

플렉시블 무선통신소자 응용을 위한 PES 박막상의 Fishbone 형태의 전송선로에 대한 RF 특성연구

윤 영[†]

(원고접수일 : 2013년 7월 11일, 원고수정일 : 2013년 8월 30일, 심사완료일 : 2013년 9월 9일)

A study on RF characteristics of fishbone-type transmission line on PES substrate for application to flexible wireless communication device

Young Yun[†]

요약: 본 연구에서는 소형화된 투명 플렉시블 무선통신소자 구현을 위해, 주기적 구조를 가지는 fishbone 형태의 전송선로를 PES (polyether sulfone) 박막상에 제작하였으며, 이에 관한 RF 특성을 고찰하였다. 그 결과에 의하면, PES 박막상에 제작된 fishbone 형태의 전송선로는 종래의 코플레너선로에 비해 단파장특성을 보여주었으며, 구체적으로 50 GHz에서 선로과장은 2.23 mm으로, 종래의 코플레너 선로의 56.6%이다. 삽입손실 측정결과에 의하면 fishbone 형태의 전송선로는 50 GHz 까지의 주파수 범위에서 1.31 dB보다 낮은 저손실특성을 보여주었다. 대역폭 추출결과에 의하면, PES 박막상의 fishbone 형태의 전송선로는 통과대역이 608 GHz인 광대역 특성을 보였다. PES 박막상의 fishbone 형태의 전송선로의 특성임피던스는 기존의 주기적 구조와는 달리 매우 적은 주파수 의존성을 나타내었으며, 이로 인해 광대역의 전송선로 및 광대역 분포형 수동소자에 이용될 수 있음을 알 수 있었다.

주제어: 플렉시블 무선통신소자, PES (polyether sulfone), fishbone 형태의 전송선로, RF 특성, 주기적 구조

Abstract: In this work, a FTTL (fishbone-type transmission line) structure was fabricated on PES (polyether sulfone) for a realization of transparent flexible wireless communication device, and its RF characteristics were investigated. According to the results, the FTTL on PES showed a short wavelength characteristic compared with conventional coplanar waveguide. Concretely, the wavelength of the FTTL was 2.23 mm at 50 GHz, which was 56.6 % of the conventional coplanar waveguide. According to the bandwidth extraction result, the passband of the FTTL on PES was 608 GHz. Unlike conventional periodic structures, the characteristic impedance of the FTTL on PES showed a very low frequency dependency, which means that the FTTL on PES can be used for application to transmission line and distributed passive components with a broadband operation frequency.

Keywords: Flexible wireless communication device, PES (polyether sulfone), FTTL (fishbone-type Transmission Line), RF characteristic, periodic structure.

1. 서 론

최근 차세대 디스플레이로 투명 플렉시블 디스플레이[1]-[5]가 대두되고 있으며, 이동통신기능을

갖춘 모바일 플렉시블 디스플레이를 개발하기 위해서는 투명 플렉시블 기판상에 RF 소자를 집적하는 기술이 필수적이다. 현재 고투명성을 가진 투명

[†] Corresponding Author: Department of Radio Communication Engineering, Korea Maritime and Ocean University, 727 Taejong-ro, Yeongdo-gu, Busan, 606-791, Korea, E-mail: yunyoung@kmou.ac.kr, Tel: 051-410-4426

플렉시블 기판으로써 사용이 기대되는 재료는 PC (polycarbonate), PEN (polyethylene naphthalate), PET (polyethylene terephthalate (PET), PES (polyether sulfone)가 있다. PC, PEN, PET는 염가의 재료이며 이로 인해 투명 플렉시블 디스플레이용 전자소자 제작에 널리 사용되어 왔다[1]-[3]. 그러나, 상기 박막 재료는 양호한 내열성을 가지지 못하며, 내열성을 나타내는 척도인 유리전이온도 T_g 가 155°C 이하이다. 따라서, 상기 박막을 사용하여 전자소자를 제작하는 경우, 저온에서만 제작이 가능하며, 이로 인해 양호한 전기적 특성을 가지는 고주파 트랜지스터의 제작이 매우 어렵다. 이에 비하여 PES의 경우는 유리전이온도 T_g 가 230°C 로서, 투명 flexible 기판 중에서 가장 높다 [4][5]. 따라서, 비교적 고온에서 소자공정이 가능하며, 양질의 전자소자를 제작할 수 있다. 그리고, 단시간의 고온공정의 경우 300°C 까지 공정이 가능하므로 모든 투명 플렉시블 소자중에서 유일하게 안정된 납땜공정이 가능하다. 그밖에도, PES는 양호한 내수성, 강인성, 치수 안정성을 가지므로 고주파 전자소자용 기판으로서 가장 적합하다. 이로 인해 최근에는 PES 박막의 RF 응용에 관한 연구가 보고되었다 [6][7]. 그 결과에 의하면 PES는 기존의 반도체 재료인 실리콘에 비해 훨씬 낮은 RF 손실특성을 보여주었으며, 광대역에서 안정적인 주파수 특성을 보여주었다. 그러나, PES는 실리콘에 비해 낮은 유효유전율로 인해 장파장 특성을 보여주었으며, 따라서, PES 박막상의 RF 소자는 실리콘 박막에 비해 보다 큰 점유면적을 차지하였다.

