

약 결합된 Meander Line의 단일전송선 Parameter의 해석적 계산

Analytic Derivation of Single Transmission Line Parameters for Weakly Coupled Meander Line

염 경 환* · 강 명 숙**

Kyung-Whan Yeom* · Myung-Suk Kang**

요 약

본 논문에서 낮은 주파수 영역에서는 약 결합된 meander line은 근사적으로 단일 전송선으로 취급할 수 있음을 증명하였다. 이 때 meander line의 특성 impedance는 이 meander line에서 coupling을 무시할 때 단일전송선의 특성 impedance와 같으며, 반면 이것의 등가길이는 coupling없이 계산된 길이에 비해서는 수축되는 것을 보였다. 얻어진 해석적 결과는 회로 simulation 결과와 비교되었으며 또한 EM simulation 결과와 비교되었다. 비교결과 결과 식은 약 결합시에는 잘 일치하는 것을 알 수 있었다.

Abstract

In this paper, it is shown that the meander line at the low frequency can be thought as the single transmission line whose characteristic impedance is approximately equal to that without coupling. But the length is contracted from that without coupling. The approximate contraction ratio is derived for weak coupling and is compared with the circuit simulation results and the EM simulation results. The formula are in good agreement with the simulation results in weak coupling.

I. 서 론

최근 이동통신 단말기의 소형화에 따라, 여기에 사용되는 고주파 부품들의 크기는 소형 경량화 되는 추세에 있다. 이들의 구현에는 전송선이 필요하게 되는데 제한된 면적에 길이가 상당한 전송선을 구현하는 것이 종종 필요하게 된다. 이는 그림 1과 같은 meander line의 형태로 구현하여 좁은 면적 안에 구현되게 된다. 이 때 주로 사용되는 meander 선로의 결합도(coupling)는 $k < 0.25 \sim 0.3$ ($k = 0.25$ 인 경우 대부분 width W 간격 S 라고 할 때 $S/W \approx 1$ 인 경우가 된

다)보다 작은 약 결합 조건이 된다. 이와 같은 상황에서 발생하는 종중 회로 설계시에는 이 meander line에서 발생하는 전자기적 coupling을 무시하고 단일전송선의 연결과 bend로 발생하는 불연속 길이로 합산 계산하게 되는데, 이는 약한 coupling에서도 상당한 오차를 가져오게 된다.

과거로부터 이러한 meander line은 이와 같은 회로 설계 상황이 아니고, slow wave structure나 phase shifter로서 널리 이용되어 왔다. 이의 정확한 coupling을 고려한 계산은, 회로적 근사로는 계산되지 않기 때문에 일반적으로 수치 해석적인 방법에 의하여 연구

「본 연구는 동국대학교 밀리미터파 신기술 연구센터를 통한 한국과학재단의 우수연구센터 지원금에 의하여 수행되었음.」

* 충남대학교 전파공학과(Dept. of Radio science and Eng., Chungnam National University)

** 삼성전자 정보통신총괄 무선사업 개발1부(Div. R&D Group, Information and Communication Business Wireless Terminal, Sam Sung Electronics Co., Ltd.)

· 논문 번호 : 20000216-018

· 수정완료일자 : 2000년 4월 26일

되어 왔다^{[3]-[5]}. 최근 국내에서는 이러한 상황에서 단일 전송선 길이를 알기 위하여 역시 수치 해석적인 방법을 사용하여 이를 계산하는 방법이 발표되기도 하였다^[6]. 그러나 회로 설계시에는 이를 수치 해석적인 방법으로 계산한다는 것은 전송선 배치에 어려움을 가중시키며, 수치 해석적인 방법으로 시행착오적으로 주어진 면적 내에 전송선을 배치할 경우 많은 시간과 노력이 필요하게 된다.

본 논문에서는 그림 1과 같은 meander line에 대해서 통상적으로 사용되는 가정을 사용, 해석적으로 이의 등가 단일 전송선 parameter인 길이와 특성 impedance를 계산하였다. 결과적으로 이 meander line의 특성 impedance는 단일 전송선의 특성 impedance와 같으며 길이는 coupling의 정도에 따라 상당히 감소되는 것을 볼 수 있었다.

II. Meander line 해석

2-1 Meander Line의 ABCD parameter

그림 1에 meander line을 보였다. 그림 1에서 우선 문제를 간단히 하기 위해서 termination 전송선 간의 coupling(그림에서 C)은 무시하였으며, 불연속끼리의 coupling(그림에서 D) 또한 무시하였다. 그리고 상호 결합선로(Multi conductor line: 그림 1의 점선 친 부분)와 termination 전송선 간의 coupling(그림에서 B) 또한 무시되었다. 이럴 경우 meander line은 상호 결합선로에 전송선이 termination된 것으로 볼 수 있게 된다. 또한 bend로 발생하는 불연속을 처리하기 위해서 이를 고려해야 하는데, bend로 발생하는 불연속의 경우 근사적으로 termination에 사용된 전송선과 특성 impedance가 같고, 길이가 bend 특성에 따라

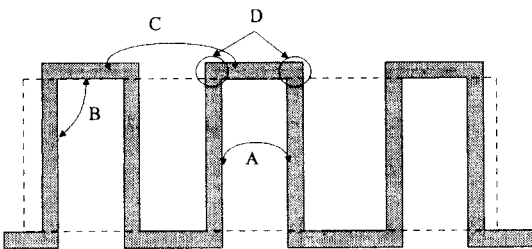


그림 1. Meander line

정해진 전송선 볼 수 있으며, 이는 termination에 사용된 전송선의 길이를 변화시키는 것이 된다. 따라서 본 해석에서는 bend 불연속이 없고 상호결합선로에 곧바로 termination 전송선이 연결된 것으로 고려하고 계산하였다. 그러나 이는 앞서의 가정이 유효할 경우 termination 전송선의 길이가 bend 불연속을 포함한 길이로 본다면, 계산에 있어서는 일반적인 meander line을 해석한 것과 같음을 알 수 있다.

