

論文95-32A-3-4

현상학적 도체 손실 등가 기법을 이용한 고속 전송선의 펄스 전송 특성 해석

(Pulse Propagation Analysis of High Speed Transmission Lines using the Phenomenological Loss Equivalence Method)

洪正基* , 李海英** , 閔炯福***

(Jung-Ki Hong, Hai-Young Lee, and Hyoung-Bok Min)

요약

본 논문에서는 현상학적 도체 손실 등가 기법과 광대역 손실 전송선 모델을 이용하여 고밀도 고속 전송선의 광대역 주파수 전송 특성을 해석하고, Discrete Fourier Transform을 통하여 고속펄스 전송 특성을 해석하였다. 본 해석 기법은 광대역 도체 손실의 해석을 매우 간소화함으로써 높은 도체 손실을 갖는 고밀도 전송선에서의 펄스 왜곡 특성을 정확히 예측할 수 있으며, 그 해석 방법의 간결성으로 CAD에 매우 효율적으로 응용할 수 있다. FEM 해석 결과 및 실험을 통하여 본 해석 기법의 정확성을 입증하였으며, 고밀도 고속 전송 회로에서 전원과 부하 임피던스 및 전송선 특성임피던스의 최적 설계로 전송 속도 및 왜곡의 최적화가 가능함을 확인하였다.

Abstract

The phenomenological loss equivalence method incorporated into the wideband lossy transmission line model is applied to the characterization of high density digital transmission lines. The pulse propagation characteristics are analyzed using the calculated frequency characteristics and the discrete Fourier transformation. This approach has been verified by comparing the calculated frequency characteristics with the FEM and the experimental results. This method is very suitable for computer-aided analysis of high density/high speed interconnection circuits because of the simple calculation as well as the calculation accuracy. We have found that pulse transmission speed and dispersion of high density digital transmission lines can be optimized by managing the conductor and dielectric losses in addition to the impedance matching.

* 學生會員, ** 正會員, 亞洲大學校 電子工學科
(Dept. of Electronics Engineering Ajou Univ.)

*** 正會員, 成均館大學校 電氣工學科

(Dept. of Electrical Engineering Sungkyun-
kwan Univ.)

接受日字: 1994年 10月 13日

I. 서론

현대 정보 산업사회가 요구하는 정보처리 및 전달 기술은 컴퓨터와 통신 기술의 획기적 발전과 융합을 기초로 하며 그 정보 처리 용량의 확대 및 정보 전달의 시간을 한층 단축시킬 수 있는 기술의 발전을 전제로 하고 있다. 이러한 요구에 부응하는 많은 정보 통신 방식 및 신호 처리 소자 기술이 고속화, 디지털화, 대용량화 되면서 그 정보 신호의 대역폭이 수 MHz에서 수백 MHz 혹은 수 GHz대로 광대역화 하고 있으며, 10 GHz대의 협대역 초고속 무선통신 대역에서 수 GHz대의 개인 이동 통신 주파수대로 그 주파수 사용 범위를 크게 넓혀 가고 있다. 또한, 반도체 소자 기술의 급속한 발달은 고속화 및 고밀도 집적화로 이어지고 있으며, 특히 최근 많은 기대와 관심을 모으고 있는 초고속 집적회로(MIC, MMIC)들은 이러한 고속 대용량 정보처리 통신 소자의 발전을 가속화 하고 있다.

이러한 광대역 주파수 이용 및 대용량화 현상은 그동안 많은 응용 분야와 기술을 축적해 온 상대적으로 낮은 신호 처리 주파수 대역(수십 MHz) 및 높은 무선통신 주파수 대역(십 GHz)으로부터 그 중간 주파수 대역인 수백 MHz에서 수 GHz범위의 기술과 응용 분야의 개발을 유도하고 있다. 이러한 중간 주파수 대역에서의 전기적 신호 전송 현상은 고주파수 대역 및 저주파수 대역의 전기적 현상들과는 다른 복합적 특성을 갖게 되어 요구되는 성능 유지 및 개선을 위하여 광대역 전기 신호 전송 특성 해석이 필요하게 된다. 이 광대역 신호 전송 현상은 반도체 소자나 전기회로의 고집적화 및 고속화에 따른 사용 연결 도체의 두께와 폭간격이 매우 미세해짐으로써 그 효과가 더욱 크게 나타난다. 주요한 예제로서는 고속 고집적 반도체 소자의 내부 배선, 고속 반도체 소자간의 고속 대용량 회로 구성, 고속 회로 단위간의 연결(Backplane), 각종 정보 system간의 고속 전송선 설계 등으로 여러 구성 단계 내에서 그 범위가 다양하다.

일반적으로 고속 신호 전송용 연결선은 광대역 특성을 갖도록 하기 위하여 도체 접지면을 갖는 신호 전송선(Microstrip 구조)을 이용한다. 이것은 도체면과 신호선 사이에 전기 신호를 제한 함으로써 타 신호선 간의 간섭을 배제하고 진행 방향으로 일정한 구조를 유지함으로써 광대역 특성을 갖는 특징이 있다. 이러한 구조의 전송선들은 주로 진행 방향에 수직인 면상에 진장과 자장이 존재하는 특징을 가지므로 Quasi-TEM 전송선이라고 불리며, 그 등가 회로는 그 전송선의 등가 캐패시턴스(C), 인덕턴스(L) 및 전송 손실 해당되는 도체저항(R)과 유전체 누설 저항(G_0)등으로

표현된다.

이 L, C, G_0 등은 일반적으로 매우 높은 주파수(수십 GHz)범위 이상에서만 고차 전송 mode에 의하여 주파수에 따른 변화를 갖게 되며, 십 GHz이내에서는 Quasi-Static 특성에 의하여 거의 직류에서의 값과 근사적으로 같게 된다. 그러나, 도체 저항(R)은 주파수의 변화에 따라 도체 내부로의 전류 침투 정도가 달라지므로, 광대역 주파수에서 광범위하게 변한다. 이러한 주파수에 따른 도체 저항 변화는 전송선의 광대역 전송 특성을 크게 열화시키므로써, 수백 MHz에서 수 GHz의 고속 펄스 전송시 감쇄와 분산의 주요 원인이 된다. 그러므로 고속 전송선의 전송 특성 해석을 위하여는 정확한 광대역 저항 해석을 필요로 하게된다. 매우 높은 주파수에서는 표피 침투 두께가 매우 얇아서 표면에만 전류가 흐르므로, 이 표면 전류로부터 Incremental Inductance Rule^[1]을 적용하여 교류 저항을 구하는 방법을 대부분의 초고속 CAD software 등에서 이용하고 있다. 또한, 매우 낮은 주파수에서는 표피 침투 두께가 매우 깊으므로 사용되는 도체의 단면 상의 전류가 균일하여 직류 저항 계산법을 이용할 수 있다. 이러한 두 극단적인 주파수 경우가 아닌 중간 주파수(표피 침투가 도체 두께와 비슷한 주파수) 경우는 두 근사 방법 모두 적용할 수 없으며, 정확한 해석을 위하여 여러 완전 해석법(구형의 관형 전송선에 대하여 변분법을 적용한 경우^[2]와, 유한요소법을 이용한 microstrip line 해석,^[3,4] mode match를 이용한 microstrip line 해석)들이 시도되었는데, 이들 방법은 많은 수학적 전개와 수치 해석이 필요 되므로 복잡한 회로의 전송 현상을 해석하기 위한 CAD 용으로 활용 하기에는 부적합하다. 또한 침투 효과를 간단히 표면 저항으로 치환하는 경우^[5]는 매우 얇고 넓은 관형 전송선의 경우에만 적용되며 침투 정도가 심할수록 부정확하다.