상기 문제점을 해결하기 위해 단파장 특성을 가지는 주기적 전송선로인 fishbone 형태의 전송선로가 제안되었다[6]. 본 논문에서는 최근에 발표된 fishbone 형태의 전송선로[6]를 이론 및 실험적으로 보다 자세히 해석하였다. 구체적으로 상기 전송선로에 대한 대역폭 및 특성 임피던스를 실험 및 이론적인 방법을 이용하여 추출하였으며, 파장 및 유효유전율, 손실특성 등의 광범위한 물리적 특성에 대해 연구함으로써 무선통신소자로서의 응용가능성을 고찰하였다.

2. Fishbone 형태의 전송선로의 구조 및 단파장특성

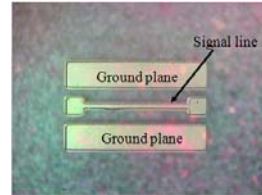


Figure 1: Conventional coplanar waveguide.

Figure 1은 종래의 전송선로 구조인 코플레너 선로를 보여주며, Figure 2는 PES 박막상에 제작된 fishbone 형태의 선로구조를 보여준다. 그림에서 보는바와 같이 fishbone 형태의 선로구조는 fishbone-type center line과 ground plane으로 구성되며, fishbone-type center line은 다시 signal line과 PMS's (periodic metal strips)로 구성된다. 종래의 코플레너 선로의 경우는 signal line과 ground plane 사이의 주기적인 용량 C_a 만 존재하는 것에 반해, fishbone 형태의 선로구조는 C_a 뿐 아니라 주기적인 용량 CPMS도 존재한다. 그 이유는 PMS 자체가 각각 독립된 개방선로가 되며, Figure 2와 같이 이러한 개방선로는 개방선로 용량 CPMS로 표현되기 때문이다. 다음의 식과 같이 전송선로의 파장은 주기적인 용량에 반비례하며, 따라서, fishbone 형태의 선로구조는 종래의 코플레너 선로에 비해 단파장 특성을 보이게 된다.

$$\lambda = \frac{1}{f\sqrt{LC}} \quad (1)$$

상기 식에서, f , L 과 C 는 각각 중심주파수, 전송선로의 단위길이당 인덕턴스와 단위길이당 정전용량값이다. PES 박막상에 제작된 종래의 코플레너 선로구조와 fishbone 형태의 선로구조에 대한 단위길이당 용량을 비교하기 위하여 전송선로 이론을 적용하여 단위길이당 용량을 추출하였다. 전송선로 이론에 의하면 전송상수 β 와 특성 임피던스 Z_0 는 다음의 식으로 표현된다[8].

$$\beta = \omega \sqrt{LC} \quad (2)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3)$$

상기 식으로부터 전송선로의 단위길이당 용량 C 는 다음의 식으로 표현될 수 있다.

$$C = \frac{L}{Z_0^2} = \frac{\beta}{\omega Z_0} = \frac{1}{\omega Z_0} \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4)$$

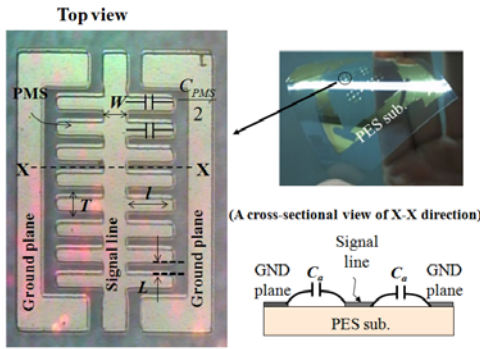


Figure 2: Structure of FTTL (fishbone-type transmission line) on PES substrate.

Table 1은 식 (4)로부터 추출된 종래의 코프레너 선로와 PMS 길이 $l = 160 \mu\text{m}$ 의 fishbone 형태의 단위길이당 주기적 용량을 나타낸다. fishbone 형태의 선로구조를 제작하기 위해서 $200 \mu\text{m}$ 두께의 PES상에 두께 $2 \mu\text{m}$ 의 Au/Ti 금속층이 증착되었다. Signal line과 ground plane의 폭은 각각 70과 $120 \mu\text{m}$ 이다. 그리고, 주기적인 PMS의 길이와 폭은 각각 160과 $30 \mu\text{m}$ 이며, PMS 사이의 거리는 $30 \mu\text{m}$ 이다. Table 1에서 보는 바와 같이 fishbone 형태의 선로구조는 종래의 코프레너 선로보다 훨씬 큰 주기적 용량을 보여준다.

Table 1: Measured periodic capacitance of the FTTL (fishbone-type transmission line) and conventional coplanar waveguide on PES.

