Crosstalk 감소 효과를 갖는 주기적인 요철 모양의 전송 선로 설계

Periodically Corrugated Transmission Line Design for Crosstalk Reduction

오 장 택 · 박 익 모

Jangteak Oh · Ikmo Park

요 약

본 논문에서는 주기적인 요철 모양의 구조를 이용하여 인접해 있는 선로 간의 누화(crosstalk) 감소 효과를 갖는 전송 선로를 제안한다. 요철 모양의 전송 선로는 인접한 선로 간의 유도성 커플링과 용량성 커플링의 크기를 동일하게 조절이 가능하다. 따라서 유도성과 용량성의 커플링이 서로 상쇄되기 때문에 누화 감소 효과를 갖는다. 요철 모양의 전송 선로는 비유전율이 3.38이며, 두께가 0.508 mm인 RO4003 기판 위에 설계하였다. 전산모의 실험 결과, 일반적인 전송 선로와 주기 간격이 $A=1$ mm인 요철 모양 전송 선로의 far-end 누화는 30 GHz까지 각각 최대 -3.6 dB와 -22 dB 값을 가진다. 측정 결과, 일반적인 전송 선로와 $A=1$ mm인 요철 모양 전송 선로의 far-end 누화는 30 GHz까지 각각 최대 -6.3 dB와 -20.5 dB 값을 가진다.

Abstract

In this paper, a periodically corrugated transmission line is proposed. The proposed transmission line can reduce crosstalk between transmission lines. The corrugated transmission line can adjust the amount of inductive coupling and capacitive coupling equally. Thus, the crosstalk is effectively reduced because the inductive coupling and capacitive coupling cancel each other. The corrugated transmission line is fabricated on RO4003 substrate with a dielectric constant of 3.38 and a thickness of 0.508 mm. The simulated far-end crosstalks of conventional transmission line and corrugated transmission line with a period of $A=1$ mm have maximum values of -3.6 dB and -22 dB, respectively, up to 30 GHz. Measurement results showed that far-end crosstalks of the conventional and corrugated transmission line have maximum values of -6.3 dB and -20.5 dB, respectively, up to 30 GHz.

Key words : Periodically Corrugated Transmission Line, Far-End Crosstalk, Coupling, Slow/Fast-Wave Effect

I. 서 론

오늘날 인쇄 회로 기판(PCB)에서 레이아웃의 집적도가 높아지고, 고속 데이터 전송을 위해 사용되는 신호가 높은 주파수 대역으로 점점 올라감에 따

라 전송 선로들 사이에서 상호 결합(coupling)에 의해 발생하는 선로 간의 간섭 현상인 누화(crosstalk)가 큰 문제점으로 부각되고 있다^{[1]~[4]}. 다중 전송 선로에서 한 전송 선로에 신호를 보내면 선로의 사이 간격에 따라 전자기적 결합 현상이 발생한다. 이로

아주대학교 전자공학부(School of Electrical and Computer Engineering, Ajou University)

· Manuscript received January 25, 2012 ; Revised June 14, 2012 ; Accepted June 26, 2012. (ID No. 20120125-010)

· Corresponding Author : Ikmo Park (e-mail : ipark@ajou.ac.kr)

인하여 발생하는 누화 잡음은 신호를 지연시키거나 시스템의 오작동을 유발하여 신호 무결성(signal integrity)에 큰 영향을 미치게 된다. 전송 선로 간의 결합 현상은 상호 커패시턴스와 인덕턴스에 의해 발생되며, 유도성 결합과 용량성 결합으로 구분된다. 누화는 송신단으로 진행하는 near-end 누화와 수신단으로 진행하는 far-end 누화로 나뉜다.