또한 meander line의 총 길이는 사용주파수에서 1/4파장보다 작다고 가정하였다. 이러한 상황은 좁은 면적 내에 길이를 늘리기 위해서 meander line을 사용하기 때문에 이는 회로 구현시의 일반적인 상황이라고 볼 수 있다. 이와 같은 가정 하에서는 결론적으로 meander line은 상호 결합선로에 전송선이 termination된 것으로, 이들의 길이는 모두 사용주파수에서 1/4파장보다 훨씬 짧은 것을 알 수 있다. 그리고 해석상의 편의를 위해서 meander line의 모든 선로 폭은 같은 것으로 하였다.

그림 2와 같은 상호결합선로에 대해 거리 z에서의 전압 및 전류를 각각 $v(z) = {}^T(v_1(z), v_2(z), v_3(z), \dots, v_n(z))$, $i(z) = {}^T(i_1(z), i_2(z), i_3(z), \dots, i_n(z))$ 이라 할 때

$$\frac{\partial}{\partial z} v(z) = -j\omega Li(z) \quad (1)$$

$$\frac{\partial}{\partial z} i(z) = -j\omega Cv(z) \quad (2)$$

로 쓸 수 있다.

여기서 사용주파수에서 상호 결합선로의 길이가 짧으므로, 상호결합선로의 입력측 전압 및 출력측 전압을 각각 그림 2와 같이 $v_i = {}^T(v_{i1}, v_{i2}, v_{i3}, \dots, v_{in})$, $v_o = {}^T(v_{o1}, v_{o2}, v_{o3}, \dots, v_{on})$ 라고 하고 입력측 전류 및 출력측 전류를 각각 $i_i = {}^T(i_{i1}, i_{i2}, i_{i3}, \dots, i_{in})$, $i_o = {}^T(i_{o1}, i_{o2}, i_{o3}, \dots, i_{on})$ 라고 하면 식 (1), (2)는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$v_o - v_i \cong -j\omega l_c Li_i \quad (3)$$

$$i_o - i_i \cong -j\omega l_c Cv_i \quad (4)$$

여기서 C는 상호 결합선로의 단면에서의 capacitance 행렬로서 근접 coupling만 고려하고 나머지 coupling은 무시할 경우 다음과 같이 쓸 수 있다.

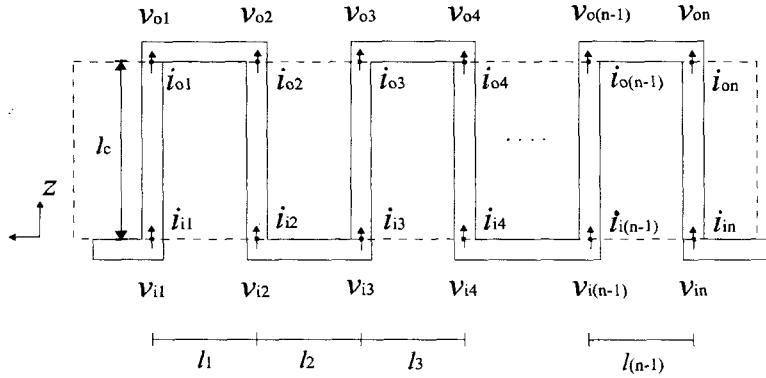


그림 2. Meander line에서 전압 및 전류 notation

$$C = \begin{pmatrix} C_{11} & -C_{12} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ -C_{12} & C_{22} & -C_{23} & 0 & \cdot & \cdot & \cdot & 0 \\ 0 & -C_{23} & C_{33} & -C_{34} & 0 & \cdot & \cdot & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & 0 & -C_{n-1,n} & C_{nn} \end{pmatrix} \quad (5)$$

그리고 L 은 inductance 행렬로서 공기 중에서의 capacitance 행렬을 C_a 라고 할 때

$$L = \mu_o \epsilon_o C_a^{-1} \quad (6)$$

로 나타내어진다.

또한 출력측에서 termination 전송선에 대해서 길이가 짧은 경우

$$\begin{aligned} v_{o2} &= v_{o1} - j\omega l_1 L_o i_{o1} \\ v_{o4} &= v_{o3} - j\omega l_3 L_o i_{o3} \\ &\vdots \\ v_{on} &= v_{o(n-1)} - j\omega l_{n-1} L_o i_{o(n-1)} \end{aligned} \quad (7)$$

로 쓸 수 있다. 여기서 L_o 는 termination에 사용된 coupling이 없는 전송선의 단위 길이당 inductance를 나타낸다. 위의 식 (3)을 다시 쓰면

$$\begin{aligned} v_{o1} - v_{i1} &= -j\omega l_c L_1 i_i \\ v_{o2} - v_{i2} &= -j\omega l_c L_2 i_i \\ &\vdots \\ v_{on} - v_{in} &= -j\omega l_c L_n i_i \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 L_i 는 L 행렬의 i 번째 행 vector를 나타낸다.