본 논문에서는 임의의 단면 구조를 갖는 Quasi-TEM 도체 전송선에서 여러 표피 침투 상태의 경우 광대역 교류 저항을 계산할 수 있는 현상학적 도체 손실 해석 기법(Phenomenological Loss Equivalence Method: PEM)^[6,7,8]을 소개하고, 이를 microstrip 전송선에 적용하여 고밀도 전송선의 광대역 신호 전송 특성을 분석하고자 한다. 본 PEM 기법은 Quasi-TEM 전송선의 근사적 전류 분포가 도체 내부를 침투함에 따라 도체 내부에서의 전류 분포가 변화하는 현상을 관찰함으로써 간소화된 등가적 모형을 만든 후, 등가 전송선을 가정하여 광대역 전송 특성을 쉽게 분석하는 방법에 기초하고 있다. 본 계산 결과를 유한 요소법에 의한 해석 결과와 실제 측정된 실험 결과

와 비교하여 매우 정확함을 입증하였으며, 고속 고밀도 펄스 전송선의 전송 특성 해석 결과로부터 도체 저항의 중요성을 확인하였다. 본 기법은 그 계산 과정이 매우 간결하여 복잡한 회로의 CAD 설계에 매우 효과적으로 이용될 수 있다.

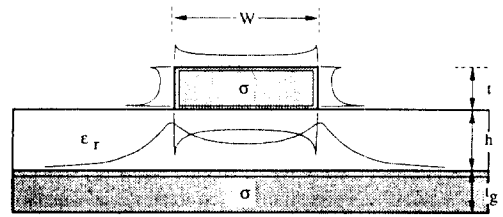
II. 현상학적 도체 손실 등가 기법의 개념

도체 내부에서 전자파 진행 방향이 임의의 도체 경계면에 항상 법선 방향이라는 특징은 도체 표면의 표면 전류 분포가 주어졌을 경우 도체 내부의 전류 분포를 표면 전류 분포와 법선방향으로의 전자파 침투 현상으로 부터 쉽게 구할 수 있음을 암시하고 있다. 또한, 표면 전류 분포와 도체 침투 현상은 서로 직교하는 특성을 가지게 되어 임의의 전송선에서 표면 전류 분포와 도체 침투 현상에 의한 내부 전류 분포를 서로 분리하여 취급할 수 있으며, 이러한 근거 하에 해석이 매우 간단한 등가 판형 전송선을 가정하여 도체 손실의 관점에서 원 전송선을 치환할 수 있게 된다.

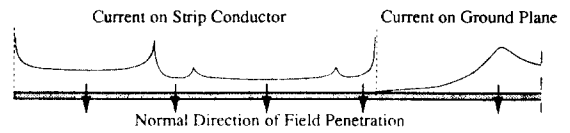
그림-1은 본 PEM방법의 물리적 개념을 설명하는 것으로서 임의의 Quasi-TEM 전송선(표면 전류 분포가 사용하는 주파수에 따라 크게 변하지 않는 전송선으로서 microstrip, coupled microstrip, coplanar waveguide, coplanar strip, coaxial waveguide 등 광대역 특성을 갖는 대부분의 전송선)이 주어졌을 경우 도체 전송 손실의 관점에서 등가 판형 전송선으로의 변환 과정을 나타낸다. 또한, 이러한 Quasi-TEM 전송선의 고주파에서의 전송 특성 변화(Dispersion effect)도 주파수에 따른 등가 인덕턴스($L(\omega)$)와 커패시턴스($C(\omega)$)로 변환하여 고려되어질 수 있다.

먼저 매우 높은 주파수에서는 표피 효과에 의하여 도체 내의 전자파 침투 깊이($\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$)가 전송선 도체 두께보다 매우 작으므로 전류는 그림-1(a)처럼 도체 표면에만 흐르게 된다. 이 경우는 전류가 흐르지 않는 내부 도체의 부분이 불필요하게 되어 도체 외곽의 표면 부분만 고려하면 된다. 이때 표면 전류는 주어진 전송선의 구조에 따라 표면 전류 밀도의 분포가 비균일하게 되는데, microstrip의 경우 strip의 좌우 불연속 지점 부근에 전류 밀도가 매우 높고 가운데 부분은 상대적으로 낮은 분포를 갖게 된다. 그러므로, 불연속 지점 부근에서 많은 도체 손실을 가지며, strip폭을 넓혀서 전류의 비균일성을 줄이므로 도체 손실을 개선할 수 있다. 그림-1(b)는 이 도체 표면 및 비균일 전류 분포를 불필요한 내부 도체 부분을 제거한 후 수평적 일직선 상에 펼쳐 놓은 것으로서, 높은 주파수에서 원

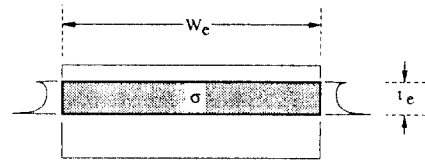
전송선의 전류 분포와 동일한 전송 손실 특성을 갖는다.



(a)



(b)



(c)

그림 1. (a) microstrip 전송선 (b) 펼쳐진 도체 표면 (c) 등가 판형 전송선의 단면 구조와 전류 분포

Fig. 1. Cross-sectional geometries and current distributions of (a) a microstrip line, (b) the unfolded line and (c) the equivalent strip.

다음으로 주파수가 점점 낮아지면 원 전송선의 도체 내부로 전파가 침투되는 깊이가 깊어지므로 불필요한 도체의 부분이 줄어들게 된다. 여기서, 이러한 도체 침투의 방향이 모든 도체 면에 수직 하다는 좋은 도체에서의 중요한 특성(좋은 도체의 복소 전송 상수 ($k_s = \omega \sqrt{\epsilon} u$)의 크기가 일반 유전체에서의 전송 상수 ($k_s = \omega \sqrt{\epsilon} u$)보다 매우 크므로 도체 내에서 도체면의 집진 방향 전송 상수 성분보다 법선 방향 전송 상수 성분이 매우 크다.)을 이용하면 표면 전류 분포가 일정히 유지되는 Q-TEM 전송선에 대하여 그림-1(b)의

수평적 비균일 전류 분포를 유지한 상태에서 침투에 의한 도체 내부 전류 분포를 수직적 침투 전류 분포로 표현할 수 있게 된다. 결국, 그림-1(b)의 좋은 도체로 구성된 Q-TEM 전송선의 단면 상에서 도체 표면의 비균일 표면 전류 분포와 도체 내부로의 침투 효과에 의한 내부 전류 분포를 각각 수평적 및 수직적 전류 분포로 이원화 하여 전송 손실을 계산할 수 있다.

