DBpia

論 文

복수 비직선 신호선로의 불요전자파 복사에 관한 해석

正會員 尹 賢 普* 正會員 朴 恒 九** 正會員 林 桂 在*

An Analysis of unintentional radiation from multiple non-linear transmission lines.

Hyun Bo YOON* Hang Gu PARK* Gye Jae LIM* *Regular Members*

要 約 단일 직선선로의 불요복사에 대한 이론을 확장하여, PCB와 같이 다수의 비직선 선로에 임의의 신호가 개별적으로 전송될 때 이 PCB 전체에서 발생하는 불요전자파 복사의 크기를 정량적으로 구할 수 있는 보다 일반화된 해석방법을 얻기위하여 복사현상의 회로모형을 배열 안테나 이론에 적용하여 구했다.

제안된 해석방법의 타당성을 확인하기 위해 2개 및 3개의 서로 다른 임의의 비직선전송선로에 600MHz의 신호원을 인가하여 시뮬레이션한 결과와 측정된 불요복사 특성과 비교하여 서로 잘 일치함을 확인하였다.

ABSTRACT A generalized expression of radiation intensity from multiple non linear transmision lines is derived from the circuit model of radiation phenomena and the phased array antenna theory, for PC traces having independent signal sources.

An adequacy of this proposed analitical method was verified comparing with computer simulation and experimental results for two and three non linear transmission lines feeded by 600 MHz signal.

I. 서 론

전기전자 기기 및 시스템으로 부터의 불요전자파 복사 문제는 EMI/EMC 분야에서 점차적으로 증가하고 있는 주파수 스펙트럼 오염의 주요한 요인이 되고 있으며, 특히 신호 배선 계통 및 신호 전송선로에서의 불요복사가 가장 큰 문제이다. 이 때문에 유한한 길이를 갖는 전송선로로 부터의 복사모형을 이론적으로 다루는 것이 매우 중요하다.

전송선로에서의 EMI에 관한 연구는 외부 전자파에 의해 선로에 전압, 전류가 유기되는 결합현상(coupling phenomena)에 대한 연구가 주로 다루어져 왔으며[1]-[5], 선로상의 전류에 의한 전자계 복사현상(radiation phenomena)에 대한 연구[6] [9]와 결합현상의 회로모형으로 부터 복사현상의 회로모형을 유도하는 연구[10] [13]는 매우 제한된 조건하에서만 다루어져 왔다.

결합현상의 회로모형으로부터 복사현상의 회로모형을 유도하는 연구는 선로의 양쪽 종단을 포트(port) 2와 3으로, 외부 전자계의 발생원이 되는 안테나의 부하측을 포트 1으로 두고 각 포트사이의 전압, 전류 관계를 그림 1과 같은 결합현상의 3 port network으로 모델화하여 이 단자망 임피던스 matrix를 구하며, 이 matrix를 복사현상을 표현하는 그림 2와 같은 3 port network 모형에 결합현상의 가역적 특성을 적용하여 포트 2와 3에 흐르는 전류로 인해 발생한 포트 1에서의 전류를 구하는 것이다. 마지막으로 포트 1의 전류와 절대이득(absolute gain)을 고려하여 입력단에 존재하는 전자계를 구할 수 있다.

*東國大學校 電子工學科
Dept. of Elec. Eng. DongGuk Univ.
**韓國電子通信研究所 TDX開發團
ETRI
論文番號 : 91-56(接受1991. 1. 16)

www.dbpia.co.kr

현재까지의 연구로는 이 이론이 유한한 길이의 직선선로의 경우나 간단한 형태의 굴곡(bent)를 갖는 특수한 경우의 선로에서만 적용되어 왔으며, 일반화된 해석이 부족하였다.

본 논문에서는 이러한 특수한 경우를 보다 확장하여 단일 전송선로가 임의의 비직선 형태로 존재하는 경우의 복사현상을 해석하였다.

또한 PCB 상의 선로구조와 같이 비직선전송선로가 임의의 위치에 다수개 배열되어 있을 때는 단일 비직선전송선로의 복사현상 회로모형을 단일 안테나 소자(element)로 보고 위상 배열 안테나 이론(phased array antenna theory)[14]-[16]을 적용하여 전체 선로구조로 부터 복사되는 전계강도를 방위각과 앙각에 따라 해석할 수 있는 방법을 제안하였다.

제안된 해석방법을 확인하기 위해 먼저 단일 직선선로의 연구 결과[11]와 제안된 해석방법의 시뮬레이션 결과를 비교하여 일치함을 확인하였으며, 또한 1개의 line section을 갖는 길이 6cm 직선선로 3개가 임의적으로 배열된 경우와 3개의 line section을 갖는 길이 18cm 비직선선로 2개가 임의적으로 배열된 경우를 시뮬레이션하여 측정결과와 비교함으로써 잘 일치함을 확인하였다.

Ⅱ. 비직선전송선로에서의 복사 전자계

직경이 d인 전송선로가 그림 3과 같이 완전접지면 상 높이 h에 임의의 구조로 위치해 있고, 자유공간상의 점 $P(r,\theta,\phi)$의 외부 전자파가 선로에 결합되어 유기된 진행파의 파장길이가 d와 h 보다 매우 긴 경우에는 이 진행파의 기본 전파모드를 TEM 모드로 가정할 수 있다.

이 결합현상의 경우에 자유공간상의 점 $P(r,\theta,\phi)$의 전계 $E_i(i=\theta,\phi)$ 성분은 안테나 내부저항 R_g와 전압원 V_g로 부터 절대이득 G_a인 안테나를 통하여 생성된다고 하면, 점 P_0에서 점 P_1까지의 비직선전송선로 양쪽 포트 2,3과 안테나 포트 1 사이에는 그림 1과 같은 3 port network이 구성될 수 있다.

