$V_4^+ = \alpha V_3^-$

$V_3^+ = \alpha V_4^-$

lumped : متمرکز

درس طراحی مدارهای فرکانس بالا

مراجع

1- RF circuit Design, Theory and Applications

by: R. ludwig, P. Bretchko, Prentic Hall, 2000

2- Microwave Engineering, Third Edition

by: D.M. Pozar, John Wiley & Sons, 2005

3- Foundations for microwave Engineering

by: Robert E. Collin

Mc Graw Hill, 1992 Second Edition

فهرست مطالب

- معادلات ماکسول، معادله موج
- موج صفحه‌ای plane wave
- پلاریزاسیون موج

فصل ۲ - تحلیل خطوط انتقال ← معرفی ولتاژ و جریان به صورت موج

فصل ۳ - معرفی چارت اسمیت و کاربردهای آن

فصل ۴ - شبکه‌های تک پورتی و چند پورتی - معرفی پارامترهای پراکندگی S

فصل ۵ - مقدمه‌ای بر طراحی فیلترهای مایکروویو (RF)

فصل ۸ - مدارهای تطبیق امپدانس مایکروویوی

فصل ۹ - طراحی تقویت کننده‌های مایکروویوی با استفاده از پارامترهای S

فصل ۱۰ - اسیلاتورها و میکسرهای مایکروویوی

بارم نمره

- تکلیف و تدریس ۲۰٪
- میان ترم
- پایان ترم
- پروژه درس

Designer

Ansoft { DesignerSI, HFSS

HP - HFSS

معادلات ماکسول

میدان های الکتریکی ساکن:

اصول موضوعهٔ الکتریسیته ساکن

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{E} = 0 \longleftrightarrow \vec{E} = -\nabla V \\ \nabla \cdot \vec{D} = \rho \end{cases}$$

ρ: چگالی بارهای آزاد — $\vec{D}$: بردار چگالی شار الکتریکی

$\vec{D} = \epsilon \vec{E}$ (محیط خطی و همسانگرد — رابطه ترویتک)

$$\longrightarrow \begin{cases} \oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = 0 \\ \oint_S \vec{D} \cdot d\vec{s} = \int_V \rho \, dv = Q \end{cases}$$

Q: کل بار

میدان های مغناطیسی ساکن

$\vec{H}$: بردار شدت میدان مغناطیسی

$$\begin{cases} \nabla \times \vec{H} = \vec{J} \longrightarrow \text{چگالی جریان} \\ \nabla \cdot \vec{B} = 0 \end{cases}$$

$\vec{B}$: بردار چگالی شار مغناطیسی — $\vec{B} = \mu \vec{H}$ (μ: ضریب تراوایی)

فرم انتگرالی

$$\begin{cases} \oint_C \vec{H} \cdot d\vec{l} = \int_S \vec{J} \cdot d\vec{s} = I \\ \oint_S \vec{B} \cdot d\vec{s} = 0 \end{cases}$$

میدان های متغیر با زمان

قانون القای فاراده: اگر شار مغناطیسی عبوری از یک حلقهٔ هادی با زمان تغییر نماید جریانی در حلقه القا می شود.

میدان الکتریکی متغیر با زمان ⟷ میدان مغناطیسی متغیر با زمان

اصل موضوعهٔ القای فاراده

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \longrightarrow \vec{E} \neq -\nabla V$$

انتگرال سطح

$$\int_S \nabla \times \vec{E} = -\int_S \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{s}$$

قضیهٔ استوکس

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \int_S \vec{B} \cdot d\vec{s}$$

$$\oint_C \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\frac{\partial}{\partial t} \Phi \longrightarrow \text{شار مغناطیسی عبوری از سطح } S$$

بیانی از قانون القای فاراده

$emf \rightarrow V = -\frac{d\Phi}{dt}$ ← نیروی محرکهٔ الکتریکی — قانون لنز

multi. force

۱- اثبات آماده شده

$$\begin{cases} \nabla\times\bar{E} = -\frac{\partial}{\partial t}\bar{B} & (1)\\ \nabla\times H = \bar{J} & (2)\\ \nabla\cdot D = \rho & (3)\\ \nabla\cdot\bar{B} = 0 & (4)\end{cases}$$

$\nabla\cdot$ (2) $\Rightarrow \nabla\cdot(\nabla\times\bar{H}) = \nabla\cdot\bar{J}$ (همیشه $=0$ با اتحاد برداری) $= \nabla\cdot\bar{J}$

معادله پیوستگی: $\nabla\cdot\bar{J} = -\frac{\partial\rho}{\partial t}$ (5)

معادله (3) $\Rightarrow \nabla\cdot(\nabla\times\bar{H}) = \nabla\cdot\bar{J} + \nabla\cdot\frac{\partial\bar{D}}{\partial t}$

$\nabla\cdot(\nabla\times\bar{H}) = \nabla\cdot(\bar{J} + \frac{\partial\bar{D}}{\partial t})$

$$\boxed{\nabla\times\bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial\bar{D}}{\partial t}} \quad (2)$$

$\bullet = -\frac{\partial\rho}{\partial t} + \frac{\partial\rho}{\partial t} = 0$

قانون بقای بار ← پیوستگی

آیا معادلات ۴ ـ با معادله ۵ سازگار هستند؟

$$\begin{cases} \nabla\times\bar{E} = -\frac{\partial}{\partial t}\bar{B}\\ \nabla\times\bar{H} = \bar{J} + \frac{\partial\bar{D}}{\partial t}\\ \nabla\cdot\bar{D} = \rho\\ \nabla\cdot B = 0\end{cases}$$

معادلات ماکسول (فرم نقطه‌ای دیفرانسیلی)

J و ρ منابع تولید میدان هستند.

$\frac{\partial\bar{D}}{\partial t}$: جریان جابجایی

A/m^2: دانسیته چگالی جریان

فرم انتگرالی

$$\begin{cases} \oint_c \bar{E}\cdot d\bar{l} = -\int_S \frac{\partial\bar{B}}{\partial t}\cdot d\bar{s} \longrightarrow & \text{قانون القای فاراده}\\ \oint_c H\cdot d\bar{l} = \int_S \bar{J}\cdot d\bar{s} + \int_S \frac{\partial\bar{D}}{\partial t}\cdot d\bar{s} & \text{قانون آمپر}\\ \oint_S \bar{D}\cdot d\bar{s} = \int_V \rho dV = Q & \text{کل بار الکتریکی — قانون گوس}\\ \oint_S \bar{B}\cdot d\bar{s} = 0\end{cases}$$

حضور بردار شدت میدان الکتریکی

در حالت سینوسی

$$\begin{cases} \nabla\times\bar{E} = -jw\bar{B} = -jw\mu\bar{H}\\ \nabla\times\bar{H} = \bar{J} + jw\bar{D} = \bar{J} + jw\epsilon\bar{E}\\ \nabla\cdot D = \rho\\ \nabla\cdot\bar{B} = 0\end{cases}$$

محیط بدون منبع: $\bar{J}=0$, $\rho=0$

$$\begin{cases} \nabla\times\bar{E} = -jw\mu\bar{H} & (1)\\ \nabla\times\bar{H} = jw\epsilon\bar{E} & (2)\\ \nabla\cdot(\epsilon E) = 0 \rightarrow \nabla\cdot E = 0 & (3)\\ \nabla\cdot(\mu\bar{H}) = 0 \rightarrow \nabla\cdot H = 0\end{cases}$$

$\bar{D} = \epsilon E$

$\bar{B} = \mu\bar{H}$

$\nabla\times$ (1) $\rightarrow \nabla\times\nabla\times\bar{E} = -jw\mu\nabla\times\bar{H}$

$\nabla\times\nabla\times\bar{E}$: اتحاد برداری

$\nabla\times\bar{H}$: جایگذاری از (2)

$$\nabla(\underbrace{\nabla\cdot\bar{E}}_{(3)\,0}) - \nabla^2\bar{E} = -jw\mu(jw\epsilon\bar{E})$$

$$\nabla^2\bar{E} + w^2\mu\epsilon\bar{E} = 0 \quad (4)$$

$w^2\mu\epsilon = k^2 \longrightarrow k = w\sqrt{\mu\epsilon}$

عدد موج

$\nabla^2\bar{E} + k^2\bar{E} = 0$ معادله برداری هلم هولتز

Simara

در دستگاه مختصات دکارتی:

$$\textcircled{A} \rightarrow \begin{cases} \nabla^2 E_x + k^2 E_x = 0 \\ \nabla^2 E_y + k^2 E_y = 0 \\ \nabla^2 E_z + k^2 E_z = 0 \end{cases}$$

← معادله اسکالر هلم هولتز

$$E_y = E_z = 0 \rightarrow \nabla^2 E_x + k^2 E_x = 0$$

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}\right) E_x + k^2 E_x = 0$$

فرض: $\frac{\partial}{\partial x} = 0$, $\frac{\partial}{\partial y} = 0$ $\rightarrow$ $\frac{d^2}{dz^2} E_x + k^2 E_x = 0$

$$E_x(z) = \underbrace{E_0^+ e^{-jk_0 z}}_{\text{موج رونده}} + \underbrace{E_0^- e^{jk_0 z}}_{\text{موج برگشتی}}$$

یک عدد مختلط

$k_0 = \omega\sqrt{\mu_0 \varepsilon_0}$ فضای آزاد

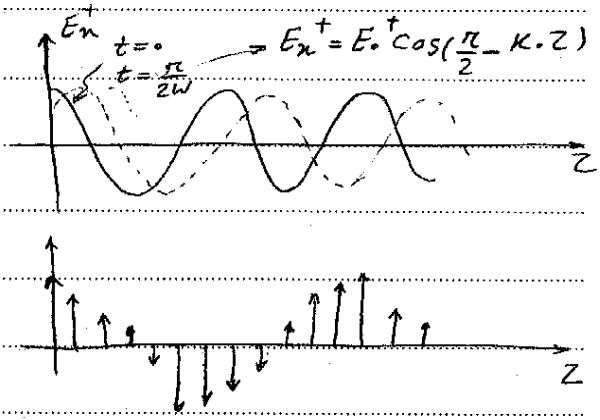
$$E_x^+(z) = E_0^+ e^{-jk_0 z}$$

در حوزه زمان $E_x^+(z,t) = Re\left[E_0^+ e^{-jk_0 z} e^{j\omega t}\right]$

قسمت حقیقی — بانوع حقیقی

$$E_x^+ = E_0^+ \cos(\omega t - k_0 z)$$

موجی که در جهت مثبت $z+$ حرکت می‌کند.



به همین ترتیب $E_0^- e^{jkz}$ موجی است که در جهت $z-$ حرکت می‌کند.

معادله موج

plane wave موج صفحه‌ای

$$\begin{cases} \nabla^2 \bar{E} + K^2 \bar{E} = 0 \\ \nabla^2 \bar{H} + K^2 \bar{H} = 0 \end{cases}$$

$\bar{E} = \hat{x} E_x$

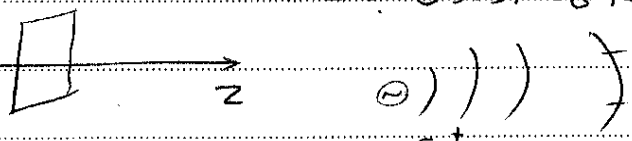
$\frac{\partial}{\partial x} = 0$

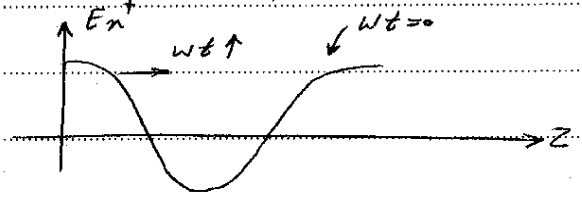
$\frac{\partial}{\partial y} = 0$

$E_x(z) = \underbrace{E_0^+ e^{-jK_0 z}}_{\text{موجی که در جهت } z+ \text{ حرکت دارد}} + \underbrace{E_0^- e^{jK_0 z}}_{\text{موجی که در جهت منفی } z \text{ حرکت دارد}}$

موج صفحه‌ای دامنه و فازش ثابت است.

دامنه و فاز موج در صفحه عمود بر انتشار ثابت است.





$E_x^+(z,t) = E_0^+ \cos(\omega t - K_0 z)$

سرعت یک نقطه با فاز ثابت روی موج

$\omega t - K_0 z = cte$ ثابت

$V_p = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{K_0} \Rightarrow V_p = \frac{\omega}{\omega\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu\varepsilon}} = \frac{c}{\sqrt{\mu_r \varepsilon_r}}$ سرعت فاز

در حالت کلی برای محیط کلی

V_p سرعت انتشار موج در محیط است.

V_p برابر است با $\frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r}}$

شدت میدان مغناطیسی موج داده شده: $\bar{H} = ?$

$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu_0 \bar{H}$

$$\bar{H} = \frac{-1}{j\omega\mu_0} \begin{vmatrix} \hat{x} & \hat{y} & \hat{z} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & 0 & 0 \end{vmatrix} \Rightarrow H^+ = \frac{-1}{j\omega\mu_0} \underbrace{\frac{\partial}{\partial z} E_x^+}_{E_0^+ e^{-jK_0 z}} \hat{y} = \frac{+jK_0}{j\omega\mu_0} E_0^+ e^{-jK_0 z} \hat{y}$$

$$H^+ = \frac{\hat{y} K_0}{\omega\mu_0} E_0^+ e^{-jK_0 z}$$

موجی که در جهت $z+$ منتشر می‌شود.

$$\frac{K_0}{\omega\mu_0} = \frac{\omega\sqrt{\mu_0\varepsilon_0}}{\omega\mu_0} = \frac{1}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}} = \frac{1}{\eta}$$

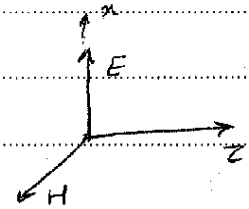
فضای آزاد

$\Rightarrow H^+ = \frac{E_0^+}{\eta} e^{-jK_0 z}$

امپدانس ذاتی محیط $\eta_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 377\ \Omega$

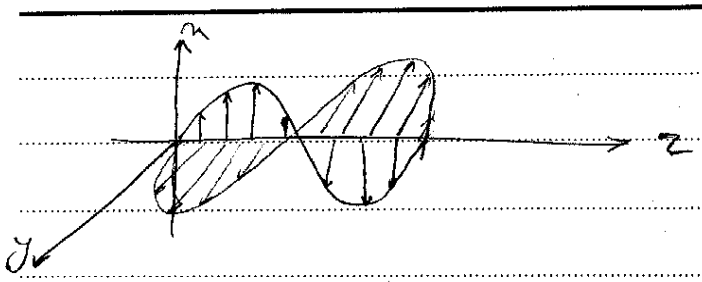
H_y^+

$\eta = \frac{E^+}{H^+}$



انواع

TEM (Transvers Electromagnetic)



موج صفحه‌ای در محیط تلفات‌دار

معادلهٔ موج در حالتی که محیط رسانای σ داشته باشند:

$$\begin{cases} \nabla \times E = -j\omega\mu \bar{H} \quad (1) & \sigma \Rightarrow \bar{J} = \sigma \bar{E} \\ \nabla \times \bar{H} = j\omega\epsilon \bar{E} + \sigma \bar{E} \quad (2) \end{cases}$$

$$\nabla \times (1) \longrightarrow \nabla \times \nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu \nabla \times \bar{H}$$

آنالیز برداری

$$\nabla(\underbrace{\nabla \cdot \bar{E}}_{\rho=0 \text{ بافرض}}) - \nabla^2 \bar{E} = -j\omega\mu (j\omega\epsilon E + \sigma \bar{E})$$

و هنوز تلفات داشته باشیم.

$$\nabla^2 \bar{E} + \omega^2 \mu\epsilon \left(1 + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon}\right) \bar{E} = 0$$

معادلهٔ هلم‌هولتز در حالت وجود تلفات

هدایتی

ثابت انتشار مختلط $\gamma = \alpha + j\beta = j\omega\sqrt{\mu\epsilon}\sqrt{1 + \frac{\sigma}{j\omega\epsilon}}$

$$\nabla^2 \bar{E} - \gamma^2 \bar{E} = 0 \xrightarrow[\bar{E} = x E_x]{\text{بافرض}} \nabla^2 E_x - \gamma^2 E_x = 0 \xrightarrow[\frac{\partial}{\partial y} = 0]{\text{موج صفحه‌ای}} \frac{d^2 E_x}{dz^2} - \gamma^2 E_x = 0$$

$$E_x(z) = \underbrace{E_0^+ e^{-\gamma z}}_{\text{موجی که در جهت } z+ \text{ منتشر می‌شود}} + \underbrace{E_0^- e^{\gamma z}}_{\text{در جهت } z-}$$

$$E_x^+(z) = E_0^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$$

$$\xrightarrow{\text{در حوزهٔ زمان}} E_x^+(z,t) = E_0^+ e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z)$$

ترم میرا کننده

α: ثابت تضعیف

β: ثابت انتشار

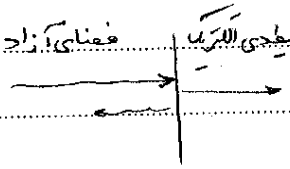
V_p: سرعت فاز $V_p = \frac{\omega}{\beta}$ m/s

رابطهٔ بین عدد موج و طول موج

$$K_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi f}{c} \qquad \lambda = \frac{c}{f}$$

$K_0 = \frac{2\pi}{\lambda}$ $\quad \lambda = \frac{c}{f}$ طول موج $\quad$ $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ← حالت تلفات‌دار

Simara



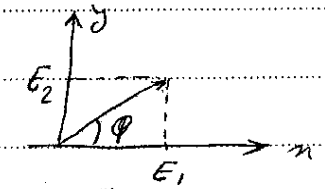
پلاریزاسیون میدان

بررسی جهت و برآیند شدت میدان الکتریکی:

$$\bar{E} = (E_1 \hat{x} + E_2 \hat{y})\, e^{-jk_0 z}$$

حالت 1: $\begin{cases} E_1 \neq 0 \\ E_2 = 0 \end{cases}$ پلاریزاسیون خطی

حالت 2: $\begin{cases} E_1 = 0 \\ E_2 \neq 0 \end{cases}$ پلاریزاسیون خطی (در راستای $\hat{y}$)



حالت 3: $\begin{cases} E_1 \neq 0 \\ E_2 \neq 0 \end{cases}$ دو مؤلفه حقیقی $\quad |\bar{E}| = \sqrt{E_1^2 + E_2^2}$

$\Rightarrow \varphi = \tan^{-1}\left(\frac{E_2}{E_1}\right)$ پلاریزاسیون خطی با زاویه φ