식 (8)에서 출력측 부하 조건 (7)을 대입하면

$$\begin{aligned} v_{o1} - v_{i1} &= v_{o2} + j\omega l_1 L_o i_{o1} - v_{i1} \\ &= v_{i2} - j\omega l_c L_2 i_i + j\omega l_1 L_o i_{o1} - v_{i1} \\ &= -j\omega l_c L_1 i_i \end{aligned}$$

이와 같은 방법으로 식 (8)을 정리하면

$$\begin{aligned} v_{i2} &= v_{i1} - j\omega l_1 L_o i_{o1} - j\omega l_c L_1 i_i + j\omega l_c L_2 i_i \\ v_{i4} &= v_{i3} - j\omega l_3 L_o i_{o3} - j\omega l_c L_3 i_i + j\omega l_c L_4 i_i \\ &\vdots \\ v_{in} &= v_{i(n-1)} - j\omega l_{n-1} L_o i_{o(n-1)} - j\omega l_c L_{n-1} i_i \\ &\quad + j\omega l_c L_n i_i \end{aligned} \quad (9)$$

식 (9)에 termination 전송선 길이가 짧다는 가정 하에 입력측 부하조건

$$\begin{aligned} v_{i3} &= v_{i2} - j\omega l_2 L_o i_{o2} \\ v_{i5} &= v_{i4} - j\omega l_4 L_o i_{o4} \\ &\vdots \\ v_{i(n-1)} &= v_{i(n-2)} - j\omega l_{(n-2)} L_o i_{o(n-2)} \end{aligned} \quad (10)$$

을 적용하면

$$\begin{aligned} v_{i3} &= v_{i2} - j\omega l_2 L_o i_{o2} \\ &= v_{i1} - j\omega l_2 L_o i_{o2} - j\omega l_1 L_o i_{o1} - j\omega l_c L_1 i_i \\ &\quad + j\omega l_c L_2 i_i \end{aligned}$$

이것을 축차 대입하면

$$v_{i4} = v_{i3} - j\omega l_3 L_o i_{o3} - j\omega l_c L_3 i_i + j\omega l_c L_4 i_i$$

$$\begin{aligned}
 &= v_{n1} - j\omega l_3 L_o i_{o3} - j\omega l_2 L_o i_{e2} - j\omega l_1 L_o i_{o1} \\
 &- j\omega l_c L_1 i_i + j\omega l_c L_2 i_i \\
 &- j\omega l_c L_3 i_i + j\omega l_c L_4 i_i
 \end{aligned}$$

따라서

$$\begin{aligned}
 v_{in} &= v_{n1} - j\omega l_c \left(\sum_{j=1}^n (-1)^{j+1} L_j \right) i_i \\
 &- j\omega L_o \{ l_1 i_{o1} + l_2 i_{e2} + l_3 i_{o3} + \dots + l_{n-1} i_{o(n-1)} \} \\
 &= v_{n1} - j\omega l_c \left\{ i_{n1} \sum_{j=1}^n (-1)^{j+1} L_{nj} \right. \\
 &+ i_{e2} \sum_{j=1}^n (-1)^{j+2} L_{2j} + \dots + i_{in} \sum_{j=1}^n (-1)^{n+j} L_{nj} \left. \right\} \\
 &- j\omega L_o \{ l_1 i_{o1} + l_2 i_{e2} + l_3 i_{o3} + \dots + l_{n-1} i_{o(n-1)} \}
 \end{aligned} \tag{11}$$

여기서 i_{oj} 대신에 식 (4)를 이용 대입하고 주파수에 대한 second order term을 무시하면

$$\begin{aligned}
 v_n &\approx v_{n1} - j\omega \left\{ i_{n1} \left(l_c \sum_{j=1}^n (-1)^{j+1} L_{nj} + l_1 L_o \right) \right. \\
 &+ i_{e2} \left(l_c \sum_{j=1}^n (-1)^{j+2} L_{2j} + l_2 L_o \right) + \dots \\
 &+ i_{in} \left(\sum_{j=1}^n (-1)^{n+j} L_{nj} \right) \left. \right\}
 \end{aligned} \tag{12}$$

마찬가지로 식 (4)를 동일하게 전개하고, termination에 사용된 전송선의 단위길이당 capacitance를 C_0 라고 할 때, 출력측 부하조건과

$$\begin{aligned}
 i_{e2} &= -i_{o1} + j\omega C_o l_1 v_{o1} \\
 i_{o4} &= -i_{o3} + j\omega C_o l_3 v_{o3} \\
 &\vdots \\
 i_{on} &= -i_{o(n-1)} + j\omega C_o l_{(n-1)} v_{o(n-1)}
 \end{aligned} \tag{13}$$

여기에 입력측 부하조건을

$$\begin{aligned}
 i_{e3} &= -i_{e2} - j\omega C_o l_2 v_{e2} \\
 i_{e5} &= -i_{e4} - j\omega C_o l_4 v_{e4} \\
 &\vdots \\
 i_{i(n-1)} &= -i_{i(n-2)} - j\omega C_o l_{(n-2)} v_{i(n-2)}
 \end{aligned} \tag{14}$$

적용하고 축차 대입하면 아래와 같이 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned}
 i_{in} &= -i_{n1} + j\omega l_c \sum_{j=1}^n C_j v_i \\
 &+ j\omega C_o \{ l_1 v_{o1} + l_2 v_{e2} + \dots + l_{n-1} v_{o(n-1)} \}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= -i_{n1} + j\omega C_o \{ l_1 v_{o1} + l_2 v_{e2} + \dots + l_{n-1} v_{o(n-1)} \} \\
 &+ j\omega l_c \left\{ v_{n1} \sum_{j=1}^n C_{nj} + v_{e2} \sum_{j=1}^n C_{2j} + \dots + v_{in} \sum_{j=1}^n C_{nj} \right\}
 \end{aligned} \tag{15}$$

여기서 C_j 는 C 행렬의 j 번째 행 vector를 나타낸다.