이와 동일한 구조의 전송선로에서의 전자파 복사현상은 포트 1 대신에 전송선로의 포트 2에 전압원 V_g와 R_g가 존재하여, 이로인해 발생된 선로상의 전류가 자유공간 상의 점 $P(r,\theta,\phi)$에 전자계를 생성시켜 이때 이점에 위치한 측정 안테나의 부하 R_1에 전류가 유기된다. 즉, 전송선로로부터의 복사현상은 그림 2와 같은 3 port network으로 모델화할 수 있으며, 이것은 그림 1과는 가역적 관계이다.

비직선전송선로는 그림 4와 같이 l_1부터 l_n까지의 직선선로부(linesection)가 cascade 형태로 연결된 것이므로 직선선로의 복사현상 해석방법[11]을 확장하여 그림 2와 같은 비직선전송선로의

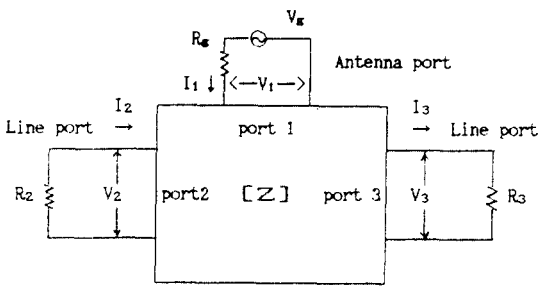


그림 1. 결합 모형에 대한 등가 3 port network.
Fig 1. The equivalent 3 port network for circuit model of coupling phenomena.

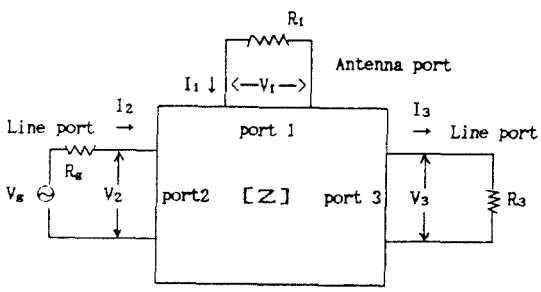


그림 2. 복사 모형에 대한 등가 3 port network.
Fig 2. The equivalent 3 port network for circuit model of radiation phenomena.

www.dbpia.co.kr

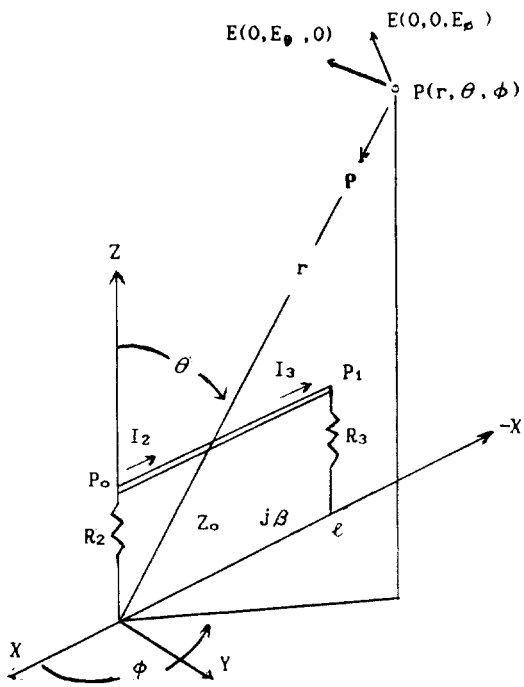


그림 3. 외부 전자파와 선로 사이의 결합현상
Fig 3. The coupling phenomena between external electromagnetic wave and a line.

새로운 3 port network으로 나타내어 해석할 수 있다.

즉, cascade 형태로 연결된 것은 각 직선선로부의 inverse chain matrix에 대한 곱을 수행함으로써 비직선전송선로 전체의 inverse chain matrix 를 구할 수 있다.

비직선전송선로가 임의의 위치에서 임의의 각도를 향해 배치되어 있을때의 결합현상을 고찰해 보면, 외부 전자파에 의해 이 선로에 유기되는 전압과 전류는 포트 2,3의 종단부하와는 무관한 항으로 표시되는 유기 등가전압원, 전류원으로 구해지므로[10], 그림 4와 같이 n개의 직선선로부와 n-1개의 굴곡점(bent)을 갖는 단일 비직선전송선로는 각 직선선로부에 대한 개별적인 유기 등가전압원, 전류원이 그림 5와 같은 등가회로로 표현된다.

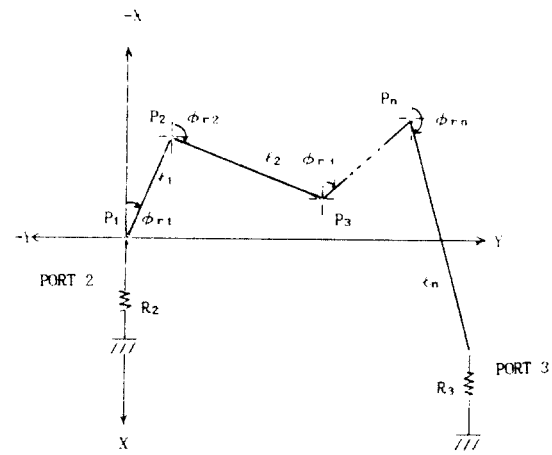


그림 4. 임의의 비직선 선로 형태
Fig 4. The configuration of an arbitrary non-linear transmission line.

이와 같이 각 section에 분포하는 등가전압원, 전류원은 다음 그림 6과 같은 이론에 의해 포트 3에 집중된 등가전압원, 전류원으로 변환

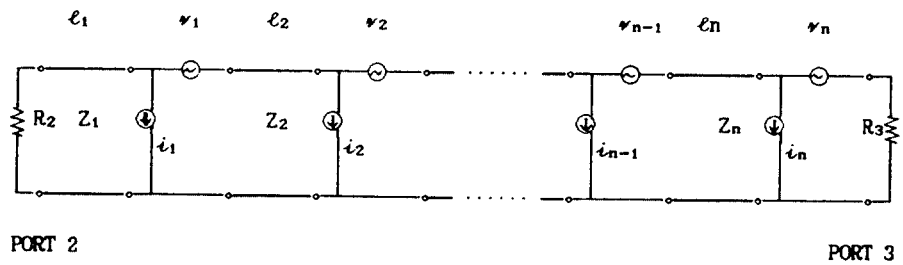


그림 5. 비직선전송선로의 등가회로
Fig 5. The equivalent circuit of a non linear transmission line.

www.dbpia.co.kr

가능하다.