حالت چهارم $\begin{cases} E_1 = E_0 \\ E_2 = -jE_0 \end{cases}$ $\quad E_0$ حقیقی $\longrightarrow \bar{E} = E_0 (\hat{x} - j\hat{y})\, e^{-jk_0 z}$

(RHCP) پلاریزاسیون دایروی راست‌گرد

Right Hand circulation Polarization

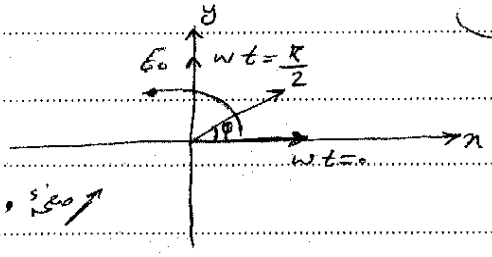
در حوزهٔ زمان:

$$\bar{E} = \hat{x} E_0 \cos(\omega t - k_0 z) + \hat{y}\, \mathrm{Re}\left[E_0 e^{-j\frac{\pi}{2}} e^{-jk_0 z} e^{j\omega t}\right]$$

$$\longrightarrow \bar{E} = E_0 \left[\hat{x}\cos(\omega t - k_0 z) + \hat{y}\underbrace{\cos\left(\omega t - k_0 z - \frac{\pi}{2}\right)}_{\sin(\omega t - k_0 z)}\right]$$

$$z = 0 \Rightarrow \bar{E} = E_0 \left[\hat{x}\cos(\omega t) + \hat{y}\sin(\omega t)\right]$$

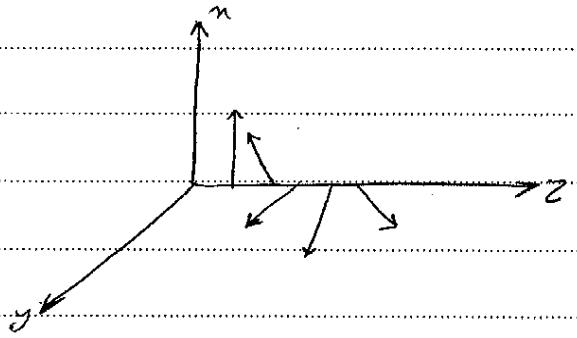
$\longrightarrow |E| = E_0$



صفحهٔ $z = 0$

زاویهٔ $\varphi = \tan^{-1}\left[\frac{\sin \omega t}{\cos \omega t}\right]$

$= \omega t$



حالت پنجم $\begin{cases} E_1 = E_0 \\ E_2 = jE_0 \end{cases}$ پلاریزاسیون دایره‌ای چپ‌گرد

امواج ماهواره‌ای

حالت ششم $\begin{cases} E_1 = E_{01} \\ E_2 = \pm jE_{02} \end{cases}$ پلاریزاسیون بیضوی

Elliptical polarization

ارتش و دانشگر

جدول ۱-۱ کتاب

طیف فرکانسی امواج الکترومغناطیس

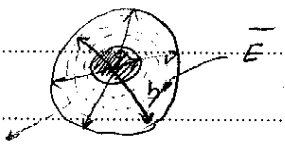
باند فرکانسی	فرکانس	طول موج
VHF	30-300 MHz	10m-1m
UHF	300MHz-3GHz	1m-10cm

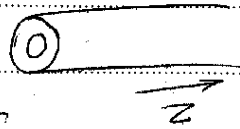
$\lambda \geq 0.1$ ابعاد مدار یا ابعاد قطعه

مدار گسترده

فصل ۲) تحلیل خطوط انتقال

کابل هم محور یا کواکسیال





خطوط انتقال

TEM موج

$\bar{E}_r(r,\phi,z,t) = E_1(r,\phi)\cos(wt-kz)$

$V(z) = \int_{r=a}^{b} \bar{E}.d\bar{l} = V_0\cos(wt-kz)$

ولتاژ هم موجی است که در جهت z+ حرکت می‌کند.

$V_p = \frac{w}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}}$ سرعت موج

TEM_0 موج

$\lambda = \frac{V_p}{f}$

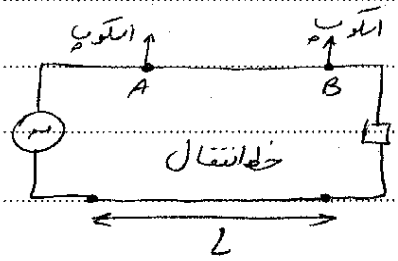
Simara

مثال)

اگر $f = 100\ MHz$

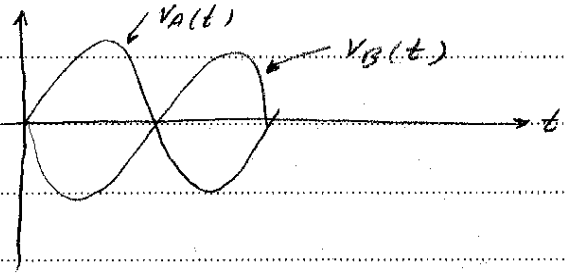
مشخصات دی الکتریک کابل $\begin{cases} \varepsilon_r = 9 \\ \mu_r = 1 \end{cases}$ $\quad V_p = \frac{c}{\mu_r \varepsilon_r} = \frac{3\times10^8}{\sqrt{9}} = 10^8\ m/s$

$$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{10^8}{10^7} = 10\ m$$

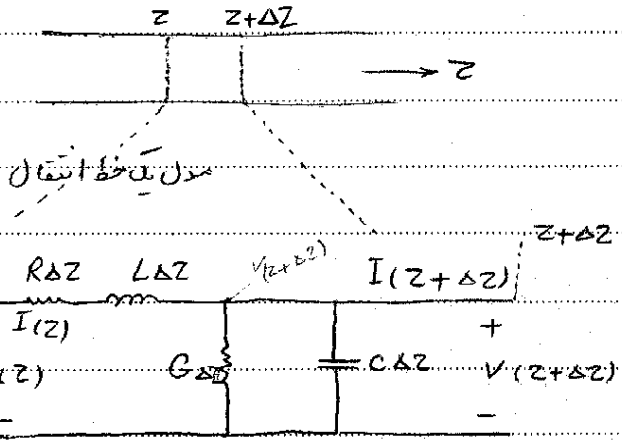


اگر $l = 5\ cm \rightarrow \frac{l}{\lambda} = 0.005 \rightarrow V_A \simeq V_B$

اگر $l = 5\ m \Rightarrow \frac{l}{\lambda} = 0.5$



تحلیل خط انتقال



R: مقاومت خط انتقال بر واحد طول (Ω/m)

L: اندوکتانس واحد طول (H/m)

G: رسانایی بین دو هادی در واحد طول خط (Ω/m)

C: ظرفیت واحد طول خط (F/m)

Δz کوچک است (نسبت به طول موج) و KVL و KCL می‌توان به کار برد.

$$KVL: (R + j\omega L)\, I(z)\Delta z + V(z+\Delta z) = V(z)$$

$$KCL: (G + j\omega C)\, V(z+\Delta z)\Delta z + I(z+\Delta z) = I(z)$$

$$\begin{cases} \lim_{\Delta z \to 0} \frac{V(z+\Delta z) - V(z)}{\Delta z} = -(R + j\omega L)\, I(z) \\ \lim_{\Delta z \to 0} \frac{I(z+\Delta z) - I(z)}{\Delta z} = -(G + j\omega C)\, V(z+\Delta z) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{dV(z)}{dz} = -(R+j\omega L)\, I(z) \\ \frac{dI(z)}{dz} = -(G+j\omega C)\, V(z) \end{cases}$$

دستگاه معادلات دیفرانسیل مرتبه اول :

مشتق از معادله ① $\longrightarrow$ $\frac{d^2V}{dz^2} = +\underbrace{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}_{\gamma^2} V(z)$ ($\frac{dI}{dz}$)

$$\longrightarrow \frac{d^2V}{dz^2} - \gamma^2 V = 0$$

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)} \quad (5)$$

$$V(z) = \underbrace{V_0^+ e^{-\gamma z}}_{\text{پیشرونده در جهت } z+} + \underbrace{V_0^- e^{\gamma z}}_{\text{جهت } z-}$$

مشتق از معادله ② $\longrightarrow$ $\frac{d^2I}{dz^2} - \gamma^2 I = 0$ (۴)

$$\Rightarrow I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (6)$$

جایگذاری معادله 5 در ۱

$$-\gamma V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- \gamma e^{\gamma z} = -(R+j\omega L) I(z)$$

$$I(z) = \frac{+\gamma}{R+j\omega L}\left(V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}\right) \quad (7)$$

عدد مختلط

امپدانس مشخصه خط $Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = \frac{R+j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega L}}$ ← فقط به پارامترهای خط بستگی دارد و نه بار آن

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

$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \\ I(z) = \frac{1}{Z_0}\left(V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}\right) \end{cases}$$

تعریف امپدانس در مدارهای الکتریکی $\frac{\text{فازور ولتاژ}}{\text{فازور جریان}}$

در حوزه‌ی زمان

$V^+ = V_0^+ e^{-\gamma z}$ ← $\gamma = \alpha + j\beta$ ← ثابت انتشار ← ثابت تضعیف

$$v^+(z,t) = V_0^+ e^{-\alpha z}\cos(\omega t - \beta z)$$

خط بدون اتلاف:

$R=0$, $G=0$ $\rightarrow Z=\sqrt{\frac{L}{C}}$ عددی حقیقی

$\gamma=\sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}$

$\Rightarrow \gamma=\alpha+j\beta$

$\alpha=0$

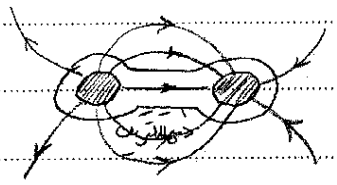
$\beta=\omega\sqrt{LC}$

$$\begin{cases} V(z)=V_0^+ e^{-j\beta z}+V_0^- e^{j\beta z} \\ I(z)=\frac{1}{Z_0}\left(V_0^+ e^{-j\beta z}-V_0^- e^{j\beta z}\right) \end{cases}$$

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

سرعت موج $V_p=\frac{\omega}{\beta}=\frac{\omega}{\omega\sqrt{LC}}=\frac{1}{\sqrt{LC}}$

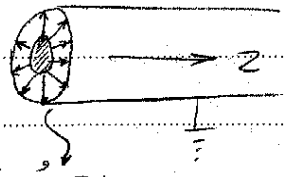
طول موج $\lambda=\frac{2\pi}{\beta}=\frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}}$



مثالهایی از خطوط انتقال

- خط انتقال دوسیم
- تلفات تشعشعی

- کابل هم محور (کواکسیال)

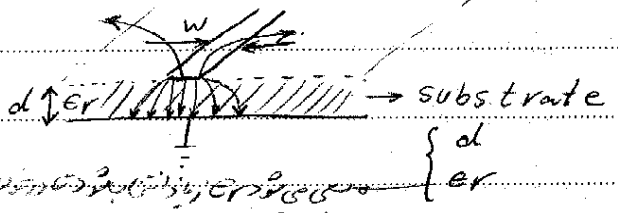


سرعت منتشر از کابل است

امپدانس مشخصه: 50Ω ✓ 75Ω

مد TEM

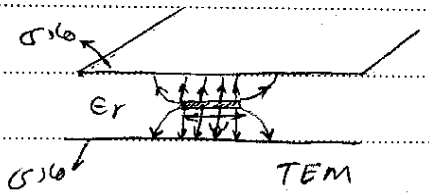
- خط مایکرواستریپ (ریزنواری)



α,β — TEM شبه

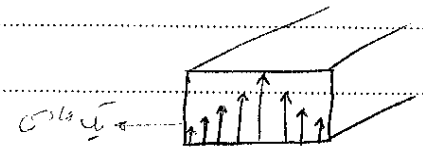
در عمل: ε_r, h معلوم → $W=?$, $Z_0=50\Omega$

خط نواری Strip line



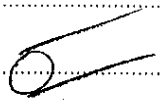
موجبرها

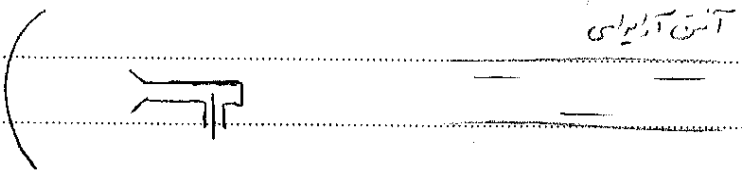
موجبر مستطیلی



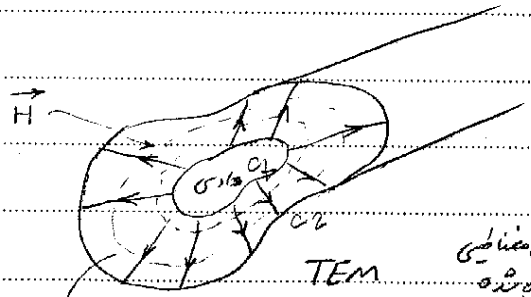
سه TEM قابل انتشار نیست چون یک هادی داریم.
TE یا TM قابل انتشار است.

موجبر حفره‌ای





محاسبهٔ پارامترهای خط انتقال



می‌سنه انرژی کنار واحد طول L :

متوسط
انرژی مغناطیسی ذخیره شده میدان‌های متغیر با زمان $W_m = \frac{\mu}{4}\int_{\text{حجم}} \bar{H}\cdot\bar{H}^* \, dV$

$\int_{\text{سطح}}^{z=0}$

چگالی انرژی مغناطیسی (میدان‌های ساکن) $= \frac{\mu}{2}|\vec{H}|^2$

طول خط $= 1m$ $\quad W_m = \frac{\mu}{4}\int_{\text{سطح}} \bar{H}\cdot\bar{H}^* \, dS$

انرژی ذخیره شده در واحد طول

رابطهٔ مداری $W_m = \frac{1}{4} L |I|^2$

جریان متغیر با زمان

$$\Rightarrow L = \frac{\mu}{|I|^2}\int_{\text{سطح}} \bar{H}\cdot\bar{H}^* dS \quad H/m$$

محاسبه ظرفیت واحد طول خط

انرژی ذخیره شده در حجم V: $W_E = \frac{\epsilon}{4}\int_{V\text{ حجم}} \bar{E}\cdot\bar{E}^*\,dV \qquad \frac{\epsilon}{2}|\bar{E}|^2$

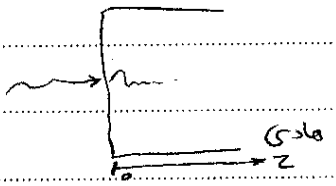
در دو واحد طول $\longrightarrow W_E = \frac{\epsilon}{4}\int_{\text{سطح مقطع}} \bar{E}\cdot\bar{E}^*\,ds$

رابطه مداری $W_E = \frac{1}{4}C|V|^2$

$$C = \frac{\epsilon}{|V|^2}\int_{\text{سطح مقطع}} \bar{E}\cdot\bar{E}^*\,ds \qquad F/m$$

$\int E.dl$ به دست می‌آید بین دو هادی

تلفات هادی



اگر $\sigma \to \infty$ موج کاملاً منعکس می‌شود بنابراین تلفات وجود ندارد.

اگر σ محدود باشد،

تلفات هدایت هادی‌ها $P_c = \frac{R_s}{2}\int_{\text{سطح}} \bar{H}\cdot\bar{H}^*\,ds$ / خط یک به ازای $z=0$ یک واحد است. / به ازای یک واحد طول

مقاومت سطحی هادی: $R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} = \frac{1}{\sigma\,\delta_s}$ $\longrightarrow$ عمق پوستی

$$P_c = \frac{R_s}{2}\int_{\text{سطح}} |\bar{J}_s|^2\,ds$$

تلفات واحد طول خط انتقال $P_c = \frac{R_s}{2}\int_{C_1+C_2} \bar{H}\cdot\bar{H}^*\,dl$

رابطه مداری $P = \frac{R}{2}|I|^2$

$$R = \frac{R_s}{|I|^2}\int_{C_1+C_2} \bar{H}\cdot\bar{H}^*\,dl \qquad \Omega/m$$

تلفات دی الکتریک (ی سیم G)

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' = \epsilon'\left(1 - j\frac{\epsilon''}{\epsilon'}\right)$$

$\frac{\epsilon''}{\epsilon'} = tg\delta$ ← تانژانت تلفات

از مشخصات دی الکتریک داده می‌شود

کاربرد: $\begin{cases} \epsilon \\ h \\ tg\delta = 0.001 \end{cases}$

تلفات دی الکتریک: $P_d = \frac{w\epsilon''}{2}\int_{cV} \bar{E}\,\bar{E}^*\,dcV$

رابطه مداری

$P = \frac{1}{2}G|V|^2$ ، G

$$\Rightarrow G = \frac{w\epsilon''}{|V|^2}\int_{cV} \bar{E}\cdot\bar{E}^*\,dcV$$

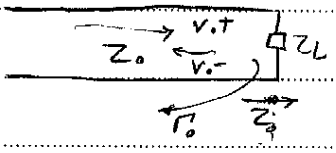
تمرین: میدان داخل یک کابل هم‌محور به صورت زیر می‌باشد:

$$\begin{cases} \bar{E} = \frac{V_0}{\rho}\hat{\rho}\,e^{-\gamma z} \\ V \to \rho \ln\frac{b}{a} \\ \bar{H} = \frac{I_0}{2\pi\rho}\hat{\phi}\,e^{-\gamma z} \end{cases}$$

مشخصات استوانه‌ای

G و R و C و L را به دست آورید؟

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'' \quad \mu = \mu_0\mu_r \quad R_s \text{ مقاومت سطحی} \quad \begin{cases} L = ? \\ C = ? \\ R = ? \\ G = ? \end{cases}$$



$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \\ I(z) = \frac{1}{Z_0}\left(V_0^+ e^{-j\beta z} - V_0^- e^{j\beta z}\right) \end{cases}$$

خط انتقال ختم شده (بدون تلف)

Terminated Transmisson line

در $z = 0 \rightarrow \begin{cases} V(z=0) = V_0^+ + V_0^- \\ I(z=0) = \frac{1}{Z_0}(V_0^+ - V_0^-) \end{cases}$

$$Z_L = \frac{V(z=0)}{I(z=0)} = Z_0\frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-}$$

حل V_0^- $\Rightarrow V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}V_0^+ \Rightarrow \Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ = ضریب انعکاس ولتاژ

ضریب انعکاس در محل بار

برای جریان هم همین

$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma_0 e^{j\beta z}) \\ I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma_0 e^{j\beta z}) \end{cases}$$