누화를 줄이는 방법으로는 인접한 선로 간격에 3 W Rule을 적용하는 방법^[5], 두 선로 사이에 가드 트레이스(guard trace)를 배치하는 방법^{[6]~[9]}, 두 선로 위상 속도의 차이를 발생시키는 방법^[10], 계단(step) 형태의 전송 선로를 적용하는 방법^[11] 등이 있다. 3 W Rule 방법은 두 선로 사이의 간격을 전송 선로 폭의 3배 이상을 떨어뜨려 누화 현상을 줄이는 방법이다. 하지만 두 선로의 간격을 멀리 하면 설계하기는 쉬우나, 회로의 크기가 커지는 단점이 있다. 다음으로 두 선로 사이에 가드 트레이스를 삽입시키는 방법은 전자기장이 다른 선로로 넘어가는 것을 막아 차폐 효과를 줌으로써 용량성 결합과 유도성 결합을 줄여 누화 현상을 줄일 수 있다. 하지만 실제로 누화 현상을 크게 줄이지 못할 뿐만 아니라, 가드 트레이스에 양 끝단이 개방(open)되어 있다면 신호선과 가드 트레이스에 의한 결합에 의해 누화가 증가하게 된다. 최근 이러한 문제점을 보완하기 위해 가드 트레이스에 비아를 삽입하거나 serpentine 형태의 가드 트레이스를 적용하였다^{[7]~[9]}. 비아를 삽입함으로써 그라운드와의 전위를 동일하게 맞추어 가드 트레이스에 의한 결합을 제거하여 누화를 줄일 수 있지만, 비아의 수가 적으면 비아 근처에서만 그라운드 전위에 가깝게 되기 때문에 가드 트레이스에 의해 오히려 누화가 증가하게 된다. 기존의 가드 트레이스는 일반적인 선로의 형태이지만, serpentine 형태의 가드 트레이스는 전류의 방향이 신호선과의 수직한 구조를 갖기 때문에 유도성 결합이 발생하지 않으므로 far-end 누화가 줄어들지만, serpentine 형태의 구조상 신호선과 떨어져 있는 간격이 짧기 때문에, 상호 커패시턴스가 커져 near-end 누화가 증가하게 되는 단점이 있다. 다음은 두 선로 위상 속도의 차이를 발생시키는 방법으로 한 전송 선로에 직렬 스테르브를 일정한 간격으로 달아 far-end 누화를 감소시킨다. 위상 속도($v_p = 1/\sqrt{LC}$)는 커패시턴스에 반비례하므로 직렬

스테르브를 달아 커패시턴스를 증가시켜 위상을 지연시킨다. 마지막으로 step 형태의 전송 선로는 폭 변화에 따라 용량성과 유도성의 결합 크기가 변화하며, 인접해 있는 전송 선로 간의 발생하는 결합은 용량성과 유도성의 결합을 서로 상쇄하여 누화를 줄일 수 있다^[11].

본 논문에서는 주기적인 요철 모양의 선로를 적용함으로써, 선로의 폭을 조절하여 용량성과 유도성 결합 크기를 동일하게 만들 수 있다. 따라서 동일한 크기인 두 개의 결합이 서로 상쇄되기 때문에 전송 선로 간의 누화를 줄일 수 있다. 또한, 주기적인 요철 모양의 전송 선로는 특정 주파수 대역의 전파를 저지하며, slow/fast-wave effect의 특성을 가지고 있다. Slow/fast-wave effect는 전송 선로의 전기적 특성을 변화시켜 위상을 제어할 수 있으며, 마이크로파 회로의 소형화 등 여러 분야에 응용되고 있다^{[12]~[14]}. 일반적인 전송 선로의 등가 회로에 인덕턴스(L)와 커패시턴스(C)가 더해져 slow/fast-wave effect가 나타나게 된다. 저지 대역 중심으로 낮은 주파수 대역에서는 등가 회로가 유도성이 되어 slow-wave effect가 나타나며, 높은 주파수 대역에서는 등가 회로가 용량성이 되어 fast-wave effect가 나타나게 된다. 따라서 주기적인 요철 모양의 전송 선로를 이용함으로써 slow/fast-wave effect의 특성을 가지며, 인접해 있는 선로 간의 결합을 줄일 수 있는 장점이 있다.

II. 주기적인 요철 모양의 전송 선로 구조 및 특성

그림 1은 주기적인 요철 모양의 마이크로스트립 전송 선로의 구조이다. 일반적인 전송 선로보다 요철 모양의 전송 선로는 등가 인덕턴스(L)와 커패시턴스(C)가 부가되기 때문에 slow/fast-wave effect가 나타나며, 주기 구조에 의해 electromagnetic bandgap (EBG)이 형성된다. 요철 모양인 전송 선로의 band-gap 중심 주파수 f_c 는 식 (1)과 (2)로 표현된다.

$$\frac{\lambda_c}{2} = A \quad (1)$$

$$f_c = \frac{c}{\lambda_c \times \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2)$$

그림 1. 주기적인 요철 모양의 마이크로스트립 전송선로

Fig. 1. A periodically corrugated microstrip transmission line.

