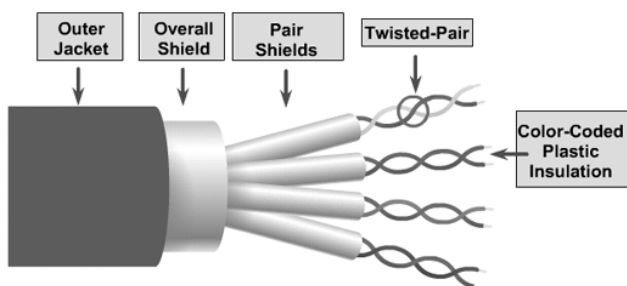


제 2 장 전송선

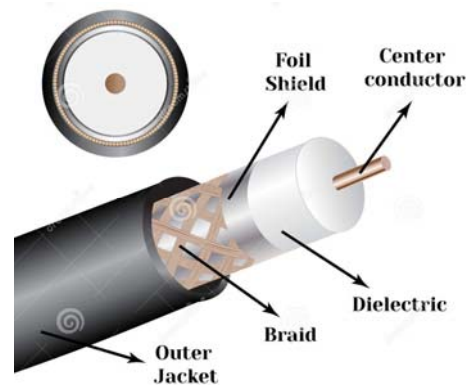
2.1 전송선 기초

1) 전송선(transmission line) 구조

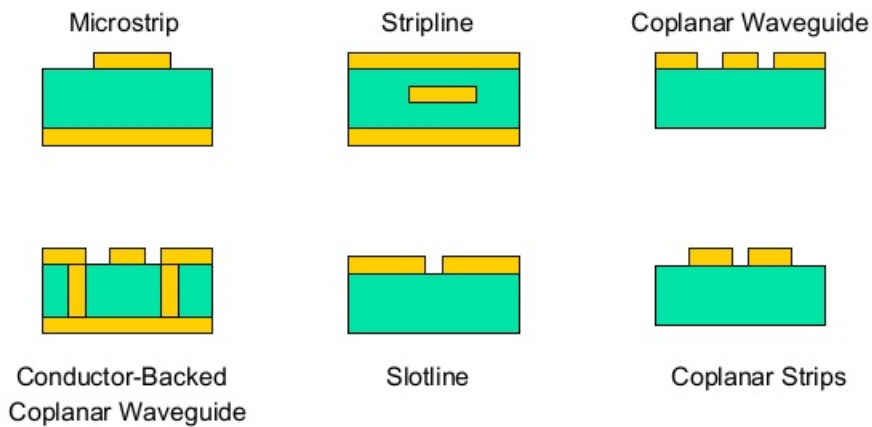
- 저주파(DC–3GHz): 2선(UTP), 동축선, 인쇄회로
- 마이크로파(3–30GHz): 동축선, 도파관, 인쇄회로
- 밀리미터파(30–300GHz): 도파관, 유전체도파관, 인쇄회로
- 테라헤르츠(0.3–3THz): 도파관, 유전체도파관, 인쇄회로
- 적외선(3–400THz; 공간파, 유전체도파관
- 광파($0.380\text{--}0.780\mu\text{m}$, $385\text{--}789\text{THz}\rightarrow 400\text{--}800\text{THz}$): 광섬유(fiber optic)
- 자외선(10–400nm)(UV): 공간파
- X-선(0.01–10nm): 공간파
- 감마선(10pm 이하): 공간파



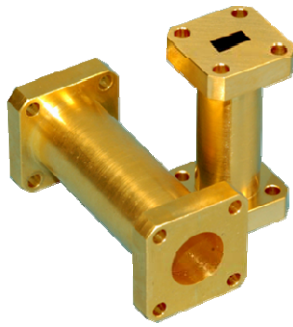
(a) TP(twisted pair) 전송선



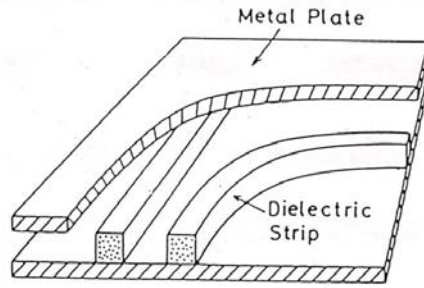
(b) Coaxial 케이블



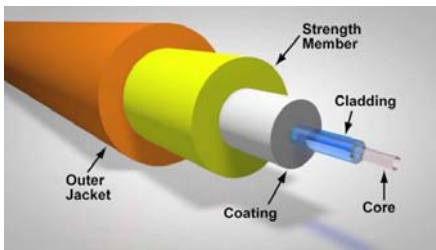
(c) PCB(printed circuit board) 전송선



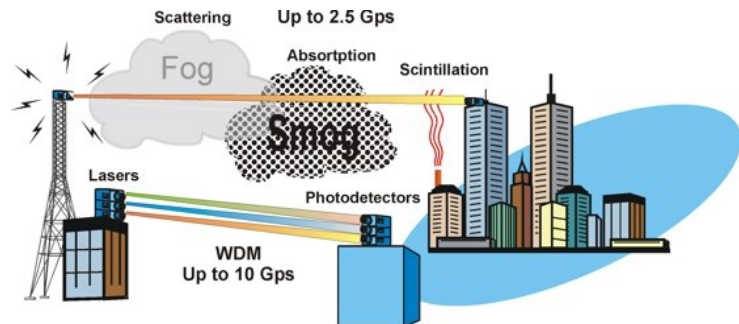
(d) 도파관(waveguide)



(e) 유전체 도파관



(f) 광섬유 전송선



(g) Free-space optical transmission

그림 2.1 전송선 여러가지 형태

○ Radio Spectrum

- 전파 주파수 대역명칭: 용도에 따라 여러 가지 사용

ITU 대역: ELF, SLF, ..., EHF, THF

ECM(전자전) 대역: A, B, C, ..., L, M

EU/NATO 대역: I, G, P, ..., V, W

IEEE 대역: HF, VHF, UHF, L, S, C, X, Ku, K, Ka, V, W, mm

도파관 대역: R, D, S, ..., G, Y

- 저주파(DC-3GHz):

LF = 30-300kHz, MF = 0.3-3MHz, HF = 3-30MHz, VHF = 30-300MHz, UHF = 0.3-3GHz

L-band = 1-2GHz, S-band = 2-4GHz

- 마이크로파(3-30GHz): SHF = 3-30GHz

C-band = 4-6GHz, X-band = 8-12GHz, Ku-band = 12-18GHz, K-band = 18-27GHz

Ka-band = 27-40GHz

- 밀리미터파(30-300GHz): EHF = 30-300GHz

V-band = 40-75GHz, W-band = 75-110GHz

Q-band = 33-50GHz, U-band = 40-60GHz

E-band = 60-90GHz

F-band = 90-140GHz

D-band = 110–170GHz

G-band = 140–220GHz

Y-band = 325–500GHz

- 테라헤르츠(0.3–3THz): THz = 0.3–3THz

- 적외선(3–400THz);