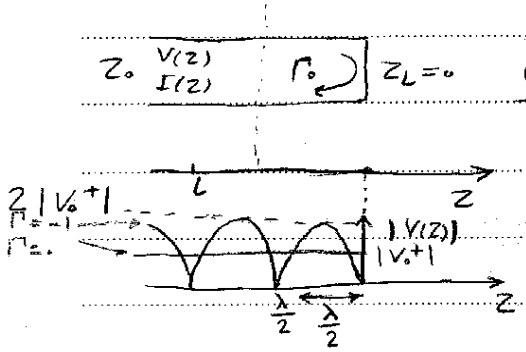
حالتهای خاص

اتصال کوتاه $Z_L = 0 \longrightarrow \Gamma_0 = -1$

مدار باز $Z_L = \infty \longrightarrow \Gamma_0 = 1$

بارتطبیق شده با خط انتقال $Z_L = Z_0 \longrightarrow \Gamma_0 = 0$
matched load

امواج ساکن (ایستا) Standing Wave

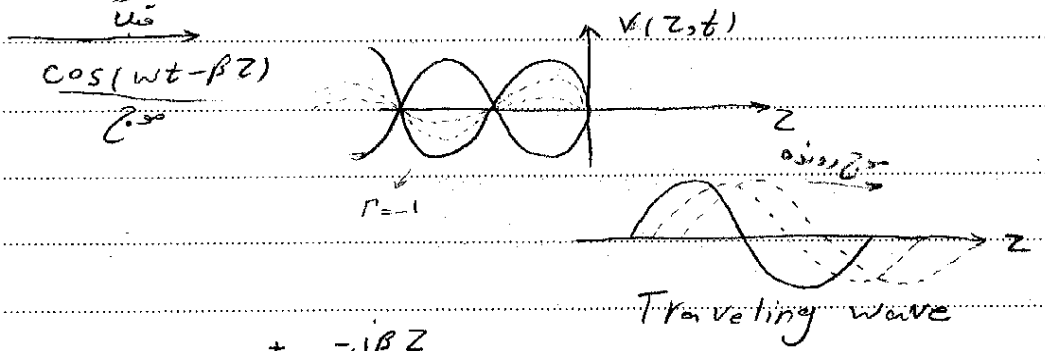


$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}) \\ I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V(z) = -2j V_0^+ \sin(\beta z) \longrightarrow |V(z)| = 2|V_0^+||\sin(\beta z)| \\ I(z) = \frac{2V_0^+}{Z_0} \cos(\beta z) \end{cases} \qquad \beta = \frac{2\pi}{\lambda} \qquad \frac{2\pi z}{\lambda}$$

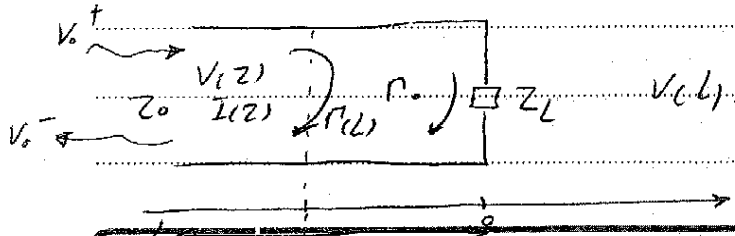
در حوزه زمان $v(z,t) = Re[-2j V_0^+ \sin(\beta z) e^{j\omega t}]$

$= 2 V_0^+ \sin(\beta z) \cos(\omega t - \frac{\pi}{2})$ حقیقی



$\Gamma_\infty \longrightarrow V = V_0^+ e^{-j\beta z}$

$|V| = |V_0^+|$



$$V(l) = V_0^+ e^{j\beta l} + V_0^- e^{-j\beta l} \qquad (V_0^- = \Gamma_0 V_0^+)$$

$$I(l) = \frac{1}{Z_0} (V_0^+ e^{j\beta l} - V_0^- e^{-j\beta l})$$

$$\Gamma(l) = \frac{\text{دامنهٔ ولتاژ بازتابش در فاصلهٔ } l \text{ از بار}}{\text{دامنهٔ ولتاژ تابش در فاصلهٔ } l \text{ از بار}} = \frac{\Gamma_0 V_0^+ e^{-j\beta l}}{V_0^+ e^{j\beta l}} = \Gamma_0 e^{-2j\beta l}$$

$$|\Gamma(l)| = |\Gamma_0|$$

Standing wave Ratio (S.W.R)

Voltag // // // (V.S.W.R)

$$S.W.R = \frac{|V_m|}{|V_{min}|}$$

$$V(l) = V_0^+ (e^{j\beta l} + \Gamma_0 e^{-j\beta l})$$

$$= V_0^+ e^{j\beta l}(1 + \Gamma_0 e^{-2j\beta l})$$

$$\Rightarrow |V(l)| = |V_0^+|\,|1 + \Gamma_0 e^{-2j\beta l}|$$

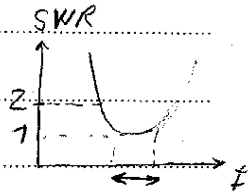
$$\Rightarrow V_{MAX} = |V_0^+|(1 + |\Gamma_0|)$$

$$V_{min} = |V_0^+|(1 - |\Gamma_0|)$$

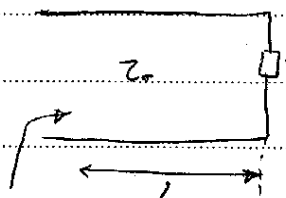
$$\Rightarrow \boxed{S.W.R = \frac{1+|\Gamma_0|}{1-|\Gamma_0|}}$$

$\Gamma = 0$ ↓ ایده‌آل $\qquad |\Gamma| = 1$ ↓

$$1 \le S.W.R \le \infty$$



امپدانس ورودی خط انتقال ختم شده



$$Z_{in}(l) = \frac{V(l)}{I(l)} = \frac{V_0^+(e^{j\beta l} + \Gamma_0 e^{-j\beta l})}{\frac{V_0^+}{Z_0}(e^{j\beta l} - \Gamma_0 e^{-j\beta l})} \quad (+)$$

($Z_{in}(l)$: در فاصلهٔ l از بار)

$$\rightarrow Z_{in}(l) = Z_0 \frac{1+\Gamma(l)}{1-\Gamma(l)} \qquad \Gamma(l) = \Gamma_0 e^{-j2\beta l}$$

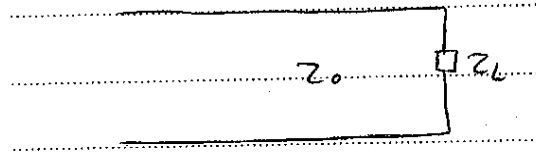
$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \xrightarrow{(1)} \boxed{Z_{in}(l) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tg(\beta l)}{Z_0 + jZ_L tg(\beta l)}}$$

حالات خاص: $Z_L = Z_0 \Rightarrow Z_{in}(l) = Z_0$

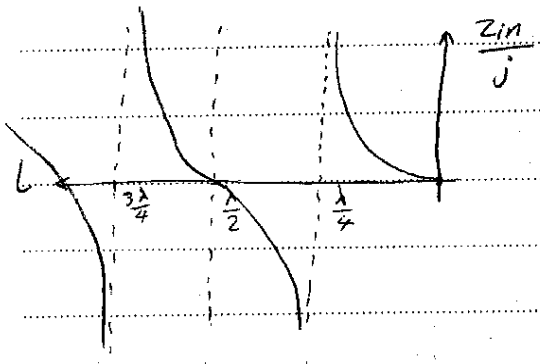
اتصال کوتاه

$Z_L = 0 \longrightarrow Z_{in}(l) = jZ_0 tg(\beta l)$

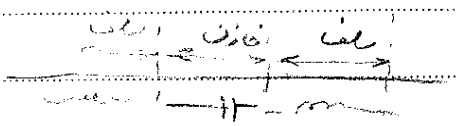
مدار باز $Z_L \to \infty \longrightarrow Z_{in}(l) = -jZ_0 \frac{1}{tg(\beta l)}$

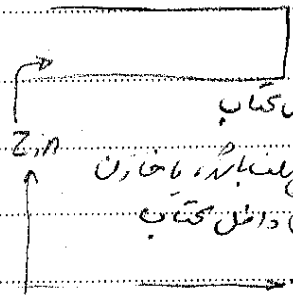


حالت $Z_L = 0$



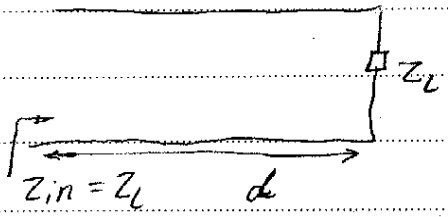
$$\frac{Z_{in}(l)}{j} = Z_0 \left(tg \frac{2\pi l}{\lambda} \right)$$





* نتیجه: وقتی پشت باتری، باطری نباشد = باطری مثل داخل کتاب

ترانسفورمر $\frac{\lambda}{4}$

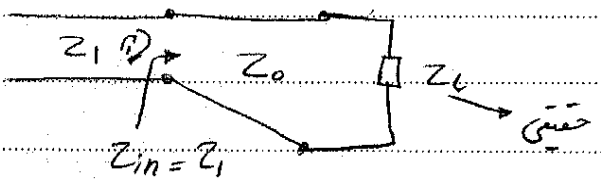


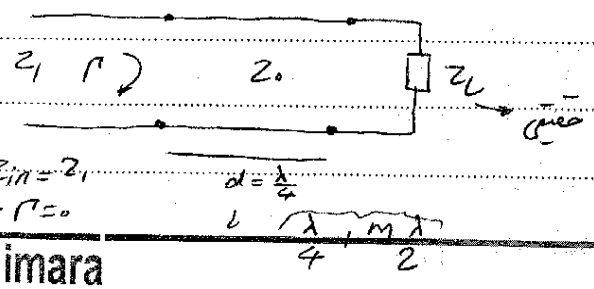
$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tg(\beta l)}{Z_0 + jZ_L tg(\beta l)}$$

اگر $d = \frac{\lambda}{2}$ یا $m\frac{\lambda}{2}$

$$tg(\beta l) = tg\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2}\right) = tg(\pi) \text{ یا } tg(m\pi) = 0$$

$$\Rightarrow Z_{in} = Z_L$$

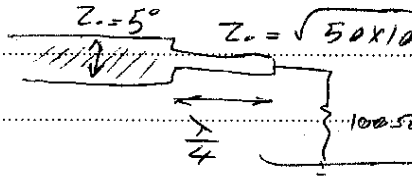




$Z_0 = ?$ یا $Z_{in} = Z_1$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + j\,tg(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4})}{Z_0 + jZ_L\,tg(\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda}{4})}$$

$$\rightarrow \begin{cases} Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L} \\ Z_{in} = Z_1 \end{cases} \Rightarrow \frac{Z_0^2}{Z_L} = Z_1 \Rightarrow \boxed{Z_0 = \sqrt{Z_1 Z_L}}$$

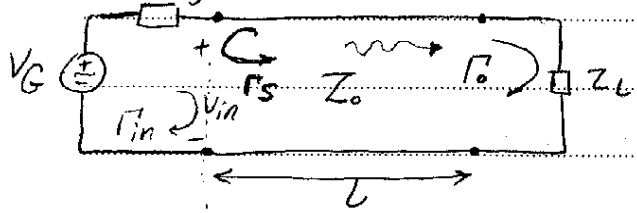


← شکل پهنای باند محدود

بیشتر برای Narrow Band کاربرد دارد.

مثال‌ها: 2.7 و 2.8

خط انتقال متصل به بار و منبع



مرجع صفر خط انتقال

$$V_{in} = V_{in}^+ + V_{in}^- = V_{in}^+(1+\Gamma_{in})$$

$$V_{in} = \frac{Z_{in}}{Z_g + Z_{in}} V_G$$

$$\Rightarrow \frac{Z_{in}}{Z_g + Z_{in}} V_G = V_{in}^+\left(1 + \frac{Z_{in} - Z_g}{Z_{in} + Z_g}\right)$$ (Γ_{in})

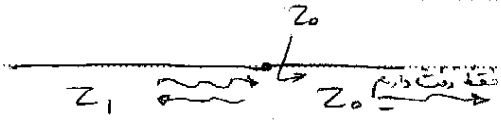
از طرفی $\Gamma_{in} = \Gamma_0 e^{-2j\beta l}$

V_{in}^+ قابل محاسبه

ضریب انتقال

$$T = \frac{V_L}{V^+} = \frac{V^+(1+\Gamma_0)}{V^+} \Rightarrow \boxed{T = 1 + \Gamma_0}$$

V^+ در محل بار



$$z < 0 \begin{cases} V(z) = V_0^+(e^{-j\beta z} + \Gamma_0 e^{j\beta z}) \\ \boxed{\Gamma_0 = \frac{Z_0 - Z_1}{Z_1 + Z_0}} \quad / \ ① \end{cases}$$

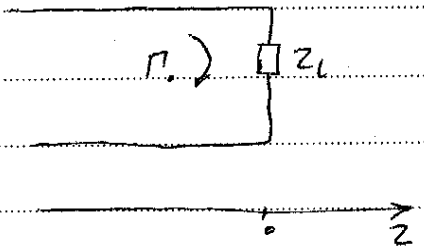
$$z > 0 \rightarrow \begin{cases} V(z) = V_1^+ e^{-j\beta z} \ ② \end{cases} \qquad \begin{matrix} z=0 \\ ①=② \end{matrix} \Rightarrow V_0^+(1+\Gamma_0) = V_1^+$$

$$\Rightarrow \boxed{V_1^+ = (1+\Gamma_0)V_0^+}$$

ضریب انتقال $T = \frac{V_1^+}{V_0^+} \Rightarrow \boxed{T = 1 + \Gamma_0 = 1 + \frac{Z_0 - Z_1}{Z_1 + Z_0} = \frac{2Z_0}{Z_1 + Z_0}}$

Simara ۱۸

انتقال توان در خط انتقال



$$\begin{cases} V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma_0 e^{j\beta z}) \\ I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} (e^{-j\beta z} - \Gamma_0 e^{j\beta z}) \end{cases}$$

$$\bar{I}^*(z) = \frac{V_0^{+*}}{Z_0} (e^{j\beta z} - \Gamma_0^* e^{-j\beta z})$$

P_{av} توان متوسط در طول خط

$$P_{av} = \frac{1}{2} Re[VI^*]$$

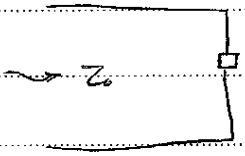
$$= \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} Re\left(1 - \underbrace{\Gamma_0^* e^{-2j\beta z}}_{A^*} + \underbrace{\Gamma_0 e^{2j\beta z}}_{A} - |\Gamma_0|^2\right)$$

$A - A^*$ کمیت موهومی

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma_0|^2)$$

$\frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} |\Gamma_0|^2$ = توان بازتابش − توان تابش = توان متوسط انتقالی در طول خط ثابت است

انتقال توان در خط انتقال



$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_0|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma_0|^2)$$

جذب تمام توان ← $\Gamma_0 = 0$ اگر

انعکاس تمام توان ← $|\Gamma_0| = 1$

تلفات بازگشتی RL (Return loss)

$$RL = -10 \log \frac{P_r}{P_i}$$

P_r ← توان منعکس شده

P_i ← توان تابش

$$\Rightarrow R_L = -10 \log |\Gamma_0|^2 = -20 \log |\Gamma_0| \qquad 0 < R_L < \infty \ (dB)$$

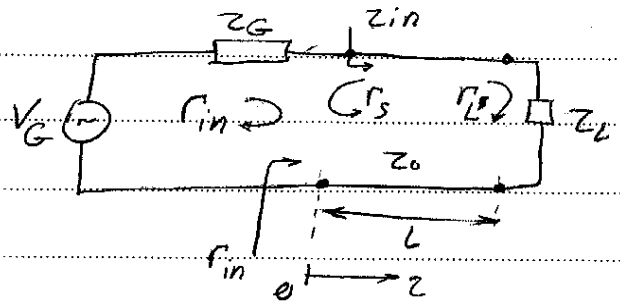
ضریب انتقال T : Insertion loss (IL)

$$I_L = -10 \log \frac{\text{توان منتقل شده}}{\text{توان تابش}}$$

$$= -20 \log |T| \ (dB)$$

بیان توان بر حسب dBm

$$P_{(dBm)} = 10 \log \frac{P(\text{وات})}{1\,mw}$$



$$P_{av} = \frac{1}{2}\frac{|V_{in}^+|^2}{Z_0}(1-|\Gamma_{in}|^2) \quad ①$$

$$V_{in}(z=0) = V_{in}^+(1+\Gamma_{in}) \quad ②$$

$$I_{in}(z=0) = \frac{V_{in}^+}{Z_0}(1-\Gamma_{in}) \quad ③$$

$$V_{in}^+ = \frac{V_{in}(z=0)}{1+\Gamma_{in}} = \frac{1}{1+\Gamma_{in}}\frac{Z_G}{Z_G+Z_{in}}V_G \quad ④$$

$$\xrightarrow{①,②} Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{1+\Gamma_{in}}{1-\Gamma_{in}} \quad ⑤$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_G-Z_0}{Z_G+Z_0} \longrightarrow Z_G = Z_0\frac{1+\Gamma_S}{1-\Gamma_S} \quad ⑥$$

جایگذاری ۵ و ۶ در رابطه ۴ $\quad V_{in}^+ = \frac{V_G}{2}\cdot\frac{1-\Gamma_S}{1-\Gamma_S\Gamma_{in}} \quad ⑦$

جایگذاری در ۳ $\quad P_{av} = \frac{1}{8}\frac{|V_G|^2}{Z_0}\frac{|1-\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2}(1-|\Gamma_{in}|^2)$

توجه شود: $|\Gamma_{in}| = \Gamma_L$ لذا فقط فازش فرق می‌کند.

$$\Gamma_{in} = \Gamma_L e^{-2j\beta L}$$

اگر $\Gamma_S = 0$ $\quad P_{av}$ ⟵ $\Gamma_L = 0$

$$P_{av} = \frac{1}{8}\frac{|V_G|^2}{Z_0}$$

$P_L = P_{av} = P_{in}$ ⟵ چون خط بدون تلفات است.

در خط تلفن دار:

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{|V_L|^2}{Z_0} = \frac{1}{2}\frac{|V_L^+|^2}{Z_0}(1-|\Gamma_L|^2) \quad (1)$$

(ولتاژ کل ولتاژ تابش در محل بار)

به طور دقیق Z_0 عدد مختلط خواهد بود.