Freq. (GHz)	10	20	30	40	50
FTTL (pF/mm)	0.136	0.130	0.125	0.121	0.119
CPW (pF/mm)	0.0713	0.0694	0.0677	0.0664	0.0653

Table 2는 PES 박막상에 제작된 종래의 코프레너 선로와 PMS 길이 $l = 160 \mu\text{m}$ 의 fishbone 형태의 선로구조에 대한 과장측정결과를 보여준다. **Table 2**에서 보는 바와 같이 fishbone 형태의 선로구조는 종래의 코프레너 선로보다 훨씬 짧은 과장 특성을 보여주며, 이는 앞서 설명한 바와 같이 단위길이당 주기적 용량이 증가하였기 때문이다.

Table 2: Measured wavelength of the FTTL (fishbone-type transmission line) and conventional coplanar waveguide on PES.

Freq. (GHz)	10	20	30	40	50
FTTL (mm)	9.79	5.11	3.56	2.76	2.23
CPW (mm)	18.0	9.29	6.33	4.85	3.94

상기 결과로부터 fishbone 형태의 선로구조를 이용하여 RF 수동소자를 제작하면 종래의 선로구조를 이용하는 경우에 비해 점유면적이 훨씬 줄어들 수 있다. 보다 자세한 내용은 뒷장에서 고찰하고자 한다.

3. Fishbone 형태의 전송선로에 대한 RF 특성

Table 3은 PES 박막상에서 $\lambda/4$ 의 길이를 가지는 fishbone 형태의 전송선로에 대한 삽입손실 특성을 보여준다. 참고로 실리콘 및 PES 박막상의 종래의

코프레너 선로의 손실특성도 추가되었다. fishbone 형태의 전송선로는 종래의 코프레너 선로에 비해 저손실 특성을 나타내며, 구체적으로 50 GHz 까지의 주파수 범위에서 1.31 dB보다 적은 손실특성을 나타내고 있다.

Table 3: Measured insertion loss of various transmission lines with a length of $\lambda/4$.

Freq. (GHz)	10	20	30	40	50
F TTL on PES (dB)	0.86	1.31	1.44	1.18	0.91
CPW on PES (dB)	1.34	1.55	1.69	1.53	1.61
CPW on Si (dB)	2.81	2.54	2.16	1.89	1.70

Table 2에서 설명한 바와 같이 fishbone 형태의 선로구조는 종래의 코프레너 선로보다 높은 용량성분을 가지므로 축소된 길이의 파장을 가진다. 본 연구에서는 주기적 구조인 PMS의 길이변화에 따른 선로파장 의존성도 고찰하였다. Figure 3은 PMS의 길이 l 의 변화에 따른 파장 측정결과이다. Figure 3에서 $l = 0$ 는 주기적 구조가 없는 전송선로 (Figure 1 참조)에 해당한다. 그림에서 보는 바와 같이 $l = 0 \sim 160 \mu\text{m}$ 의 범위에서 l 이 증가할수록 파장이 짧아지는데, 이는 l 이 증가할수록 용량 C_{PMS} 값이 커지기 때문이다. 즉, 주기적인 병렬커패시턴스의 단위길이당 용량 C_l 값은 아래의 식으로 표현된다.

$$C_l = C_a + C_{PMS} \quad (5a)$$

$$C_{PMS} = \frac{\tan(\beta l)}{\omega Z_0} \quad (5b)$$

상기식에서 βl 과 ω 는 각각 선로 폭 T 와 길이 l 을 가지는 PMS 개별 선로에 해당하는 전송상수와 각주파수이며, Z_0 과 C_a 는 각각 선로 폭 T 와 길이 l 을 가지는 PMS 개별 선로에 해당하는 특성임피던스와 Figure 2에서 보는 바와 같이 signal line과

ground plane사이의 커플링 용량이다. 상기 식에서 보는 바와 같이 $\beta l < \pi/2$ 인 범위에서 l 이 증가할수록 C_{PMS} 가 증가하여 주기적인 용량값이 증가함을 알 수 있으며, 식 (1)로부터 전송선로의 주기적 용량 값이 커지면 파장이 감소하게 됨을 알 수 있다. Figure 4는 PMS의 길이 l 의 변화에 따른 주기적인 용량 측정결과이다.

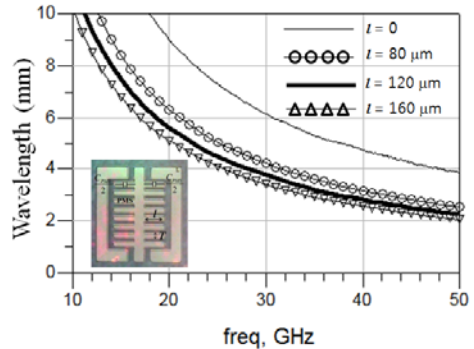


Figure 3: Measured wavelength of FTTL's (fishbone-type transmission lines) and conventional coplanar waveguide on PES substrate.