NIR=0.75-1.4 μ m, SWIR=1.4-3 μ m, MWIR=3-8 μ m, LWIR=8-15 μ m, FIR=15-100 μ m):

- 광파(0.380–0.780 μ m, 385-789THz→400–800THz):

Violet = 380nm, Green = 520nm, Red=780nm

- 자외선(10-400nm)(UV):

UV-A = 315–380nm (tanning effect), UV-B = 280–315nm (sunburn, snow blindness)

UV-C = 200–280nm (dangerous, blocked by Earth's ozone layer)

NUV = 300–400nm, MUV = 200–300nm, FUV = 122–200nm, EUV = 10–122nm

- X-선(0.01-10nm):

Hard X-ray = 0.01–0.1nm, Soft X-ray = 0.1–10nm

- 감마선(0.01–10pm): 입자간 충돌, 입자/반입자의 충돌, 원소의 방사선 붕괴, 대전된 입자의 가속 등의 과정에서 발생하는 photon 파동. 우주에서 지구에 도달하는 감마선은 중성자별, 블랙홀에서 발생하는 여러 가지 폭발로 발생한다고 추측됨. 에너지가 높을 수록 파장이 짧음.

$$E = \frac{hc}{\lambda}, E(\text{eV}) = \frac{1.24}{\lambda(\mu\text{m})}$$

- Cosmic ray(0.01pm 이하): 우리 은하계 초신성 폭발시 충격파에 의해 발생하거나 다른 은하계의 블랙홀에서 발생한다고 추측됨. 감마선보다 에너지가 높음. Photon, electron, proton, nucleus, neutrino 등 다양한 입자가 광속에 근접하게 가속되어 발생. 지구에 도달되는 입자는 주로 proton, neutrino이며 다른 입자는 지구에 도달하기 전에 진행과정에서 성간 물질/입자, 지구 대기 기체와 충돌하여 에너지를 잃음.

2) 전송선 패러미터

○ 저주파-테라헤르츠: 특성임피던스 개념 사용

○ 적외선 이상: 전송손실

○ 전송선의 회로모델

- 전송선의 작은 길이를 아래 그림과 같은 회로모델로 표현

- 회로이론 적용 전압 $V(z)$ 와 전류 $I(z)$ 에 관한 미분방정식을 구함.

- 미분방정식을 해: 전압, 전류, 전송선 패러미터를 구함.

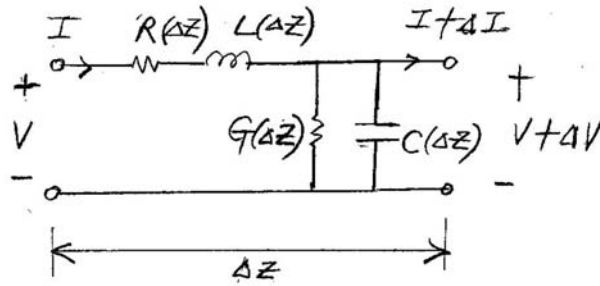


그림 2.2 전송선의 회로모델

R : 단위길이당 저항(Ω/m). 전송선 도체의 저항에 의해 발생

L : 단위길이당 인덕턴스(H/m). 전송선에 저장된 자기장 에너지에 의해 발생

G : 단위길이당 컨덕턴스(S/m). 전송선을 채우는 유전체의 손실에 의해 발생

C : 단위길이당 커패시턴스(F/m). 전송선에 저장된 전기장 에너지에 의해 발생

○ 특성 임피던스 및 전파상수

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (\Omega): \text{특성 임피던스(characteristic impedance)}$$

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \alpha + j\beta \quad (\text{m}^{-1}): \text{전파상수(propagation constant)}$$

α (Np/m): 감쇠정수(attenuation constant)

β (rad/m): 위상정수(phase constant)

○ 무손실 전송선

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega\sqrt{LC}$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}}: \text{선로 파장(guided wavelength) (m)}$$

ϵ_{re} : 유효 유전상수(effective dielectric constant)

○ 저손실 전송선

$$x \equiv \frac{R}{\omega L} \ll 1, y \equiv \frac{G}{\omega C} \ll 1$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left(1 + \frac{xy}{2} - j \frac{x-y}{2} \right) \quad (\Omega) \quad L =$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \left(1 + \frac{(x+y)^2 + 4xy}{8} - j \frac{x+y}{2} \right)$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R}{Z_0} + GZ_0 \right)$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \left[1 + \frac{(x+y)^2 + 4xy}{8} \right] > \beta_{\text{lossless}}$$

○ 저주파 전송선: 손실 전송선

$$x \equiv \frac{R}{\omega L} \gg 1, y = \frac{G}{\omega C} = 0$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R}{2\omega C}} \left[1 + \frac{1}{2x} - j \left(1 - \frac{1}{2x} \right) \right] (\Omega)$$

$$\gamma = \sqrt{\frac{\omega RC}{2}} \left[1 - \frac{1}{2x} + j \left(1 + \frac{1}{2x} \right) \right] (\text{m}^{-1})$$

- 예: AWG 24 전화선로, $f = 1.6\text{kHz}$, $R = 0.165\Omega/\text{m}$, $L = 394\text{nH/m}$, $G = 0\text{S/m}$, $C = 39.4\text{pF/m}$

○ 전송선 패라미터의 주파수 효과: TEM 전송선

$$R = R_{\text{dc}} + R_{\text{ac}} K_i (\Omega/\text{m})$$

$$R_{\text{dc}} = \sum_i \frac{1}{\sigma_i A_i}; R_{\text{ac}} = \sum_i \frac{1}{\delta_i O_i}$$

$\sigma_i, A_i, \delta_i, O_i$: conductivity, cross-sectional area, skin depth, and circumference of the cross-sectional area of each conductor

$K_i = 1 + \frac{2}{\pi} \tan^{-1} [1.4(\Delta / \delta)^2]$: surface roughness correction [Hammerstad & Jensen (1980)]

$\Delta(\text{m})$: rms surface roughness

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}} (\text{m}): \text{skin depth}$$

$$L = \frac{R_{\text{ac}}}{\omega} + L_{\text{dc}} (\text{H/m})$$

$$C = C_{\text{dc}} (\text{F/m})$$

$$G = G_{\text{dc}} + G_{\text{ac}} (\text{S/m})$$

$$G_{\text{dc}} = \frac{1}{\rho} \frac{C_{\text{dc}}}{\epsilon_0 \epsilon_r}; G_{\text{ac}} = (\omega \tan \delta) C_{\text{dc}}$$

$\rho, \tan \delta$: resistivity and loss tangent loss of the dielectric material

