2r_1}{r_1^2 + 1} + \frac{(r_2^2 - 1)(r_1^2 - 1)}{(r_2^2 + 1)(r_1^2 + 1)} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}}$$

여기서, $K = \text{Constant}$

$$r_1 = \left(\frac{E_{\text{minor}}}{E_{\text{major}}} \right)_{\text{ant.}} ; \text{안테나의 軸比}$$

$$r_2 = \left(\frac{E_{\text{minor}}}{E_{\text{major}}} \right)_{\text{wave}} ; \text{수신전파의 軸比}$$

α ; (Emajor) ant. 와 (Eminor) ant. 사이의 角
 (\pm) sign; 入射波橢圓의 回轉方向 (handedness) 과 受信 안테나 輻射特性橢圓
 의 回轉方向이 서로 같은 경우는
 $(+)$, 다른면 $(-)$ 로 되다.

이제 ②式을 지금까지 논의된 二重 楔圓偏波에 적용하여 分離度를 정의하자. 그런데 A信号와 B信号는 서로 독립적이기 때문에 分離度도 서로 다를 것이다.

우선, A信号에 대해서考察하자. A信号의受信안테나는 A信号受信端인데, 이것은等価의으로線形偏波를輻射하는 dipole antenna라 할수 있다. 이때 α_A , r_1 , r_2 를式(19), (21), (21)' 및〈그림 6〉에서 구하면

$$\alpha_A = 45^\circ - \xi_A \\ = 45^\circ - \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{2 E_{\eta A} E_{PA} \cos \phi}{E_{PA}^2 - E_{PA}^2} \right) \quad \dots \dots \dots (26)$$

$$r_1 = 0 \quad \dots \quad (26')$$

$$r_2 \triangleq r_A = \frac{(I_{nA}^2 \cos \xi_A - I_{pA}^2 \sin^2 \xi_A)}{(I_{pA}^2 \cos^2 \xi_A - I_{nA}^2 \sin^2 \xi_A)} \quad \dots \dots \dots \quad (26'')$$

이므로受信안테나(A信号受信端)에誘起되는電圧 V_A 는 ②₅, ②₆式에서

$$V_A = K \left(1 - \frac{r_A^2 - 1}{r_A^2 + 1} \cos 2\alpha_A \right)^{\frac{1}{2}} \quad \dots \dots \dots \quad (27)$$

그런데 理想의인 경우 $\alpha=0$, $r_2=0$ 이어야 하므로, 그 때의 受信안테나 誘起電壓 V_{A1} 는

$$V_{A1} = K\sqrt{2} \quad \dots \dots \dots \quad (28)$$

이제 分離度를 정의하면,

$$S[\text{dB}] \triangleq |20\log\left(\frac{\text{안테나에 실제로 유기되는 전압}}{\text{이상적인 경우 안테나에 유기되는 전압}}\right)| \quad \dots \dots \dots \quad (29)$$

②9式에 의하여 A信号의 分離度는

$$S_A \triangleq |20 \log\left(\frac{V_A}{V_{A1}}\right)|$$

$$= |20 \log\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1 - \frac{r_A^2 - 1}{r_A^2 + 1} \cdot \cos 2\alpha_A\right)^{\frac{1}{2}}| \quad \dots (30)$$

같은 方法으로 B信号의 分離度는

$$S_B \triangleq |20\log\left(\frac{V_B}{V_{B1}}\right)| = |20\log\frac{1}{\sqrt{2}}\left(1 - \frac{r_B^2 - 1}{r_B^2 + 1}\cos 2\alpha_B\right)^{\frac{1}{2}}| \quad \dots \dots \dots (31)$$

로 정의할 수 있다.

IV. 結論

二重圓偏波를 이용하면 通信容量은 2배로 증가하지만, 傳播中, 偏波에 조금이라도 歪曲이 가해지면 受信端에서相互干渉으로 나타난다. 그런데 원만한 回線運用을 위해서는, 이 干渉量을 어느 基準이하로 해야 할 필요가 있다.

실제로, 이러한 방식을 사용하는衛星의 地球局에는 이 偏波歪曲을 보상하기 위한 장치가 부착되어 있으나, 이 장치의 정확한 使用基準이나 data가 없다. 本論文에서 誘導된 分離度의 概念을 이용하면, 이러한 보상에 대한 중요한 情報들을 얻을 수 있다. 실제적으로 傳播中에 생긴 位相 및 振幅의 歪曲은 직접 측정할 수가 있지만 分離度는 受信端에서 직접 측정할 수 있는 量이다.

측정된 分離度와 ⑩ 및 ⑪式의 分離度 表現式 을 이용하면 偏波가 입은 歪曲의 量을 유추할 수 있다. 이렇게 偏波에 생긴 誤差를 알면 보상장치로 보상하기가 용이하여 진다.

参 考 文 献

1. Collin, Robert, E., Foundations for Microwave Engineering, McGraw Hill, 1966.
 2. Cornbleet, S., Microwave Optics, Academic, 1976.
 3. Sichak, W. & Milazzo, S. Antenna for Circular Polarization, Proc. of I. R. E. Vol. 36, No. 8, 1948. pp. 997 - 1002.