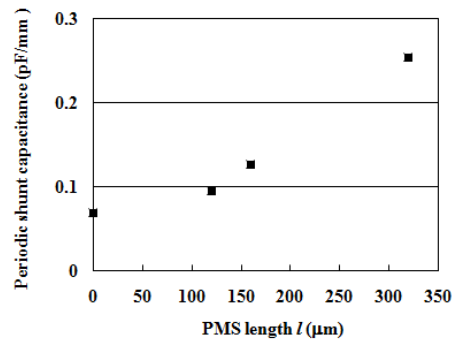


Figure 4: Measured periodic shunt capacitance of FTTL's (fishbone-type transmission lines) and conventional coplanar waveguide on PES substrate.

상기 결과로부터 fishbone 형태의 선로구조를 이용하여 RF 수동소자를 제작하면 종래의 선로구조를 이용하는 경우에 비해 점유면적이 훨씬 줄어들음을 알 수 있다. 예를 들어 PMS의 길이가 $230 \mu\text{m}$ 인 fishbone 형태의 선로구조를 이용하여 PES 박

막상에 특성임피던스 Z_0 가 61Ω 인 $\lambda/4$ 선로를 제작하는 경우, 중심주파수 30 GHz에서 선로의 길이는 0.6 mm가 되며, PES 박막상의 점유면적은 0.318 mm^2 가 된다. 이에 반해 종래의 코프레너 선로를 이용하여 PES 박막상에 특성임피던스 Z_0 가 61Ω 인 $\lambda/4$ 선로를 제작하는 경우, 중심주파수 30 GHz에서 선로의 길이와 폭은 각각 0.27과 1.7 mm가 되며, PES 박막상의 점유면적은 0.459 mm^2 가 된다. 따라서, fishbone 형태의 선로구조를 이용하여 RF 수동소자를 제작하면 종래의 코프레너 선로를 이용하는 경우에 비해 PES 박막상의 점유면적이 69.2%로 감소하게 된다.

Figure 5는 PMS의 길이 l 의 변화에 따른 전송상수 측정결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 $l = 0 \sim 160 \mu\text{m}$ 의 범위에서 l 이 증가할수록 전송상수 값이 커지는데, 이는 l 이 증가할수록 용량 C_{PMS} 값이 커져서 slow-wave 특성이 더욱 강하게 나타나기 때문이다. 즉, 식 (2)로부터 전송선로의 주기적 용량 값이 커지면 전송상수 값이 증가하게 됨을 알 수 있다.

Figure 6은 PMS의 길이 l 의 변화에 따른 주기적인 유효유전율 측정결과이다. 그림에서 보는 바와 같이 $l = 0 \sim 160 \mu\text{m}$ 의 범위에서 l 이 증가할수록 유효유전율 값이 커지는데, 이는 l 이 증가할수록 용량 C_{PMS} 값이 커지기 때문이다. 즉, 다음 식으로부터 전송선로의 주기적 용량 값이 커지면 유효유전율 값이 증가하게 됨을 알 수 있다.

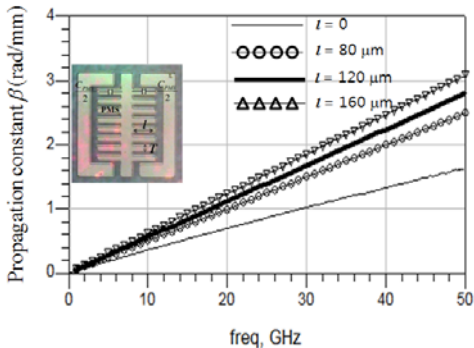


Figure 5: Measured propagation constant of FTTL's (fishbone-type transmission lines) and conventional coplanar waveguide on PES substrate.

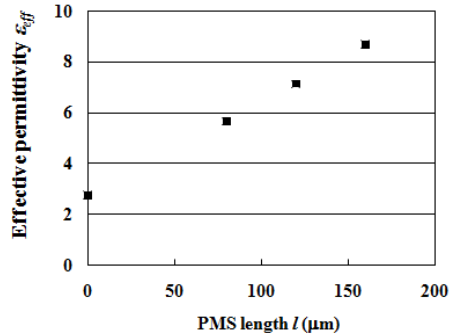


Figure 6: Measured effective permittivity ϵ_{eff} of FTTL's (fishbone-type transmission lines) and conventional coplanar waveguide on PES substrate.

$$\epsilon_{eff} = \frac{LC}{\mu_0\epsilon_0} = \frac{L(C_a + C_{PMS})}{\mu_0\epsilon_0} \quad (6)$$

상기 식에서 μ_0 와 ϵ_0 는 각각 공기의 투자율과 유전율이다.