○ 전송선 상의 전압, 전류, 입력 임피던스

$V(z) = V^+(z) + V^-(z) = ae^{-(\alpha+j\beta)z} + be^{(\alpha+j\beta)z}$: 전압 (전송선 전기장에 대응)

$I(z) = I^+(z) + I^-(z) = \frac{a}{Z_0}e^{-(\alpha+j\beta)z} - \frac{b}{Z_0}e^{(\alpha+j\beta)z}$: 전류 (전송선 자기장에 대응)

$V^+(z), I^+(z)$: +z 방향으로 진행하는 전압, 전류파동

$V^-(z), I^-(z)$: -z 방향으로 진행하는 전압, 전류파동

$Z_0 = \frac{V^+(z)}{I^+(z)}$: 특성 임피던스(Ω)

$Z_{in} = \frac{V}{I}$: 입력 임피던스(Ω)

○ 전송선을 집중회로 소자로 표현할 수 있는 경우

- 전송선의 길이가 선로파장의 0.1배 이하

- 확인하는 방법

- 단락/개방 전송선의 주파수에 따른 임피던스 해석/계산, 집중회로 정수와 비교

- 종단에 전송선에 정합된 정합부하를 연결하고 입력단에서 임피던스 계산, 전송선에 정합된 전원 임피던스를 가지는 신호 인가 시 정합부하 양단전압을 전원전압과 비교

3) 전송선의 모드(mode)

○ 전송선의 모드

- 전송선 상에서 각각 고유 형태를 가지는 전기장/자기장의 분포

○ 모드의 종류: 파의 진행방향 = z

- TEM(transverse electromagnetic) 모드: $E_z = H_z = 0$

예: TP 케이블, 동축선

- Quasi-TEM 모드 (준 TEM 모드): $E_z \ll 1, H_z \ll 1$

예: 인쇄회로 선로

- TE(transverse electric) 모드(H-모드): $E_z = 0$

예: 사각도파관 TE_{10} 모드, 원형 도파관 TE_{11} 모드

- TM(transverse magnetic) 모드(E-모드): $H_z = 0$

- Hybrid 모드(HE-모드, EH-모드): $E_z \neq 0, H_z \neq 0$

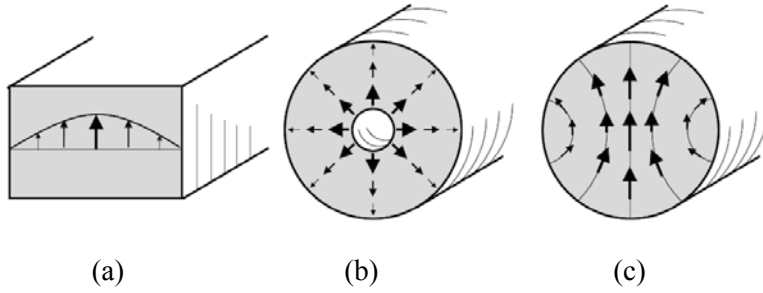


그림 2.3 전송선의 전기장 분포. (a) 사각도파관 TE_{10} 모드, (b) 동축선 TEM 모드, (c) 원형도파관 TE_{11} 모드

4) 차단 주파수(cutoff frequency)

- 정의: f_c 이하에서는 파가 전송선을 따라 진행하지 못한다.

f_c : 차단 주파수

$$\lambda_c = \frac{c}{f_c}: \text{차단 파장}$$

$$V^+(z) = ae^{-\gamma z}$$

$$\gamma = \begin{cases} j\beta = j\beta_0 \sqrt{1 - (f_c / f)^2}, & f > f_c \\ \alpha = \beta_0 \sqrt{1 - (f / f_c)^2}, & f \leq f_c \end{cases}$$

- 모드에 따른 차단 주파수

$f_c = 0$: TEM 모드

$f_c > 0$: TE, TM 모드

- 주모드(dominant mode): 주어진 전송선에서 차단주파수가 가장 낮은 모드. 신호전송에 사용됨.
- 고차모드(higher-order mode): 주 모드보다 차단 주파수가 높은 모드. 전송선 상의 불연속 구조물이 있을 경우 발생하여 불연속 구조물 부근의 저장 에너지 형성
- 전송선의 사용 주파수는 주모드 차단 주파수 f_c 와 주 모드 바로 다음 고차 모드 차단 $f_{c,2}$ 사이 값이다.

$$f_c < f < f_{c,2}$$

5) 선로파장(guided wavelength)

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \leq \lambda_0, \epsilon_{re} \geq 1: \text{TEM 모드, quasi-TEM 모드 선로파장}$$

$$\lambda_0 = \frac{c}{f}: \text{진공에서의 파장}$$

$$\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (f_c / f)^2}} \equiv \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{re}}} > \lambda_0, \epsilon_{re} < 1: \text{TE 모드, TM 모드 선로파장}$$

(연습문제)

2.1 전송선의 4대 패러미터 기호, 명칭, 단위 제시

2.2 전송선의 모드란?

2.3 선로파장이 진공에서의 파장보다 작거나 같은 모드는?

2.4 어떤 전송선의 선로파장이 진공에서의 파장의 1.5배이다. 차단 주파수는 현재 동작 주파수의 몇 %인가?

2.2 전송선 계산

1) 입력 임피던스(input impedance)와 반사계수(reflection coefficient)

- 전송선을 이용하여 부품/장치를 연결할 경우 입력 임피던스와 반사계수가 개념이 중요하다.
- 입력 임피던스를 전송선의 특성 임피던스와 같게 하면 반사파(반사전압)이 0이 되어 전력이 100% 전달되며, 다중반사에 의한 신호왜곡이 방지된다.
- 고주파 설계자(RF designer)는 전송선의 기초 개념과 설계공식을 잘 알고 있어야 한다.

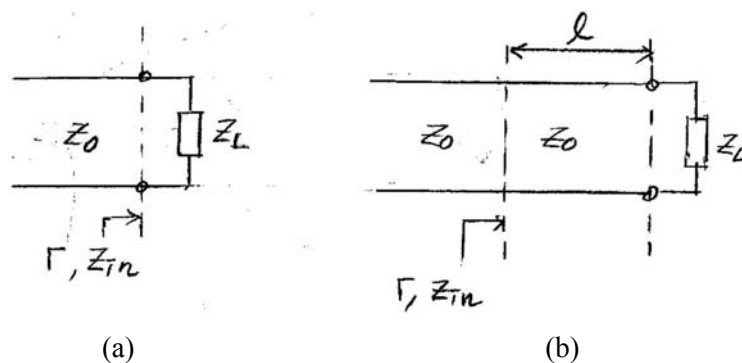


그림 2.4 전송선 상의 입력 임피던스와 반사계수.