식 (15)에 식 (3)을 대입하고 주파수에 대한 second order term을 무시하면

$$\begin{aligned}
 i_{in} &\approx -i_{n1} + j\omega \left\{ v_{n1} \left(l_c \sum_{j=1}^n C_{1j} + l_1 C_o \right) \right. \\
 &+ v_{e2} \left(l_c \sum_{j=1}^n C_{2j} + l_2 C_o \right) + \dots + v_{in} \left(l_c \sum_{j=1}^n C_{nj} \right) \left. \right\}
 \end{aligned} \tag{16}$$

따라서 식 (12) 및 식 (16)에서 주파수에 대한 second order를 무시한다면

$$\begin{aligned}
 v_{in} &= v_{n1} - j\omega i_{n1} \left(l_c \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n (-1)^{i+j} L_{ij} + \sum_{j=1}^{n-1} l_j L_o \right) \\
 -i_{in} &= i_{n1} - j\omega v_{n1} \left(l_c \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n C_{ij} + \sum_{j=1}^{n-1} C_o l_j \right)
 \end{aligned} \tag{17}$$

이것은 meander line의 끝점과 시작점의 전류 및 전압에 대한 ABCD parameter로서 주파수가 낮을 경우

$$\begin{aligned}
 \begin{pmatrix} v_{in} \\ -i_{in} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{n1} \\ i_{n1} \end{pmatrix} = \\
 &\begin{pmatrix} 1 - j\omega \left(l_c \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n (-1)^{i+j} L_{ij} + \sum_{j=1}^{n-1} l_j L_o \right) \\ -j\omega \left(l_c \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n C_{ij} + \sum_{j=1}^{n-1} C_o l_j \right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{n1} \\ i_{n1} \end{pmatrix} \\
 &\approx \begin{pmatrix} 1 & -j\omega l_c \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n (-1)^{i+j} L_{ij} \\ -j\omega l_c \sum_{j=1}^n \sum_{i=1}^n C_{ij} & 1 \end{pmatrix} \\
 &\begin{pmatrix} 1 & -j\omega \sum_{j=1}^{n-1} l_j L_o \\ -j\omega \sum_{j=1}^{n-1} C_o l_j & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{n1} \\ i_{n1} \end{pmatrix}
 \end{aligned} \tag{18}$$

식 (18)의 앞부분은 단락된 상호결합선로의 ABCD parameter이며, 두 번째 부분은 termination에 사용된 전송선들의 ABCD parameter가 된다. 따라서 meander line의 경우 주파수가 낮을 경우 단락된 상호결합선로에 termination에 사용된 전송선들이 cascade되어 있는 것으로 볼 수 있다. 또한 전송선의

ABCD parameter의 경우 주파수가 낮은 경우

$$\begin{aligned}
 A &= 1 \\
 B &= -j\omega L_o l = -j\omega(\text{Total Inductance of Length } l) \\
 C &= -j\omega C_o l = -j\omega(\text{Total Capacitance of Length } l) \\
 D &= 1
 \end{aligned}
 \tag{19}$$

로 표시되므로 식 (18) 뒷부분의 경우 termination에 사용된 전송선의 길이가 meander line에서 그대로 나타나게 되며, 반면 단락된 meander line의 경우 특성 impedance와 사용주파수에서 전기각이 변화된 것을 알 수 있다. 따라서 식 (5)와 식 (6)으로 주어지는 capacitance 행렬과 inductance 행렬로부터 단락된 상호결합선로의 특성 impedance Z_m 과, coupling이 없을 때 전송선의 전기각과 비교한 전기각 γ 은 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$Z_m = \sqrt{\frac{B}{C}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n L_{ij}}{\sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n C_{ij}}}
 \tag{20}$$

$$\gamma = \frac{1}{nl_c} \sqrt{\frac{BC}{C_o L_o}}
 \tag{21}$$

2-2 단락된 상호결합선로의 특성 임피던스와 전기각

앞서서 meander line은 단락된 상호결합선로와 단일 전송선이 cascade 되어 있는 것으로 볼 수 있음을 알았다. 우리는 단일 전송선에 대하여는 다 알고 있으므로 단락된 상호결합선로의 특성을 알면 meander line의 특성을 알 수 있다. 따라서 여기에서는 상호결합선로의 특성 임피던스와 위상상수를 알아 볼 것이다.

상호결합선로의 각각의 선로 사이의 간격을 다르게 하면 식 (5)의 capacitance 행렬은 약 결합된 상호결합선로에 대해서 다음과 같이 쓸 수 있다^[2].

$$\begin{aligned}
 C_{11} &= C_{22} = \dots = C_{nn} \cong C_o \\
 k_i &= C_{i(i+1)} / C_{ii}
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

여기서 k_i 는 coupling 계수로 선로의 폭이 정해져 있으므로 선로 사이의 간격에 따라 결정된다. 따라서

$$C = \begin{pmatrix} C_o & -k_1 C_o & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -k_1 C_o & C_o & -k_2 C_o & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -k_2 C_o & C_o & -k_3 C_o & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & -k_{n-1} C_o & C_o \end{pmatrix}
 \tag{23}$$

따라서 단락된 상호결합선로의 단위길이당 capacitance는

$$\begin{aligned}
 C_{tot} &= \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n C_{ij} = C_o \{ (1 - k_1) \\
 &+ \dots + (1 - k_{i-1} - k_i) + \dots + (1 - k_{n-1}) \}
 \end{aligned}
 \tag{24}$$

이다.