그림 6.(a)의 분포 등가전압원, 전류원과 그림 6.(b)의 집중 등가전압원, 전류원 v_a, i_a의 변환 관계는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_n \\ i_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_m \\ i_m \end{bmatrix} + [F(\ell_m)]^{-1} \begin{bmatrix} v_{m-1} \\ i_{m-1} \end{bmatrix} \quad (1)$$

그리고 위의 집중 등가전압원, 전류원으로부터 구해지는 계수의 일반식은

$$\begin{bmatrix} A_{ai} \\ B_{ai} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{mi} \\ B_{mi} \end{bmatrix} + [F(\ell_m)]^{-1} \begin{bmatrix} A_{(m-1)i} \\ B_{(m-1)i} \end{bmatrix} \quad (2)$$

으로 표현할 수 있다.[10].

이 등가전압원, 전류원의 변환 관계를 그림 5의 경우에 적용하게 되면 n개의 직선선로부와 n−1개의 굴곡점을 갖는 일반 비직선형 선로에 대한 종합계수 A_{ti}와 B_{ti}는 다음과 같이 일반화 될 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} A_{ti} \\ B_{ti} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} A_{ni} \\ B_{ni} \end{bmatrix} + [F(\ell_n)]^{-1} \begin{bmatrix} A_{(n-1)i} \\ B_{(n-1)i} \end{bmatrix} \\ &+ [F(\ell_n)]^{-1} \; [F(\ell_{n-1})]^{-1} \begin{bmatrix} A_{(n-2)i} \\ B_{(n-2)i} \end{bmatrix} \\ &+ [F(\ell_n)]^{-1} \; [F(\ell_{n-1})]^{-1} \; [F(\ell_{n-2})]^{-1} \\ &\quad \begin{bmatrix} A_{(n-3)i} \\ B_{(n-3)i} \end{bmatrix} \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \\ &+ [F(\ell_n)]^{-1} \; [F(\ell_{n-1})]^{-1} \\ &\cdots\cdots [F(\ell_2)]^{-1} \begin{bmatrix} A_{1i} \\ B_{1i} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

여기서 각 직선선로부의 계수 A_{ki}와 B_{ki}(k=1,2,3,⋯,n)는 선로의 위치와 측정점 $P(r,\theta,\phi)$와의

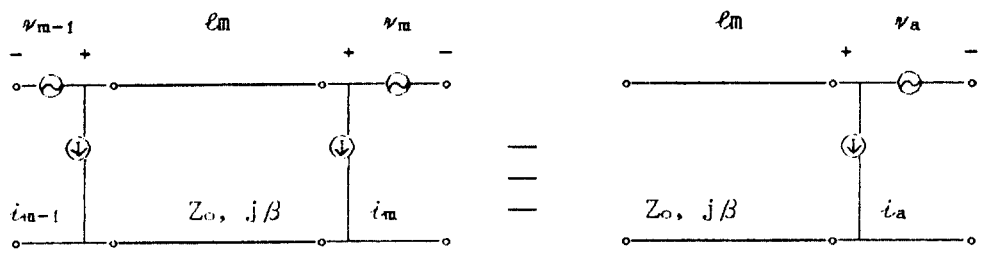


그림 6. 전압원, 전류원의 등가 변환
(a) 선로 line section에 분포된 유기전압원, 전류원
(b) 포트 3에 집중된 등가전압원, 전류원

Fig 6. The equivalent transformation of the voltage and current source.
(a) The induced voltage and current source distributed in each line section.
(b) The equivalent voltage and current source lumped in port 3.

www.dbpia.co.kr

관계로 표현되는 항이므로 P_o점을 원점으로 $-X$ 방향을 향한 선로를 기준좌표로 하여 그림 7과 같이 각 직선선로부 P_k점의 P_o에 대한 좌표이동과 $-X$ 방향에 대한 선로방향의 회전각도에 따라서 측정점 P를 새로운 좌표계에 대한 점 $P(r_k,\theta_k,\phi_k)$로 변환하여야 한다[14].

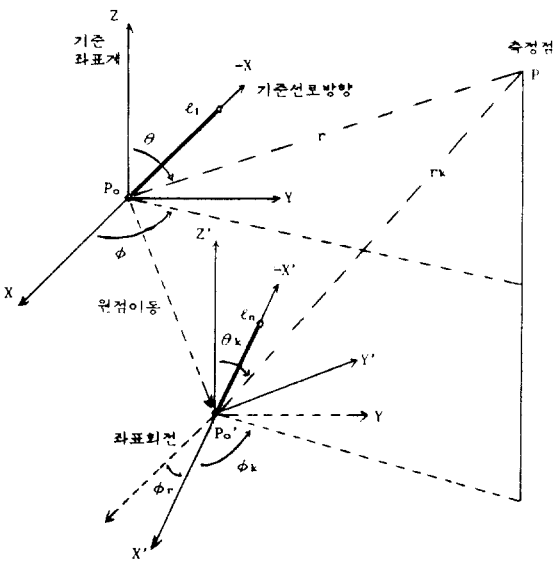


그림 7. 측정점과 선로 section 사이의 좌표 변환 관계
Fig 7. The coordinate relation between measurement point and line section point.