(a) 부하 임피던스가 연결된 전송선 종단에서, (b) 전송선 상의 임의 위치에서

○ 입력 임피던스

$V = V^+ + V^-$: 전송선 상의 총전압

$I = \frac{V^+}{Z_0} - \frac{V^-}{Z_0}$: 전송선 총전류

Z_0 : 전송선의 특성 임피던스. 보통 50Ω

$Z_{in} \equiv \frac{V}{I} = Z_L$: 전송선 상에서의 입력 임피던스

$Z_L = R_L + jX_L$: 부하 임피던스(복소수).

수동소자: $R_L \geq 0$. 신호를 증폭하지 않음.

능동소자: $R_L < 0$. 신호를 증폭함.

- 반사계수의 정의

$$\Gamma \equiv \frac{V^-}{V^+} : \text{전송선 상에서의 반사계수(전압 반사계수)}$$

- 입력 임피던스와 반사계수의 상호 관계식

$$Z_{in} \equiv \frac{V}{I} = \frac{V^+ + \Gamma V^+}{V^+ / Z_0 - \Gamma V^+ / Z_0} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} : \text{반사계수로부터 입력 임피던스를 구하는 공식}$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \rightarrow \Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} : \text{입력 임피던스로부터 반사계수를 구하는 공식}$$

$$Z_{in} = R_{in} + jX_{in}$$

R_{in} : input resistance

X_{in} : input reactance

- 데시벨 단위의 반사계수

$$|\Gamma|(\text{dB}) = 20 \log_{10} |\Gamma| : \text{데시벨 단위의 반사계수}$$

2) 정재파비

- 전송선 상에서 반사계수가 0이 아닐 경우(반사전압이 있는 경우) 입사전압과 반사전압이 간섭을 일으켜 주기적(주기 = 선로파장의 1/2)으로 최대 $|V|_{\max}$, 최소 $|V|_{\min}$ 가 된다.
- 최대전압을 최소전압으로 나눈 값을 정재파비(SWR; standing wave ratio)라 한다.

$$\text{SWR} = \text{VSWR}(\text{voltage standing wave ratio})$$

- 정재파비와 반사계수 크기 사이의 다음 관계식을 유도할 수 있다.

$$\text{SWR} \equiv \frac{|V|_{\max}}{|V|_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

- 정재파비는 보통 2, 2:1과 같이 표기
- 소자/부품의 반사계수 대역폭: 반사계수가 -10dB 이하인 주파수 범위. 이 경우 $\text{SWR} = 2$. 입사전력의 10%는 반사되고 90%는 소자/부품으로 전달된다.

3) 반사전력과 투과(전달) 전력

- 전송선의 전압과 전류로부터 전력을 구할 수 있다.

$$P_{av} = \frac{1}{2} \text{Re}(VI^*) = \frac{1}{2} \text{Re} \left[(V^+ + \Gamma V^+) \left(\frac{V^{+*}}{Z_0} - \frac{V^{+*}}{Z_0} \right) \right] = \frac{1}{2} \frac{|V^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2) = P^+ - P^-$$

$$\begin{aligned} P_{av} &= P^+ - P^- = P^+ (1 - |\Gamma|^2) \\ P^+ &= \frac{1}{2} \frac{|V^+|^2}{Z_0} \\ P^- &= |\Gamma|^2 P^+ \end{aligned}$$

P_{av} : 부하에 전달되는 시평균 전력

P^+ : 입사전력

P^- : 반사전력

○ 부하에 전달되는 전력을 증가시키려면 반사계수를 감소시켜야 한다.

4) 임의 위치에서의 입력 임피던스와 반사계수

○ 전송선 종단에 부하가 연결되었을 경우 전송선 상의 임의 위치에서 반사계수와 입력 임피던스를 구한다.

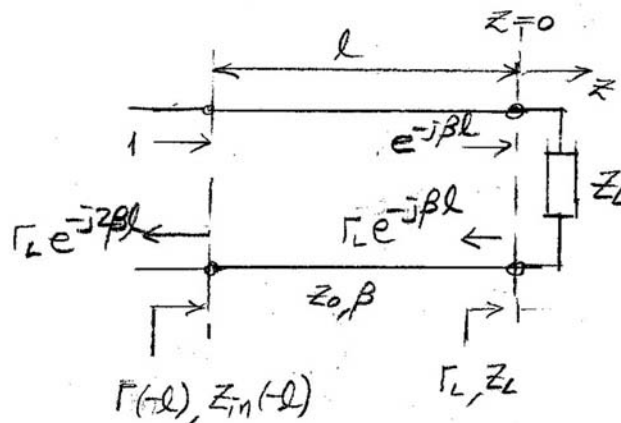


그림 2.4 종단에 부하가 연결된 전송선

1: $z = -l$ 에서 입사전압

$e^{-j\beta l}$: 부하에서의 입사전압

$\Gamma_L e^{-j\beta l}$: 부하에서의 반사전압

$\Gamma_L e^{-j2\beta l}$: $z = -l$ 에서 반사전압

$\Gamma(-l) = \Gamma_L e^{-j2\beta l}$: 부하에서 전원방향으로 l 만큼 이동한 위치에서의 반사계수

$$Z_{in}(-\ell) = Z_0 \frac{1 - \Gamma(-\ell)}{1 + \Gamma(-\ell)} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell} : \text{부하에서 전원방향으로 } \ell \text{ 만큼 이동한 위치에서의 반사계수}$$

5) 손실이 있는 전송선

- 실제 사용되는 전송선은 약간의 손실을 가진다.
- 무손실 전송선 계산공식을 변형하여 손실 전송선에 적용할 수 있다.
- 다음 식과 같이 $j\beta$ 를 복소 전파상수 $\gamma = \alpha + j\beta$ 로 교체한다.

$$\Gamma(-\ell) = \Gamma_L e^{-2\gamma \ell}$$

$$Z_{in}(-\ell) = Z_0 \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma \ell)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma \ell)}$$

5) 전송선의 특별한 경우

- 전송선의 특별한 경우를 잘 알아 두면 고주파 설계에 유용하다.
- 다음의 두 식을 이용하여 전송선의 특별한 경우 결과를 얻는다.

$$\Gamma = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0}$$

$$Z_{in}(-\ell) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell}$$

- 수동부하: 반사계수 크기 1 이하
- 순허수(리액티브) 부하: 반사계수 크기 1
- 능동부하(부정 저항, negative resistance): 반사계수 크기 1 초과
- 개방부하: $Z_L = Z_{in} = \infty$. 반사계수 $\Gamma = 1e^{j0}$
- 단락부하: $Z_L = Z_{in} = 0$. 반사계수 $\Gamma = -1 = 1e^{j\pi}$
- 정합부하: $Z_L = Z_{in} = Z_0$. 반사계수 0