4. 이론적 해석을 통한 Fishbone 형태의 전송선로의 대역폭 및 특성 임피던스 추출

일반적으로 수백 GHz에 이르는 고주파 신호의 통과대역특성을 측정하는 것은 불가능하므로, 전송선로의 대역폭을 구하기 위해서는 계산적인 방법을 사용해야 한다. 본 연구에서는 주기적인 등가회로[8]를 이용하여 대역폭 및 특성 임피던스를 추출하였다. **Figure 7**과 같이 대역폭 및 임피던스를 계산하기 위하여 fishbone 형태의 선로구조는, 용량 C_{PMS} 가 중단 된 길이 d 인 주기적 전송선로로 표현되었다. fishbone 형태의 선로구조는 용량 C_a 와 C_{PMS} 를 가지지만, 용량 C_a 는 signal line과 ground plane사이에 존재하는 용량이므로, 길이 d 인 주기적인 전송선로에 내제 되어 있다. FTTL 구조에서 주기적으로 존재하는 PMS의 개방선로 용량 C_{PMS} 는 주기적인 세셉턴스 jb 로 표현될 수 있으며, 다음 식과 같다.

$$jb = j\omega C_{PMS} / Y_0 = j\omega C_{PMS} Z_0 \quad (7)$$

$$b = \omega C_{PMS} Z_0 \quad (8)$$

$$d = \frac{L}{2} + T + \frac{L}{2} = L + T \quad (9)$$

상기 식에서 ω 는 동작주파수 f 에 대한 각주파수 $2\pi f$ 이며, Z_0 는 Figure 1과 같이 주기적인 PMS가 존재하지 않는 종래의 코프레너 선로에 대한 특성임피던스이며, Figure 2에서 보는 바와 같이 L 과 T 는 각각 주기적인 PMS 사이의 거리와 PMS의 폭이다. Figure 8은 fishbone 형태의 선로구조의 등가회로상에 존재하는 전압 전류를 보여준다. 주기적 구조의 n 번째 단위셀에 대한 입출력 전류 I_n , I_{n+1} 과 입출력 전압 V_n, V_{n+1} 은 ABCD 행렬에 의해 다음의 수식과 같이 표현 된다.

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd) & j(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd - \frac{b}{2}) \\ j(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd + \frac{b}{2}) & (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd) \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$kd = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_e} d \quad (12)$$

상기 식에서 μ_0, ϵ_0 와 ϵ_e 는 각각 공기에 대한 투자율, 유전율 및 Figure 1과 같이 주기적인 PMS가 존재하지 않는 종래의 코프레너 선로에 대한 유효유전율이다. Figure 2와 같이 주기적인 구조에 대한 전송상수를 γ 라고 가정하면 다음 식이 성립한다[8].

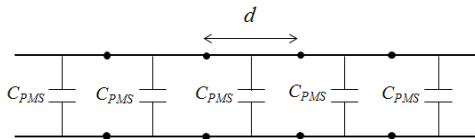


Figure 7: Equivalent circuit of the FTTL (fishbone-type transmission line) structure with periodically loaded capacitance C_{PMS} .

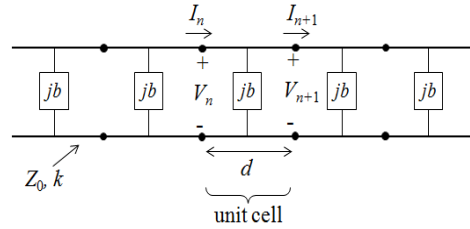


Figure 8: Voltage and current on the equivalent circuit of the FTTL (fishbone-type transmission line) structure.

$$V_{n+1} = V_n e^{-\gamma d} \quad (13)$$

$$I_{n+1} = I_n e^{-\gamma d} \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} V_n \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{n+1} e^{\gamma d} \\ I_{n+1} e^{\gamma d} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} A - e^{\gamma d} & B \\ C & D - e^{\gamma d} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{n+1} \\ I_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

위의 방정식이 0이 아닌 근을 갖으며, 무손실 회로에서 $AD - BC = 1$ 임을 적용하여 방정식을 풀이하면,

$$\frac{e^{-\gamma d} + e^{+\gamma d}}{2} = \cosh \gamma d \quad (16)$$

$$\frac{(A+D)}{2} = (\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd)$$

주기적 구조 상에서의 전송 상수 γ 는 손실성분을 가지므로 $\gamma = a + j\beta$ 가 되어, 아래의 식이 성립 된다.

$$\cosh \gamma d = \cosh ad \cos \beta d + j \sin ad \sin \beta d \quad (17)$$

$$= \cos kd - \frac{b}{2} \sin kd$$

상기 식을 통하여 $a = 0, \beta \neq 0$ 일 때의 통과대역을 구할 수 있으며, $a \neq 0, \beta = 0$ 일 때의 저지대역을 구할 수 있다. 통과대역과 저지대역을 구하는 수식은 아래의 각각 식과 같다.

$$\cos\beta d = \cos kd - X kd \sin kd, \text{ Passband} \quad (18)$$

$$\cosh \alpha d = |\cos kd - X kd \sin kd| \geq 1, \text{ Stopband} \quad (19)$$

$$X = \left(\frac{C_{PMS} Z_0}{2\sqrt{\epsilon_c} \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} d} \right) \quad (20)$$