좌표변환에 의해 결정된 식(3)의 A_{ti}와 B_{ti}를 사용함으로써 비직선전송선로에서의 복사현상을 직선선로의 3 port network 경우와 동일하게 표현할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_3 + A_{t1}I_1 \\ I_3 + B_{t1}I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_t & -B_t \\ -C_t & D_t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_3 \end{bmatrix} \tag{4}$$

여기서 A_t,B_t,C_t,D_t는 비직선선로 전체의 chain matrix inversion $[F_t(\ell_t)]^{-1}$의 각 요소로

$$\begin{bmatrix} A_t & -B_t \\ -C_t & D_t \end{bmatrix} = [F_t(\ell_t)]^{-1} = [F(\ell_n)]^{-1}$$

$$[F(\ell_{n-1})]^{-1} \cdots\cdots [F(\ell_2)]^{-1}\,[F(\ell_1)]^{-1} \tag{5}$$

이다.

식(4)를 전개하여 그림 1과 같은 3 port network 에 대한 임피던스 matrix [Z]를 구할 수 있다.

또한 이 3 port network에서 복사현상의 경우에 각 포트의 전압, 전류조건은 다음 식과 같으므로,

$$\begin{aligned} V_1 &= -I_1R_1 \\ V_2 &= V_g - I_2R_g \\ V_3 &= I_3R_3 \end{aligned} \tag{6}$$

총 선로의 chain matrix inversion을 고려하여 결정되는 3 port network 임피던스 matrix [Z]와 식(6)의 조건을 사용하여 각 포트에서의 전류관계를 아래 식과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} 0 \\ V_g \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}+R_1 & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22}+R_g & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33}+R_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ -I_3 \end{bmatrix} \tag{7}$$

www.dbpia.co.kr

이식에서 포트 1의 전류 I_{11}은

$$I_{1i} = \frac{V_g}{\Delta t}\left[Z_{13}Z_{32} - Z_{13}(R_3+Z_{33})\right] \quad (8)$$

여기서 Δ_t는 식(7)의 우측 첫째항 matrix의 행렬식으로, 이 임피던스 matrix의 각 요소는 선로의 구조뿐만 아니라 안테나와 선로사이의 방향 θ, ϕ의 함수이다[10].

위 식은 $P(r,\theta,\phi)$에 위치한 측정안테나 부하저항 R_1에 흐르는 전류로 E_θ와 E_ϕ 성분의 전자계로 인하여 안테나에 유기된 전류이므로, E_θ로 인한 $I_{1\theta}$와 E_ϕ로 인한 유기전류 $I_{1\phi}$로 나뉘어 표현되며, 이 $I_{1i}(i=\theta,\phi)$로 부터 역으로 E_θ, E_ϕ를 구할 수 있다.

$$|E_i|^2 = \frac{P_{1i}(120\beta^2)}{G_a} = \frac{|I_{1i}|^2 R_1(120\beta^2)}{G_a} \quad (9)$$

여기서 P_{11}는 측정안테나 부하 R_1에서 소비된 전력 $|I_{11}|^2 R_1$이다.

Ⅲ. 복수의 비직선 선로로 부터의 복사 전자계

임의의 갯수의 굴곡을 형성하는 비직선형 단일 전송선로가 임의의 배열로 그림 8과 같이 s개 존재하는 경우에 복사 전자계를 해석하는 방법을 제안한다.

각 선로의 포트 2와 3에 존재하는 부하 R_g와 R_3가 서로 다를뿐만아니라 포트 2의 전압원 V_g의 진폭과 위상이 서로 다르므로 이때 각 전압원 V_g는 식(10)과 같이 진폭, 위상 관계를 고려해 주어야 한다.

단, 이때 모든 전압원의 주파수는 모두 동일하다고 가정하며 s개의 비직선 전송선로 중 u번째 선로의 전압은

$$V_{gu} = |V_{gu}| \angle \alpha_u \quad (10)$$

여기서, $|V_{gu}|$는 V_{gu}의 진폭

α_u는 V_{gu}의 위상차(u=1,2,3,⋯,s)

이다.

Ⅱ장에서 언급한 바와 같이 단일 선로에서의 앙각과 방위각에 대한 원거리 복사특성을 선로의 구조(즉, 좌표위치, 길이, 부하값)와 급전전압 및 위상의 함수로 표현하여 하나의 안테나 소자로 볼 수 있었으므로, 그림 8과 같은 경우는 임의의 비직선전송선로들이 독립적인 전압과 위상으로 급전되어 서로 다른 위치에 배열되어 있는 위상배열 안테나(phased array antenna)로 볼 수 있다.

이때 측정 안테나의 부하저항 R_1에 흐르는 총 전류 I_{t1i}는 단일 선로인 경우의 전압원 V_g 대신에 선로 각각의 전압원을 나타내는 V_{gu}를 대입하여 구한 전류 I_{u1i}의 총합으로 표현된다.

$$I_{u1i} = \frac{V_{gu}}{\Delta t}\left[Z_{13}Z_{32} - Z_{13}(R_3+Z_{33})\right] \quad (11)$$

$(u=1,2,3,\cdots,s),(i=\theta,\phi)$

또한 전체 복수선로로 부터의 복사에 의해 측정 안테나의 부하 R_1에 유기되는 전류의 총합은 각 선로 사이의 상호결합을 고려할 때

$$I_{t1i} = \sum_{u=1}^{s}\left(I_{u1i} + \Delta I_{um}\right) \quad (12)$$

이며, 여기서 ΔI_{um}는 복수 선로사이의 상호결합 효과에 의한 u번째 선로에서의 전류변화량으

www.dbpia.co.kr

로, 각 선로의 배열이 random할 때 그 변화는 무시할 수 있으며, 위 식에서 구한 총전류 I_{tu}를 식(9)에 대입하여 s개의 비직선선로로 구성된 경우 θ와 ϕ 성분의 총전계 $|E_{ti}|$는 식(13)과 같이 보다 일반화된 결과로 표시할 수 있다.

$$|E_{ti}|^2 = \left| \sum_{u=1}^{s} (I_{uti} + \triangle I_{um}) \right|^2 \frac{R_t(120\beta^2)}{G_a} \quad (13)$$

Ⅳ. 불요복사의 시뮬레이션

그림 9와 같은 구조의 직선 및 비직선선로가 복수개 배열되어 있는 특수한 경우를 예를 들어서 각각의 경우의 불요복사 전자계의 강도적 크기를 식(10)-(13)을 이용하여 시뮬레이션하였다.