$Z_0 \simeq$ حقیقی

$\gamma = \alpha + j\beta$

ضریب میرایی

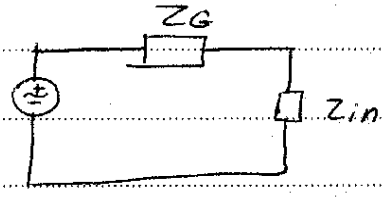
$$V_L^+ = e^{-\alpha L} V_{in}^+ \quad (2)$$

$$P_L = \frac{1}{2}\frac{e^{-2\alpha L}}{Z_0}|V_{in}^+|^2(1-|\Gamma_L|^2) \quad (3)$$

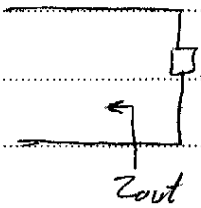
جاگذاری V_{in}^+ ←

$$P_L = \frac{1}{8}\frac{|V_G|^2}{Z_0}\frac{|1-\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2}e^{-2\alpha L}(1-|\Gamma_L|^2)$$

تطبیق امپدانس ورودی

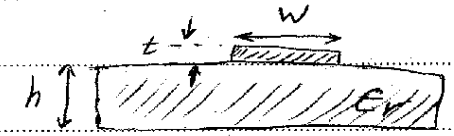


$Z_{in}=?$ بیشترین توان به خط انتقال منتقل شود. ← $Z_{in} = Z_G^*$



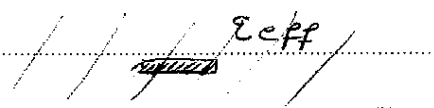
تطبیق در خروجی $Z_{out} = Z_L^*$

روابط خطوط میکرواستریپ



$\frac{w}{h} > 1 \rightarrow Z_0 = \ldots$ (2.42 کتاب)

ε_{eff} ضریب دی الکتریک مؤثر



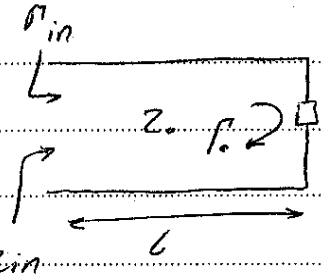
$\frac{w}{h} < 1 \rightarrow Z_0 = \ldots$

تمرینات سری اول

فصل دوم: ۱۵، ۱۸، ۲۹، ۳۱

The Smith chart

چارت اسمیت

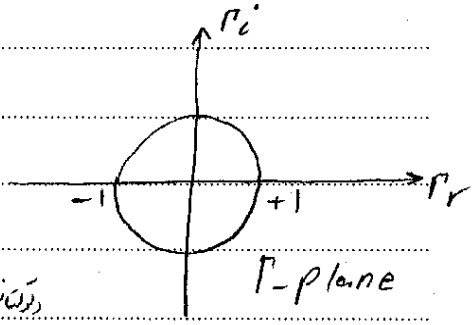


$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + j Z_0 \tan\beta l}{Z_0 + j Z_L \tan\beta l}$$

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

$$\Gamma_0 = |\Gamma_0| e^{j\theta} \qquad |\Gamma_0| \le 1$$ برای مدارهای پسیو

$$\Gamma_{in} = \Gamma_0 e^{-2j\beta l} \Rightarrow |\Gamma_{in}| = |\Gamma_0| \le 1$$



$$\Gamma_{in} = \Gamma_r(l) + j\Gamma_i(l)$$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1+\Gamma_r + j\Gamma_i}{1-\Gamma_r - j\Gamma_i} \longrightarrow \underbrace{z}_{\text{نرمالیزه به امپدانس مشخصه}} \overbrace{=}^{\text{در کتاب}} \frac{Z_{in}}{Z_0} = r + jx = \frac{1+\Gamma_r+j\Gamma_i}{1-\Gamma_r-j\Gamma_i}$$

$$= \frac{(1+\Gamma_r+j\Gamma_i)(1-\Gamma_r+j\Gamma_i)}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2}$$

$$\begin{cases} r = \dfrac{1-\Gamma_r^2-\Gamma_i^2}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2} & (1) \\ x = \dfrac{2\Gamma_i}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2} & (2) \end{cases}$$

Γ-Plane $\longrightarrow$ Z-Plane

به عبارتی هر نقطه در صفحه Z به صفحه Γ نگاشت می‌شود.

$$\begin{cases} \left(\Gamma_r - \dfrac{r}{r+1}\right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\dfrac{1}{r+1}\right)^2 & (3) \\ (\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \dfrac{1}{x}\right)^2 = \left(\dfrac{1}{x}\right)^2 & (4) \end{cases}$$

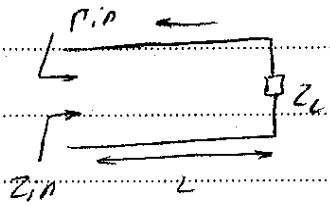
$r \ge 0$ ثابت

$-\infty \le x \le +\infty$

(4) دایره $\Rightarrow$ مرکز $\Gamma_r = 1,\ \Gamma_i = \frac{1}{x}$ ، شعاع $= \frac{1}{x}$

(3) دایره $\Rightarrow$ مرکز $\frac{r}{r+1}, 0$ ، شعاع $\frac{1}{r+1}$

بارهای سلفی بالای استوا چارت
بارهای خازنی پایین استوا چارت



$\Gamma_0 = |\Gamma_0| e^{j\theta}$

$\Gamma_{in} = \Gamma_0 e^{-j2\beta l}$

1- $z_L = \frac{Z_L}{Z_0} \rightarrow Z_L = 0.6 + j1.2$

2- تعیین نقطهٔ متناظر با z_L در چارت

تمرین
3.5

یک دور کامل روی چارت امپدانس:

$2\pi = 2\beta l$

$2\pi = 2\frac{2\pi}{\lambda} l \Rightarrow l = \frac{\lambda}{2}$

در فاصلهٔ ۲ سانتی‌متری از بار

$\begin{cases} Z_L = 30 + j60\ \Omega \\ Z_0 = 50\ \Omega \\ f = 2\ GHz \end{cases} \rightarrow \quad Z_{in} = ? \quad \Gamma_{in} = ?$

سرعت فاز در خط انتقال $V_p = \frac{c}{2} = 1.5 \times 10^8\ m/s$

$z_L = 0.6 + j1.2$

$\lambda = \frac{V_p}{f} = \frac{1.5 \times 10^8}{2 \times 10^9} = 0.075\ m$

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = 83.77\ m$

مقدار چرخش $= 2\beta l$

$= 2 \times 83.77 \times 2 \times 10^{-2} = 3.35\ rad \simeq 192^\circ$

$z_{in} = 0.3 - j0.53$ از روی چارت ، نقطه = خازنی

تعیین SWR:

$\begin{cases} SWR = \frac{1 + |\Gamma_{in}|}{1 - |\Gamma_{in}|} \\ z_{in} = \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}} \end{cases}$ جایی که $|\Gamma_{in}| = \Gamma_{in}$ فازمنز

$Z_L = 50$

$Z_L = 1 \rightarrow SWR = 1$

تحقق سلف و خازن با استفاده از خط انتقال

مدار باز o.c

$Z_{in} = -jZ_0 \cot\beta l$

Z_{in} ——— l

تحقق خازن

$Z_c = \frac{1}{j\omega C}$

$Z_c = \frac{1}{j\omega C} = -jZ_0 \cot(\beta l) \Rightarrow l = \frac{1}{\beta}\cot^{-1}\left(\frac{1}{\omega C Z_0}\right)$

l ⟷

مثال 3.5)

$Z_0 = 50\,\Omega$ o.c.

طول l را برحسب میلی‌متر طوری بدست آورید که:

الف) خازن 2pF داشته باشیم.

ب) سلف 5.3nH داشته باشیم.

$f = 3GHz$

$V_p = 0.77c$

$\beta = \frac{\omega}{V_p} = \frac{2\pi f}{0.77c} = 81.6\ m^{-1}$

$\lambda = \frac{V_p}{f}$

① $C = 2pF \longrightarrow l = 18.27\,mm$

$l = 13.27 + n\frac{\lambda}{2}$

$\frac{\lambda}{2} = \frac{V_p}{f} = 38.5\,mm \rightarrow l = 13.27 + n\,38.5\,mm$

از روش چارت اسمیت

$X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \times 3\times 10^9 \times 2\times 10^{-12}} = 26.5\,\Omega$

$Z_C = -j\frac{X_C}{Z_0} = -j0.53$ نرمالیزه شده

سلف از راه چارت اسمیت

$X_L = \omega L = \ldots$ 5.3nH

$Z_L = \frac{X_L}{Z_0} = 2 \Rightarrow d = 0.42\lambda$

تبدیل امپدانس به ادمیتانس

$$* \quad \frac{Y_0}{in} = \frac{1}{Z_L} \qquad y_{in} = g + jb = \frac{Z_0}{Z_L}$$

$$y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1-\Gamma_{in}}{1+\Gamma_{in}} = \frac{1+e^{j\pi}\Gamma_{in}}{1-e^{j\pi}\Gamma_{in}}$$

کافی است به اندازه ۱۸۰ درجه بچرخانیم.

تمرین: نقطه ۲ را ببرید

$$1+j1 \rightarrow 0.5-j0.5$$

اگر نقطه ثابت بگیریم چارت را بچرخانیم، بالایی‌ها منفی - پایینی‌ها مثبت‌اند.

ZY smith chart

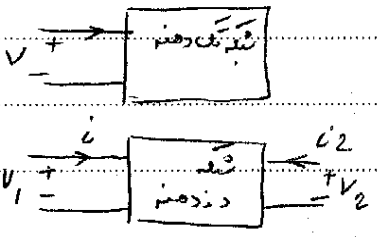
تمرین سری دوم:

فصل سوم: ۱۰، ۱۲، ۲۱، ۲۷ و ۳۰

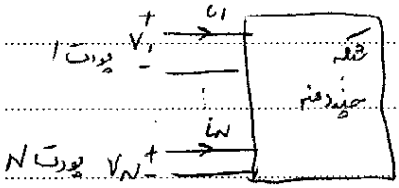
فصل ۴ شبکه‌های یک دهنه و چند دهنه

هر یک از دهنه‌ها نماینگر یک خط انتقال

نمایش مدهای مختلف یک خط انتقال



نمایش به صورت ماتریس امپدانس



$$[V] = [Z][I]$$

بردار ولتاژ $N\times 1$ — ماتریس $N\times N$ — بردار جریان $N\times 1$

$$Z_{ij} = \left.\frac{V_i}{I_j}\right|_{I_K=0 \quad K\neq j}$$

نمایش چند پورتی بر پایه ماتریس ادمیتانس

$$[I]_{N\times 1} = [Y]_{N\times N}[V]_{N\times 1} \qquad Y_{ij} = \left.\frac{I_i}{V_j}\right|_{V_K=0,\ K\neq j}$$

اگر $[Z]$ و $[Y]$ هر دو موجود باشند: $[Z]=[Y]^{-1}$

در مورد دو دهنه‌ای ها:

نمایش به وسیلهٔ ماتریس انتقال T

یا ماتریس ABCD

یا Chain matrix

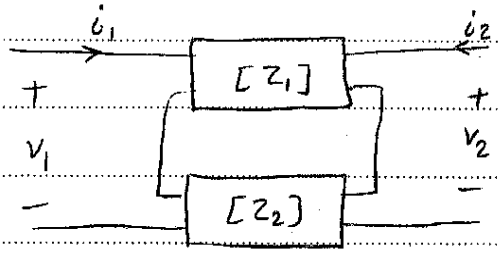
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -i_2 \end{bmatrix}$$

ماتریس h یا پرید h

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1 \\ V_2 \end{bmatrix}$$

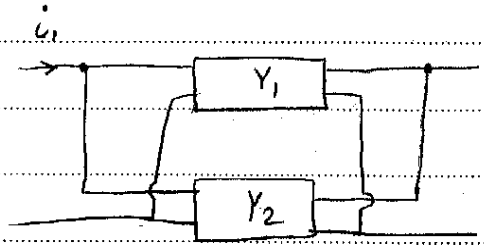
اتصالات چند دهنه‌ای ها

اتصال سری



$$[Z] = [Z_1] + [Z_2]$$

- اتصال موازی



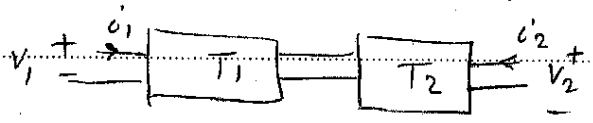
$$[Y] = [Y_1] + [Y_2]$$

اگر در ورودی: سری

خروجی: موازی

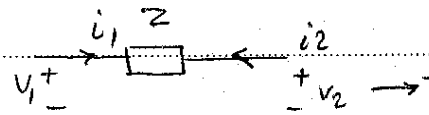
$$[h] = [h_1] + [h_2]$$

اتصال متوالی (Cascade)



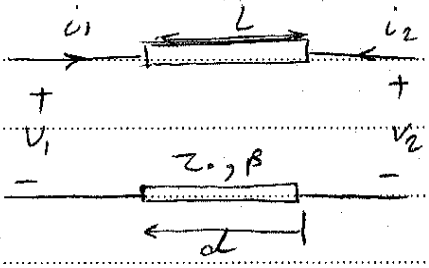
$$T = T_1 T_2$$

مثال)



$\rightarrow T = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

ماتریس انتقال برای خط انتقالی بطول L:



$$\begin{bmatrix} V_1 \\ i_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ -i_2 \end{bmatrix} \rightarrow \begin{cases} V_1 = A V_2 - B i_2 \rightarrow A = \dfrac{V_1}{V_2}\Big|_{i_2=0} \\ i_1 = C V_2 - D i_2 \end{cases}$$

مدار باز

$$B = \frac{V_1}{-i_2}\Big|_{V_2=0}$$

اتصال کوتاه

d جهت مبدا ← جهت مثبت

$$\begin{cases} V(d) = V_0^+ \left(e^{j\beta d} + \Gamma_0 e^{-j\beta d}\right) \quad (1) \\ i(d) = \dfrac{V_0^+}{Z_0}\left(e^{j\beta d} - \Gamma_0 e^{-j\beta d}\right) \end{cases}$$

$\Gamma_0 = 1$ ، در حالت مدار باز $\xrightarrow{(1)}$ $\begin{cases} V(d) = 2V_0^+ \cos(\beta d) \\ i(d) = 2j\dfrac{V_0^+}{Z_0}\sin(\beta d) \end{cases}$ (3) ← به خاطر جهت sin(βd)

$\Gamma_0 = -1$ ، در حالت اتصال کوتاه $\xrightarrow{(1)}$ $\begin{cases} V(d) = 2jV_0^+ \sin(\beta d) \\ i(d) = 2\dfrac{V_0^+}{Z_0}\cos(\beta d) \end{cases}$ (2)

$$A = \frac{V_1}{V_2}\Big|_{i_2=0} = \frac{V(d=L)}{V(d=0)} = \frac{2V_0^+\cos(\beta L)}{2V_0^+} \Rightarrow A = \cos\beta L$$

(3) مدار باز

$$B = \frac{V_1}{-i_2}\Big|_{V_2=0} = \frac{V(d=L)}{-i(d=0)} = \frac{2jV_0^+\sin(\beta L)}{-2\frac{V_0^+}{Z_0}} \Rightarrow B = -jZ_0\sin(\beta L)$$

(2)

$$C = \frac{i_1}{V_2}\Big|_{i_2=0} = \frac{i(d=L)}{V(d=0)} = \frac{\frac{2jV_0^+}{Z_0}\sin\beta L}{2V_0^+} = \frac{j}{Z_0}\sin\beta L \Rightarrow C = jY_0\sin(\beta L)$$

(3)

$$D = \frac{i_1}{-i_2}\Big|_{V_2=0} = \frac{i(d=L)}{+i(d=0)} = \frac{\frac{2V_0^+}{Z_0}\cos\beta L}{\frac{2V_0^+}{Z_0}} = \cos(\beta L)$$

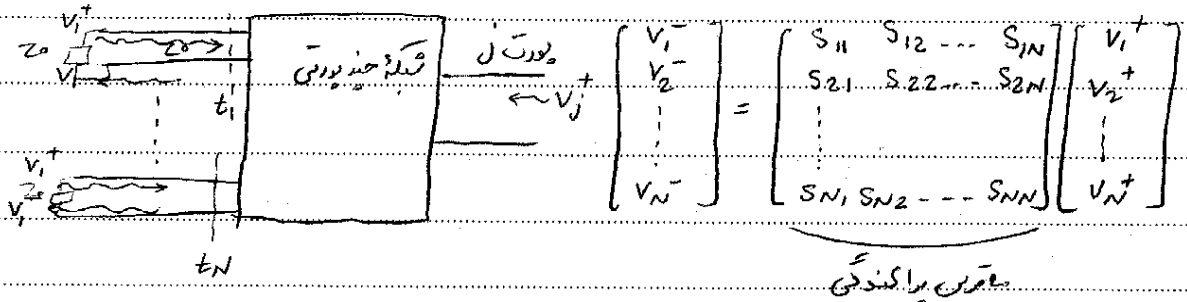
به خاطر جهت

(2)

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\beta L) & +jZ_0\sin(\beta L) \\ jY_0\sin(\beta L) & \cos(\beta L) \end{bmatrix}$$

پارامترهای پراکندگی S : scattering parameters

- انتقال کوتاه یا مدار باز شدن پورتها در فرکانس های بالا ممنوعیت می باشد.
- اندازه گیری مستقیم ولتاژ و جریان نیز در فرکانسهای بالا ممکن نیست.



$$[V^-]_{N\times 1} = [S]_{N\times N}[V^+]_{N\times 1}$$

$$S_{ij} = \frac{V_i^-}{V_j^+}\Big|_{V_k^+=0,\ k\neq j}$$

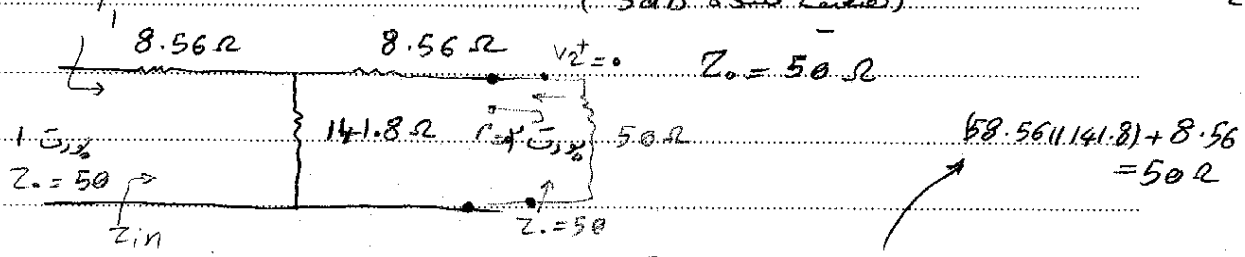
↓

پورت kام تطبیق شده باشد.
یعنی خاتمه شود به Z_0

S_{ij} : انتقال از پورت j به پورت i وقتی که سایر پورتها تطبیق شده باشند.