식 (6)에 의하여 inductance 행렬은 계산이 되는데, 여기서 약하게 상호 결합되고 매체가 공기로 채워져 있는 capacitance 행렬은 식 (23)과 같은 tri-diagonal 행렬이 된다.

$$\begin{aligned}
 C^{a_{11}} &= C^{a_{22}} = \dots = C^{a_{nn}} \cong C^a_o \\
 k^a_i &\cong C^{a_{i(i+1)}} / C^{a_{ii}}
 \end{aligned}
 \tag{25}$$

따라서 식 (6)에 따른 inductance 행렬은 정확히는 capacitance와 같이 tri-diagonal 행렬은 아니나 상호간섭이 약할 때 근사적으로 다음과 같이 구해진다^[7].

$$\begin{aligned}
 L &= \mu_o \epsilon_o C_a^{-1} \\
 &\cong \frac{\mu_o \epsilon_o}{C^a_o} \begin{pmatrix} 1 & k^a_1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ k^a_1 & 1 & k^a_2 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & k^a_2 & 1 & k^a_3 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & k^a_{n-1} & 1 \end{pmatrix}
 \end{aligned}
 \tag{26}$$

여기서 또한 C^a_o 는 매체가 공기로 균일하고 coupling이 없는 단일전송선의 단위길이당 capacitance이므로

$$L_o = \frac{\mu_o \epsilon_o}{C^a_o}
 \tag{27}$$

의 관계가 성립한다.

따라서 단락된 상호결합선로의 단위길이 당 inductance는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$L_{tot} = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (-1)^{i+j} L_{ij} = L_o \{ (1 - k^a_1) + \dots$$

$$+ (1 - k^{a_{(i-1)}} - k^{a_i}) + \dots + (1 - k^{a_{n-1}}) \quad (28)$$

매체가 균일한 stripline일 경우 coupling factor가 $k_i = k^a_i$ 인 관계를 가진다. 따라서 식 (20)과 식 (21)에 의해 단락된 상호 결합선로의 특성 impedance와 비교 전기각은

$$Z_m = Z_o \quad (29)$$

$$\gamma = \frac{\{(1 - k_1) + \dots + (1 - k_{i-1} - k_i) + \dots + (1 - k_{n-1})\}}{n} \quad (30)$$

와 같이 나타난다. 위의 결과에 따라 단락된 상호 결합선로의 특성 임피던스는 단일 전송선로의 특성 임피던스 Z_o 와 같음을 알 수 있다.

그러나 위상속도가 단일 전송선의 위상속도보다 작고, 결과적으로 단일 전송선에 비하여 길이가 식 (30)과 같이 줄어 보이는 것을 알 수 있다. 식 (30)에 의해 meander line을 단일 전송선으로 등가화 하였을 때의 등가 길이는

$$l_{eq} = \{(1 - k_1) + \dots + (1 - k_{i-1} - k_i) + \dots + (1 - k_{n-1})\} l_c \quad (31)$$

이다. 결합이 무시될 때를 생각하면 전체 길이는 nl_c 가 되나 식 (31)의 경우 coupling에 의하여 줄어든 것을 알 수 있다. 식 (31)의 첫째 항과 끝항은 외곽의 두 선로는 각각 coupling이 k_1, k_n 이므로 이로 인한 외곽 두 선로 길이의 수축을 나타내며, 가운데 항은 각 선로의 coupling은 왼쪽으로 $k_{(i-1)}$ 오른쪽으로 coupling이 k_i 이므로 이로 인한 길이의 수축을 나타낸다.

매체가 불 균일한 microstrip일 경우 coupling factor가 $k_i \neq k^a_i$ 인 관계를 가진다. 따라서 단락된 상호 결합선로의 특성 impedance와 비교 전기각은

$$Z_m = \frac{\{(1 - k^{a_1}) + (1 - k^{a_1} - k^{a_2}) + \dots + (1 - k^{a_{n-1}})\}}{\{(1 - k_1) + (1 - k_1 - k_2) + \dots + (1 - k_{n-1})\}} \cdot Z_o \approx Z_o \quad (32)$$

$$\gamma = \frac{1}{n} \{(1 - k_1) + (1 - k_1 - k_2) + \dots + (1 - k_{n-1})\}^{1/2}$$

$$\times \{(1 - k^{a_1}) + (1 - k^{a_1} - k^{a_2}) + \dots + (1 - k^{a_{n-1}})\}^{1/2} \quad (33)$$

와 같이 나타난다. Microstrip의 경우 특성 impedance는 Z_o 가 아니며 일반적으로 $k^a_i > k_i$ 이므로 impedance는 Z_o 보다 약간 작아지고, 길이는 stripline에 비해 수축되는 것이 복잡한 방식으로 수축되는 것을 알 수 있다. 식 (33)을 길이로 환원하면

$$l_{eq} = \{(1 - k_1) + (1 - k_1 - k_2) + \dots + (1 - k_{n-1})\} \times \{(1 - k^{a_1}) + (1 - k^{a_1} - k^{a_2}) + \dots + (1 - k^{a_{n-1}})\}^{1/2} l_c \quad (34)$$

와 같다.

식 (31)과 식 (34)의 응용을 보이기 위해서 그림 3과 같은 형태의 meander line에 대해서 길이를 strip line과 microstrip 형태에 대해서 계산을 보였다.

Stripline의 경우 특성 impedance는 meander line의 폭을 알면 결정되며, 총 길이(A-B)는 아래의 길이를 합하면 될 것이다.

Termination으로 사용된 길이 = $l_1 + l_2 + l_3$

Bend로 사용된 길이 = $6l_B$

상호결합선로 길이 = $2f_2 (l - k_3) + f_1 (l - k_1) + (l - k_1 - k_2) + (l - k_2 - k_3) + (l - k_3)$

이것이 microstrip인 경우 마찬가지로 특성 impedance는 meander line의 폭을 알면 근사적으로 결정되며 총 길이(A-B)는 아래의 길이를 합하면 될 것이다.