그림-1(c)는 그림-1(b)의 이원적 비균일 전류 분포에 대한 전송 손실을 등가적으로 계산하기 위하여 가정한 등가 단일 판형 전송선이다. 그림-1(b)의 수평적 비균일 표면 전류 분포를 전송손실의 관점에서 등가폭(W_e)를 갖는 균일 표면 전류 분포로 치환하고 침투에 의한 수직적 도체 내부 전류 분포를 등가두께(t_e)를 갖는 등가 전송선의 도체 내부의 침투 전류 분포로 치환하여 해석이 간단한 등가 판형 전송선으로 변환한다. 여기서 여러 등가 판형 전송선을 원 전송선의 각 도체 평면마다 각기 다른 W_e 와 t_e 를 갖도록 정의하여 각 판형 전송선에 대하여 전송 손실을 계산한후 이를 모두 합성하는 방법을 이용할 수 있는데, microstrip 전송선의 경우 5개의 도체 표면에 해당하는 5개의 등가 전송선을 가정하여 전송 손실을 계산할 수 있다. 그러나, 전송선의 비균일 표면 전류에 의한 총 전송 손실은 선형적인 도체 재료의 경우, 각 도체 표면에 대하여 선형 합성이고, 도체 침투에 의한 전송 손실은 완전 침투시 단일 직류 저항으로 표현되므로 선형적인 도체 재료를 사용할 경우 전체 비균일 표면 전류에 등가 되는 균일 전류의 총등가폭(W_e)와 완전 침투시 직류 저항을 표현하는 단일 등가폭(t_e)를 갖는 단일 등가 판형 전송선으로 치환하는 것이 전송 손실 계산시 유리하다. 또한 복잡한 단면 구조를 갖는 전송선의 경우 도체 침투 전류가 각 도체 표면 사이에서 반사되어 복합적인 공진 현상을 가지므로 이러한 복합 공진 효과를 고려한 복합 등가 전송선을 가정하여 전송 손실을 계산하여야 한다. 그러나, 일반적인 판형 전송선의 경우 얇은 도체판 내의 단일 공진 현상이 주요하므로, 단일 공진 특성을 갖는 단일 등가 판형 전송선을 가정하는 것이 계산상 유리하다. 본 등가 전송선의 등가폭(W_e)와 등가 두께(t_e)는 매우 얇은 침투와 완전한 침투의 경우에 원 전송선의 전송 손실과 등가 전송선의 전송 손실을 각각 등가하여 계산할 수 있다.

III. 등가 판형 전송선

1. 구조요소의 정의

좋은 도체를 사용하는 Q-TEM 전송선의 경우 높은

주파수에서 얇은 전류 침투시 비균일 표면 전류 분포는 전송선 단면 구조만에 의하여 결정되며 도체의 전도성에 무관하다. 그러므로, 임의의 m 번째 도체면에서 전송 손실에 해당하는 도체 내부임피던스(Z_{sm})은 전류 분포의 비균일성에 비례하며 전송선의 단면 구조에 따른 그 도체 면에서의 전류 분포의 비균일성을 나타내는 구조요소(G_m)과 그 도체 면의 표면 임피던스(Z_m)의 단순 곱($Z_{sm}=Z_m G_m$)으로 표현할 수 있다.^[6] 따라서 높은 주파수에서 전송선 총 내부임피던스(Z_i)는 다음과 같이 각 도체 면의 내부임피던스의 합성으로 나타낼 수 있다.

$$Z_i = \sum_m Z_{sm} G_m \quad (\Omega/m) \quad (1)$$

단일 도체를 사용할 경우 표면 저항이 일정하여 총 내부임피던스(Z_i)는 $Z_i G$ 가 된다. 총 구조요소(G)가 같고 같은 도체를 사용하는 전송선들은 전송 손실 측면에서 서로 등가 될 수 있으므로, 원 전송선의 구조요소(G)를 계산하여 등가 전송선의 G 와 일치시키므로써 등가폭(W_e)를 구할 수 있다.

잘 알려진 Wheeler의 Incremental Inductance Rule(IIR)^[11]은 좋은 도체에서 도체 침투에 의한 순수 저항 성분(R)과 허수 리액턴스 성분($j\omega L_i$)이 서로 같다는 특성을 이용하여 전송선 도체 내부의 자속에 의한 내부 인덕턴스(L_i)를 계산하여 순수 저항(R)을 계산한다. 이때, 내부 인덕턴스(L_i)는 평균적인 자속 침투깊이($=$ 표면침투두께(δ))만큼 도체면을 법선방향으로 후퇴(∂n)시켰을때 외부 인덕턴스의 증가량(∂L)으로부터 구하는데, 전송선의 모든 도체면(m)에 대하여 내부 인덕턴스를 합하므로써 전송선의 총 내부임피던스(Z_i)를 다음식과 같이 구한다.

$$\begin{aligned} Z_i &= R + j\omega L_i = (1+j)\omega L_i \\ &= \sum_m \frac{Z_{sm}}{\mu_m} \left(\frac{\partial L}{\partial n_m} \right) \quad (\Omega/m) \end{aligned} \quad (2)$$

여기서 m 은 전송선의 모든 도체면을 나타내며, μ_m , Z_{sm} , ∂n_m 은 각 도체면의 투자율, 표면 임피던스, 도체 표면 후퇴 깊이를 나타낸다. 그러므로, 비균일 전류 분포가 주어졌을 경우 전류 밀도가 높은 도체 표면에서는 도체 후퇴에 의해 증가되는 외부 인덕턴스의 증가가 크므로 내부 인덕턴스(L_i) 및 도체저항(R)이 크다. 결국 IIR에서 비균일 전류 분포를 갖는 전송선의 모든 도체 표면 후퇴에 따른 외부 인덕턴스 증가를 계산하여 전송선의 총 내부임피던스 및 전송 손실을 계산한

다.

여기서 본 PEM의 식(1)과 IIR의 식(2)를 비교하면, 본 PEM에서 정의된 구조요소를 IIR에서의 외부 인덕턴스 증가로부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G_m = \frac{1}{\mu_m} \left(\frac{\partial L}{\partial n_m} \right) (1/m) \quad (3)$$

단일 도체를 사용할 경우 전송선의 총 내부임피던스 (Z_i)와 총 구조요소 (G)는 각 도체면의 구조요소 (G_m)의 합으로 다음과 같이 표현된다.

$$Z_i = Z_s G (\Omega/m) \quad (4)$$

$$G = \sum_m G_m = \frac{1}{\mu} \sum_m \left(\frac{\partial L}{\partial n_m} \right) (1/m) \quad (5)$$

그러므로, 저 전송 손실을 위하여 표면 전류 분포의 비균일성을 개선하여야 하는데 이것은 구조요소 (G)를 최소화하는 방향으로 전송선의 단면 구조 설계의 기준을 설정할 수 있다.

임의의 Q-TEM 전송선에서 그 구조요소(G)는 그 전송선의 단면 상의 구조에 따른 외부 인덕턴스를 알고 있을때 모든 도체면을 후퇴하므로써 증가된 외부 인덕턴스를 계산하여 구할 수 있다. 대부분의 일반적인 Q-TEM 전송선들의 경우 완전 해석법이나 경험적인 전송특성 모형등을 통하여 그 유효 유전율(ϵ_{eff})과 특성 임피던스(Z_0)가 외부 인덕턴스와 함께 매우 정확히 알려져 있으므로, 이를 이용하여 구조요소(G)를 완전 수식 형태로 정확히 구할 수 있다. Q-TEM 전송선인 microstrip 전송선의 구조요소를 가장 정확한 전송특성 모형^[9,10,11,12] 들을 이용하여 유도한 결과를 부록에 나타내었다. 또한, 임의의 Q-TEM 전송선에서 완전 해석법이나 실험을 통하여 유전체가 없을 때의 특성 임피던스(Z_0^0)가 주어졌을 때 외부 임피던스($L_0 = \frac{Z_0^0}{c}$, c : 자유공간에서 빛의 속도)를 구하여 그 구조요소(G)를 부록과 같은 방법으로 계산할 수 있다.