$S_{ii} = \Gamma_i$ ضریب انعکاس پورت iام وقتی سایر پورتها تطبیق شده باشند.

مثال ماتریس S را برای دو پورتی روبرو به دست آورید:
(تضعیف کننده 3dB)

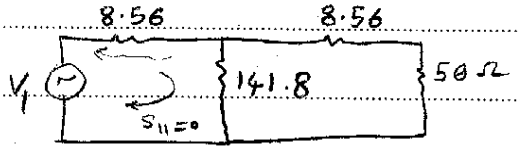


$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$$

$$S_{11} = \Gamma_1 = \frac{V_1^-}{V_1^+}\Big|_{V_2^+=0} = \frac{Z_{in}-Z_0}{Z_{in}+Z_0} = \frac{50-50}{50+50} = 0$$

تقارن شکل ⟵ $S_{22} = 0$

$$S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+}\Big|_{V_2^+=0}$$



$$S_{21} = \left.\frac{V_2^-}{V_1^+}\right|_{V_2^+=0}$$

$V_2 = V_2^+ + V_2^- = V_2^-$ ⟹ چون $S_{11}=0$ ⟹ می‌شود V_2 در شکل با قرار دادن منبع V_1 در ورودی

$$V_2 = \frac{50}{50+8.56}\,\frac{(58.56 \,||\, 141.8)}{8.56+(58.56||141.8)}\,V_1$$

$$\Rightarrow S_{21} = \frac{V_2^-}{V_1^+} = \frac{V_2}{V_1} = 0.707 = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

با توجه به تقارن شبکه مان $S_{21} = S_{12} = 0.707$

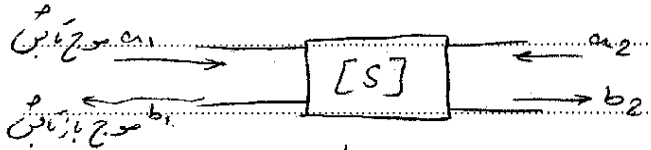
توان در پورت ورودی $\dfrac{|V_1^+|^2}{2Z_0}$

توان در پورت خروجی $\dfrac{|V_2^-|^2}{2Z_0} = \dfrac{|S_{21}|^2|V_1^+|^2}{2Z_0} = \left(\dfrac{1}{2}\right)\dfrac{|V_1^+|^2}{2Z_0}$

توان خروجی نصف توان ورودی می باشد.

Vector Network Analyzer ← اندازه و فاز

Scaler // //

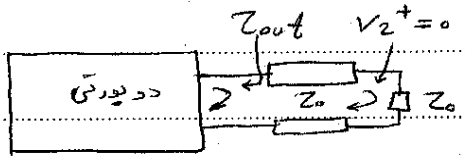


$$a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_0}} \qquad \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_0}}$$

$$\begin{cases} V_n = \sqrt{Z_0}\,(a_n + b_n) \\ i_n = \dfrac{}{\sqrt{Z_0}}\,(a_n - b_n) \end{cases}$$

توان پورت n ام : $P_n = \frac{1}{2} V_n I_n^* = (|a_n|^2 - |b_n|^2)\frac{1}{2}$

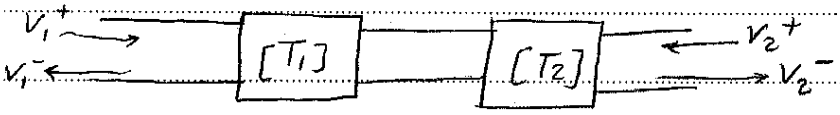


کافی است امپدانس [illegible] را مساوی امپدانس مشخصه خط قرار دهیم.

chain scattering matrix

ماتریس پراکندگی زنجیره‌ای:

$$\begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_1^- \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}}_{T} \begin{bmatrix} V_2^+ \\ V_2^- \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2^- \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$



$$\begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_1^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \quad T \quad \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2^+ \\ V_2^- \end{bmatrix} \rightarrow T = [T_1][T_2]$$

رابطه بین ماتریس T و S

ماتریس T:
$$\begin{cases} V_1^+ = T_{11} V_2^+ + T_{12} V_2^- \quad (1) \\ V_1^- = T_{21} V_2^+ + T_{22} V_2^- \quad (2) \end{cases}$$

ماتریس S:
$$\begin{cases} V_1^- = S_{11} V_1^+ + S_{12} V_2^+ \quad (3) \\ V_2^- = S_{21} V_1^+ + S_{22} V_2^+ \quad (4) \end{cases}$$

$$T_{11} = \frac{V_1^+}{V_2^+}\Big|_{V_2^- = 0} \xrightarrow{(4)} T_{11} = \frac{-S_{22}}{S_{21}}$$

$$T_{12} = \frac{V_1^+}{V_2^-}\Big|_{V_2^+ = 0} \xrightarrow{(4)} T_{12} = \frac{1}{S_{21}}$$

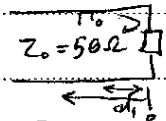
$$T_{21} = \frac{V_1^-}{V_2^+}\Big|_{V_2^- = 0} = \frac{S_{11} V_1^+ + S_{12} V_2^+}{V_2^+} = S_{11}\frac{S_{22}}{S_{21}} + S_{12} = \frac{S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22}}{S_{21}} = \frac{-\Delta S}{S_{21}}$$

$$(4) \rightarrow S_{21} V_1^+ + S_{22} V_2^+ = 0$$

$$V_1^+ = -\frac{S_{22}}{S_{21}} V_2^+$$

$$T_{22} = \frac{V_1^-}{V_2^-}\Big|_{V_2^+ = 0} = \frac{S_{11} V_1^+}{S_{21} V_1^+} = \frac{S_{11}}{S_{21}}$$

(2-18



$SWR = 2.5$

فاصله دو min : $2.1cm = \frac{\lambda}{2} \Rightarrow \lambda = 4.2cm$

فاصله اولین min از گل‌بار : $0.9cm \Rightarrow \frac{d_1}{\lambda} = 0.214$

$d_1 = 0.214\lambda$

$$SWR = \frac{1+|\Gamma_0|}{1-|\Gamma_0|} \rightarrow |\Gamma_0| = \frac{SWR-1}{SWR+1} = 0.428$$

$$V = V^+ (e^{j\beta d} + \Gamma_0 e^{-j\beta d})$$

$$= V^+ e^{j\beta d} (1 + \Gamma_0 e^{-2j\beta d})$$

$$\Gamma_0 e^{-2j\beta d} \rightarrow |\Gamma_0| e^{j\theta} e^{-2j\beta d}$$

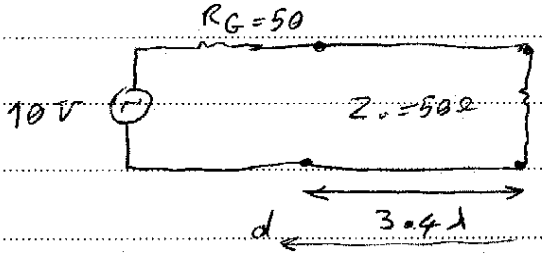
اولین ضریب فاز : $\theta - 2\beta d_1 = \pi$

$$\theta = -\pi + 2\frac{2\pi}{\lambda}(0.214\lambda)$$

$$\theta = -25.9^\circ$$

$$\Gamma_0 = 0.425 e^{-j25.9^\circ}$$

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \rightarrow Z_L = \dots \quad 98.81 - j45.2$$



$\alpha = 0.5 dB/\lambda$

$$P_{in} = \frac{1}{8}\frac{|V_G|^2}{Z_0}\frac{|1-\Gamma_S|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2}(1-|\Gamma_{in}|^2) \qquad \Gamma_S = 0$$ چون تطبیق شده است

$$P_{in} = \frac{1}{8}\frac{|V_G|^2}{Z_0}(1-|\Gamma_{in}|^2) \quad (1)$$

$$V_L = V^+ (e^{\alpha d} e^{j\beta d} + \Gamma_0 e^{-\alpha d} e^{-j\beta d})$$

$$\Gamma_{in} = e^{-2\alpha d}\Gamma_0 e^{-2j\beta d} \quad (2)$$

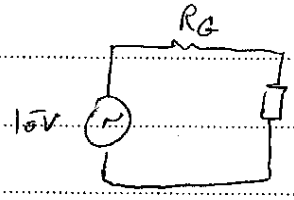
$20\log e^{\alpha} = 0.5 \rightarrow \alpha = 0.057\ Np/\lambda$

ب) $|\Gamma_{in}| = |\Gamma_0| e^{-2\alpha d} = 0.2 e^{-2\times 0.057 \times (3.4)} = 0.136$

$P_{in} = 245\ mW$

(2.100) $P_L = \frac{1}{8} \frac{|V_G|^2}{|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2} e$

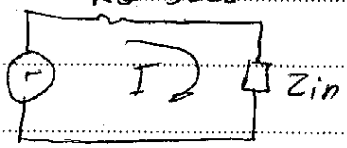
$\rightarrow P_L = 162.9\ mW$ و $P_{Loss} = 245 - 162\ mW$



$\Gamma_{in} = \Gamma_0 e^{-2\alpha L} e^{-2j\beta L} = 0.2 e^{-2(0.057)(3.4)} * e^{-2j(\frac{2\pi}{\lambda})(3.4\lambda)}$

$\Gamma_{in} = 0.136 e^{j72^\circ} = 0.042 + j\,0.13$

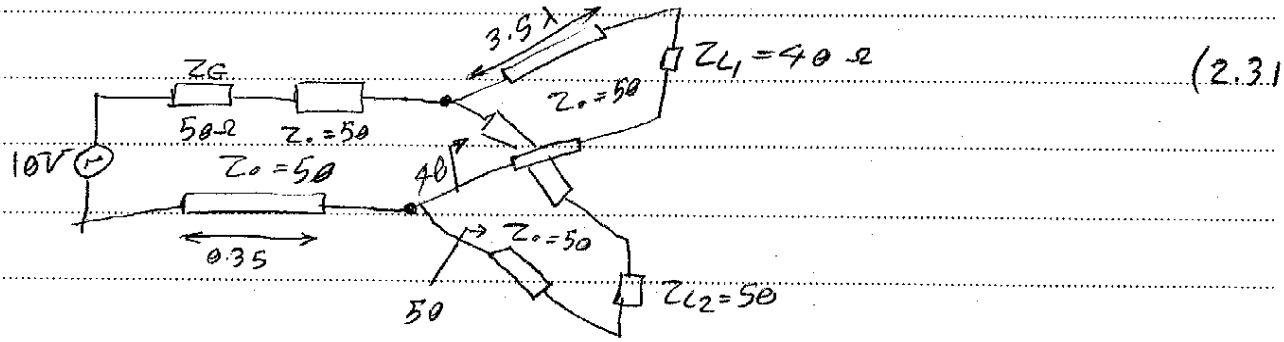
جایگذاری $\rightarrow Z_{in} = 54.35\, e^{j14.8^\circ} = 52.54 + j\,13.88\ \Omega$



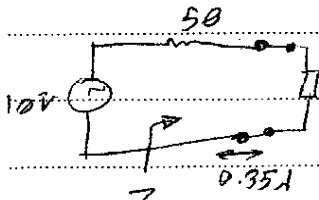
$I = \frac{10}{100 + 2.54 + j13.88} = 0.096 \angle -7.7^\circ$

توان منبع $P_S = \frac{1}{2} Re[VI^*] = 478\ mW$

$P_{Z_{in}} = \frac{1}{2} R_e[Z_{in}]\,|I|^2 = 245\ mW$

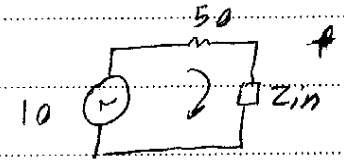


(2.31



$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tg(\beta l)}{Z_0 + jZ_L tg(\beta l)} = 61.69 \angle -40.65$$

$$= 46.8 - j40.19\ \Omega$$



$$I = \frac{10}{96.8 - j40.19} = 95.4_{mA} \angle 22.55$$

توان متوسط $P_s = \frac{1}{2} Re[VI^*] = 440.5\ mW$

$$P_{Z_{in}} = \frac{1}{2} Re[Z_{in}]|I|^2 = 214\ mW$$

$$P_{RG} = \frac{1}{2}(50)|I|^2 = 227\ mW$$

$$0.214 = \frac{|V_o|^2}{2 \times 22.22} \rightarrow |V_o| = 3.08V$$

$$P_{40\Omega} = \frac{1}{2} \frac{(3.08)^2}{40} = 118.6\ mW$$

$$P_{50\Omega} = \frac{1}{2} \frac{3.08^2}{50} = 94.86\ mW$$

کلاس جبرانی شنبه ۱۱،۵-۱

رابطه بین پارامترهای S و Z

$$[V]_{N\times 1} = [Z][I]$$

$$[V^-] = [S][V^+]$$

$$[V] = [V^+] + [V^-] = [V^+] + [S][V^+]$$

$$[V] = ([E] + [S])[V^+] \quad (1)$$

ماتریس همانی

$$\begin{bmatrix} 1 & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & 1 \end{bmatrix}_{N\times N}$$

$$[I] = \frac{1}{Z_0}([V^+] - [V^-])$$

$$= \frac{1}{Z_0}([V^+] - [S][V^+])$$

$$[I] = \frac{1}{Z_0}([E] - [S])[V^+]$$

$$[V^+] = Z_0([E] - [S])^{-1} \times (2)\,[I] \quad (3)$$

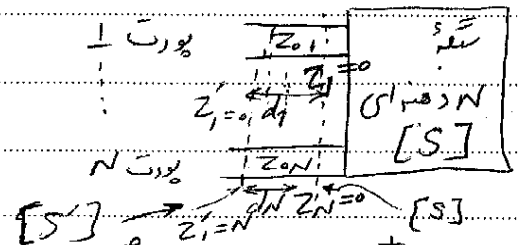
جایگذاری ۲ در ۱ ←

$$[V] = Z_0\underbrace{([E] + [S])([E] - [S])^{-1}}_{[Z]}[I]$$

$$[Z] = Z_0([E] + [S])([E] - [S])^{-1}$$

تشابه خطوط چوت ← ✗ جذبی

تعیین پارامترهای S



$$V_n = \underbrace{V_n^+ + V_n^-}_{\sqrt{Z_{0n}}\,(a_n + b_n)}$$

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n)$$

موج تابش $a_n = \frac{V_n^+}{\sqrt{Z_{0n}}}$ پورت n ام

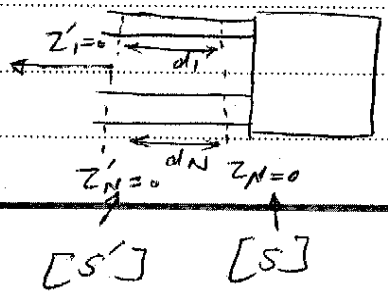
موج بازتابش $b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_{0n}}}$ پورت n ام

توان پورت n : $P_n = \frac{1}{2}\,Re[V_n I_n^*] = \frac{1}{2}\,Re\left[|a_n|^2 - |b_n|^2 - \underbrace{a_n b_n^* + b_n a_n^*}_{\text{موهومی}}\right]$

$$P_n = \frac{1}{2}(|a_n|^2 - |b_n|^2)$$

توان = تابش − بازتابش

شبکه صفحات مرجع فاز



موج تابش $V_n'^+ = V_n^+ e^{j\beta d_n} = V_n^+ e^{j\theta_n}$ ① $\rightarrow V_n^+ = e^{-j\theta_n} V_n'^+$

در خط n

(با توجه به مرجع جدید)

موج بازتابش $V_n'^- = V_n^- e^{-j\beta d_n} = V_n^- e^{-j\theta_n}$ ②

$\hookrightarrow V_n^- = e^{j\theta_n} V_n'^-$

$[V^-] = [S][V^+]$ ③

$[V'^-] = [S'][V'^+]$ ④

جایگذاری معادلات ۱ و ۲ در رابطه ۳ و ۴ در روابط ۳ و ۴

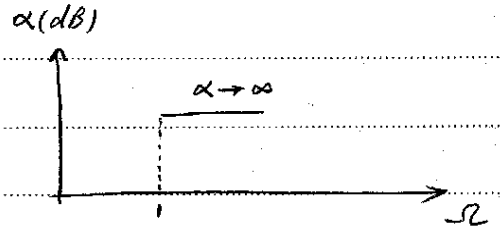
$$\begin{bmatrix} V_1'^- \\ \vdots \\ V_N'^- \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & & 0 \\ & e^{j\theta_2} & \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{j\theta_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1'^- \\ \vdots \\ V_N'^- \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1'^+ \\ V_2'^+ \\ \vdots \\ V_N'^+ \end{bmatrix}$$

$[S']$

$$\begin{bmatrix} V_1'^- \\ \vdots \\ V_N'^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} [S] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & \ddots & \\ 0 & & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1'^+ \\ \vdots \\ V_N'^+ \end{bmatrix}$$