이때 각 선로의 포트 2에 존재하는 전압원 V_{gs}의 진폭과 위상을 개별적으로 인가할 수 있으나 측정시 복잡성을 피하기 위하여 모두 동일한 진폭과 위상을 인가하여 시뮬레이션하였다.

먼저 그림 9.(a)의 경우는 특성 임피던스 75ohm인 길이 6cm 직선선로 3개가 10mm 간격으로 평행하게 배열되어, 완전 접지면 상 h=2 mm에 위치하고 있으며, 이때 각 선로의 포트 2에는 R_g=50ohm, 포트 3은 R_3=100ohm으로 종단되어 있다.

그림 9.(b)의 경우는 특성 임피던스 75ohm인 길이 6cm 직선선로 3개가 10mm 간격으로 지그재그로 배열되어, 완전 접지면 상 h=2 mm에 위치하고 있으며, 이때 각 선로의 포트 2에는 R_g=50ohm, 포트 3은 R_3=100ohm으로 종단되어 있다.

또한 각 선로의 포트 2에 존재하는 전압원 V_{gs}는 600MHz에서 진폭 27dB$_m$, 위상 0으로 모두

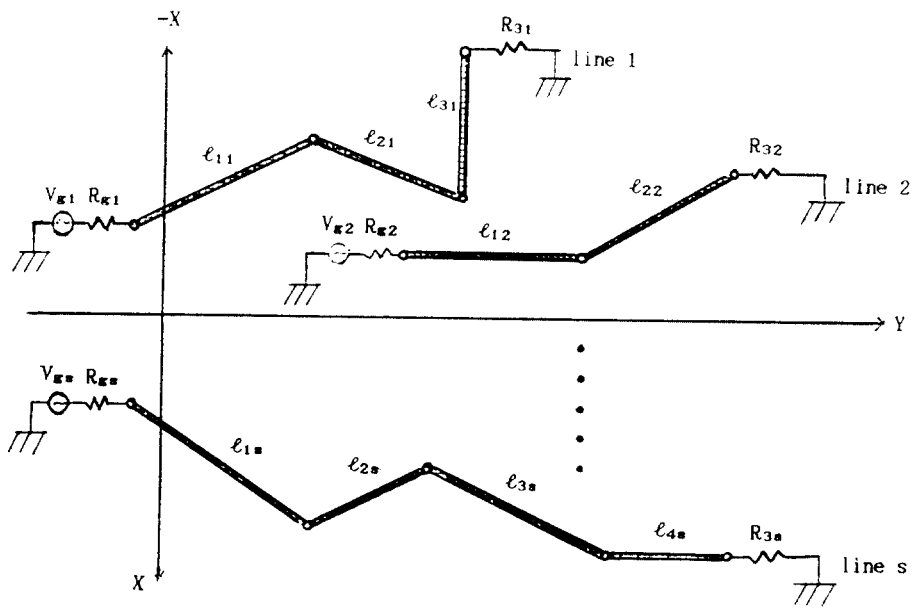


그림 8. 비직선 선로들의 배열
Fig 8. The array configuration of non linear transmission lines.

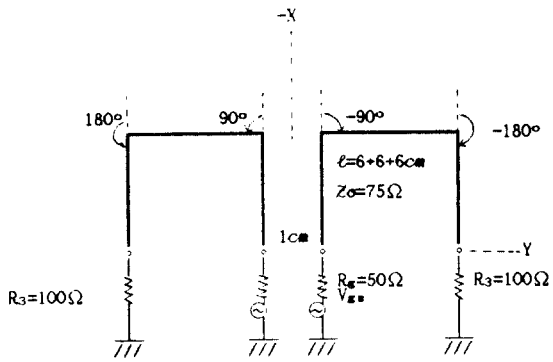
www.dbpia.co.kr

동일하다.

그림 9.(c)의 경우는 특성 임피던스 75ohm인 6cm 길이의 3개 section을 갖는 비직선선로 2개가 각각 임의적으로 배열되어, 완전 접지면상 h=2mm에 위치하고 있으며, 이때 각 선로의 포트 2에는 R_g=50ohm, 포트 3은 R_3=100ohm으로 종단되어 있다.

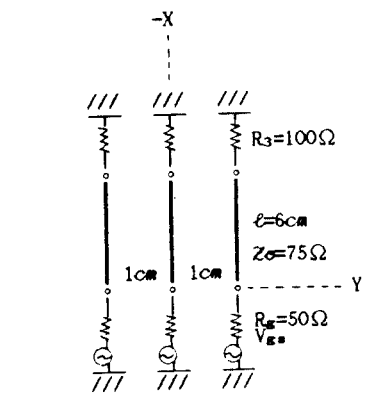
각 선로의 포트 2에 존재하는 전압원 V_{gs}는 600MHz에서 진폭 27dBm, 위상 0°로 모두 동일하다.

각 경우의 전계 E_θ와 E_ϕ를 시뮬레이션하여 그림 10의 (a),(b),(c)에 보였다.