2. 등가 폭의 계산

높은 주파수에서의 얇은 전류 칩투 상태에서 같은 도체와 같은 구조요소를 갖는 전송선들 간에는 같은 전송 손실을 가지므로, 등가 판형 전송선의 구조요소(G)를 원 전송선의 구조요소(G)와 같도록 등가폭(W_e)를 결정하면 된다. 여기서, 등가 전송선의 표면 전류는 균일하다고 가정하였으므로 그 내부임피던스(Z_i)는 등가폭에 반비례하고 표면 저항에 비례하여, 다음과 같이 등가폭이 구조요소의 역수가 된다.

$$Z_i = Z_s / W_e = Z_s G (\Omega/m) \quad (6)$$

$$W_e = \frac{1}{G} (m) \quad (7)$$

이 결과는 등가 폭이 단순히 주어진 전송선의 구조 요소에 의해 결정되고 사용된 좋은 도체의 전도성에 무관하며, 원 전송선의 전류 분포의 균일 정도를 나타낸다. 그러므로, 표면 전류의 균일성이 높은 전송선에서는 등가폭이 넓어서 전송 손실이 낮아지게 된다.

3. 등가 두께의 계산

높은 주파수에서의 얇은 전류 칩투시와 달리 매우 낮은 주파수에서 전류의 도체내 침투가 깊이 일어나므로 전송선의 내부임피던스는 전송선의 도체 두께에 따라 변한다. Q-TEM 전송선에서 표면 전류 분포가 일정하고 도체 침투는 표면에 수직하므로, 구조요소와 등가폭은 일정하게 유지하면서 깊은 침투 효과를 등가 전송선의 도체 두께에 포함시킬 수 있다. 등가 두께는 완전 칩투가 일어나서 원 전송선 내의 전류 분포와 등가 전송선의 수직적 전류분포가 균일할 때, 원 전송선과 등가 전송선의 내부임피던스를 서로 등가시키므로써 구할 수 있다. 원 전송선의 완전 칩투시 내부임피던스는 균일 전류 상태에서 전송선의 효과적인 단면적(A)로 표현할 수 있다. microstrip인 경우 완전칩투시 무한 접지 평면의 내부임피던스는 무시할 수 있으므로 효과적인 단면적은 단순히 strip의 단면적이 되며, coplanar strip의 경우 단일 strip 단면적의 1/2이 되어 직류 저항 계산시 효과적 단면적과 같은 의미가 된다. 등가 전송선에서는 완전 칩투시 내부임피던스를 표현하는 효과적인 단면적(A)는 균일 전류 분포에 의하여 등가폭과 등가두께의 곱이 되므로 등가두께는 다음과 같이 효과적인 단면적과 구조요소의 곱으로 나타난다.

$$t_e = A / W_e = AG \quad (8)$$

그러므로, 광대역에서 광범위한 전류 칩투시에 원 전송선의 내부임피던스를 좋은 도체의 전류 칩투 현상을 이용하여 위에서 구한 등가폭(W_e)와 등가두께(t_e)를 갖는 등가 단일 전송선으로 치환하여 계산할 수 있다.

IV. 등가 전송선의 전송 특성 해석

1. 등가 전송선의 내부임피던스 해석

등가 전송선에서 수평적 균일 표면 전류분포를 가정하였으며, 칩투 효과에 의한 수직적 전류 분포를 등가 전송선의 두 도체면에서 경계 조건을 적용하여 구하

로써 총 내부임피던스를 쉽게 구할 수 있다. 일반적으로 사용되는 도체의 표면임피던스(Z_s)는 도체의 두께가 표피 침투 두께(δ)보다 매우 두꺼울 경우에 정의되는데, 본 등가 전송선에서는 침투두께(δ)가 주파수에 따라 광범위하게 변하므로 유한 두께(t_e)를 갖는 등가 판형 도체에서의 표면임피던스(Z'_s)를 경계조건으로부터 구하여 사용한다. 침투된 전류는 등가 전송선의 상하 두 도체 경계표면 사이에서 반사가 일어나며, 수평적으로는 균일 전류분포를 가정하였으므로 수직 방향으로 입사된 평면 전자파의 불완전 도체판 내에서의 반사현상으로 가정할 수 있다. 그러므로, 상하 도체면 사이에 수직으로 놓여 있는 손실 도체 전송선이 상하 양단에 유전체로 종단되어 있는 것과 같다. 이 좋은 도체 전송선의 특성 임피던스($Z_s = \frac{1}{\gamma}$)가 공기나 유전체의 것보다 매우 작다는 특성을 이용하면 도체 내부로부터 상하 도체면에서의 반사 계수가 1이되어 등가 표면임피던스(Z'_s)는 등가 도체 두께와 표피 침투 깊이의 함수로서 다음과 같이 표현된다.

$$Z'_s = Z_s \coth \left[(1+j) \frac{t_e}{\delta} \right] \quad (\Omega/\square) \quad (9)$$

\coth 부분은 도체면 사이의 반사 및 공진현상에 기인하는 것으로서 표피침투(δ)가 등가 두께(t_e)보다 매우 작을 경우 1이되어 무한 깊이가 도체의 표면임피던스(Z_s)와 같게 된다.

결국 총 내부임피던스(Z_i)는 등가 전송선의 수평적 전류 분포가 균일하므로, 등가폭(W_e)에 반비례하며 다음과 같은 완전 수식 형태로 표현된다.

$$\begin{aligned} Z_i &= R + j\omega L_i = \frac{Z'_s}{W_e} \\ &= Z_s G \coth \left[(1+j) \frac{AG}{\delta} \right] \quad (\Omega/m) \end{aligned} \quad (10)$$

임의의 Q-TEM 전송선에 등가되는 등가 전송선의 내부임피던스에 대한 최종 완전 수식 형태인 식(10)은 구조요소(G)와 실효 단면적(A)의 계산이 원 전송선의 단면 구조로부터 쉽게 계산 되며, Z_s , δ 는 사용되는 도체의 전도성과 주파수로부터 구할 수 있으므로 임의의 Q-TEM 전송선의 내부임피던스 계산시 본 해석 방법의 간결성과 유용성을 보여 주고 있다.

2. 원전송선의 전송 특성 해석

임의의 전송선의 내부임피던스를 PEM 기법을 이용하여 등가 전송선으로부터 구한후 이를 그 전송선의

전송선 외부 등가 회로에 삽입하여 전송감쇄, 위상 속도, 복소 특성 임피던스 등을 구할 수 있다.^[13] 그림-2에 주어진 등가 회로에서 L_0 , G_0 , C 는 도체 손실이 없을 경우의 단위길이당 외부 인덕턴스, 누설 콘덕턴스, 커패시턴스를 나타내며 이들은 도체 손실이 있을 경우와 광대역에서 거의 같은 값을 유지한다.

그림-2의 전송선 모형에서 전송선 내부임피던스를 포함한 전체 전송선의 복소 전송 상수(γ)는

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{\{R + j\omega(L_0 + L_i)\}(G_0 + j\omega C)} \quad (11)$$

복소 특성임피던스(Z_0)는

$$Z_0 = \sqrt{\{R + j\omega(L_0 + L_i)\} / (G_0 + j\omega C)} \quad (12)$$

로 나타나며, 전송 손실은 α 로 부터, 위상속도는 $v_p = \frac{\omega}{\beta}$ 로부터 구한다.