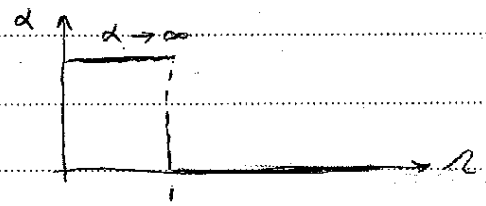
۵ – طراحی فیلترهای مایکروویو

چهار دسته کلی فیلترها: ۱ – فیلتر پایین گذر LPF



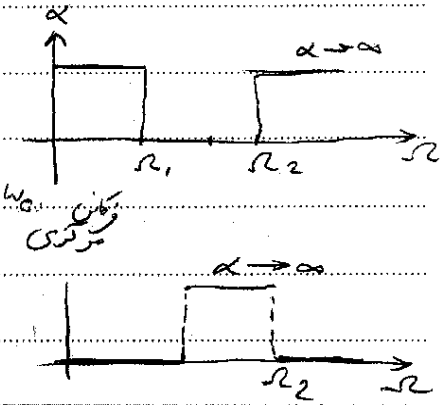
$\Omega = \frac{w}{w_c}$

۲ – فیلتر بالا گذر

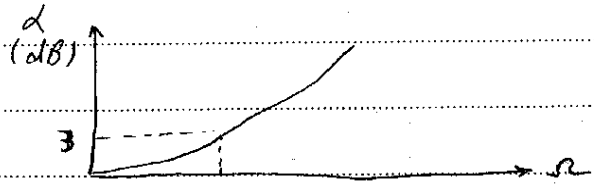


۳ – فیلتر میان گذر BPF

۴ – فیلتر میان نگذر

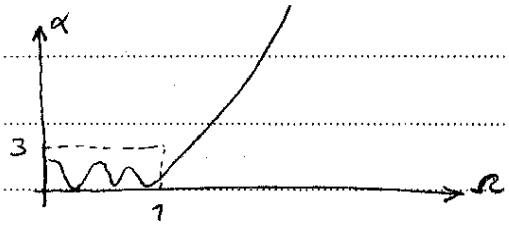


شخصیت تضعیف LPF ها در عمل

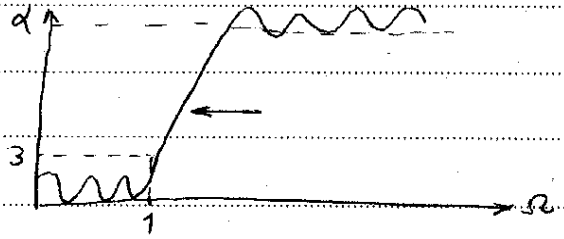


۱- فیلتر دوجمله‌ای Binomial
باتروورث Butter worth
maximaly flat

۲- فیلتر چبی‌شف chebyshev



۳- فیلتر بیضوی Elliptical

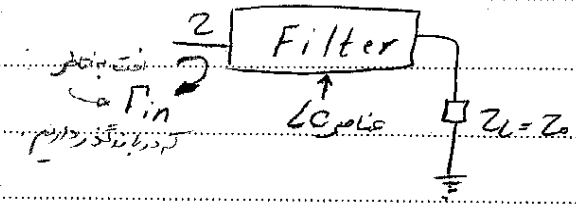


پارامترهای مهم در یک فیلتر

۱- Insertion loss

$I.L. = \dfrac{\text{توان ورودی فیلتر}}{\text{توان تحویل شده به بار}}$

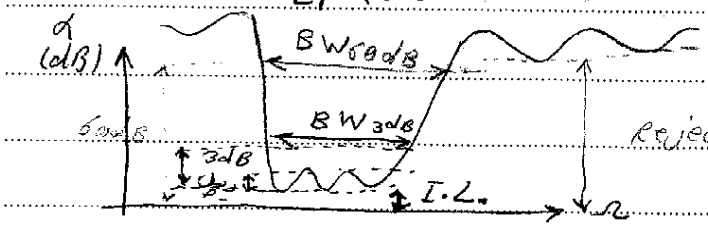
$I.L = 10\log \dfrac{\text{توان ورودی فیلتر}}{\text{توان تحویل شده به بار}}$



$$IL = 10\log\left[\frac{P_{in}}{P_{in}\left[1-|\Gamma_{in}|^2\right]}\right]$$

$$I_L = 10\log\left[\frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2}\right] = -10\log\left(1-|\Gamma_{in}|^2\right)$$

$\underbrace{\quad}_{LP\ (\text{loss Factor})}$



۲ـ ریپل Ripple تفاوت بین ماکزیمم و مینیمم دامنه در باند عبور

۳ـ پهنای باند: معمولاً 3dB

۴ـ فاکتور شکل Shape Factor

$$SF = \frac{BW_{60dB}}{BW_{3dB}}$$

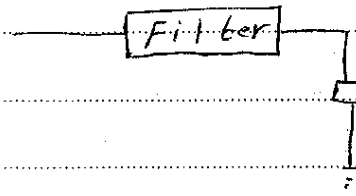
هرچه کوچکتر فیلتر تیزتر می‌شود.

۵ـ Rejection مقدار تضعیف سیگنال در باند نگذر

۶ـ ضریب کیفیت Q

$$Q = \omega \frac{\text{متوسط انرژی ذخیره شده}}{\text{توان تلف شده}} = 2\pi \frac{\text{متوسط انرژی ذخیره شده}}{\text{انرژی تلف شده در یک پریود}}$$

$\omega \to 2\pi$ (5.ج.ا) اثبات



$$Q_{LD} = \omega \frac{W_{stored}}{P_{load} + P_{Filter}}$$

(Loaded Q) ضریب کیفیت با در نظر گرفتن بار

تلفات اهمی یا دی الکتریک

$$\Rightarrow \frac{1}{Q_{LD}} = \frac{1}{Q_F = \frac{W_{stored}}{P_{Filter}}} + \frac{1}{Q_E = \frac{W_{stored}}{P_{load}}}$$

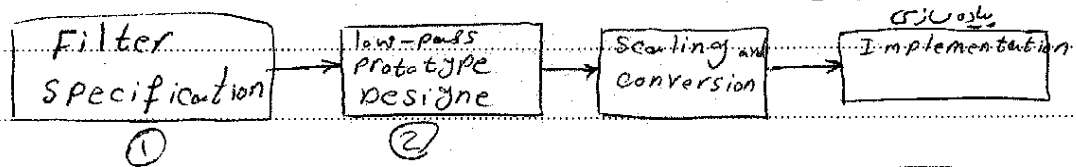
Q_F: ضریب کیفیت فیلتر

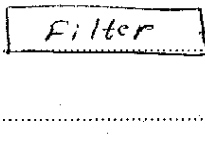
Q_E: ضریب کیفیت خارجی

$$Q_{LD} = \frac{f_c \to \text{فرکانس تشدید (مرکزی)}}{BW_{3dB}}$$

Insertion loss طراحی فیلترهای تخت با استفاده از روش

مراحل طراحی یک فیلتر به عمل





$$I.L = 10\log\left[\frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2}\right] \quad (1)$$

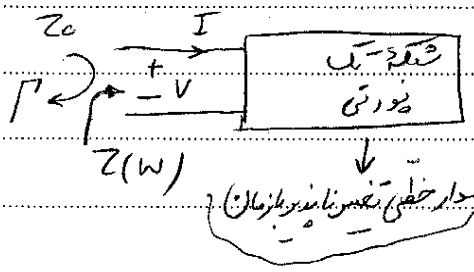
$$R.L. = 10\log\left[\frac{P_r \text{ منعکس شده}}{P_i \text{ تابیده}}\right]$$

افت بازگشتی

Return loss

$$= 10\log[|\Gamma|^2]$$

یادآوری:



$$Z(w) = Z^*(-w)$$

$$Z(w) = R(w) + jX(w)$$

$R(w)$ تابعی زوج از فرکانس w

$X(w)$ تابعی فرد از w

$$\Gamma(w) = \frac{Z(w)-Z_0}{Z(w)+Z_0} = \frac{R(w)-Z_0+jX(w)}{R(w)+Z_0+jX(w)}$$

$$\Gamma(-w) = \Gamma^*(w)$$

$|\Gamma(w)|^2$ و $|\Gamma(w)|$ تابعی از w^2 می باشد.

$$|\Gamma_{in}(w)|^2 = \frac{M(w^2)}{M(w^2)+N(w^2)} \quad (*)$$

M و N چند جمله‌ای های حقیقی از w^2 و درجه M کمتر از N

$$LF = \frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2} = \left(1+\frac{M(w^2)}{N(w^2)}\right)$$

$$\Rightarrow I.L = 10\log\left(1+\frac{M(w^2)}{N(w^2)}\right)$$

طراحی فیلتر باترورث

فیلتر باترورث $\rightarrow$ $I.L = 10\log(1+\varepsilon^2\Omega^{2N})$ $\quad \Omega = \frac{w}{w_c}$

$\varepsilon = 1$ برای تعریف پهنای باند $\rightarrow$ $I.L = 10\log(2) = 3dB$ $\quad \Omega = 1$

برحسب نقطه 3dB

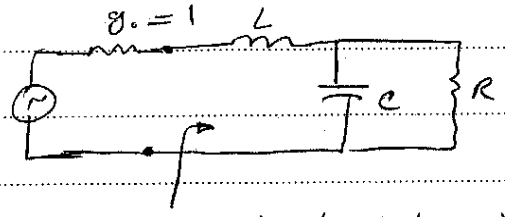
$$I.L = 10\log(1+\Omega^{2N})$$

N: درجه فیلتر

$\Omega \gg 1 \rightarrow IL \simeq 10\log(\Omega^{2N}) \simeq 20N\log(\Omega)$

$20N\ (dB/decade)$

$LP = 1 + W^4$ ⟵ $N = 2$



$$Z_{in} = jwL + \left(\frac{1}{jwC}\right) \| R$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \longleftrightarrow LF = \left(\frac{1}{1 + |\Gamma_{in}|^2}\right) = 1 + W^4$$

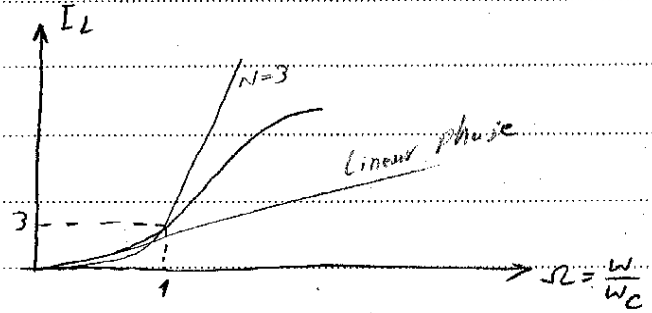
مساوی هم قرار میدهیم و مقادیر المان ها را بدست آورم.

$$LF = 1 + \frac{1}{4R}\left[(1 - R^2) + (R^2C^2 + L^2 - 2LCR^2)W^2 + L^2C^2R^2W^4\right]$$

$\longrightarrow R = 1$

$L = C = \sqrt{2}$

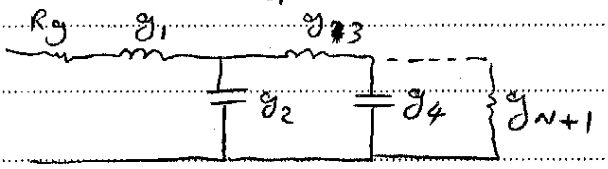
طراحی فیلتر باس گذر نرمالیزه



۱- فیلتر باترورث (دوجمله‌ای)

$$I.L = 10 \log \underbrace{(1 + \Omega^{2N})}_{LF}$$

N: مرتبه فیلتر



$g_{N+1} = 1$ فیلتر باترورث

$Z_{in} \longrightarrow \Gamma_{in} \longrightarrow I.L. \equiv LF \longrightarrow$ مقادیر المان ها را بدست بیاوریم.

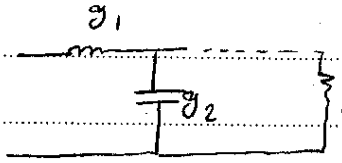
۲- مشخصه فیلتر فاز خطی Linear phase

Filter

تابع تبدیل فیلتر $\Phi(W) = A_1\Omega(1 + A_2\Omega^{2N})$ مشخصه maximally flat

ثابت A_2, A_1

تأخیر گروهی $t_g = \frac{d\varphi}{d\Omega} = A_1[(1+(2N+1)A_2\Omega^{2N})]$



ضرایب برای جدول فیلتر پایین گذر خطی ← جدول 5.3 :

۲- فیلتر چبی شف chebyshev

$I.L = 10\log(LF) = 10\log[1+\varepsilon^2 T_N^2(\Omega)]$

$T_N(\Omega)$ چندجمله‌ای‌های چبی شف $= \begin{cases} \cos[N\cos^{-1}(\Omega)] & |\Omega|<1 \\ \cosh[N\cosh^{-1}(\Omega)] & |\Omega|>1 \end{cases}$

N: مرتبهٔ فیلتر

$|\Omega|<1 \Rightarrow 0 \le |T_N(\Omega)| \le 1$

$-1 \le T_N(\Omega) \le 1$

$N=0 \rightarrow T_0 = 1$

$N=1 \rightarrow T_1 = \Omega$

$N=2 \rightarrow T_2 = -1+2\Omega^2$

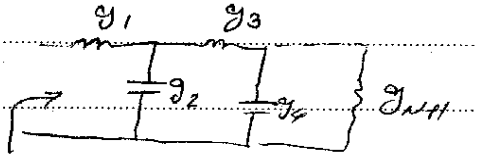
$N=3 \rightarrow T_3 = -3\Omega+4\Omega^3$

$N=4 \rightarrow T_4 = 1-8\Omega^2+8\Omega^4$

$Ripple = 10\log(1+\varepsilon^2) \quad -1 \le \Omega \le 1$

3dB Ripple : $3 = 10\log(1+\varepsilon^2) \Rightarrow \varepsilon = 1$

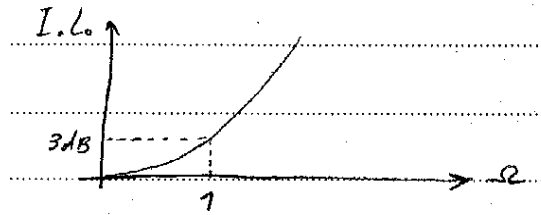
0.5 dB Ripple : $\varepsilon = 0.349$



$I.L = \cdots$

جدول 5.4 : ضرایب فیلتر چبی شف با تضعیف 3dB ← ضرایب g_{N+1} چبی شف برای N زوج برابر یک است.

تبدیلات لازم برای طراحی فیلتر



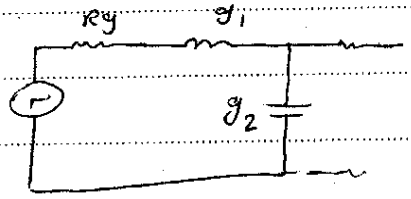
$\Omega = 1$

$R_g = 1$

LPF

تبدیل امپدانسی

$R_g = 1 \longrightarrow Z_0$



$jX_L \longrightarrow jZ_0X_L$

$= jZ_0(\Omega L) = j\Omega(Z_0L)$

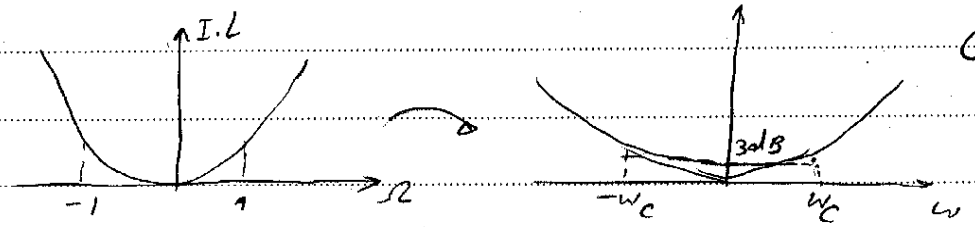
$\boxed{L' = Z_0 L}$

$jX_C \longrightarrow jZ_0X_C$

$Z_C = \frac{1}{jwC} \quad = jZ_0\frac{-1}{\Omega C} = \frac{-j}{\Omega \frac{C}{Z_0}} \quad \boxed{C' = \frac{C}{Z_0}}$

$R'_L = Z_0 R_L \rightarrow g_{N+1}$

تبدیل فرکانسی



$\Omega \rightarrow \frac{w}{w_c}$

تبدیل مقدار سلف: $jX_L = j\Omega L \longrightarrow j\frac{w}{w_c}L = jw\underbrace{\left(\frac{L}{w_c}\right)}_{L'}$

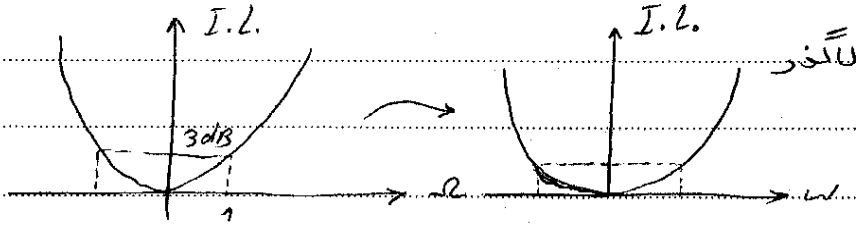
$L' = \frac{L}{w_c}$ (فرکانس قطع) $\xrightarrow[\text{و فرکانسی}]{\text{تبدیل امپدانسی}} C' = Z_0\frac{L}{w_c}$

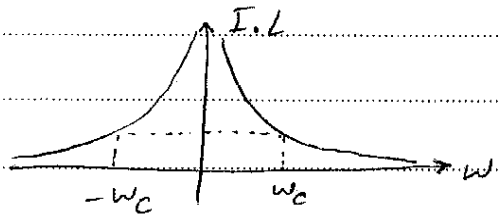
تبدیل خازن: $jX_C = \frac{-j}{\Omega C} \longrightarrow \frac{1}{jw\left(\frac{C}{w_c}\right)} \longrightarrow \boxed{C' = \frac{C}{w_c}}$

C'

تبدیل فرکانسی و امپدانسی $\rightarrow C' = \frac{C}{Z_0 w_c}$

تبدیل فیلتر پایین گذر ← بالاگذر

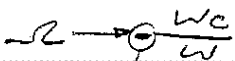




$\omega_0 \to \Omega \to \infty$

$\omega \to \infty \to \Omega = 0$

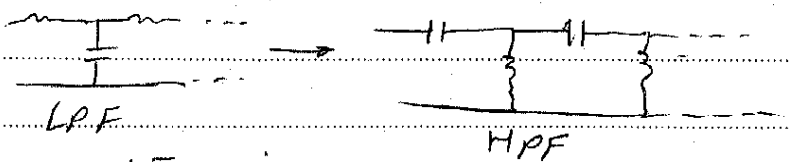
$\omega = \pm\omega_c \leftrightarrow \Omega = 1$



برای آنکه ادمیتانس قابل ساخت باشد.