Termination으로 사용된 길이 = $l_1 + l_2 + l_3$

Bend로 사용된 길이 = $6l_B$

상호결합선로 길이 =

$$\left\{ \begin{array}{l} 2f_2 \{(1 - k_3)(1 - k^a_3)\}^{1/2} \\ + f_1 \{(1 - k_1) + (1 - k_1 - k_2) \\ + (1 - k_2 - k_3) + (1 - k_3)\}^{1/2} \\ \times \{(1 - k^a_1) + (1 - k^a_1 - k^a_2) \\ + (1 - k^a_2 - k^a_3) + (1 - k^a_3)\}^{1/2} \end{array} \right.$$

따라서 식 (31) 및 식 (34)를 이용, 회로 배치시 수치해석에 의존하는 방법보다 용이하게 배치할 수 있을 것이다.

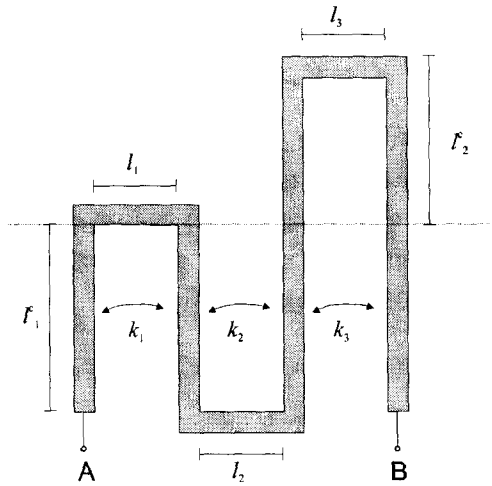


그림 3. 일반적인 Meander line

III. 계산 결과 비교

이 장에서는 앞서서 전개한 meander line의 해석결과를 simulation 결과와 비교하기 위하여 MDS에서 circuit simulation을 하여 보았다. 우선 meander line은 단락된 상호결합선로와 termination에 사용된 전송선의 총합의 cascade로 볼 수 있음을 확인하기 위하여, 5단으로 된 meander line을 사용 그림 4의 (a)와 (b)에 대하여 MDS에서 circuit simulation을 하여 보았다. 이 때 stripline은 유전율이 2.55 기판을 사용하였고, 단일 선로의 특성 임피던스가 주파수 1 GHz에서 50 Ω 이 되도록, 모든 선로 폭을 1.1614 mm로 하고, 총 길이는 $\lambda/8(23.47 \text{ mm @1 GHz})$ 가 되도록 하였으며,

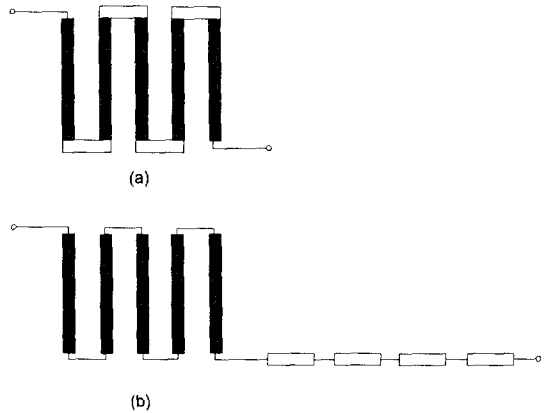


그림 4. Meander line(a) 및 단락된 상호결합선로와 termination 전송선과의 cascade (b)

상하의 총 두께가 62 mil이 되게 하였다. 그리고 인접선로간의 간격은 0.8 mm로 하였다.

그림 5에서는 그림 4의 (a)와 (b)의 두 경우를 주파수 100 MHz에서 2.1 GHz까지 simulation하여 그 결과를 비교하였다. 두 회로의 S_{11} 과 S_{12} 를 polar chart에 나타내었다. A는 meander line(a)의 simulation 결과이고 B는 단락된 상호결합선로와 terminated line의 cascade 형태를 simulation 한 결과이다. 이 때 A, B의 경우가 서로 일치하는 것을 볼 수 있다. 그림 (a)로부터 두 선로 모두 특성 impedance가 reference impedance와 같아 S_{11} 의 경우 거의 원점에 위치하며, S_{21} 의 경우 주파수에 대하여 delay만 나타나므로 단일 전송선 같이 행동함을 알 수 있다. 또한 두 응답은 구분하기 어려울 정도로 일치함을 알 수 있다. 따라

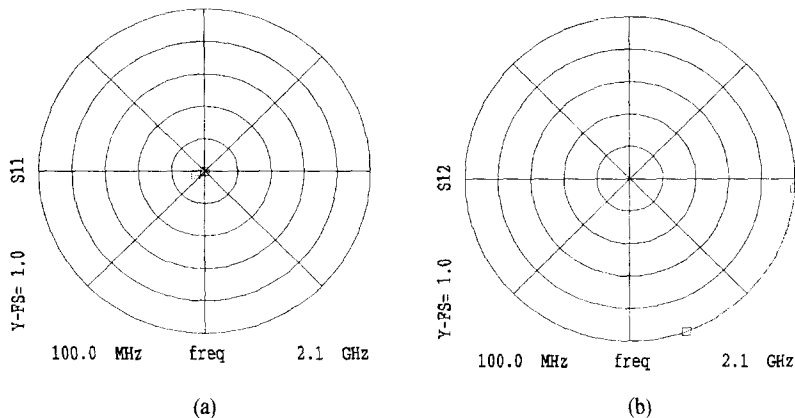


그림 5. Meander line과 단락된 상호결합선로와 단일 전송선의 cascade형태의 simulation 결과. (a) S_{11} , (b) S_{12}

서 meander line을 단락된 상호결합선로와 terminated line의 cascade 형태로 볼 수 있음을 알 수 있다.

위의 결과를 토대로 하면 상호결합에 의한 영향과 불연속에 의한 영향을 서로 분리하여 생각할 수 있다.