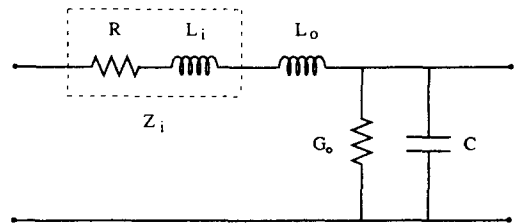


그림 2. 내부임피던스를 포함한 Q-TEM 전송선의 등가 회로 모델

Fig. 2. Circuit model of a transmission line including the internal impedance due to field penetration.

일반적인 좋은 전송선에서 사용되는 유전체의 유전체 손실(loss tangent, $\tan \delta$)이 매우 작으므로 $G_0 = 0$ 라고 가정할 수 있으며, 대부분의 좋은 유전체 매질에서 G_0 가 주파수에 거의 무관하게 일정하므로, 펄스 분산 효과가 비교적 적다.^[14] 그러나, 도체저항(R)은 도체 침투 효과로 주파수에 따라 크게 변하여, 펄스의 분산이 심화되고 전송회로의 최대 사용 전송 속도가 제한을 받게 된다. 그러므로, 이러한 도체저항의 광대역 특성 계산을 통하여 최적 전송 및 연결 회로의 해석 및 설계에 본 PEM 방법을 효과적으로 사용할 수 있다.

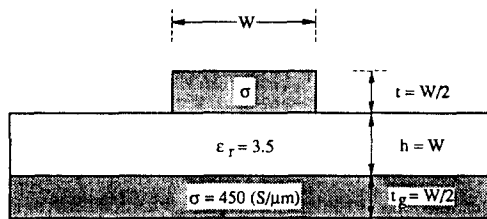
V. PEM에 의한 도체손실 계산 결과 및 검증

본 PEM 방법에 의한 도체손실 계산의 정확성을 검

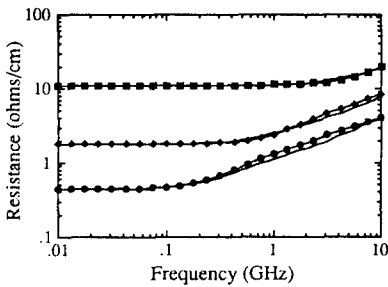
증하기 위하여 도체저항 및 도체손실을 microstrip 전 송선에서의 유한 요소법에 의한 결과와 비교하였으며, Coplanar Waveguide 구조의 경우 실험적 결과와 비 교하였다.

1. FEM 결과와의 비교(Microstrip)

그림-3(a) 전송선은 액체 질소 온도(77° K)에서 구 리의 전도도가 상온에서의 전도도에 비하여 약 10 배 정도 큰 성질을 이용하여 저온에서 저손실 전송이 가 능한 경우이며 초전도체를 이용한 경우에 비하여 대전 력 전송이 가능하여 실제 고전력 고효율 전송에 이용 되는 경우이다.



(a)



	PEM	FEM
W=2um	—●—	—
W=5um	—○—	—
W=10um	—◇—	—

(b)

그림 3. (a) 77° K의 고속 구리 Microstrip 전 송선 구조 (b) 분포 저항 계산 결과

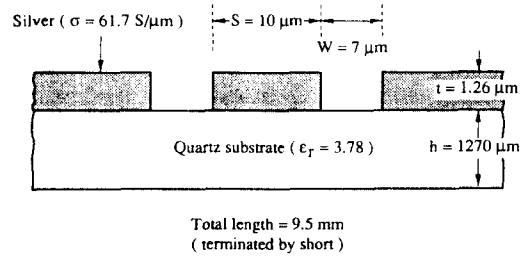
Fig. 3. (a) Copper microstrip line at 77° K and (b) Distributed resistances calculated by the PEM and the FEM.

그림-3(b)에 나타난 바와같이 PEM으로 계산된 도 체 저항이 광대역 주파수에서 FEM 결과와 비교하여 매우 정확함이 확인되었으며, 위상속도, 도체손실, 특

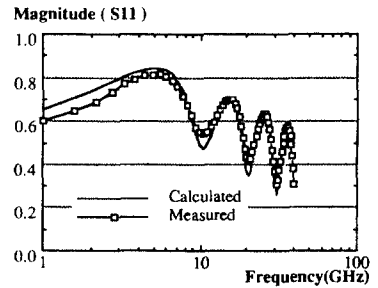
성 임피던스도 매우 정확히 일치함을 확인하였다.^[6] 높은 주파수에서의 작은 오차는 FEM 논문의 결과 그 림으로부터 Data를 추출하는 과정의 오차로 생각된다.

2. 실험 결과와의 비교(Coplanar Waveguide)

그림-4(a)는 실험적 검증을 위하여 제작된 Quartz 기판상의 CPW 전송선 구조를 나타낸다. 두꺼운 Quartz 기판을 사용하여 유전체 손실과 기판 두께의 효과를 무시하므로써, 전송 특성이 도체 손실에 의하여 주로 결정되도록 하였다.



(a)



(b)

그림 4. (a) 제작된 Coplanar Waveguide 전 송 선의 구조 (b) 측정된 Coplanar Waveguide의 반 사계수(S11)

Fig. 4. (a) Thin coplanar waveguide on a quartz substrate and (b) Measured reflection coefficient(S11) for short termination.

전체 길이는 9.5mm이고 한끝을 silver paste로 완 전 단락을 한 후, 다른 한끝에서 반사 계수를 측정하였 다. 사용된 도체는 1.26um 두께의 진공 증착된 은으 로써 1GHz에서 약 2um의 표피 침투 두께를 갖으며, 도체 침투에 의한 효과를 1~40GHz의 광범위 주 파수 대역에서 관찰할 수 있다. 반사 계수(S11)은

CPW 구조의 RF Probe를 사용하는 On-wafer probing 방식에 의하여 정확한 오차 보정을 통하여 측정되었다. 그림-4(b)의 측정된 반사 계수로부터 PEM 결과가 실제 측정된 실험 결과와 광대역에서 매우 정확히 일치함을 알 수 있으며, 낮은 주파수에서의 작은 오차는 측정된 도체 두께와 전도도의 오차에 기인하며, 높은 주파수에서의 오차는 Probe와 CPW가 연결되는 지점에서의 전파 방사와 기판 모드의 생성에 기인한다. 본 실험은 측정의 정확성을 위하여 정확한 On-wafer probing이 가능한 CPW 구조에 대하여 행하였으나, 본 실험 결과 및 해석의 검증은 여러 Quasi-TEM 전송선들에 대한 PEM 방법의 적용 가능성 및 정확성을 보여주고 있다.

VI. PEM을 이용한 Quasi-TEM 전송선의 펄스 전송 해석

고속 펄스의 전송시 주파수 변화에 따른 도체저항의 광범위한 변화로 펄스의 왜곡 및 전달 지연이 심화되므로써 고속 전송선의 최대 전송 속도를 제한하게 된다. 본 장에서는 PEM에 의한 도체손실 해석 모델과 Quasi-TEM 전송선의 전송선 등가 모델을 이용하여 주파수 영역에서 광대역 전송 특성을 해석하고 임의의 입력 펄스의 주파수 성분을 Fast Fourier Transform을 이용하여 계산한 후, 출력 신호의 펄스 파형을 계산된 출력 주파수 성분으로부터 Inverse FFT로 계산한다.

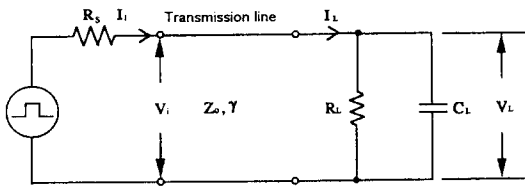


그림 5. 디지털 연결 회로의 전송선 모델

Fig. 5. Transmission line model of a digital interconnection circuit.