- 종단단락 전송선: 인덕터로 사용. 길이 1/4 파장 미만

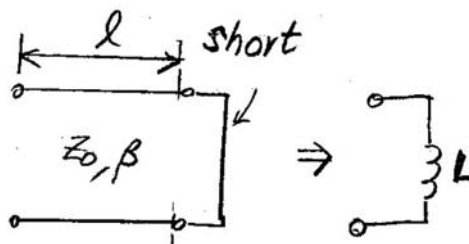


그림 2.5 종단단락 전송선

$$Z_L = 0 \rightarrow Z_{in}(-\ell) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell} = jZ_0 \tan \beta \ell = j\omega L \quad (\ell < \lambda/4)$$

$$L = \frac{Z_0 \tan \beta \ell}{\omega}$$

- 종단개방 전송선: 커패시터로 사용. 길이 1/4 파장 미만

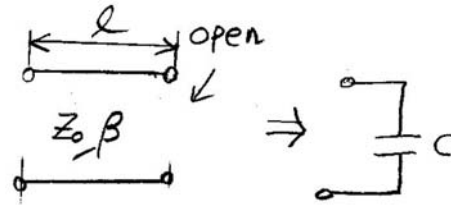


그림 2.6 종단개방 전송선

$$Z_L = \infty \rightarrow Z_{in}(-\ell) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell} = \frac{1}{jY_0 \tan \beta \ell} = \frac{1}{j\omega C} \quad (\ell < \lambda/4)$$

$$C = \frac{Y_0 \tan \beta \ell}{\omega}$$

6) 반파장 정합기(Half-wave Transformer)

- 부하 임피던스와 전송선 사이에 길이가 선로 파장의 1/2의 정수배인 임의의 특성임피던스 선로 삽입

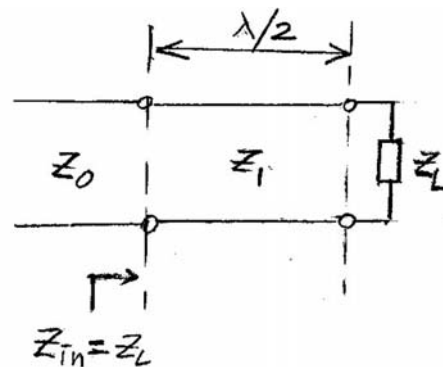


그림 2.5 반파장 정합기

- 이 경우 입력 임피던스는 부하 임피던스와 동일

$$\ell = \frac{n\lambda}{2}, \beta \ell = n\pi, \tan \beta \ell = 0$$

$$Z_{in}(-\ell) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta \ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta \ell} \rightarrow Z_{in}(-\ell) = Z_L \rightarrow \Gamma = 0$$

$$\boxed{Z_{in}(-\ell) = Z_L, \ell = \frac{n\lambda}{2}} : 1/2 \text{ 파장 정합기}$$

- 위 공식에서 n 이 클수록 정합되는 주파수 범위(대역폭)이 감소한다.

○ 응용: 레이돔(안테나 보호 하우징) 두께 설계

- 유전체 평판에 평판파가 입사되고 반사될 때 이를 전송선으로 모델링
- 전송선의 특성 임피던스를 매질의 고유 임피던스로 대체

$$Z_0 \rightarrow \eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}$$

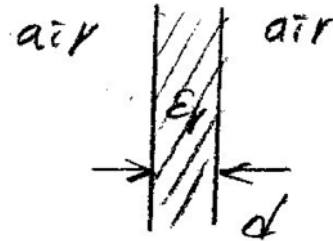


그림 2.6 반파장 레이돔

- 입사각이 0일 경우 레이돔 두께

$$d = \frac{1}{2} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

d : 무반사를 위한 레이돔 두께

λ_0 : 진공 중의 파장

ϵ_r : 레이돔 재료의 유전상수

- 입사각이 0이 아닐 경우 레이돔 두께

$$d = \frac{1}{2} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{1}{\sqrt{1 - \sin^2 \theta_i}}$$

θ_i : 입사각

7) 1/4 파장 정합기(Quarter-wave Transformer)

- 부하 임피던스가 전송선 특성 임피던스와 다를 경우 1/4파장 전송선을 삽입하고 이 전송선의 특성 임피던스를 부하 임피던스와 전송선 특성 임피던스의 기하평균으로 하여 반사를 제거한다.

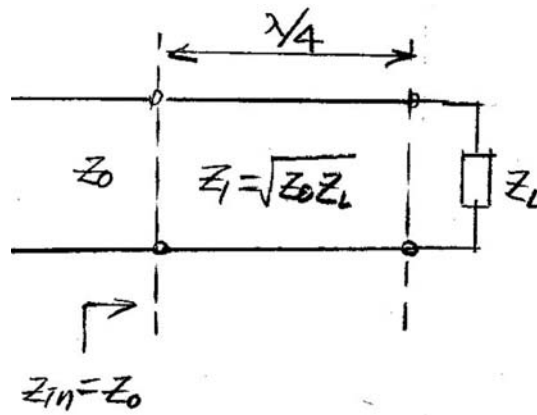


그림 2.7 1/4 파장 변환기

- 이 경우 입력 임피던스는 부하 임피던스와 동일하고 반사계수는 0이 된다.

$$\ell = \frac{n\lambda}{4}, \beta\ell = \frac{n\pi}{2}, \tan \beta\ell = \infty$$

$$Z_{in}(-\ell) = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan \beta\ell}{Z_1 + jZ_L \tan \beta\ell} \rightarrow Z_{in}(-\ell) = \frac{Z_1^2}{Z_L} = Z_0 \rightarrow Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}, \Gamma = 0$$

$$\boxed{Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L}, \ell = \frac{n\lambda}{4}} : 1/4 \text{ 파장 정합기}$$

- 위 공식에서 n 이 클수록 정합되는 주파수 범위(대역폭)이 감소한다.

○ 응용:

a) 도파관 다단 임피던스 변환기(multi-step impedance transformer)

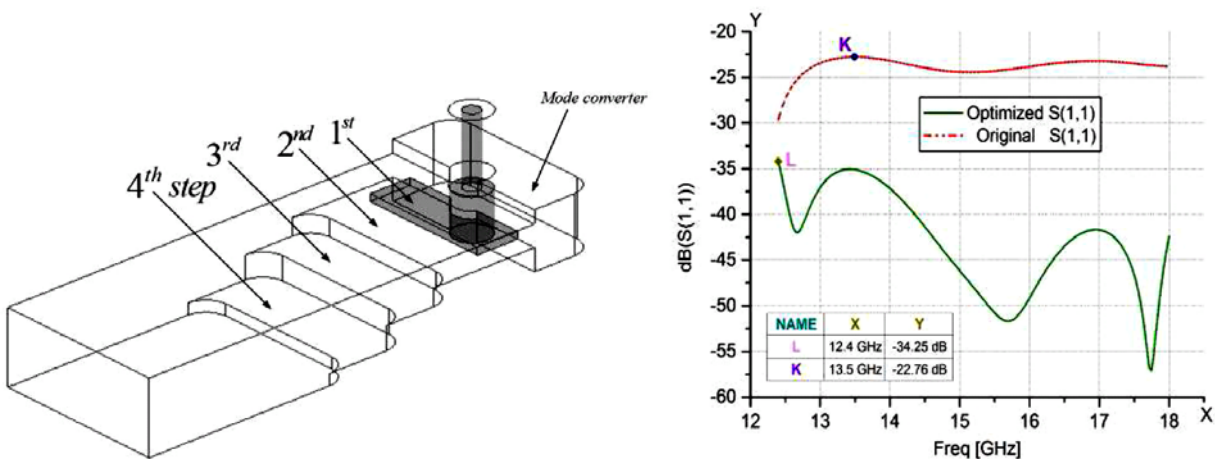


그림 2.8 다단 1/4 파장 정합기를 이용한 광대역 정합

- 사각 도파관의 높이를 줄이기 위해 중간에 1/4파장 변환기 3개 사용
- 1/4 파장 변환기 1개를 사용하여 높은 임피던스에서 낮은 임피던스로 한번에 변환하는