그림 2. A 에 따른 전송 선로의 반사 계수

Fig. 2. Variation of reflection coefficient with respect to A .

여기서 ϵ_{eff} 는 유효유전율이며, c 는 자유공간에서의 전파속도이고, A 는 주기 간격이다. 주기적인 요철 모양의 전송 선로는 비유전율(ϵ_r)이 3.38이며, 두께가 0.508 mm인 RO4003 기판 위에 설계하였으며, 기본적인 설계 변수는 $G_w=20$ mm, $G_L=32$ mm, $W=1.2$ mm, $W_1=2$ mm, $W_2=0.8$ mm, $L=27.5$ mm, 그리고 $A=1$ mm이다. 설계를 위한 시뮬레이션은 CST사의 전자기파 상용 시뮬레이터인 MWS(Microwave Studio)를 사용하였다.

그림 2는 일반적인 전송 선로와 주기 간격 A 가 1 mm와 4 mm인 요철 모양의 전송 선로 반사 계수를 나타내었다. 전산 모의 실험 결과, 일반적인 전송 선로는 0~40 GHz까지 -20 dB 이하의 반사 계수 값을 가진다. 주기적인 요철 모양의 전송 선로는 주기 구조를 갖기 때문에 EBG가 나타나며, 주기 간격에

그림 3. 마이크로스트립 전송 선로의 w - β dispersion diagram

Fig. 3. w - β dispersion diagram of microstrip transmission line.

의해 중심 주파수가 결정된다. 주기 간격 $A=4$ mm일 때는 약 22 GHz 중심 주파수에서 형성되는 것을 볼 수 있으며, EBG에 의해 낮은 주파수에서도 좋지 않은 반사 계수 특성을 가진다. 주기 간격 $A=1$ mm일 때는 EBG가 약 88 GHz를 중심으로 형성되며, EBG에 의해 30 GHz까지 대략 -15 dB 미만의 반사 계수 값을 가지고 이후 주파수가 증가할수록 반사 계수 특성이 더 안 좋아지는 것을 볼 수 있다.

그림 3은 전송 선로의 dispersion diagram을 나타내었다. w - β 곡선의 기울기는 group velocity이며, 전파 속도를 의미한다. 일반적인 전송 선로의 기울기는 일정한 반면에, 주기 간격 $A=4$ mm일 때, bandgap 대역보다 낮은 ω 에서는 기울기가 감소하며, 특히 band-gap에 근접할수록 기울기는 급격히 감소하여 slow-wave effect의 특성이 좋아지는 것을 볼 수 있다. 높은 ω 에서는 기울기가 증가하기 때문에 fast-wave effect가 나타나는 것을 볼 수 있다. 주기 간격 $A=1$ mm인 요철 모양의 전송 선로는 주기 간격 $A=4$ mm인 요철 모양의 전송 선로보다 등가 인덕턴스가 크기 때문에 향상된 slow-wave effect를 갖게 된다.

III. 인접해 있는 전송 선로의 구조 및 특성

그림 4(a)는 인접해 있는 전송 선로의 모델링이다. 두 선로가 나란히 배치되어 있을 때 신호가 인가되는 선로를 aggressor line이라 하며, 정적 상태로 있는 선로를 victim line이라고 한다. 그림 4(b)는 인접해

그림 4. 인접해 있는 전송 선로의 등가 모델링
Fig. 4. Equivalent circuit modeling of adjacent transmission lines.

있는 전송 선로의 인덕턴스와 커패시턴스의 등가 모델이다. 누화는 커플링에 의해 인접한 선로의 원하지 않는 노이즈가 발생한다. 발생 원인으로는 선로 주변에서 발생하는 전기장에 의한 상호 커패시턴스(C_m)와 자기장에 의한 상호 인덕턴스(L_m)이며, 누화 발생 위치에 따라 송신단으로 진행되는 near-end 누화와 수신단으로 진행되는 far-end 누화로 나뉘어진다. Victim line의 far-end 누화 전압은 식 (3)으로 표현된다^[8].

$$V_{FE}(t) = \frac{TD}{2} \left(\frac{C_m}{C_T} - \frac{L_m}{L_s} \right) \frac{\partial V(t - TD)}{\partial t} \quad (3)$$