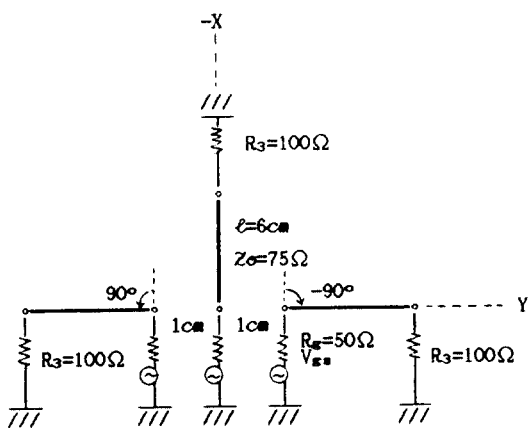


(c)

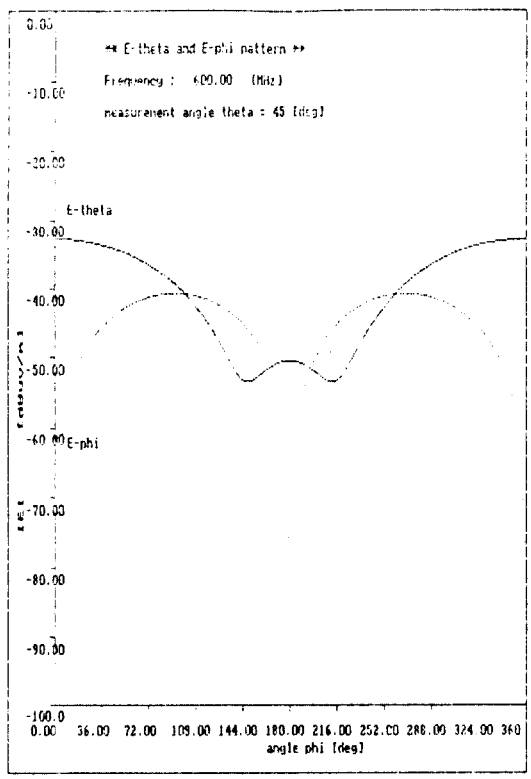
그림 9. 시뮬레이션용 선로 모형
Fig 9. The line configuration for simulation.



(a)

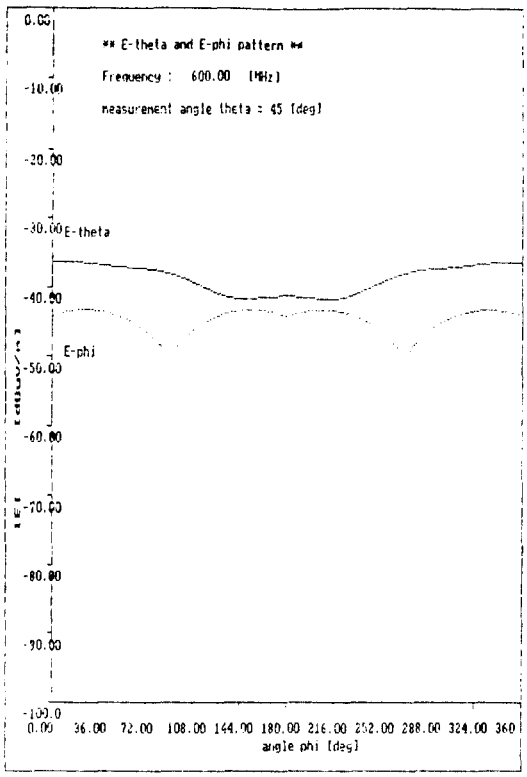


(b)

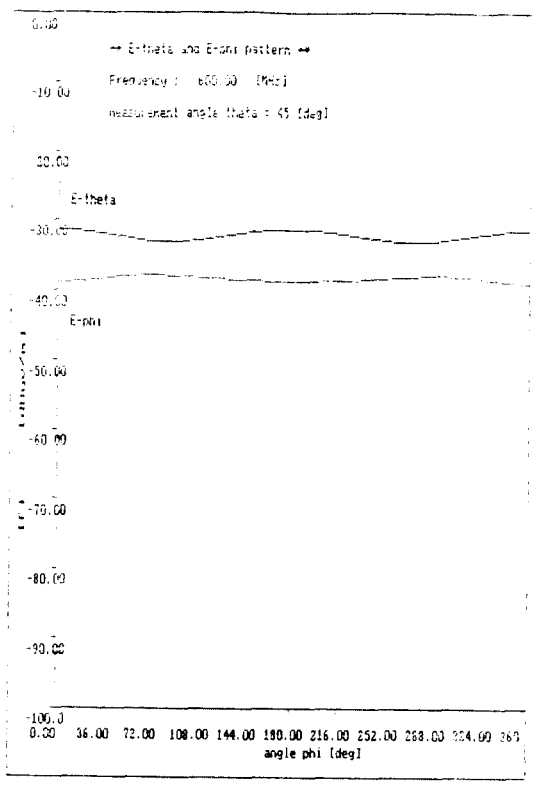


(a)

www.dbpia.co.kr



(b)



(c)

그림 10. 그림 9.(a),(b),(c) 경우의 불요복사 패턴
(a) 그림 9.(a)의 경우, (b) 그림 9.(b)의 경우,
(c) 그림 9.(c)의 경우.

Fig 10. The unwanted radiation patterns for lines of Fig 9.
(a) for Fig 9.(a), (b) for Fig 9.(b), (c) for Fig 9.(c).

V. 측정 및 검토

직선 및 비직선전송선로가 복수개 배열되어 있는 경우의 시뮬레이션 결과를 확인하기 위해 시뮬레이션과 동일한 그림 9의 (a),(b),(c) 선로를 제작하여 동일한 조건하에서 측정을 수행하였다.

측정 안테나로써 포트 1의 조건은 R_1=50ohm, G_a=15dB이며 선로와 안테나 사이의 거리는 3m이다.

측정 방법과 시스템의 구성은 그림 11과 같으며, DUT와 측정 안테나 사이의 앙각은 45°로 고정하고 방위각을 90°부터 180°까지 30°간격으로 회전하여 안테나에 유기된 전력을 측정하였다.

Ⅳ장의 시뮬레이션에서는 복사 전계 레벨을 나타내어 측정된 값과 직접적으로 비교하기 어렵기 때문에 식(12)에서 구해진 포트 1의 전류로부터 유기전력을 계산하여 측정값과 비교하였다.