것보다 여러 단의 1/4 파장 변환기를 사용하여 단계적으로 변환하면 주파수 대역폭을 증가시킬 수 있다.

b) 렌즈의 반사방지(AR; anti-reflection) 코팅

- 빛이 렌즈 표면에서 반사되는 것을 방지하기 위해

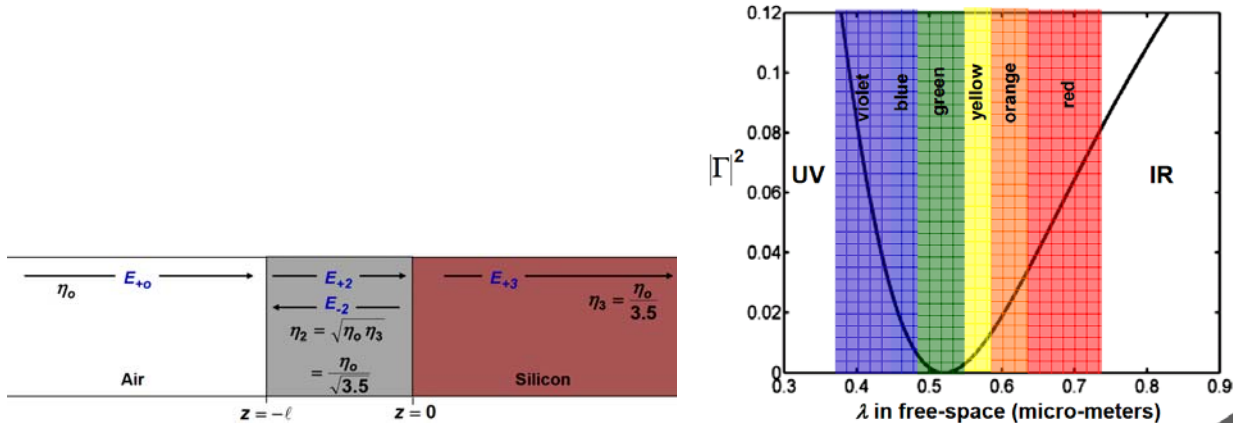


그림 2.9 렌즈의 반사방지 코팅

- 녹색광 $0.52\mu\text{m}$ 주파수에서 설계

$$\varepsilon_r = \sqrt{\varepsilon_{r,\text{air}} \varepsilon_{r,\text{lens}}} = \sqrt{3.5} : \text{코팅재료 유전상수}$$

$$d = \frac{1}{4} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{1}{4} \frac{0.52 \mu\text{m}}{\sqrt{3.5}} = 69.5 \text{ nm}$$

c) 도로 위험 경고판 고반사(HR; high-reflection) 코팅

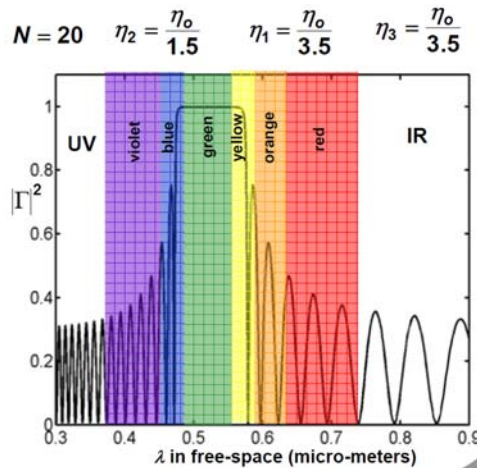
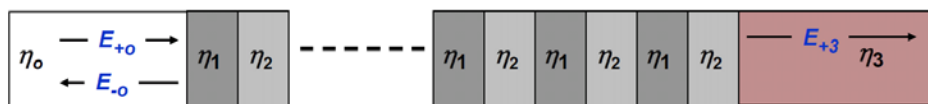


그림 2.10 고반사 코팅

- 1/4 파장 두께의 고유전율 막, 저유전율 막을 1조로 하여 여러 조의 코팅을 도포하면 물체에서 광이 전반사된다.

- 녹색광 $0.52\mu\text{m}$ 주파수에서 설계

막 두께:

$$d_1 = \frac{1}{4} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r1}}} = \frac{1}{4} \frac{0.52\mu\text{m}}{3.5} = 37.1 \text{ nm}$$

$$d_2 = \frac{1}{4} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{r2}}} = \frac{1}{4} \frac{0.52\mu\text{m}}{1.5} = 86.7 \text{ nm}$$

반사계수:

$$\Gamma = \frac{\frac{\eta_3}{\eta_0} \left(\frac{\eta_1}{\eta_2} \right)^{2N} - 1}{\frac{\eta_3}{\eta_0} \left(\frac{\eta_1}{\eta_2} \right)^{2N} + 1}, \eta_i = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0 \epsilon_{ri}}}$$

(연습문제)

2.5 반사계수가 -20dB 인 경우 다음을 구하라.

a) 입사전력 대비 반사전력 비율(%)

b) SWR

2.6 전송선을 이용하여 인덕터를 구현하기 위한 방법을 설명하라.

2.7 녹색광 $0.52\mu\text{m}$ 주파수에서 설계, 유전상수가 8인 물질 표면에서 광의 반사가 없도록 반사방지 코팅재료를 설계하라.

a) 유전상수

b) 두께

2.8* 전송선 종단에 능동소자(예: negative resistance diode, Gunn diode)가 연결되었을 때 전송선 종단에서의 반사계수의 크기가 1보다 큼을 증명하라.

2.4 스미스 도표(Smith Chart)

- 임피던스(입력 임피던스)와 반사계수는 다음 관계식을 만족한다.

$$Z_{in} \equiv Z = Z_0 \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}$$

- 위 관계식을 그래프로 표현하여 $Z \leftrightarrow \Gamma$ 의 변환을 시각적으로 편리하게 한 것이 스미스 도표이다.
- 스미스 도표는 임피던스 정합회로(부하 임피던스를 전송선의 특성 임피던스와 같게 변환하는 회로) 설계에 유용하게 사용된다.