여기서 TD 는 전송 선로를 통과하는 전파 지연 시간을 뜻하며, C_s 와 L_s 는 자기 커패시턴스와 인덕턴스이며, C_T 는 C_s 와 C_m 를 더한 값이다. 인접한 두 선로에서는 상호 커패시턴스에 의한 커플링과 상호 인덕턴스에 의한 커플링이 항상 동시에 발생한다. 하지만 커패시턴스와 인덕턴스는 서로 다른 극성을 갖기 때문에, far-end 누화 전압의 식을 보게 되면 커패시턴스의 비율과 인덕턴스 비율의 차이에 의해 누화의 크기가 커지거나 줄어 들 수 있다. 따라서 요철 모양의 전송 선로를 이용하여 커패시턴스와 인덕턴스의 비율 크기를 동일하게 조절하여 누화를 감소시키고자 한다.

그림 5. 인접해 있는 주기적인 요철 모양의 전송 선로 구조

Fig. 5. Structure of adjacent periodically corrugated transmission lines.

그림 5는 인접해 있는 주기적인 요철 모양의 전송 선로 구조이다. 4개의 단자로 구성되어 있으며, 두 개의 선로는 간격 W 만큼 떨어져 있다. 선로의 양쪽 끝에는 특성 임피던스 50 Ω 와 주기 간격 A 인 W_1 과 W_2 의 폭을 갖는 구조로 구성되어 있다. 최적화된 요철 모양의 설계 변수 값은 $G_{w1}=20$ mm, $G_{L1}=40$ mm, $W=1.2$ mm, $W_1=2$ mm, $W_2=0.8$ mm, $L=28$ mm, 그리고 $A=1$ mm이다.

그림 6은 W_1 의 변화에 따른 far-end 누화의 특성을 보여준다. W_1 의 폭이 1.9 mm에서 2.0 mm, 2.1 mm로 증가시킴에 따라 누화가 줄어들었다가 다시 커지는 것을 볼 수 있다. 이와 같은 현상은 W_1 의 폭이 변함으로써, 식 (3)에 누화의 크기를 결정짓는 커패시턴스와 인덕턴스의 비율 값이 변하기 때문이다. 따라서 $W_1=2.0$ mm일 때 비율 값이 동일하게 되므로 누

그림 6. W_1 의 폭에 따른 far-end 누화
Fig. 6. Variation of far-end crosstalk with respect to W_1 .

그림 7. W_2 의 폭에 따른 far-end 누화
Fig. 7. Variation of far-end crosstalk with respect to W_2 .

그림 8. 3 W rule 가드 트레이스 그리고 요철 모양 전송 선로의 누화 비교
Fig. 8. Compare crosstalk of corrugated transmission line with 3 W rule and guard trace.

화가 감소하는 것을 볼 수 있다. 그림 7은 W_2 의 폭이 0.6 mm에서 0.8 mm, 1.0 mm로 증가에 따른 far-end 누화의 특성이다. $W_2=0.6$ mm일 때 낮은 주파수에서는 누화가 커졌다가 30 GHz 이상부터는 점차 누화가 감소하였으며, $W_2=1.0$ mm일 때는 반대로 낮은 주파수에서는 누화가 감소하고, 높은 주파수에서는 누화가 증가하는 것을 볼 수 있다. 그러므로 W_1 , W_2 의 폭 크기는 전송 선로의 far-end 누화의 크기를 결정짓는 중요한 변수가 된다.

그림 8은 3 W rule과 가드 트레이스 그리고 요철 모양의 far-end 누화이다. 3 W rule은 두 전송 선로 사이의 간격을 선로의 폭 W 의 3배로 하였다. 가드

트레이스는 3 W 사이의 간격을 두어 양 끝단을 중단하였으며, 그라운드와 전위를 동일하게 하기 위해 via를 삽입하였다. 가드 트레이스를 삽입함으로써 3 W rule보다 far-end 누화가 개선됨을 볼 수 있다. 요철 모양의 전송 선로는 사이의 간격이 W 이기 때문에 위의 두 가지 방법보다 전체 크기를 소형화 할 수 있으며, 또한 누화가 더 줄어드는 것을 볼 수 있다.