상기 식에서 통과대역의 전송상수 β 값은 다음과 같이 표현된다.

$$\beta = \frac{\cos^{-1}(\cos kd - X kd \sin kd)}{d}, \text{ Passband} \quad (21)$$

상기 식의 정확도를 조사하기 위해서 식 (21)을 이용하여 계산한 전송상수 β 값과 측정값을 비교하였다. Figure 9는 전송상수 β 에 대한 측정값과 계산값을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 측정값과 계산값이 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

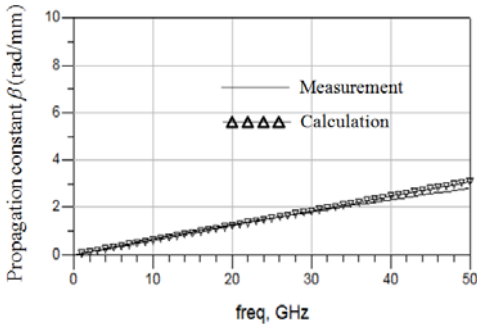


Figure 9: Measured and calculated propagation constant of FTTL (fishbone-type transmission line) on PES substrate ($l = 160 \mu\text{m}$).

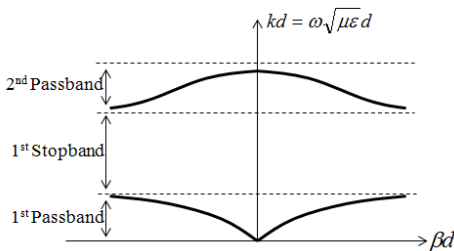


Figure 10: k - β graph.

Figure 10은 상기 식 (18) - (20)을 적용하여 통과대역 및 저지대역의 k 와 β 의 관계를 그래프로 나타낸 그림이며, fishbone 형태의 선로구조에 대해 다양한 l 값에 대한 통과대역 및 저지대역 특성결과는 Table 4에 요약되어 있다. 실지 RF 대역에서 물리적으로 의미가 있는 대역폭은 1차 통과대역이며, fishbone 형태의 선로구조의 경우 PMS의 길이 $l = 0 \sim 160 \mu\text{m}$ 의 범위에서 608 GHz까지는 전송선로로서 사용이 가능함을 알 수 있다. 그리고, PMS의 길이 l 이 증가할수록 1차 통과대역의 대역폭이 적어지는데, 그 이유는 Figure 4에서 보는 바와 같이 l 이 증가할수록 주기적인 병렬용량 값이 증가하기 때문이다. 즉, Figure 2와 같이 fishbone 형태의 선로구조의 전송선로는 주기적으로 인덕터와 커패시터가 연결된 저역필터로 생각할 수 있으며, 이러한 저역필터의 차단주파수는 다음의 식으로 표현된다.

Table 4: Calculated pass - and stopband of the FTTL (fishbone-type transmission lines) structure.

l (μm)	1st passband (GHz)	1st stopband (GHz)	2nd passband (GHz)
80	• $f \leq 808$ • BW = 808	• 860 ~ 1518	• 1518 ~ 1936 • BW = 418
120	• $f \leq 689$ • BW = 689	• 689 ~ 1518	• 1518 ~ 1823 • BW = 305
160	• $f \leq 608$ • BW = 608	• 608 ~ 1518	• 1518 ~ 1756 • BW = 238

$$f_c = \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \right) = \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{L(C_a + C_{PMS})}} \right) \quad (22)$$

상기 식에서 알 수 있는 바와 같이 C_{PMS} 값이 증가하면 대역폭에 해당하는 차단주파수 f_c 값은 감소하게 된다.

fishbone 형태의 선로구조의 특성 임피던스를 계산하기 위하여 전압 대 전류비로 정의하였을 경우 특성 임피던스의 식은 다음과 같다.

$$Z_B = Z_0 \frac{V_{n+1}}{I_{n+1}} \quad (23)$$

상기 식을 식 (10) ~ (16)을 이용하여 풀이하면, 다음과 같다.

$$(A - e^{\gamma d}) V_{n+1} + B I_{n+1} = 0 \quad (24)$$

$$Z_B = \frac{-B Z_0}{(A - e^{\gamma d})} \quad (25)$$

$$e^{\gamma d} = \frac{(A + D) \pm \sqrt{(A + D)^2 - 4}}{2} \quad (26)$$

위의 식에서 A=D라는 점을 이용하여 특성 임피던스 수식을 구하면 다음의 식과 같다.

$$Z_B = Z_0 \frac{\left| \left(\sin kd + \frac{b}{2} \cos kd - \frac{b}{2} \right) \right|}{\sqrt{1 - \left(\cos kd - \frac{b}{2} \sin kd \right)^2}} \quad (27)$$