1) 스미스 도표의 구조

○ 입력 임피던스와 반사계수의 관계식

$$z \equiv \frac{Z}{Z_0} = r + jx = \frac{1 - (\Gamma_r + j\Gamma_i)}{1 + (\Gamma_r + j\Gamma_i)}$$

$$\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$$

z : 정규화(normalized) 임피던스

Γ_r, Γ_i : 반사계수의 실수부, 허수부

- r, x 가 일정한 값을 가지면 Γ_r, Γ_i 는 원의 방정식을 만족한다. 이를 Γ 의 복소수 평면에 도시한 것이 스미스 도표이다.

○ 스미스 도표 방정식

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2$$

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2$$

○ 스미스 도표

- 임피던스 도표

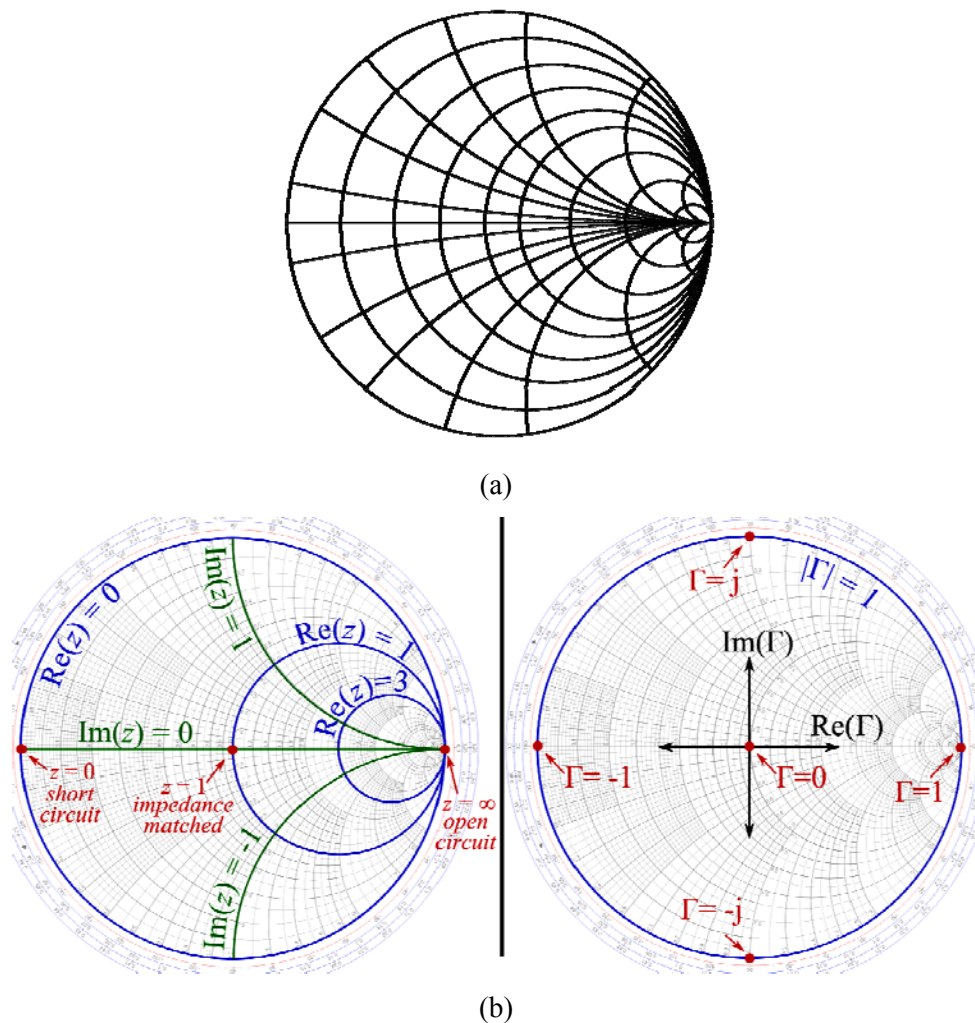
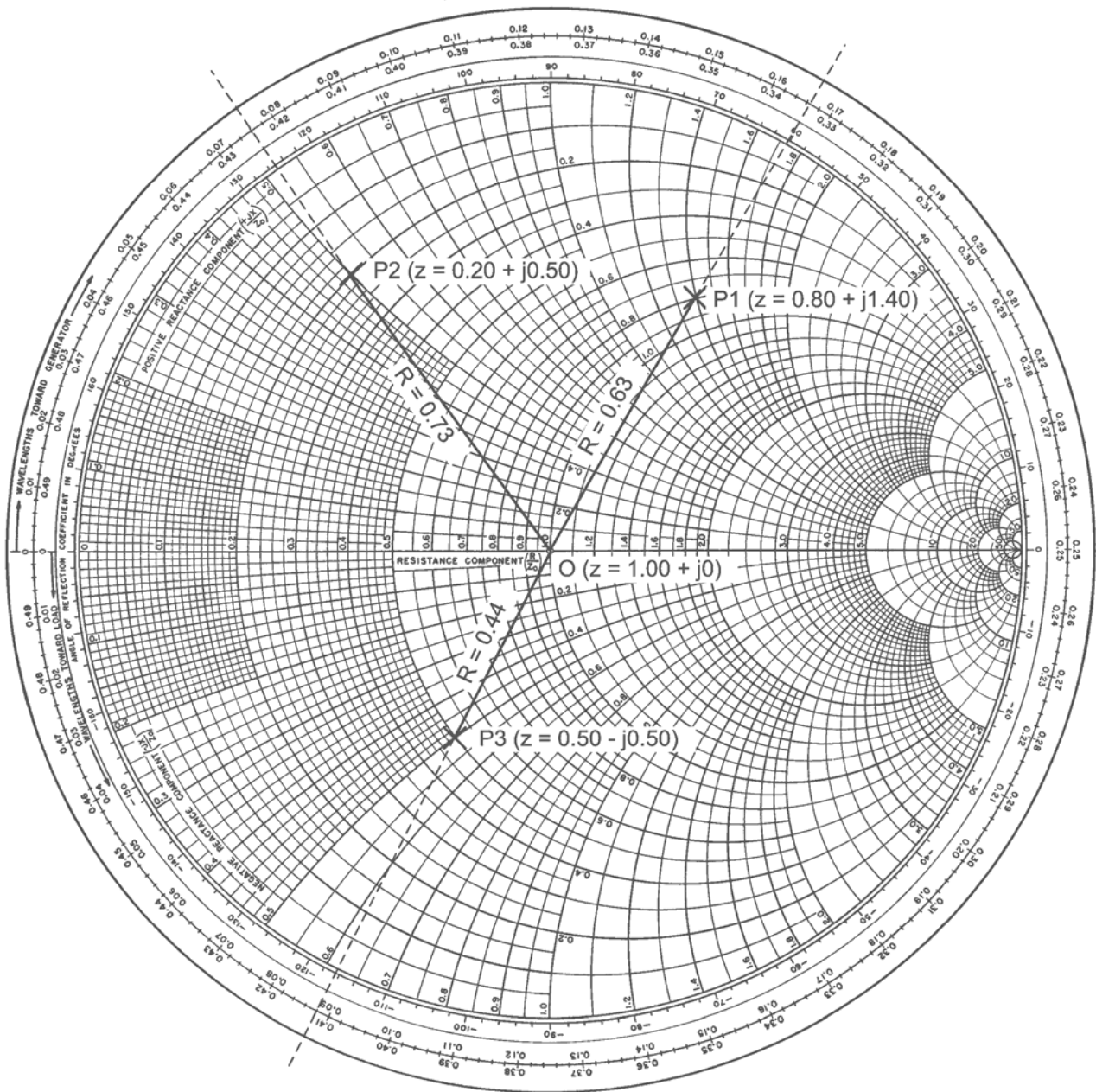
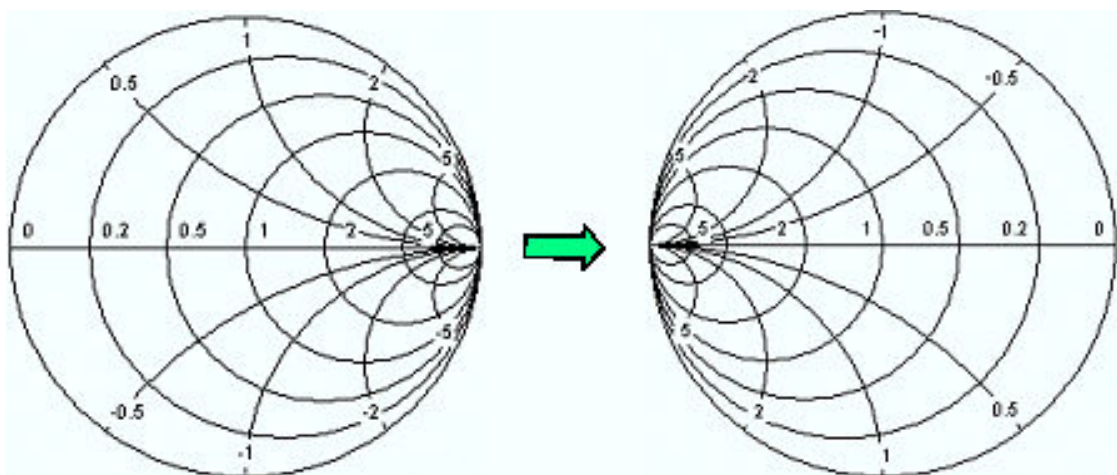