그림 9는 20 ps 상승 시간과 1 watt 크기의 Gaussian pulse 신호를 전송 선로에 인가하였을 때의 Time Domain Reflectometry(TDR)과 Time Domain Transmissometry(TDT)이다. 그림 9(a)는 시간에 따른 특성 임피던스 값을 나타내는 TDR이다. 요철 모양의 전송 선로보다 일반적인 선로일 때 특성 임피던스 값이 50 Ω 에 가깝기 때문에 정합 특성이 좋은 것을 볼 수 있다. 그림 9(b)는 단자 2에서의 TDT이다. 일반적인 전송 선로는 최대 약 6.0 V이며, 요철 모양의 선로는 최대 약 6.8 V로 요철 모양일 때의 투과 특성이 좋은 것을 볼 수 있다. 그림 9(c), (d)는 인접한 선로의 단자 3과 단자 4의 전압 값이며, near-end 누화와 far-end 누화의 특성을 나타낸다. 일반적인 전송 선로보다 요철 모양의 선로일 때 단자 3의 전압은 최대 약 0.15 V에서 0.1 V로 near-end 누화가 감소되며, 특히 단자 4의 전압은 최대 약 1.9 V에서 0.3 V로 far-end 누화 감소가 크게 감소한다. 그림 10은 최대 크기 1 watt이며, 주파수 15 GHz인 사인파를 입력 신호로 인가하였을 때의 TDT이다. 그림 10(a)는 단자 2에서의 TDT이다. 일반적인 전송 선로의 최대 전압 값은 약 6.2 V이며, 요철 모양의 선로는 약 7.0 V이다. 따라서 요철 모양의 선로 투과 특성이 좋은 것을 볼 수 있다. 그림 10(b), (c)는 인접한 선로의 단자 3과 단자 4의 전압 값이며, near-end 누화와 far-end 누화의 특성을 나타낸다. 일반적인 전송 선로보다 요철 모양의 선로일 때 단자 3의 전압은 최대 약 0.3 V에서 0.1 V로 near-end 누화가 감소되며, 특히 단자 4의 전압은 최대 약 3.2 V에서 0.5 V로 far-end 누화 감소가 크게 감소한다.

그림 11은 일반적인 전송 선로와 요철 모양 전송 선로의 주기 간격이 1 mm일 때 S-parameter 특성을 비교하였다. 일반적인 전송 선로는 선 폭(W)이 일정한 선로이며, 최적화된 요철 모양의 설계 변수 값은

그림 9. Gaussian pulse 입력 신호일 때의 TDR, TDT
Fig. 9. TDR and TDT applied input signal with Gaussian pulse.

$G_{w1}=20$ mm, $G_{L1}=40$ mm, $W=1.2$ mm, $W_1=2$ mm, $W_2=0.8$ mm, $L_1=36$ mm, 그리고 $A=1$ mm이다. 그림 11(a)은 반사 계수(S_{11})의 특성을 나타내었다. 일반적인 전송 선로는 0~30 GHz까지 -20 dB 이하의 반사 계수 값을 가진다. 주기 간격 1 mm일 때에 요철 모양의 전송 선로는 약 88 GHz 중심으로 형성되는 EBG에 의해 주파수가 증가할수록 반사 계수 특성이 안 좋아지는 것을 볼 수 있다. 주기 간격 1 mm인 요철 모양의 전송 선로는 0~30 GHz까지 -15 dB 이하의 반사 계수 값을 가진다. 따라서 일반적인 전송 선로는 주기적인 요철 모양의 전송 선로보다 반사 계수 특성이 좋은 것을 볼 수 있다. 하지만 그림 11(b)의 투과 계수(S_{21})를 보면 주파수가 증가할수록 일반적

인 전송 선로는 선로 간의 커플링이 증가하여 누화가 커지는 단점이 있다. 일반적인 전송 선로는 30 GHz에서 최대 약 -3.6 dB 값을 갖는다. 반면에 주기 간격 1 mm인 요철 모양의 전송 선로는 일반적인 전송 선로보다 누화가 줄어들었으며, 30 GHz까지 최대 약 -0.36 dB 값을 갖는다. 그림 11(c)은 coupling(S_{31})으로써 단자 3로 넘어오는 near-end 누화이다. 주기적인 요철 모양의 전송 선로와 일반적인 전송 선로는 near-end 누화가 작게 나타나며, 요철 모양의 전송 선로일 때의 누화가 약간 개선되는 것을 볼 수 있다. 그림 11(d)은 isolation(S_{41})으로써 단자 4로 넘어오는 far-end 누화이다. 일반적인 전송 선로는 주파수가 증가함에 따라 far-end 누화가 증가하는

(a) TDT(단자 2)

(a) TDT(port 2)

(b) TDT(단자 3)

(b) TDT(port 3)

(c) TDT(단자 4)

(c) TDT(port 4)

그림 10. 15 GHz인 사인파 입력 신호일 때의 TDT
Fig. 10. TDT applied input signal with sine wave of 15 GHz.