그림 6은 stripline에 대해 유전율이 4.8인 기판을 사용하였고, 폭이 모두 0.3 mm로 하고 두께 1.6 mm로 하여 주파수 1 GHz에서 MDS를 사용하여 simulation한 것과 EM simulation한 것을 보였다. 이때 편의상 coupling을 결정하는 간격을 모두 같게 하였으며 이를 변화시켜 가면서 상호결합 정도를 다르게 하였다. 그림 6에는 coupling 변화에 따른 총 길이의 변화를 각각의 경우에 대하여 그렸다. Coupling을 크게 함에 따라 간격은 줄어들게 되므로 coupling을 고려하지 않은 총 길이는 그림과 같이 줄어들게 될 것이다.

그러나 momentum simulation 경우나 coupling을 고려한 회로 simulation 모두 이것보다 급격히 감소함을 알 수 있다. 이것의 오차는 coupling이 0.26 일 경우 약 17° 차이가 나는 것을 알 수 있다. 반면 이론치의 경우 실제보다 더 작은 값으로 예측되며, 그 차이는 약 4° 차이가 나는 것을 알 수 있다. 따라서 상당한 coupling 까지 비교적 정확히 총 길이를 예측할 수 있음을 알 수 있다(약 10% = 4/40의 오차)

여기서 coupling이 발생하는 coupled line의 단위 길이당 수축률을 알아보기 위하여 각 경우에 대하여 다시 계산하여 그림 7에 나타내었다. 여기서 nor-

malized length는 단락된 상호 결합선로 길이를 nl_c 로 나누는 것으로, 세 결과는 모두 coupling이 0.1보다 작을 경우 이론치에 가까운 결과를 보이거나, coupling이 커질 경우 이론치와의 차이가 더욱 커짐을 볼 수 있다. 이것은 계산시 약한 coupling을 가정하고 계산하였기 때문이고, coupling이 커지는 것에 대해 보정하려고 하면 식 (26)으로 주어지는 inductance 행렬을 좀더 수정하면 가까워질 것으로 사료된다. 반면 EM simulation 결과와 회로 simulation 결과도 그림에서 coupling이 커지면 차이가 커지는 것을 볼 수 있다. 이것은 coupling이 커질 때 무시하였던 termination과 상호결합선로간의 coupling 및 기타 coupling의 영향으로 사료된다.

그림 8은 microstrip meander line에 대해 주파수 1 GHz에서 MDS를 사용하여 simulation한 것과 EM simulation한 것을 보였다. 이 때 유전율이 4.8인 기판을 사용하였고, 폭이 모두 0.3 mm로 하고 두께 0.8 mm로 하였다. Stripline과 마찬가지로 간격을 모두 같게 하였으며, 이를 변화시켜 가면서 상호결합 정도를 다르게 하였다.

그림 8에서 우선 stripline의 경우와 마찬가지로 coupling을 고려하지 않은 경우 총 길이가 coupling에 따라 감소함을 볼 수 있다. 그림 8에서의 coupling은 앞서의 계산에서 k 를 나타낸다. 이 그림도 stripline 경우와 유사함을 알 수 있다. 약 coupling 0.26에서 coupling을 고려하지 않을 경우 14°의 차이를 보이며 반면 이론치는 6° 정도의 차이를 보이고 있다. 이것

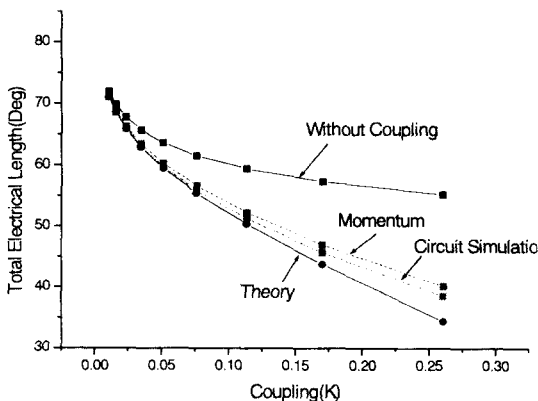


그림 6. Coupling에 따른 총 길이의 변화

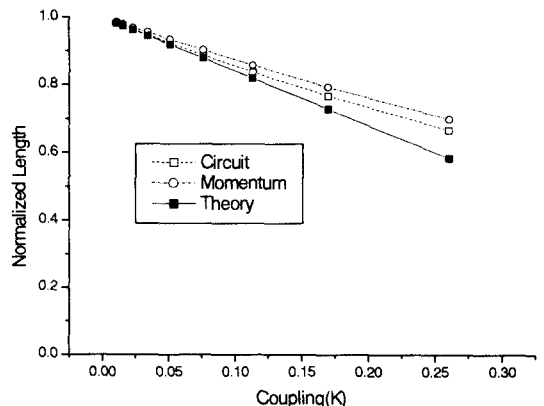


그림 7. Stripline에서의 coupled section의 단위 길이당 수축율의 회로 및 EM simulation 결과 비교

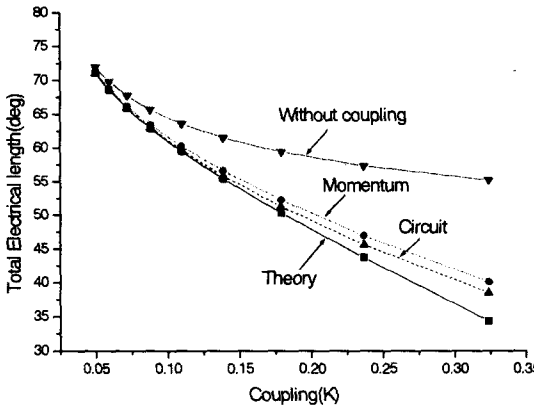


그림 8. Microstrip에서의 coupling에 따른 총 길이의 변화

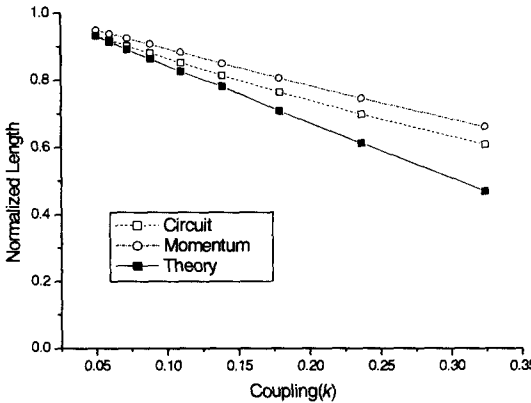


그림 9. Microstrip에서의 coupled section의 단위 길이당 수축율의 회로 및 EM simulation 결과 비교

은 stripline 경우보다 오차가 약간 많이 나는 것을 알 수 있다.