그림 2.11 스미스 도표. (a) r = 일정 원; x =일정 부분원, (b) 여러가지 반사계수에 해당되는 점



- 어드미턴스 도표



2) 스미스 도표를 이용한 임피던스 정합

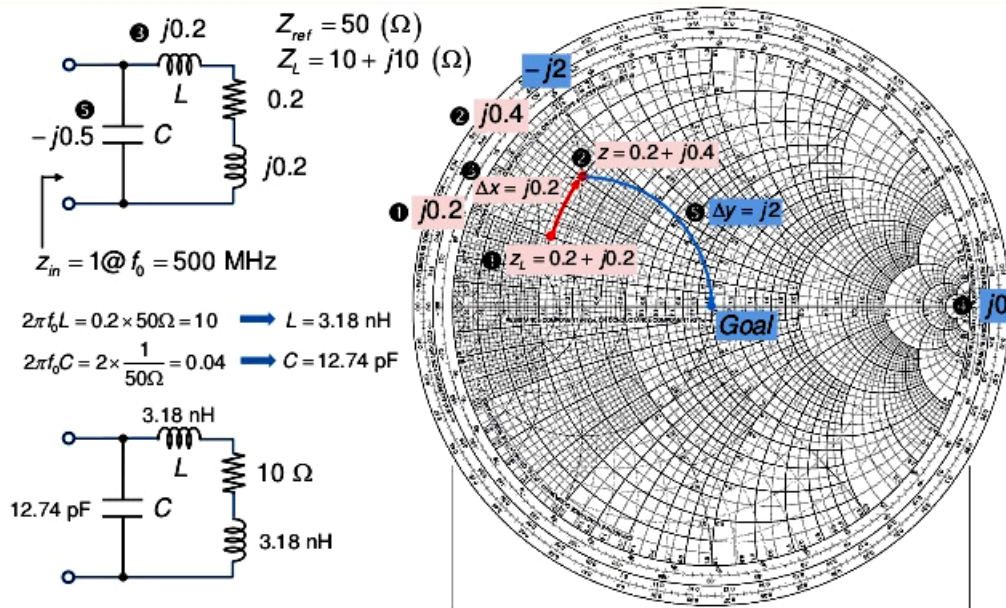


그림 3.12 스미스 도표를 이용한 LC 임피던스 정합[NTUT]

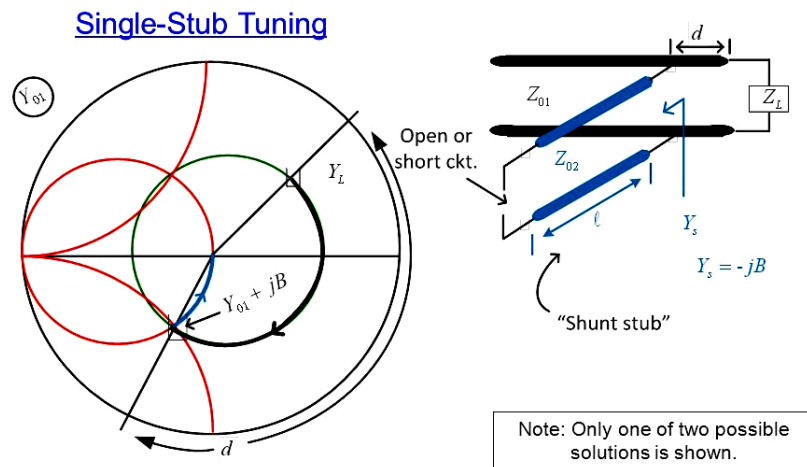


그림 3.13 스미스 도표를 이용한 단일 stub 임피던스 정합

(연습문제)

2.9 스미스 도표에 다음을 만족하는 원/부분원을 표시하라.

- a) $r = 0$
- b) $r = 1$
- c) $x = 0$
- d) $x = -1$
- e) $x = 1$

2.10 스미스 도표와 L , C 를 이용하여 부하 임피던스 $Z_L = 20 + j20 \, \Omega$ 를 전원 임피던스 $Z_s = 50 \, \Omega$ 에 정합하라. 주파수는 500 MHz 이다.