تبدیل سلف $jX_L = j\Omega L \xrightarrow{\text{تبدیل}} -j\frac{\omega_c}{\omega}L = \frac{1}{j\omega(\frac{1}{\omega_c L})}$

$C' = \frac{1}{2\omega_c L}$

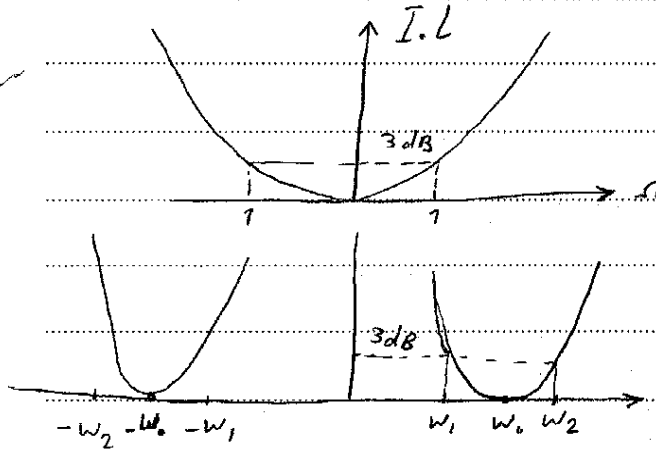


Scaling
امپدانس

تبدیل خازن $jX_C = \frac{1}{j\Omega C} \xrightarrow{\text{تبدیل}} \frac{\omega_c}{j\omega C} = j\omega(\frac{1}{\omega_c C})$

$L' = \frac{1\times 2\cdot}{\omega_c C}$ ⇒ L'

تبدیل فیلتر پایین گذر به میان گذر



$\Omega \to \frac{\omega_0}{\omega_2-\omega_1}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$

$\frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$

$\Delta \triangleq \frac{\omega_2-\omega_1}{\omega_0}$

if: $\omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2}$

$\omega = \omega_0 \rightsquigarrow \Omega = 0$

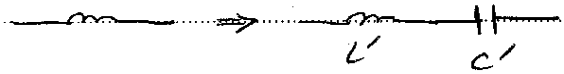
$\omega = \omega_1 \to \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1}\right) = \frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega_1^2-\omega_0^2}{\omega_0\omega_1}\right) = -1$

$\omega = \omega_2 \to \Omega = 1$

محاسبه المان‌های جدید ، تبدیل سلف : $jX_L = j\omega L \longrightarrow \frac{1}{j}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = jX_L$

$$= j\omega\left(\frac{L}{\Delta\omega_0}\right) + \frac{\omega_0 L}{j\Delta\omega} = \frac{1}{j\omega\frac{\Delta}{L\omega_0}}$$

L' , C'



$$L' = \frac{L}{\Delta\omega_0}$$

$$C' = \frac{\Delta}{L\omega_0^2}$$

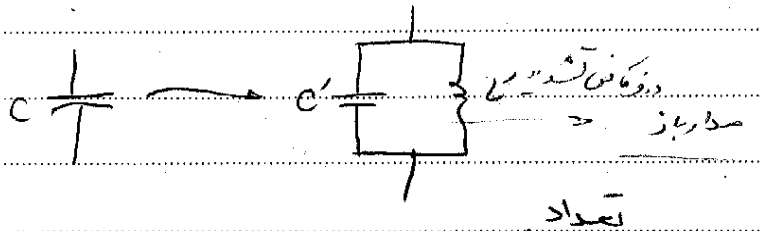
تبدیل خازن :

$$jX_C = \frac{1}{j\omega C}$$

$$jB_C = \frac{j}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)C = j\omega\left(\frac{C}{\Delta\omega_0}\right) + \frac{1}{j\omega\left(\frac{\Delta}{C\omega_0}\right)}$$

$$= \frac{1}{j\frac{1}{\Delta}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)C}$$

ردیف ۱۱ ⇐ مدار خازن



تعداد المان‌ها

فیلتر پایین گذر مرتبه N ⇐ N المان مانند آلبوم

فیلتر میان گذر مرتبه N ⇐ $2N$

(3-13

$$L_{min} = 0.072\lambda = 0.072\frac{v_p}{f} = 0.072\frac{0.75\times3\times10^8}{1.9\times10^9} =$$

$v_p = 0.75C$

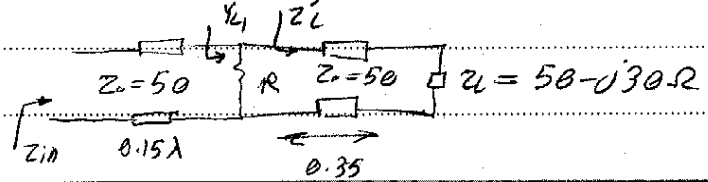
$L_{min} = 8.76$ mm (الف

$L_{min} \approx 5$cm

$Z_{in} = j25\Omega$

$Z_{in} = -j25 \longrightarrow Z_{in} = -j0.5$

(21

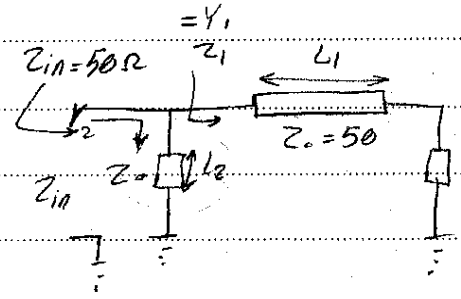


$z_L = \frac{Z_L}{50} = 1 - j0.6 \rightarrow z'_L = 1.5 + j0.52 \quad Y_{L_1} = \frac{1}{z'_L}$

$\frac{R}{Z_0} = 0.5\,\Omega$

$\frac{Z_0}{R} = 2\,\Omega$ $\quad Y'_{L_1} = 2.6 - j0.22 \xrightarrow{Z\text{-}Y} z'_{L_1} = \frac{1}{Y'_{L_1}} = 0.38 + j0.04$

$Z_{in} \simeq 0.94 + j0.97 \quad Z_{in} \simeq 47 + j48.5\ (\Omega)$



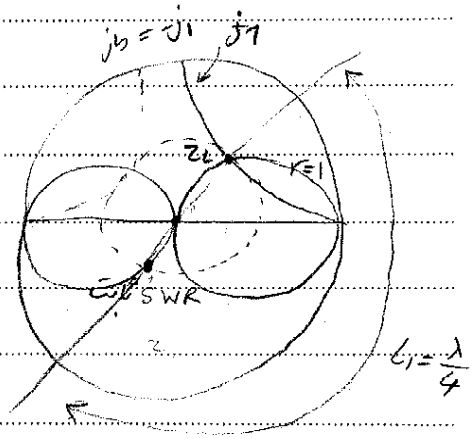
(3.27

$L_{1\,min} = ?$

$L_{2\,min} = ?$

$Z_L = 1 + j1$

$Z_{in} = 50\,\Omega = 1 + j0$



Y_2: مرتبا متوازی

$Y_3 = Y_1 + Y_2$ مشت حقیقی Y_3 و Y_1 و Y_2 سکاست.

$L_{2min} = \frac{\lambda}{8}$

(3.30

$z_1 \simeq 0.7 - j1.27 \rightarrow Y_1 = \frac{1}{z_1} \simeq 0.33 + j0.62$

(الف) اتصال کوتاه $\rightarrow z_2 \simeq j0.54 \rightarrow Y_2 = \frac{1}{z_2} \simeq -j1.83$

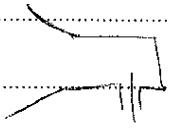
$Y_1 + Y_2 \simeq 0.33 - j1.21 \xrightarrow[\theta_3 \text{ بانتانژ}]{\text{جمع}} Z_{in} \simeq 0.3 + j1.7$

$Z_{in} \simeq 15 + j58.5$

(ب

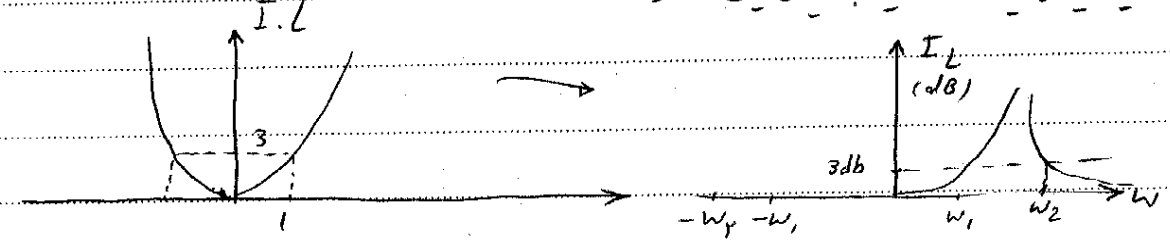
$\frac{1}{z_2} = Y_2 \simeq j0.54 \rightarrow Z_{in} \simeq 0.8 - j0.49$

$9 - j24.5$

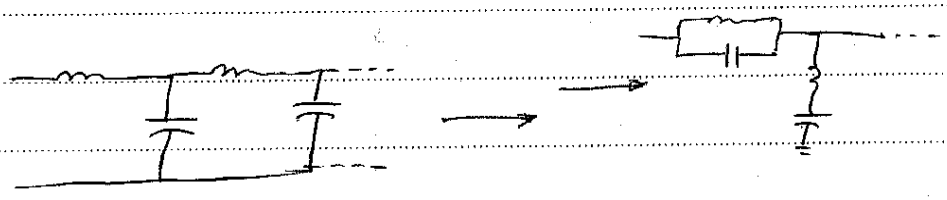


طراحی فیلتر

تبدیل فیلتر پایین گذر نرمالیزه به فیلتر میان نگذر



تبدیل پایین گذر به میان گذر $\quad s \rightarrow -\Delta\left(\frac{w}{w_0}-\frac{w_0}{w}\right)^{-1}$

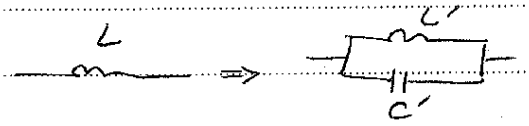


تبدیل عناصر در شاخه‌های سری

$$jB_L=\frac{1}{j\Omega L} \xrightarrow{\text{اعمال تبدیل}} jB'_L=\frac{j}{\Delta L}\left(\frac{w}{w_0}-\frac{w_0}{w}\right)$$

$$=jw\left(\frac{1}{\Delta L w_1}\right)+\frac{1}{jw\left(\frac{\Delta L}{w_0}\right)} \qquad C'=\frac{1}{\Delta L w_0},\ L'=\frac{\Delta L}{w_0}$$

C' $\qquad$ L'

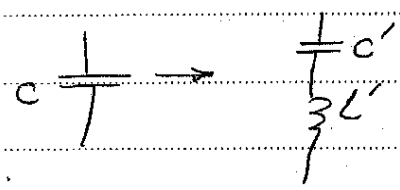


تبدیل خازن‌ها و شاخه‌های موازی $\quad jX_C=\frac{1}{j\Omega C} \xrightarrow{\text{اعمال تبدیل}} \frac{j}{\Delta C}\left(\frac{w}{w_0}-\frac{w_0}{w}\right)^{-1}=jw\left(\frac{1}{\Delta C w_0}\right)$

L'

$$+\frac{1}{jw\left(\frac{\Delta C}{w_0}\right)} \qquad L'=\frac{1}{\Delta C w_0},\ C'=\frac{\Delta C}{w_0}$$

C'



مثال 5-4

طراحی فیلتر چبی‌شف با مرتبه $N=3$ میان‌گذر

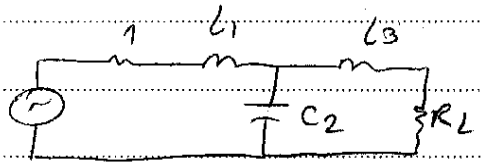
$Ripple = 3dB$

$f_0 = 2.4\,GHz$

$BW = 20\%$

$Z_0 = 50\ \Omega$

۱ـ طراحی فیلتر پایین‌گذر نرمالیزه prototype



جدول (5-4)a صفحه 228 ← $g_0 = g_4 = 1$

$g_1 = g_3 = L_1 = L_3 = 3.348\ H$

$C_2 = g_2 = 0.7117\ F$

$R_L = 1$

۲ـ مقیاس امپدانسی

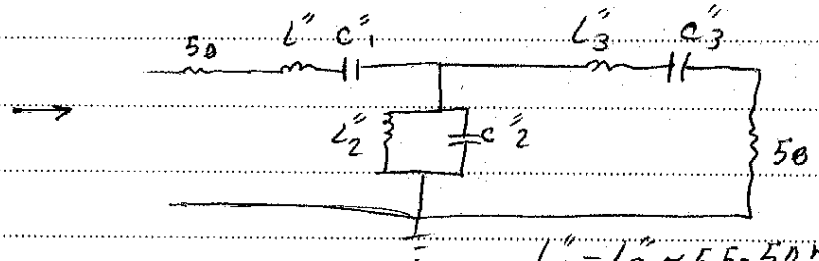
مقیاس نمودن امپدانسی ←

$L_1' = L_2' = 3.348\,(50) = 167.4435\ H$

$C_1' = \frac{C_1}{50} = 14.23\ mF$

۳ـ تبدیل به فیلتر میان‌گذر

$$\begin{cases} \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0} = 0.2 \\ \omega_0 = 2\pi f_0 = 15 \times 10^9\ rad/s \\ \omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \omega_1 = 13.57 \times 10^9\ rad/s \\ \omega_2 = 16.59 \times 10^9\ rad/s \end{cases}$$



$L_1'' = L_3'' \simeq 55.50\ nH$

$C_1'' = C_3'' = 8.08\ PF$

$L_2'' \simeq 0.94\ nH$

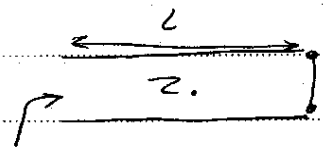
$C_2'' = 4.7\ PF$

پیاده‌سازی فیلترهای میکروویو

در فرکانس‌های بالا، ابعاد اجزا قابل مقایسه با طول موج (آن‌ها) هستند.
مقادیر المان‌ها نیز در عمل موجود نیستند.

⟸ جایگزینی المان‌های متمرکز ← المان‌های گسترده (با استفاده از خطوط انتقال)

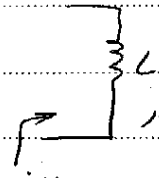
تبدیل ریکارد:



$$Z_{in} = jZ_0 tg(\beta l) \qquad \theta = \beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi f}{v_p} l \xrightarrow{l=\frac{\lambda_0}{8}} \theta = \frac{2\pi f}{v_p}\frac{\lambda_0}{8}, \quad \frac{v_p}{f_0}$$

اگر $l = \frac{\lambda_0}{8}$ ← طول موج در f_0

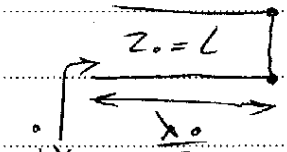
$$\theta = \left(\frac{f}{f_0}\right)\frac{\pi}{4}$$



$jX_L = j\omega L \equiv jZ_0 tg\left(\frac{\pi}{4}\frac{f}{f_0}\right)$ ($\omega=1$ فرکانس قطع دو فیلتر اولیه پایین‌گذر)

$= sZ_0$

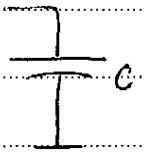
$s = j tg\left(\frac{\pi}{4}\frac{f}{f_0}\right)$

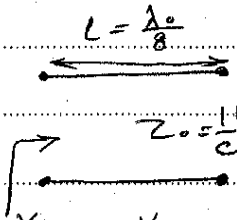


فیلتر LPF اولیه: $\omega = 1$ ← $\omega = \omega_0$ ($f = f_0$)

$jX_L : jL$ ← jZ_0

پاسخ فیلتر پریودیک





$Y_{in} = jY_0 tg(\beta L)$

$Y_0 = \frac{1}{Z_0}$ (Ω / $\frac{\Omega}{m}$)

$L = \frac{\lambda_0}{8} \Rightarrow Y_{in} = jY_0 tg\left(\frac{\pi}{4}\frac{f}{f_0}\right)$

$f = f_0 \rightarrow Y_{in} = jY_0$

$Y_0 = C$ $\quad Z_0 = \frac{1}{C}$

$jB_C = j\omega C$

$\omega = 1$

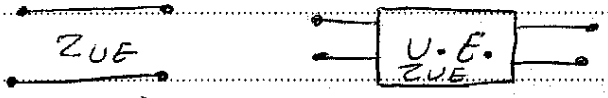
$jB_C = jC$

در المان خش ده وقتی $\omega : 0 \longrightarrow \infty$ ... در المان گسترده $\omega : 0 \longrightarrow 2\omega_0$ ($2f_0$)

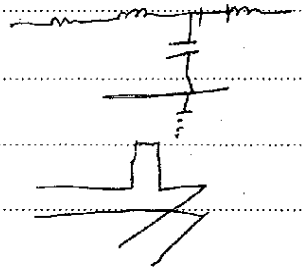
و از آن به بعد: پریدیک

المانهای واحد

Unit Elements



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\beta L) & j Z_0 \sin(\beta L) \\ j Y_0 \sin(\beta L) & \cos(\beta L) \end{bmatrix}$$



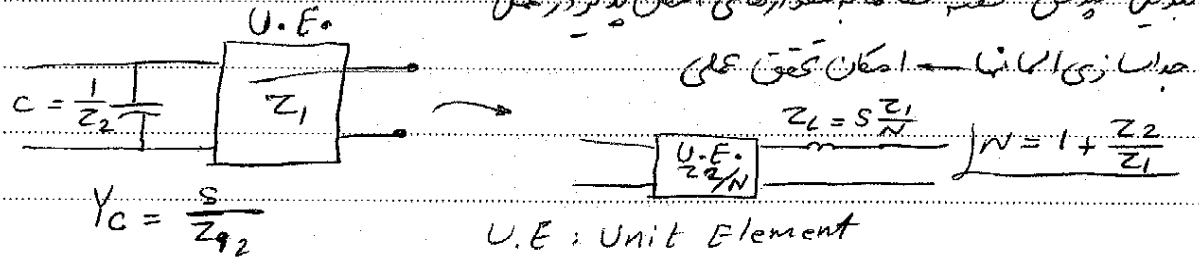
همانندی های کوراداً

Kuroda's Identity

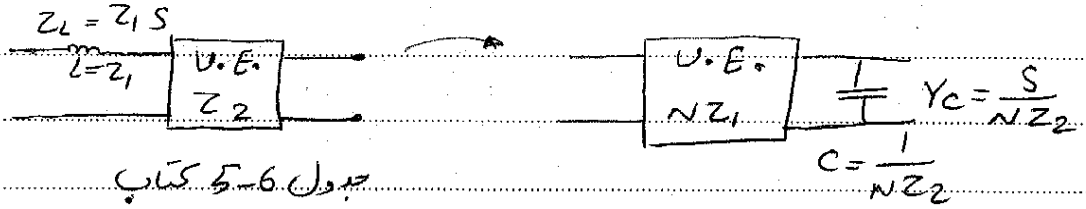
۱- تبدیل استابهای اتصال کوتاه ⟵ استابهای مدار باز

۲- تبدیل امپدانس مشخصهٔ خط ها به مقدارهای امکان پذیر در عمل

۳- جدا سازی المانها ⟵ امکان تحقق عملی



U.E : Unit Element



جدول 6-5 کتاب

مراحل طراحی فیلتر پایین گذر (پیاده سازی)

۱- طراحی فیلتر پایین گذر اولیه prototype ... scaling نرمالیزه هم انجام میشود.