또한 stripline의 경우와 같이 coupling이 발생하는 coupled line의 단위길이당 수축율을 알아보기 위하여 각 경우에 대하여 다시 계산하여 그림 9에 나타내었다.

우선 회로 결과와 이론치를 보면 coupling이 0.1보다 커질 경우 stripline에 비해서 급격히 차이가 나는 것을 볼 수 있다. 이것은 같은 폭과 간격을 가지는 microstrip과 stripline의 경우 일반적으로 $k^a > k$ 이어서 k 는 약 결합이라도 k^a 는 이미 약결합 조건을 벗어나기 때문에 microstrip의 경우 약 결합 조건을 더 빨리 벗어나기 때문이다. 그리고 momentum과의 결과에

있어서는 coupling이 아주 작을 때도 차이를 보이는데 이것은 circuit simulator에서의 bend 불연속과 momentum에서의 bend 불연속 계산치가 약간의 차이를 보이기 때문이다. 따라서 단락된 상호 결합선로의 길이를 구하기 위하여 meander line에서 bend 효과를 뺐을 때 보이는 차이로 볼 수 있다. 그리고 coupling이 커질 경우 momentum과 회로 simulation치의 차이가 커지는 것은 stripline에서와 같은 이유로 볼 수 있다.

IV. 결 론

Meander line은 상호결합에 의하여 그 특성이 단일 전송선과 다르게 나타난다. 따라서 본 논문에서는 meander line의 특성이 어떻게 변화하는지 해석하여 보았다. 통상적인 가정하에 해석결과 meander line을 단락된 결합선로와 terminated transmission line set이 cascade 된 형태로 볼 수 있었다.

또한 상호결합에 의한 meander line을 해석하기 위하여 단락된 상호결합선로의 L, C 를 이용하여 특성 임피던스와 위상상수를 구하였다. 그 결과 곧게 뺐은 단일 전송선로와 비교하여 볼 때 특성 임피던스는 단일 전송선로와 같고, 위상은 단일 전송선로의 경우보다 수축되는 것을 알 수 있었다. 따라서 meander line을 약 결합시에는 준 전송선로로 사용할 수 있음을 알 수 있다.

본 논문에서는 상호결합에 의하여 길이가 수축되는 정도를 계산하였다. coupling factor가 0.1까지는 비교적 잘 맞지만 그 이후에는 오차가 커지는 것을 볼 수 있었다. 회로 simulation치와의 차이의 주된 이유는 coupling이 0.1보다 커질 경우 약 coupling이라고 볼 수 없기 때문이고, 이것은 inductance 행렬을 좀더 수정할 경우 강한 coupling에도 오차를 줄일 수 있다고 본다. 그러나 momentum과의 오차는 본질적인 것으로 meander line에서 발생하는 여러 가지 무시했던 coupling의 기여로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] R. Sato, "A design method for meander-line networks using equivalent circuit transformations",

- IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-19, No. 5, May, 1971.
- [2] K. C. Gupta, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed., Boston, Artech House, 1996.
- [3] W. P. Harokopus and P.B. Katehi, "Electromagnetic coupling and radiation loss considerations in microstrip (M)MIC design", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-39, Mar., 1991.
- [4] I. Wolff, "From static approximations to full-wave Analysis: The analysis of planar line discontinuities", *International J. of MIM-Wave Computer-Aided Engineering*, vol. 1, no. 2, 1991.
- [5] D.G. Swanson, "A novel method for modeling between several microstrip lines in MIC's and MMIC's", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. MTT-39, June, 1991.
- [6] 이진홍, "선로간 상호 결합과 밴드의 등가회로를 이용한 마이크로스트립 미앤더 선로 해석", 전자파기술학회지, 제5권 1호, 1994.
- [7] D. Dalquist and A. Bjorck, *Numerical Methods*, Prentice-Hall, pp. 165-167, 1974.

염 경 환



1976년~1980년: 서울대학교 공과대학 전자공학과(공학사)
 1980년~1982년: 한국과학기술원 전기 및 전자과(공학석사)
 1982년~1988년: 한국과학기술원 전기 및 전자과(공학박사)
 1988년 3월: 금성전기(주) 소재부품

연구소 선임연구원(MIC팀 팀장)

1990년 3월: 금성전기(주) 소재부품연구소 책임연구원
 1991년 5월: 금성정밀(주) 기술연구소 연구1실 책임연구원
 1991년 8월: (주) LTI
 1995년 10월: 충남대학교 전파공학과 조교수
 1999년 10월: 충남대학교 전파공학과 부교수
 [주 관심분야] 마이크로파 회로 및 시스템

강 명 숙



1998년 2월: 충남대학교 전파공학과(공학사)
 2000년 2월: 충남대학교 전파공학과(공학석사)
 2000년 3월~현재: 삼성전자 정보통신총괄 무선사업 개발1부
 [주 관심분야] RF회로 및 시스템,

Blue tooth