표 1. 요철 모양 전송 선로의 커패시턴스와 인덕턴스 값
Table 1. Capacitance and inductance values of corrugated transmission line.

Parameters			
L_s (nH/m)	142.8	L_m (nH/m)	15.8
C_s (pF/m)	69.8	C_s (pF/m)	32.8

반면에 주기적인 요철 모양의 전송 선로는 far-end 누화가 감소하였다. 일반적인 전송 선로는 30 GHz까지 최대 약 -3.6 dB 값을 가지며, 주기 간격 1 mm인 요철 모양의 전송 선로는 30 GHz까지 최대 약 -22 dB 값을 갖는다.

표 1은 단위 길이 당 요철 모양 전송 선로의 커패시턴스와 인덕턴스의 값이다. CST사의 MWS로 시뮬레이션한 S -parameter의 값을 이용하여 L 과 C 를 추출하였다.

그림 12는 제작된 주기적인 요철 모양의 전송 선로로 단자 3과 단자 4는 기관 아래에 위치시켰으며, 인접해 있는 요철 모양의 전송 선로 길이는 동일하게 하였다. 그림 12는 인접해 있는 주기적인 요철 모양 전송 선로의 측정된 S -parameter 특성이다. 측정하기 위해 입력 단자 1과 출력 단자 한 개를 제외한 나머지 단자는 50 Ω 부하를 갖는 Mini-circuit사의 ANNE-50X+를 이용하여 종단하였으며, 측정 장비는 Agilent사의 Vector Network Analyzer(VNA) E8363B를 사용하였다. 그림 13(a)은 반사 계수(S_{11})의 특성을 나타내었다. 일반적인 전송 선로는 30 GHz까지 -10 dB 이하의 반사 계수 값을 가지며, 요철 모양의 전송 선로는 27 GHz까지 -10 dB 이하의 값으로 측정되었다. 그림 13(b)은 투과 계수(S_{21})의 특성을 나타내었다. 요철 모양의 전송 선로는 일반적인 전송 선로일 때보다 누화가 감소하기 때문에 투과 계수 특성이 개선되는 것을 볼 수 있다. 그림 13(c)는 커플링(S_{31})으로써 near-end 누화를 나타낸다. 요철 모양의 전송 선로는 일반적인 전송 선로일 때보다 near-end 누화가 증가하였지만, 두 전송 선로 모두 near-end 누화는 30 GHz까지 -20 dB 이하의 값을 갖는다. 그림 13(d)은 isolation(S_{41})으로써 far-end 누화를 나타낸다. 주기 간격 1 mm인 요철 모양의 전송 선로는 일반적인 전송 선로일 때보다 far-end 누화가 감

그림 11. 최적화된 결합 전송 선로의 S-parameter

Fig. 11. S-parameter of optimized coupled transmission line.

그림 12. 구현된 주기적인 요철 모양의 전송 선로

Fig. 12. Photograph of a periodically corrugated transmission line.

소하였으며, 측정 결과, 0~30 GHz까지 일반적인 전송 선로의 far-end 누화는 최대 약 -6.3 dB, 주기 간

격 1 mm인 요철 모양의 전송 선로는 -20.5 dB로 측정되었다.

IV. 결 론

본 논문에서는 slow/fast-wave effect의 특성을 가지며, 인접해 있는 두 전송 선로 간의 누화를 줄일 수 있는 주기적인 요철 모양의 전송 선로를 제안하였다. 제안한 주기적인 요철 모양의 전송 선로는 slow-wave effect의 특성에 의해 소형화하기가 가능하며, 또한 요철 모양 선로의 폭을 조절하여 far-end 누화의 크기를 결정짓는 커패시턴스와 인덕턴스의 비율 차이를 동일하게 만들 수 있다. 따라서 인접한 두 선로의 간격을 멀리 떨어뜨리지 않아도 far-end 누화를

그림 13. 측정된 전송 선로의 S-parameter

Fig. 13. S-parameter of measured transmission line.