Figure 11은 fishbone 형태의 선로구조의 PMS 길이 l 값의 변화에 따른 특성 임피던스의 주파수 의존성을 나타낸 것이다. 그림에서 보는 바와 같이 l 이 증가할수록 특성임피던스가 감소하는데, 이는 l 이 증가할수록 용량 C_{PMS} 값이 커지기 때문이다. 즉, 주기적인 병렬커패시턴스의 단위길이당 용량 C_l 값은 식 (5a), (5b)와 같이 표현되며, 특성임피던스 식은 식 (3)으로부터 다음과 같이 표현된다.

$$Z_B = \sqrt{\frac{L}{C_c + C_{PMS}}} \quad (28)$$

식 (5)와 (28)로부터 알 수 있는 바와 같이 $\beta l < \pi/2$ 인 범위에서 l 이 증가할수록 C_{PMS} 값이 증가하게 되고, 이에 따라 fishbone 형태의 선로구조의 특성임피던스 Z_B 값은 감소하게 된다. 따라서, PMS 길이 l 값을 조절하면 fishbone 형태의 선로구조의 특성임피던스 Z_B 값을 쉽게 조절할 수 있으며, 이러한 방법에 의해 다양한 특성임피던스 값을 가지는 fishbone 형태의 선로구조를 쉽게 구현할 수 있다. 그림에서 볼 수 있는 바와 같이, 본 논문에서 제안

하는 fishbone 형태의 선로구조의 전송선로는 0 ~ 50 GHz의 범위에서 주파수가 변화하더라도 임피던스의 변화는 매우 미미한 것을 알 수 있다. 기존의 주기적 구조의 경우, 주파수 변화에 따른 특성 임피던스 변화가 커서, 전송선로에는 응용되지 못하고 필터에 주로 이용되었다[9]-[13]. 그러나 본 논문이 주기적 구조의 경우 주파수 변화에 따른 특성 임피던스의 변화가 미미하므로 광대역의 전송선로 및 광대역 분포정수형 수동소자에 이용될 수 있음을 알 수 있다.

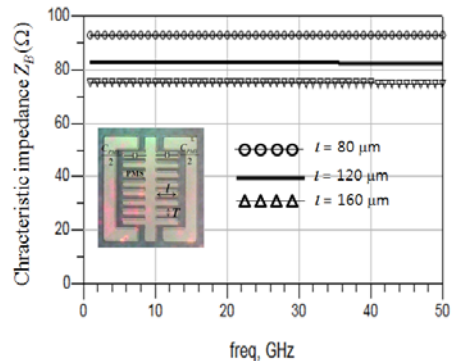


Figure 11: The dependency of characteristic impedance of FTTL (fishbone-type transmission lines) on frequency.

5. 결론

본 연구에서는 소형화된 투명 플렉시블 통신소자 구현을 위해, 주기적 구조를 가지는 fishbone 형태의 전송선로를 PES 박막상에 제작하였으며, 이에 관한 RF 특성을 고찰하였다. 구체적으로 상기 전송선로에 대한 파장, 유효유전율 및 전송상수등을 실험적인 방법으로 추출하였으며, 대역폭 및 특성 임피던스를 이론적인 방법을 이용하여 추출하여 광범위한 물리적 특성에 대해 연구함으로써 무선통신소자로서의 응용가능성을 고찰하였다. 그 결과에 의하면 PES 박막상에 제작된 fishbone 형태의 전송선로의 경우, 종래의 코프레너선로에 비해 단파장특성을 보여주었다. 구체적으로 종래의 코프레너 선로의 파장은 50 GHz에서 3.94 mm이나,