그림-5는 PEM을 이용하여 계산된 광대역 전송 특성 ($Z_0(\omega)$, $\gamma(\omega)$)을 갖는 전송선에 전원 저항 R_s 를 갖는 펄스 전원 (V_s)가 인가되었을 때 출력 펄스 파형 (V_L)을 해석하는 전송선 모델이다. 전원과 부하의 임피던스 모델은 TTL gate의 경우로 가정하였다.

1. 입력 펄스의 FFT 변환

입력 전원의 구형파 펄스의 폭이 τ 이고 T_0 의 시간

간격으로 반복되고 단위 크기를 갖는다고 할 때, 이 구형파 펄스를 Fourier 급수전개를 하면

$$X_n = \frac{\tau}{T_0} \text{sinc}(n\tau/T_0) \quad (13)$$

으로 표시되며 주파수 축에서 X_n 의 sampling 간격은 $1/T_0$ 가 된다. 시간축 신호는 $0 \lll T_0$ 의 신호가 반복되므로 입력신호를 단위 주기만 그릴 때 구형파 펄스가 중앙 부분에 위치하도록 하기 위하여 신호를 t_0 만큼 이동시키면 이 신호의 Fourier계수 Y_n 은

$$Y_n = \frac{\tau}{T_0} \text{sinc}(n\tau/T_0) e^{-j2\pi n t_0 / T_0} \quad (14)$$

로 표시되며 이는 위상만 변화되었을뿐 크기는 X_n 과 같다.

이러한 신호는 주파수축에서 무한히 많은 주파수 성분을 가지지만 이 모든 성분에 대하여 모두 고려할 수 없고 실제 이러한 펄스는 존재하지 않으므로 B만큼의 대역폭만을 고려하기로 한다. 이때 주파수축에서 B만큼의 주파수 대역폭의 신호가 반복되는 신호는 시간축에서 $1/B$ 만큼의 sampling time을 갖는 이산 신호로 나타난다. 이를 DFT(Discrete Fourier Transform)를 이용하여 시간축에서 주파수축으로의 변환이 가능하다. 그러나 실제로 이와 같이 주파수 대역폭을 B로 제한하면 구형(rectangular) window를 사용한 것과 같으므로 입력 신호에서 ringing이 나타나며 이를 없애기 위하여 주파수축에서 Hamming window를 사용하였다. 따라서 사용한 입력 전압의 주파수대역 성분 S_n 은

$$S_n = \frac{\tau}{T_0} \text{sinc}(n\tau/T_0) e^{-j2\pi n t_0 / T_0} H_n \quad (15)$$

이며, 여기서 H_n 은 다음과 같은 Hamming window를 나타낸다.

$$H_n = 0.46 \cos \frac{4\pi n}{N} + 0.54 \quad (16)$$

여기서 N 은 주파수 대역폭 B내의 sample수를 나타낸다. Hamming window는 입력 신호의 ringing을 없애고, 신호를 smoothing 시키며 입력 신호의 rise/fall time은 주파수 대역폭 B에 의하여 결정된다.

2. 출력전압의 계산

출력 전압이란 그림-5에서 부하 저항/용량 양단에

걸리는 전압을 말하며 전송선이 분포 파라미터 모델을 사용하므로 입력 펄스의 각 주파수 성분에 대한 출력 성분을 먼저 계산한다. 부하 임피던스(Z_L)은

$$Z_L = \frac{R_L}{1 + j\omega R_L C_L} \quad (17)$$

로 표시되며 전송선의 특성임피던스(Z_0), 복소 전파 상수(γ), 전체 전송선길이(l)에 대하여 전송선의 입력에서 들여다본 임피던스(Z_i)는

$$Z_i = Z_0 \left[\frac{Z_L \cosh \gamma l + Z_0 \sinh \gamma l}{Z_0 \cosh \gamma l + Z_L \sinh \gamma l} \right] \quad (18)$$

로 표시된다. 따라서 전송선 입력에서의 전압(V_i), 전류(I_i)는

$$V_i = \frac{Z_i}{R_S + Z_i} V_S, \quad (19)$$

$$I_i = \frac{1}{R_S + Z_i} V_S. \quad (20)$$

로 표시된다. 이때 전송선의 입력 (V_i , I_i 지점)으로부터 부하 방향으로 z 만큼 떨어진 지점에서의 전압 $V(z)$, 전류 $I(z)$ 는

$$V(z) = V_i \cosh \gamma z - I_i Z_0 \sinh \gamma z \quad (21)$$

$$I(z) = I_i \cosh \gamma z - \frac{V_i}{Z_0} \sinh \gamma z \quad (22)$$

으로 표시되므로 부하전압(V_L), 부하전류(I_L)은

$$V_L = V_i \cosh \gamma l - I_i \sinh \gamma l \quad (23)$$

$$I_L = I_i \cosh \gamma l - \frac{V_i}{Z_0} \sinh \gamma l \quad (24)$$

로 표시된다. 따라서 위의 식들로부터 각 주파수 성분(ω_n)에 대한 출력전압 $V_L(\omega_n)$ 을 구할 수 있으며, Inverse DFT를 이용하여 출력 신호의 펄스 파형을 구할 수 있다.

VII. 펄스 전송 해석 결과

앞에서 소개된 PEM 기법과 Discrete Fourier Transform을 이용하여 그림-6에 주어진 고밀도 Microstrip 전송선의 펄스 전송을 해석하였다. 이 전송선은 고속 신호 처리용 고밀도 회로 제작시 사용되

는 구조로서 사용되는 도체와 기판의 두께가 매우 얇아서 도체 저항을 무시할 수 없는 경우이다. 유전체 기판 특성은 Pyranol 1467의 대표적 광대역 유전율과 전도도를 이용하였다. 전체 전송선 길이는 30cm를 가정하였으며 전원의 출력 임피던스는 5(Ω)과 63(Ω) 두 경우로서 63(Ω)은 본 Microstrip 전송선의 특성 임피던스에 정합된 경우이고 5(Ω)은 비정합된 TTL 출력 임피던스이다. 부하 임피던스는 TTL($R=6k\Omega$, $C=0.1$ pF)로 가정하였다.

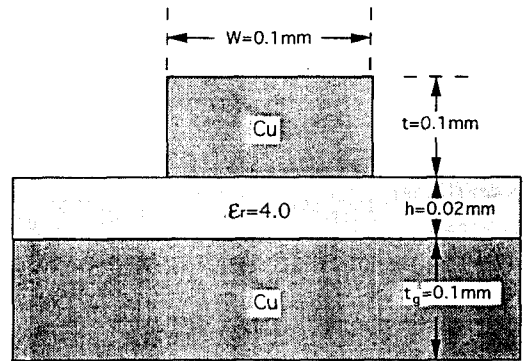


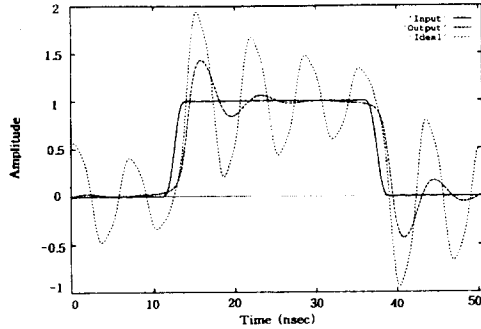
그림 6. 고밀도 Digital 전송 Microstrip 구조
Fig. 6. High density microstrip transmission line