그림 12에 시뮬레이션 결과와 측정값을 비교하여 나타내었으며, 여기서 제안된 비직선전송선로의 복수개 배열에 대한 복사 전력 레벨 및 복사 전계레벨의 계산이 양호하게 일치함을 확인할 수 있었으며, 따라서 단일 선로의 복사이론을

www.dbpia.co.kr

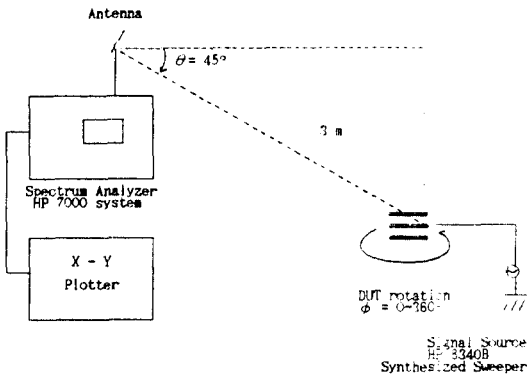


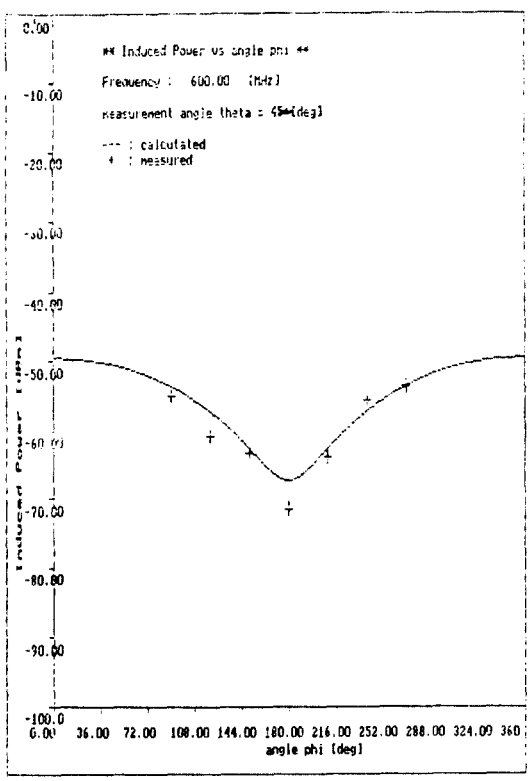
그림 11. 측정 시스템의 구조
Fig 11. The configuration of measurement system.

배열이론으로 확장하는 것이 가능함을 알 수 있었다.

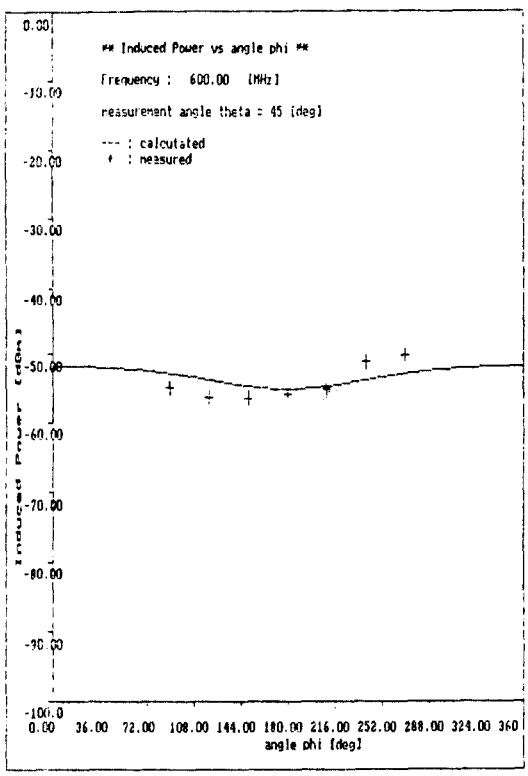
제안된 복수 비직선전송선로의 배열로 부터 발생하는 불요복사 문제에 대한 일반화된 식 (8)을 이용하면 지금까지 수행할 수 없었던 PCB 상의 선로와 같은 복잡한 선로에서의 불요전자파 복사 문제를 처리할 수 있으며, 또한 각종 형태의 선로에 관한 복사를 예측하여 불요복사 특성의 θ와 ϕ에 대한 E_t 성분의 peak치가 최대, 최소가 되는 선로의 설계 방식을 유추하는데 사용될 수 있을 것이다.

Ⅵ. 결 론

대형 전기전자 시스템의 EMI / EMC에 대한 고찰은 전체 시스템을 구성하는 개별 회로의 신호처리 및 실장 상태에 따른 EMI현상을 기본 변수로 사용해야 하기 때문에 이에 대한 보다

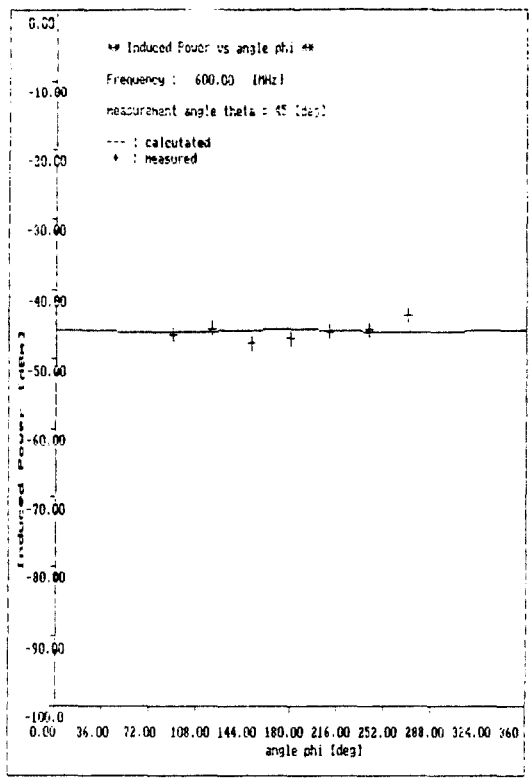


(a)



(b)

www.dbpia.co.kr



(c)

그림 12. 계산값과 측정값의 비교
(a) 그림 9.(a)의 경우. (b) 그림 9.(b)의 경우.
(c) 그림 9.(c)의 경우.
Fig 12. The comparison of the calculation and measurement (a) for Fig 9.(a). (b) for Fig 9.(b). (c) for Fig 9.(c).