fishbone 형태의 전송선로의 파장은 2.23 mm으로, 종래의 코프레너 선로의 56.6%이다. 따라서, 상기 fishbone 형태의 전송선로를 이용하면 소형화된 RF 용 소자를 구현할 수 있다. 실지 특성임피던스가 61Ω이며 중심주파수 30 GHz에서 선로의 길이가 $\lambda/4$ 인 전송선로를 구현하는 경우, fishbone 형태의 전송선로를 이용하면 PES 박막상의 점유면적은 0.318 mm²가 되며, 이는 코프레너 선로를 이용하는 경우에 비해 점유면적이 69.2%이다. 그리고, PMS의 길이 $l = 0 \sim 160 \mu\text{m}$ 의 범위에서, l 이 증가할수록 파장은 짧아지고, 전송상수와 유효유전율은 증가하였는데, 이는 l 이 증가할수록 주기적인 용량 C_{PMS} 값이 커지기 때문이다. 삽입손실 측정결과에 의하면 fishbone 형태의 전송선로는 종래의 코프레너 선로에 비해 저손실 특성을 보여주었으며, 구체적으로 $\lambda/4$ 길이를 가지는 전송선로의 경우 50 GHz 까지의 주파수 범위에서 1.31 dB보다 적은 손실특성을 보여주었다. 본 논문에서는 주기적인 전송선로와 병렬 커패시턴스로 등가화한 등가회로를 이용하여, 계산적인 방법으로 fishbone 형태의 전송선로에 대한 대역폭 및 특성 임피던스를 추출하였다. 추출된 계산식의 정확도를 검증하기 위해 전송상수 β 에 대한 계산결과와 측정결과를 비교하였으며, 양자의 결과는 상당히 일치하였다. 계산결과에 의하면, PMS의 길이 $l = 0 \sim 160 \mu\text{m}$ 의 범위에서 통과대역이 608 GHz인 광대역 특성을 보여주었다. 그리고, PMS의 길이 l 이 증가할수록 통과대역의 대역폭이 줄어들었으며, 그 이유는 l 이 증가할수록 주기적인 용량 C_{PMS} 값이 커져서 차단주파수가 감소하기 때문이었다. 특성 임피던스 추출결과에 의하면, PMS 길이 l 값을 조절하면 fishbone 형태의 선로구조의 특성임피던스 Z_B 값을 쉽게 조절할 수 있었으며, 이러한 방법에 의해 다양한 특성임피던스 값을 가지는 fishbone 형태의 선로구조를 쉽게 구현할 수 있음을 알 수 있었다. 그리고 본 논문에서 제안하는 fishbone 형태의 전송선로의 특성임피던스는 기존의 주기적 구조와는 달리 매우 적은 주파수 의존성을 나타내었다. 따라서, fishbone 형태의 전송선로는 광대역의 전송선로 및 광대역 분포 정수형 수동소자에 이용될 수 있음을 알 수 있었

다. 상기 결과들로부터 PES 박막상의 fishbone 형태의 전송선로는 플렉시블 무선통신소자용 정합소자 및 수동소자로서 매우 유용하게 사용될 수 있음을 알 수 있다.

후 기

본 연구는 교육과학기술부와 한국연구재단의 지역혁신인력양성사업으로 수행된 연구결과임. 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (2010 - 0007452).

참고문헌

- [1] M. S. Oh, D. K. Hwang, K. M. Lee, S. Im, and S. Yi, "Low voltage complementary thin-film transistor inverters with pentacene-ZnO hybrid channels on AlOx dielectric," *Applied Physics Letters*, vol. 90, pp. 173511-1-3, 2007.
- [2] Y. W. Choi, I. D. Kim, H. L. Tuller, and A. I. Akinwande, "Low-voltage organic transistors and depletion-load inverters with high-K pyrochlore BZN gate dielectric on polymer substrate," *IEEE Transactions On Electron Devices*. vol. 52, no. 12, pp. 2819-2824, 2005.
- [3] Y. Sun and J. A. Rogers, "Inorganic semiconductors for flexible electronics," *Advanced materials*, vol. 19, no. 15, pp. 1987-1916, 2007.
- [4] E. Celik, H. Park, H. Choi, and H. Choi, "Carbon nanotube blended polyethersulfone membranes for fouling control in water treatment," *Water Research*, vol. 45, no. 1, pp. 274-282, 2011.
- [5] H. L. Wu, C. M. Ma, F. Y. Liu, C. Y. Chen. S. J. Lee, and C. L. Chiang, "Preparation and characterization of poly(ether sulfone) / sulfonated poly(ether ether ketone)

- blend Vomembranes," Journal of European Polymer, vol. 1, no. 42, pp. 1688-1695, 2006.
- [6] Y. Yun, H. S. Kim, and N. W. Jang, "Study on characteristics of various RF transmission line structures on PES substrate for application to flexible MMIC," ETRI Journal, vol. 36, no. 1, pp. 106-112, 2014.
- [7] Y. Yun, J. H. Jeong, H. S. Kim, and N. W. Jang, "RF characteristics of coplanar waveguide fabricated on flexible PES," Microwave Journal, vol. 56, no. 2, pp. 90-100, 2013.
- [8] D. M. Pozar, Microwave Engineering, 2nd ed..Chapter 4, Addison-wesley, 1990.
- [9] D. Ahn, J. S. Park, C. S. Kim, J. Kim, Y. Qian, and T. Itoh, "A design of low-pass filter using the novel microstrip defected ground structure," IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, vol. 49, no. 1, pp. 86-93, 2001.
- [10] A. Lai, and T. Itoh, "Microwave composite right/left-handed metamaterials and devices," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference. Suzhou, China, pp. 31-34, 2005.
- [11] J. Gao, and L. Zhu, "Per-Unit-Length Parameters of 1-D CPW Metamaterials with Simultaneously Series-C and Shunt-L Loading," Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference, Suzhou, China, pp. 39-42, 2005.
- [12] F. R. Yang, K. P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A UC-PBG structure and its applications for microwave circuits," IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques, vol. 47, no. 8, pp. 1509-1514, 1999.
- [13] A. S. Andrenko, Y. Ikeda, and O. Ishida, "Application of PBG microstrip circuits for enhancing the performance of high-density substrate patch antennas," Microwave and Optical Technology Letters, vol. 32, no. 5, pp. 340-344, 2002.