1. 저속 전송 해석 결과

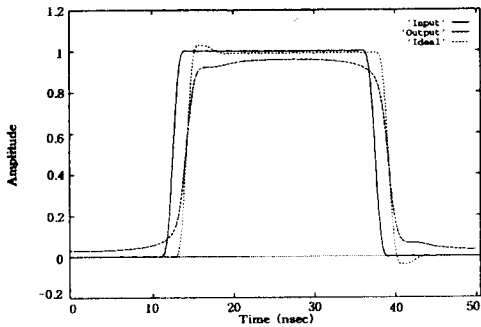
그림-7(a)는 5(Ω) 전원 저항의 TTL 펄스 신호(20MHz, 1.5nsec 상승 시간)를 인가하였을 경우 도체 손실이 없는 이상적인 도체(Ideal) 경우와, 도체 손실이 있는(Output) 경우에 대하여 출력 부하에서의 파형을 나타낸다. 도체 손실이 없는 경우는 작은 유전체 손실에 의하여 전원과 부하에서의 반사 신호 감쇄가 매우 작으므로 많은 진동이 나타나지만, 도체 손실이 있는 경우는 진동이 많이 감쇄됨을 알 수 있다. 그림-7(b)는 전원의 임피던스를 전송선 임피던스와 정합한 경우로서 도체 손실에 의한 부분적 감쇄, 시간 지연, 펄스 초기의 부분적 상승이 관찰되지만 전체적인 파형은 매우 양호하다.

2. 고속 전송 해석 결과

그림-8은 고속 전송의 경우로서 입력 펄스의 주파수는 200MHz이고, 상승 시간은 0.15nsec이다. 그림-8(a)의 임피던스 비정합의 경우, 모든 손실을 무시할 경우 진동 현상에 의하여 다단계 출력 신호가 나타나며, 도체 손실과 유전체 손실이 있는 경우는 매우 양호한 출력 파형을 나타낸다. 그러나, 펄스의 분산이 존재하므로, 전송 속도를 더욱 높이는 데는 제한이 있다.



(a)



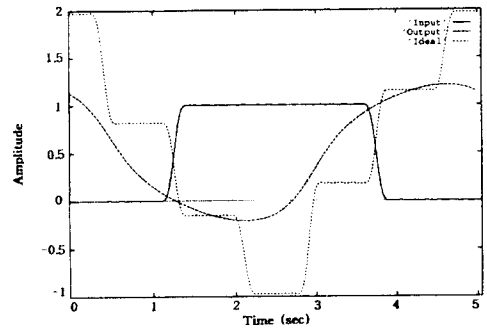
(b)

그림 7. (a) 비정합된 경우의 저속 전송 결과 (b) 정합된 경우의 저속 전송 결과

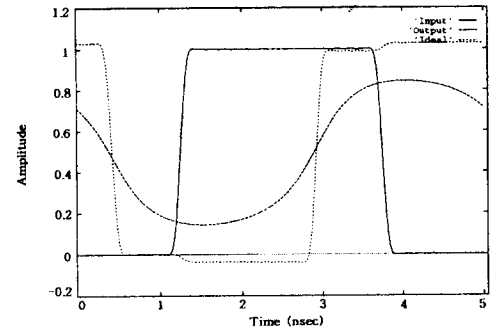
Fig. 7. Low speed transmission of (a) the unmatched microstrip and (b) the matched microstrip.

이것은 도체 손실에 의한 분산 효과와 유전체 손실에 의한 분산 효과가 서로 상쇄되지 않은 경우로서 도체의 폭과 두께 등을 조절하여 분산의 상쇄를 부분적으로 증대시켜 전송 속도를 높일 수 있는 가능성이 있다. 그림-8(b)의 경우는 정합된 경우로서 손실이 없는 경우는 매우 양호한 특성을 나타내지만, 손실이 있는 경우 최소 전압 부분이 상승한다. 이는 전원부에서 되돌아오는 반사 신호가 출력 신호에 대하여 충분한 보상을 하지 못하기 때문으로, 고속 펄스 전송에 제한을 받는다. 그러나, 이러한 반사파에 의한 보상 효과는 전송선 길이, 전송 속도에 따라 변하므로 모든 경우에 적용되지는 않으며, 전송선 길이와 전송 속도가 일정할 경우 전원부 저항을 조절하여 부분적 전송 속도 증대 효과를 얻을 수 있다. 따라서, 일반적인 도체를 이용한

고밀도 고속 전송선을 사용하는 경우 손실을 최소화하고, 임피던스 정합을 하는 단순한 설계 방법만으로는 전송 속도를 최대로 할 수 없으며, 전원 임피던스, 부하 임피던스, 전송선 특성임피던스와 함께 도체 및 유전체 손실을 정확히 해석하고 최적 설계/합성을 하므로써 전송선의 전송 속도를 최적화 하여야함을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 8. (a) 비정합된 경우의 고속 전송 결과 (b) 정합된 경우의 고속 전송 결과

Fig. 8. High speed transmission of (a) the unmatched microstrip and (b) the matched microstrip.

VIII. 결론

본 논문에서는 고속 광대역 전송선 회로에서 사용되는 일반적인 Quasi-TEM 전송선의 광대역 도체 손실을 해석할 수 있는 현상학적 도체 손실 등가 기법 (PEM)을 소개하고, 이를 대표적 광대역 전송선인 Microstrip 전송선과 Coplanar Waveguide에 적용

하여 광대역 전송 특성을 해석/검증 하였으며, 본 PEM 기법과 Discrete Fourier Transform을 이용하여 고밀도 Microstrip 전송선의 펄스 전송 특성을 해석하였다. 특히 본 기법은 복잡한 수학적 모델과 많은 계산 시간을 요하는 완전 해석 기법이나 매우 간단한 모델을 이용하는 기존 CAD Tool들과는 달리 그 해석 결과가 정확하며, 계산이 매우 간결하여 복잡한 디지털 전송 회로의 정확한 해석 및 설계 Tool 개발에 효과적으로 이용될 수 있다. 또한, 높은 주파수에서의 모드 분산(modal dispersion) 효과는 주파수 변화에 따른 유효 유전상수($\epsilon_{\text{reff}}(f)$) 및 특성 임피던스($Z_0(f)$)의 변화로 나타나므로 구조요소($G(f)$)의 주파수에 따른 변화를 가정하여 본 기법을 적용할 수 있다.

고밀도 전송선의 펄스 특성 해석 결과 도체 손실의 중요성을 확인하였으며, 고속 전송을 위하여 임피던스 정합과 함께 도체 및 유전체 손실의 적절한 이용이 필요하며, 이는 정확한 전송 특성 해석을 통하여 이루어질 수 있다. 끝으로 본 해석 기법과 결과는 고속 고집적 반도체 소자의 내부 배선, 고속 신호처리 및 전송용 대용량 회로, 고속 회로 기판간의 Backplane 연결, 여러 정보처리 System간의 연결선 등의 고밀도 고속 신호 연결의 최적화가 필요한 경우에 정확한 해석 및 다양한 CAD 구현을 위한 기본 자료로 이용될 수 있다.