정량적인 해석이 기본이 되어야 한다.

또한 이러한 시스템에서 발생 가능한 EMI 현상은 기본적으로 기기 내부의 소자 및 선로, 회로로 부터 필연적인 발생하는 전자파 문제에서 대두된다.

이때문에 임의의 신호를 처리하는 다수의 전송선로를 대상으로 잡음의 불요 복사 특성을 현재까지의 연구보다 정량적으로 해석할 수 있는 방법을 제안하였다.

제안된 이론의 배경으로는 외부에 존재하는 전자파로 인하여 단일 직선선로에 전류가 유기되는 결합현상을 가역적으로 복사현상에 적용한 것이며, 이 이론을 보다 확장하여 다수의 비직선로들이 임의적으로 배치되고 여기에 인가되는 전압원의 위상이 서로 다른 일반적인 경우의 불요 전자파 잡음복사 해석에 관한 일반화된 수식의 전개를 위상 배열 안테나 이론을 적용하여 제안하였으며, 특수한 경우의 시뮬레이션과 측정을 통하여 그 타당성을 확인하였다.

이와같이 불요복사 전계 레벨에 대한 정량적 해석의 가능성은 앞으로 시뮬레이션 결과를 검토함으로써 전기전자 회로의 설계시 선로의 방향과 길이, 사용 주파수에 따른 복사성 EMI 억제에 대한 대응 방안을 제시하는데 활용될 수 있으며, 특히 EMC를 고려한 전기전자 회로의 설계용 CAD에 응용 가능할 것이다.

참 고 문 헌

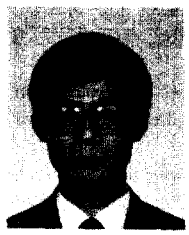
1. N.Ari, and W.Blumer, "Analytic formulation of the response of a twowire transmission line excited by a plane wave", IEEE Tran. on EMC, Vol.30, No.4, pp.437-448, November 1988.
2. S.Frankel, "Forcing functions for externally excited transmission lines", IEEE Tran. on EMC, Vol.22, No. 3, pp.210, August 1980.
3. C.R.Paul, and D.F.Herrick, "Coupling of electromagnetic fields to transmission lines", IEEE 1982 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.307-311, 1982.
4. Y.Kami, and R.Sato, "Coupling model of crossing transmission lines", IEEE Tran. on EMC, Vol.28, No. 4, pp.204-210, November 1986.
5. C.R.Paul, "Efficient numerial computation of the frequency response of cable illuminated by an electromagnetic field", IEEE Trans.Microwave Theory Tech., MTT-22, No.4, pp.454-457, Apr.1974.
6. A.Farrar, and B.Watson, "A simple model for radiation and scattering from wires and surfaces", IEEE 1978 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.418-422, 1978.
7. J.D.Osburn, and D.R.J.White, "Methodology for developing expected values of radiated emission from cables", IEEE 1980 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.39-45, 1980.
8. T.K.Sakar, "Analysis of arbitrarily oriented thin wire

www.dbpia.co.kr

antenna array over imperfect ground plane", Ph. Dissertation, Syracuse Univ., New York, 1975.
9. J.P.Simpson, and R.R.Goulette, "Radiation from microstrip transmission line", IEEE 1988 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.340-343, 1988.
10. Y.Kami, and R.Sato, "Circuit concept approach to externally excited transmission lines", IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol.EMC-27, No.4, pp.177-183, Nov. 1985.
11. Y.Kami, and R.Sato, "Analysis of Radiation Characteristics of a Finite-length Transmission line using a circuit-concept approach", IEEE Trans. Electromagnetic Compat., Vol. 30, No.2, pp.114-121, May 1988.
12. Y.Kami, "Forcing terms of line equations for externaly excited transmission lines", IEEE 1983 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.1-5, 1983.
13. Y.Kami, and R.Sato, "Equivalent circuit for the transmission line under the electromagnetic environment", IEEE 1981 International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pp.139-146, 1981.
14. M.T.Ma, "Theory and application of antenna array", John Wiley & Sons, Inc., New York, 1974.
15. R.E.Collin, "Antenna Theory", McGraw Hill, New York, 1969.
16. N.Amitay, "Theory and analysis of phased array antenna", Wiley Interscience, New York, 1972.

尹 賢 普(Hyun Bo YOON) 正會員
1942年 1月 5日生
1964年 2月 : 韓國航空大學電子工學科 卒業
1982年 2月 : 仁荷大學校 大學院 卒業 (工學博士)
1964年 3月 ~ 1968年10月 : 空軍通信將校
1968年12月 ~ 1979年 2月 : 韓國航空大學 副敎授
1979年 3月 ~ 現在 : 東國大學校 工科大學 電子工學科 敎授

朴 恒 九(Hang Gu PARK) 正會員
1946年 8月 5日生
1970年 2月 : 한양대 전자공학과 공학사
1979年 2月 : 고려대학원 전자공학과 석사
1985年 8月 : 고려대학원 전자공학과 박사
1972年 6月 : KIST방식기기연구실 연구원
1977年12月 : 한국통신기술연구소 선임연구원
1981年12月 : 한국전자통신연구소 책임연구원
1986年 7月 ~ 現在 : 한국전자통신연구소 TDX 개발 단장



林 桂 在(Gye Jae LIM) 正會員
1959年 5月 16日生
1979年 3月 ~ 1983年 2月 : 東國大學校電子工學科 卒業
1984年 6月 ~ 1986年 1月 : 現代電子産業 勤務
1986年 9月 ~ 1988年 8月 : 東國大學校 電子工學科 碩士卒業
1988年 9月 ~ 現在 : 東國大學校 大學院 電子工學科 博士課程
1991年 3月 ~ 現在 : 柳韓工業專門大學 電子科 專任

www.dbpia.co.kr