줄일 수 있는 장점이 있다. 측정 결과, 일반적인 전송 선로는 주파수가 증가할수록 far-end 누화가 증가하였으며, 30 GHz까지 최대 약 -6.3 dB 값을 갖는다. 주기 간격 1 mm인 요철 모양 전송 선로의 far-end 누화는 30 GHz까지 최대 약 -20.5 dB로 측정되었으며, 일반적인 전송 선로보다 far-end 누화가 크게 감소되는 것을 볼 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J. Chilo, T. Arnaud, "Coupling effects in the time domain for an interconnecting bus in high-speed GaAs logic circuits", *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 32, no. 3, pp. 347-352, Mar. 1984.

[2] H. You, M. Soma, "Crosstalk analysis of interconnection lines and packages in high-speed integrated circuits", *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 37, no. 8, pp. 1019-1026, Aug. 1990.

[3] I. Novak, B. Eged, and L. Hatvani, "Measurement and simulation of crosstalk reduction by discrete discontinuities along coupled PCB traces", *IEEE Trans. Instru. and Meas.*, vol. 43, no. 2, pp. 170-175, Aug. 1994.

[4] T. R. Gazizov, "Far-end crosstalk reduction in double layered dielectric interconnects", *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol. 43, no. 4, pp. 566-572, Nov. 2001.

- [5] F. D. Mbaire, W. P. Siebert, and H. Hesselbom, "High-frequency transmission lines crosstalk reduction using spacing rules", *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 31, no. 3, pp. 601-610, Sep. 2008.
- [6] R. Sharam, T. Chakravarty, and A. B. Bhattacharyya, "Transient analysis of microstrip-like interconnections guarded by ground tracks", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. PIERS-82, pp. 189-202, 2008.
- [7] W. -T. Huang, C. -H. Lu, and D. -B. Lin, "The optimal number and location of grounded vias to reduce crosstalk", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 95, pp. 241-266, 2009.
- [8] K. H. Lee, H. B. Lee, H. K. Jung, J. Y. Sim, and H. J. Park, "A serpentine guard trace to reduce the far-end crosstalk voltage and the crosstalk induced timing jitter of parallel microstrip lines", *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 31, no. 4, pp. 809-817, Nov. 2008.
- [9] W. -T. Huang, C. -H. Lu, and D. -B. Lin, "Suppression of crosstalk using serpentine guard trace vias", *Progress in Electromagnetics Research*, vol. 109, pp. 37-61, 2010.
- [10] S. K. Koo, H. S. Lee, and Y. B. Park, "Crosstalk reduction effect of asymmetric stub loaded lines", *J. of Electromagn. Waves Appl.*, vol. 25, pp. 1156-1167, May 2011.
- [11] A. R. Mallahzadeh, A. Ghasemi, S. Akhlaghi, B. Rahmati, and R. Bayderkhani, "Crosstalk reduction using step shaped transmission line", *Progress in Electromagnetics Research C*, vol. 12, pp. 139-148, 2010.
- [12] F. R. Yang, K. P. Ma, Y. Qian, and T. Itoh, "A uniplanar compact photonic-bandgap(UC-PBG) structure and its application for microwave circuits", *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. 47, no. 8, pp. 1509-1514, Aug. 1999.
- [13] D. Nesic, "A new type for slow-wave 1-D PBG microstrip structure without etching in the ground plane for filter and other applications", *Microwave Opt. Technol. Lett.*, vol. 33, no. 6, pp. 440-442, Jun. 2002.
- [14] H. Kim, B. Lee, "Bandgap and slow/fast-wave characteristics of defected ground structures(DGSs) including left-handed features", *IEEE Trans Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 7, pp. 3113-3120, Jul. 2006.

오 장 택

2009년 8월: 아주대학교 전자공학과 (공학사)
2011년 9월: 아주대학교 전자공학과 (공학석사)
[주 관심분야] 안테나 설계

박 익 모

1984년: 뉴욕주립대학교 전기전자공학과 (공학사)
1989년: 일리노이대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 (공학석사)
1994년: 일리노이대학교 전기전자 및 컴퓨터공학과 (공학박사)
1994년~1996년: LG전자기술원
1996년~현재: 아주대학교 전자공학부 교수
[주 관심분야] 초고주파 및 테라헤르츠파 수동소자 (안테나 포함) 설계 및 해석