◆ 부록: Microstrip 전송선의 구조요소 계산

Q-TEM 전송선의 특성 임피던스(Z_0)와 실효 비유전율(ϵ_{reff})가 주어졌을 경우 이를 등가적인 외부 인덕턴스(L_0)와 커패시턴스(C)로 변환한 후, 구조요소를 계산한다. Q-TEM 전송선에서 유전체는 외부 인덕턴스에 영향을 주지 않으며, 유전체를 제거했을 때 특성 임피던스(Z_0)와 빛의 속도(c)로부터 다음과 같이 표현된다.

$$L_0 = \frac{Z_0^2}{c}$$

구조요소는 모든 도체면을 후퇴시켰을 때 증가되는 외부 인덕턴스를 모두 합성하여 계산하며, 본 예제의 계산 편의를 위해 모든 도체는 같은 전기적 특성(전도도, 비투자율)을 갖는다고 가정한다(그림-A). 그리고, 다음의 Microstrip 전송선의 Z_0 와 ϵ_{reff} 에 대한 식은 실험과 계산을 통하여 현재까지 알려진 가장 정확한

식들을 사용하였다.^[9,10,11,12]

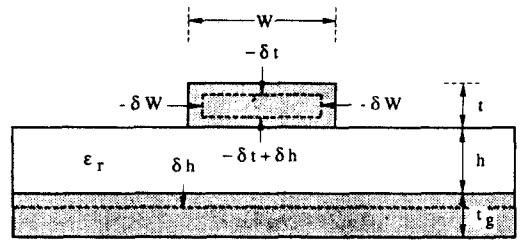


그림 A. microstrip 전송선의 도체면 후퇴
Fig. A. Recession of conducting walls of a microstrip line.

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left(\frac{8}{W_e/h} + 0.25 \frac{W_e}{h} \right) & , \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \left[\frac{W_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right) \right]^{-1} & , \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

여기서

$$\frac{W_e}{h} = \begin{cases} \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t} \right) & , \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ \frac{W}{h} + \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left(1 + \ln \frac{2h}{t} \right) & , \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

$$\epsilon_{\text{reff}} = \begin{cases} \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right] - C, & \frac{W}{h} \leq 1 \\ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{12}{W/h} \right)^{-\frac{1}{2}} - C, & \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t}{h} \sqrt{\frac{h}{W}}$$

모든 도체면 후퇴(∂n)에 따른 외부인덕턴스 증가(∂L_0)를 구하기 위하여 외부인덕턴스를 각 도체면 후퇴로 미분한 후 합성을 하면 다음과 같은 전체 구조요소(G)를 계산할 수 있다.

$$G = \frac{1}{\mu} \sum \left(\frac{\partial L_0}{\partial n_m} \right) = \frac{1}{\mu} \left[\left(\frac{\partial L_0}{\partial h} - 2 \frac{\partial L_0}{\partial W} - 2 \frac{\partial L_0}{\partial t} \right)_{\text{strip}} + \left(\frac{\partial L_0}{\partial h} \right)_{\text{ground}} \right]$$

$$= \begin{cases} \frac{1}{\pi} \frac{A}{h} \left| \frac{32 - \left(\frac{W_e}{h} \right)^2}{32 + \left(\frac{W_e}{h} \right)^2} \right| & , \frac{W}{h} \leq 1 \\ 2\epsilon_{\text{reff}} \left(\frac{Z_0}{120\pi} \right)^2 \frac{A}{h} \left| \frac{W_e}{h} + \frac{0.667}{\left(\frac{W_e}{h} + 1.444 \right)} \right| & , \frac{W}{h} \geq 1 \end{cases}$$

여기서

$$A = \begin{cases} 1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \left(\ln \frac{4\pi W}{t} + \frac{t}{W} \right) \right] & , \frac{W}{h} \leq \frac{1}{2\pi} \\ 1 + \frac{h}{W_e} \left[1 + \frac{1.25}{\pi} \left(\ln \frac{2h}{t} - \frac{t}{h} \right) \right] & , \frac{W}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \end{cases}$$

참 고 문 헌

- [1] H. A. Wheeler, "Formulas for the skin effect," Proc. IRE, Vol. 30, pp. 412-442, September 1942.
- [2] P. Waldow and I. Woff, "The skin-effect at high frequencies," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-33, pp. 1076-1081, October 1985.
- [3] G. Costache, "Finite element method applied to skin-effect problems in strip transmission lines," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-35, pp. 1009-1013, November 1987.
- [4] U. Ghoshal and L. Smith, "Skin effects in narrow copper microstrip at 77K," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-36, pp. 1788-1795, December 1988.
- [5] J. D. Welch and H. J. Pratt, "Losses in microstrip transmission systems for integrated microwave circuits," NEREM Record, pp. 100-101, November 1966.
- [6] H.-Y. Lee and T. Itoh, "Phenomenological loss equivalence method for planar quasi-TEM transmission line with a thin normal conductor or superconductor," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-37, Number 12, December 1989.
- [7] H.-Y. Lee and T. Itoh, "Wideband conductor loss calculation of planar quasi-TEM transmission lines with thin conductors using a phenomenological loss equivalence method," IEEE International Microwave Symposium, Long Beach, California, pp. 367-370, June 1989.
- [8] H.-Y. Lee, K.-S. Kong, T. Itoh, "Conductor loss calculation of superconducting microstrip line using a phenomenological loss equivalence method," 19th European Microwave Conference, London, England, September 1989.
- [9] R. A. Pucel et. al., "Losses in microstrip," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. MTT-16, pp. 342-350, October 1968(see also correction in MTT-16, pp. 1064).
- [10] K. C. Gupta, R. Garg, and I. J. Bahl, Microstrip lines and slotlines, Artech House, Inc., (1979).
- [11] I. J. Bahl and R. Garg, "Simple and accurate formulas for a microstrip with finite strip thickness," Proc. IEEE, Vol. 65, pp. 1611-1612, November 1977.
- [12] E. Hammerstadt and O. Jensen, "Accurate models for microstrip computer-aided design," 1980 IEEE International Microwave Symposium Digest, pp. 407-409, June 1980.
- [13] S. Ramo, J. R. Whinnery, and T. Van Duzer, Fields and Waves in Communication Electronics, John Wiley and Sons, Inc., New York(1965).
- [14] M. V. Schneider, "Dielectric loss in integrated microwave circuits," Bell Syst. Tech. J., Vol. 48, pp. 2325-2332, 1969.

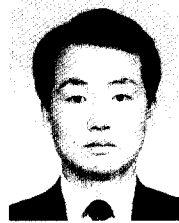
저 자 소 개



洪正基(學生會員)

1968年 4月 10日生. 1994年 2月 아주대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1994年 ~ 현재 아주대학교 전자공학과 석사 과정 재학중. 주관심 분야는 고밀도 고속 전송선의 펄스 전송 특성 해

석 및 측정 등임.



李海英(正會員)

1957年 3月 7日生. 1980年 2月 아주대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1982年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1982年 ~ 1986年 국방부 연구사무관. 1989年 12月 The Un-

iversity of Texas at Austin 졸업(공학박사). 1990年 ~ 1992年 금성 중앙연구소 기초1실장(책임연구원). 1992年 ~ 현재 아주대학교 전자공학과 조교수. 주관심 분야는 초고속/고밀도 반도체 Package의 설계/측정, 초고주파소자 및 광전소자의 설계/측정, 초소형 안테나 해석/설계, 초전도체의 고속 전송 특성 모델링 등임.

閔炯福(正會員)

1958年 2月 22日生. 1980年 2月 서울대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1982年 2月 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(공학석사). 1982年 ~ 1985年 금성통신(주) 연구소 주임 연구원. 1985年 ~ 1986年 Columbia University 연구원. 1990年 12月 The University of Texas at Austin 졸업(공학박사). 1991年 ~ 현재 성균관대학교 전기공학과 조교수. 주관심분야는 VLSI Testing, Computer Architecture for Testing, VLSI CAD 등임.