۲- استفاده از تبدیل ریچارد: جایگزینی سلف و خازن با المانهای گسترده

۳- استفاده از همانندی های کوراداً جهت تبدیل استابهای سری به استابهای موازی

۴- تبدیل امپدانسی و طراحی مشخصات فیزیکی خطوط مایکرواستریپ

مثال) طراحی فیلتر پایین گذر

(Ripple = 0.5dB) $f_c = 3GHz$ —

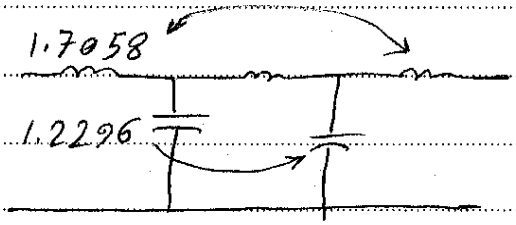
$Z_0 = Z_L = 50\Omega$

— حداقل تضعیف در $2f_c$: 40dB

- مشخصات خط مایکرواستریپ: $V_p = 0.6\,C$ سرعت نور

$V_p = 0.6\,C$ سرعت نور

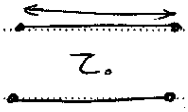
$N = 5$



$$L = \frac{\lambda_0}{8} = \frac{V_p}{8f_0} = \frac{0.6c}{8f_0} \simeq 7.5\,mm$$

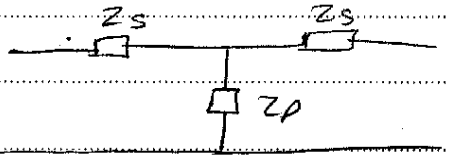
فیلترهای پایین گذر $Z = \frac{H_i - Z}{Lo - Z}$ (فیلترهای امپدانس پله ای)

مدار معادل خط انتقال با طول کوتاه:



$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\beta L & jZ_0\sin(\beta L) \\ jY_0\sin(\beta L) & \cos(\beta L) \end{bmatrix}$$

$$Z = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{A}{C} & \frac{AD-BC}{C} \\ \frac{1}{C} & \frac{D}{C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\frac{1}{2}Z_0\cot g(\beta L) & \frac{-jZ_0}{\sin\beta L} \\ \frac{-jZ_0}{\sin\beta L} & -jZ_0\cot g(\beta L) \end{bmatrix}$$

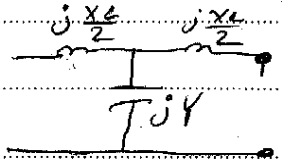


$$\begin{cases} Z_{11} = Z_S + Z_P = Z_{22} \\ Z_{12} = Z_{21} = Z_P \end{cases}$$

$$\begin{cases} Z_P = \boxed{\frac{-jZ_0}{\sin\beta L}} \\ Z_S = Z_{11} - Z_P = jZ_0\left(\frac{1-\cos\beta L}{\sin\beta L}\right) \\ \quad = \boxed{jZ_0\,tg\left(\frac{\beta L}{2}\right)} \end{cases}$$

$$[S] = \begin{bmatrix} Z_S+Z_P & Z_P \\ Z_P & Z_S+Z_P \end{bmatrix}$$

$\beta L < \frac{\pi}{2}$ ⟶



$$\begin{cases} X_L = 2Z_0\,tg\frac{(\beta L)}{2} \\ Y_C = \frac{\sin\beta L}{Z_0} \end{cases}$$

اگر βL کوچک باشد. $\beta L < \frac{\pi}{4}$

امپدانس مرکز $Z_0 = Z_h$

امپدانس بزرگ Z_h

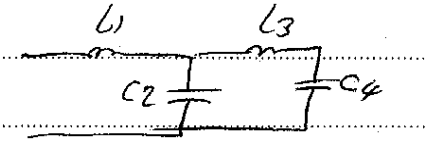
$$\begin{cases} X_L \simeq 2Z_h \underbrace{\left(\frac{\beta L}{2}\right)}_{tg\left(\frac{\beta L}{2}\right)} = Z_h \beta L \\ Y \simeq 0 \end{cases}$$

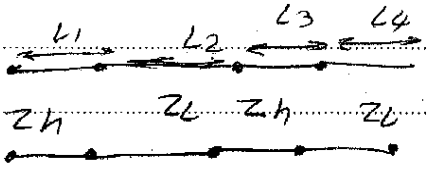
jX_L

حال اگر امپدانس مشخصه کوچک باشد.

$Z_0 = Z_L$ کوچک $\rightarrow \begin{cases} X_L \simeq 0 \\ Y \simeq \frac{\beta L}{Z_L} \end{cases}$

jY_C





$Y_C \simeq \frac{\beta L}{Z_L}$

$X_L = Z_h(\beta L)$

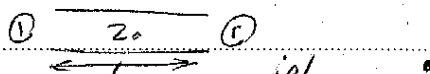
یا $\frac{Z_h}{Z_L}$

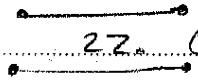
طراحی اولیه $\rightarrow L' = R_0 L$

$\beta L = \frac{R_0 L}{Z_h}$

$C' = \frac{C}{R_0}$ $\rightarrow$ طراحی اولیه

$C' = \frac{C}{R_0}$ $\rightarrow$ طراحی اولیه $\qquad Y_C = \frac{C}{R_0} = \frac{\beta L}{Z_L} \rightarrow \beta L = \frac{Z_L C}{R_0}$





تمرین سری کلاس ۱۲

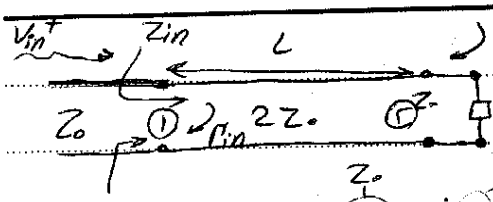
$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta L} \\ e^{-j\beta L} & 0 \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

$$S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+}\Big|_{V_2^+=0} = S_{22}$$

امپدانس مشخصه سیستم: Z_0

$$S_{12} = \frac{V_2^-}{V_1^+}\Big|_{V_2^+=0} = S_{21}$$

امپدانس مشخصه سیستم Z_0 :



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

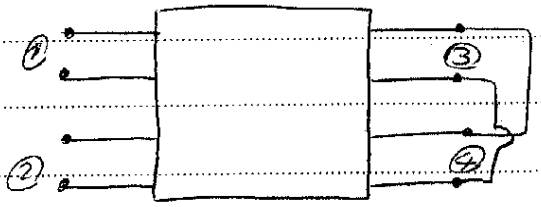
$2Z_0 \quad Z_0$

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + j2\tan\beta L}{2 + j\tan\beta L}$$

پارامترهای S را می‌خواهیم
از سیستمی که پارامترهای آن Z است
بدست آوریم.

$$S_{11} = \Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} = \frac{j3\tan\beta L}{4 + j5\tan\beta L}$$

۴ -



طول الکتریکی $60°$

تاضعیف درج Insertion loss

بین پورت‌های ۱ و ۲

$S_{21} = ?$

$$[V^-] = [S][V^+]$$

$$\begin{cases} V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{14}V_4^+ & (1) \\ V_2^- = S_{22}V_2^+ + S_{23}V_3^+ & (2) \\ V_3^- = S_{32}V_2^+ + S_{33}V_3^+ & (3) \\ V_4^- = S_{41}V_1^+ + S_{44}V_4^+ & (4) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_3^+ = \alpha V_4^- \\ V_4^+ = \alpha V_3^- \end{cases} \qquad \alpha = e^{j60°} \rightarrow \beta L \qquad \alpha' = \frac{1}{\alpha}$$

۳ و ۴ ←

$$\begin{cases} \alpha' V_4^+ = S_{32}V_2^+ + S_{33}V_3^+ \\ \alpha' V_3^+ = S_{41}V_1^+ + S_{44}V_4^+ \end{cases}$$

$$V_4^+ = \frac{S_{33}V_2^+ + \alpha S_{33}S_{41}V_1^+}{\alpha' - \alpha S_{33}S_{44}} \quad (5)$$

جایگذاری ۵ در ۱

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{14}\frac{S_{33}V_2^+ + \alpha S_{33}S_{41}V_1^+}{\alpha' - \alpha S_{33}S_{44}}$$

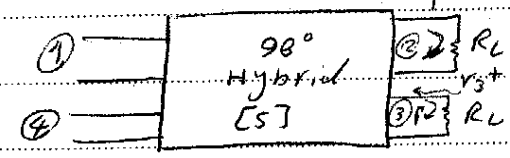
$$S'_{12} = \frac{S_{14}S_{33}}{\alpha' - \alpha S_{33}S_{44}} = \frac{0.8\angle 30}{} = 0.463\angle -60$$

دوپورتی جدید

$$I.L = -20\log|S_{12}| = 6.7\,dB$$

بین ۱ و ۲

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{\alpha S_{33}S_{41}}{\alpha' - \alpha S_{33}S_{44}}$$



$$[S] = \frac{-1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$$

ضریب انتقال بین پورتهای ۱ و ۴ $T = j\Gamma$

$$\begin{cases} V_1^- = \frac{-j}{\sqrt{2}} V_2^+ - \frac{1}{\sqrt{2}} V_3^+ & ① \\ V_2^- = \frac{-j}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{1}{\sqrt{2}} V_4^+ & ② \\ V_3^- = \frac{-1}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{j}{\sqrt{2}} V_4^+ & ③ \\ V_4^- = \frac{-1}{\sqrt{2}} V_2^+ - \frac{j}{\sqrt{2}} V_3^+ & ④ \end{cases}$$

به دلیل مقاومت روابط زیر را داریم.

۲ و ۳ به مقاومت R_L وصل شده‌اند.

$$\begin{cases} V_2^+ = \Gamma V_2^- \\ V_3^+ = \Gamma V_3^- \end{cases}$$

$$① \quad V_1^- = +\frac{j}{\sqrt{2}} \Gamma V_2^- - \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma V_3^-$$

$$V_1^- = \frac{j}{\sqrt{2}} \Gamma \left(-\frac{j}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{1}{\sqrt{2}} V_4^- \right) - \frac{1}{\sqrt{2}} \Gamma \left(-\frac{1}{\sqrt{2}} V_1^+ - \frac{j}{\sqrt{2}} V_4^+ \right)$$

$$V_1 = j\Gamma V_4^+$$

به همین ترتیب $\rightarrow$ $V_4^- = j\Gamma V_1^+$

ماتریس S دو پورتی جدید

$$S' = \begin{bmatrix} 0 & j\Gamma \\ j\Gamma & 0 \end{bmatrix}$$

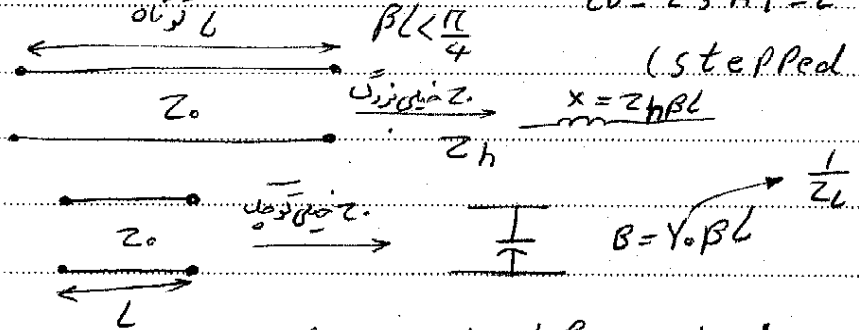
آنرپورت یک ورودی

پورت ۴: خروجی

$$P_{out} = |T|^2 P_{in}$$

فیلترهای پائین گذر Lo-Z و Hi-Z

(stepped Impedance)



برای طراحی

$$\begin{cases} \beta l = \frac{l R_0}{Z_h} & \text{برای سلف‌ها} \\ \beta l = \frac{c Z_L}{R_0} & \text{خازن‌ها} \end{cases}$$

متناسب با طول

مثال) طراحی فیلتر پایین گذر

فرکانس بریدگی $f_c = 2.5\,GHz$

تضعیف $= 20dB$ $Z_0 = 50\,\Omega$

$f = 4\,GHz$

$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$

مشخصات زیرلایه میکرو ویو:

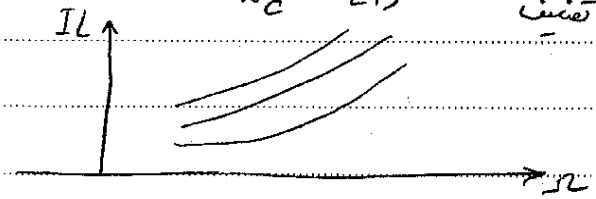
$d = 1.58\,mm$

$\epsilon_r = 4.2 \rightarrow \epsilon_{reff} \rightarrow V_p$ سرعت موج در خط میکرواستریپ

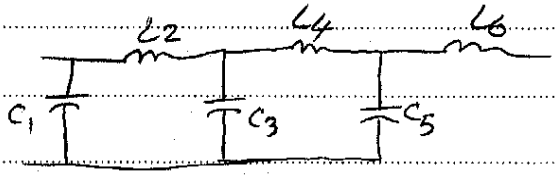
میزان تلفات تانژانت تلفات $tg\,\delta = 0.002$

$\begin{cases} Z_h = 120\,\Omega \\ Z_l = 20\,\Omega \end{cases}$

$\Omega = \frac{w}{w_c} = \frac{4}{2.5} \rightarrow$ تضعیف $L = 20dB$



طراحی با موج‌گیر 6

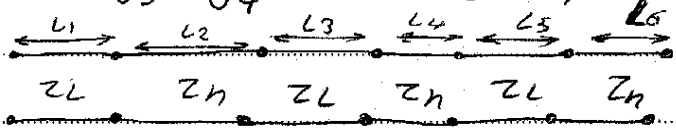


$N = 6$

جدول $\rightarrow g_1 = g_6 = 0.517$

$g_2 = g_5 = 1.414 = L_2 = C_5$

$g_3 = g_4 = 1.93 = C_3 = L_4$



$Z_L = 20\,\Omega \rightarrow w_1 = 11.3\,mm$

$Z_h = 120\,\Omega \rightarrow w_2 = 0.428\,mm$

محاسبه طول

$\beta L = \frac{LR_0}{Z_h}$ زیرلایه

$\beta L = \frac{CZ_L}{R_0}\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)l = \frac{CZ_L}{R_0}$

$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{w}{V_p} = \frac{2\pi f}{V_p}$

$l_i = \frac{C_i \times 120}{5\pi} \frac{V_p}{w}$

$l_1 = \frac{0.517 \times 120}{50 \times 2\pi \times 2.5 \times 10^9}$

$l_1 = 2.05$

$l_2 = 6.63\,mm$

$l_3 = 7.69\,mm$

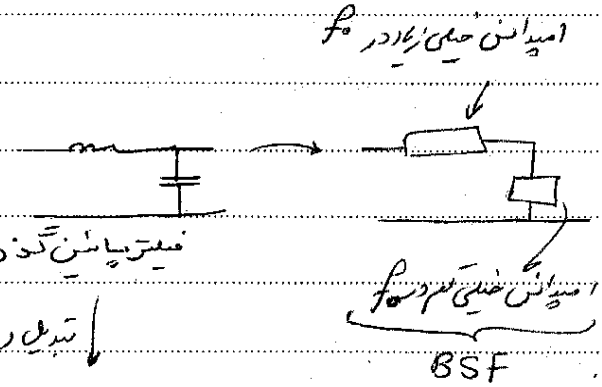
$l_4 = 9.04\,mm$

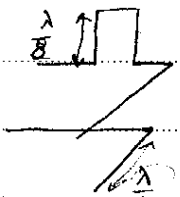
$l_5 = 5.63\,mm$

$l_6 = 2.41\,mm$

Pozar کتاب fig 8.40 ص 416

پیاده سازی فیلتر میان نگذر
Band Stop Filter





$$jx_L = jwL \equiv jZ_0 tg\left(\frac{\pi}{4}\Omega\right) = jsZ_0 \qquad \Omega = \frac{w}{w_c}$$

$$S|_{w=w_c} = 1$$

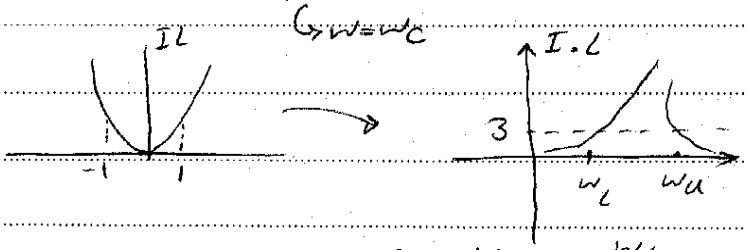
$$jB_c = jwC \equiv jZ_0 tg\left(\frac{\pi}{4}\Omega\right) = S|_{w=w_c} = 1$$ خازن :

اگر طول خط را کمتر در نظر بگیریم،

طول استاب : $\frac{\lambda}{4}$

$$S = tg\left(\frac{\pi}{2}\Omega\right)\Big|_{\Omega=1} \longrightarrow \infty$$

$\hookrightarrow w = w_c$



$$\Omega = \pm 1 \longrightarrow \frac{w_L}{w_u}$$

با تعریف ضریب پهنای باند (bandwidth factor) bf

$$bf = cotg\left(\frac{\pi}{2}\frac{w_L}{w_0}\right) = cotg\left(\frac{\pi}{2}\left(1-\frac{\Delta}{2}\right)\right)$$

$$\Delta = \frac{w_u - w_L}{w_0} \qquad w_0 = \frac{w_L + w_u}{2}$$

$$bf \times S|_{w=w_L} = cot\left(\frac{\pi}{2}\frac{w_L}{w_0}\right) tg\left(\frac{\pi}{2}\frac{w_L}{w_0}\right) = 1 \qquad \Omega = 1 \longleftrightarrow w_L$$

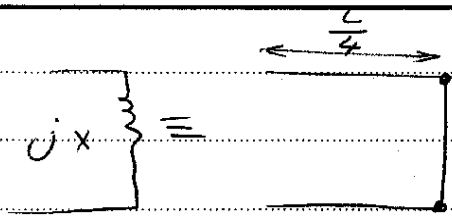
bf x S

$$(bf)S|_{w=w_u} = cotg\left(\frac{\pi}{2}\frac{w_u - w_L}{w_0}\right) tg\left(\frac{\pi}{2}\frac{w_u}{w_0}\right) \qquad \Delta = \frac{w_u - w_L}{w_0}$$

$$\frac{w_u}{w_0} = \frac{2w_0 - w_L}{w_0}$$

$$= -1$$

$$\Omega = -1 \longrightarrow w_u$$



امپدانس متمرکز $Z_1 = bf \angle$

مثال)

پیاده‌سازی فیلتر میان‌گذر مرتبه‌ی دوم باترورث 223

$Z_0 = 50\ \Omega$

$f_0 = 4\ GHz$

$BW = 50\% \rightarrow 2GHz$

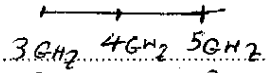
$V_p = 60\%\ c$

$L_1 = L_3 = 1$

$C_2 = 2$

$bf = \cot g\left(\frac{\pi}{2}\frac{\omega_L}{\omega_0}\right) = \cot g\left(\frac{\pi}{2}\frac{3}{4}\right)$

$= 0.414$



امپدانس $\frac{\lambda}{4}$ بدست آید.

U.E

۸۵/۹/۲۷

میان‌ترم

ساخت فیلتر میان‌گذر با استفاده از خطوط ریزنواری تزویج شده

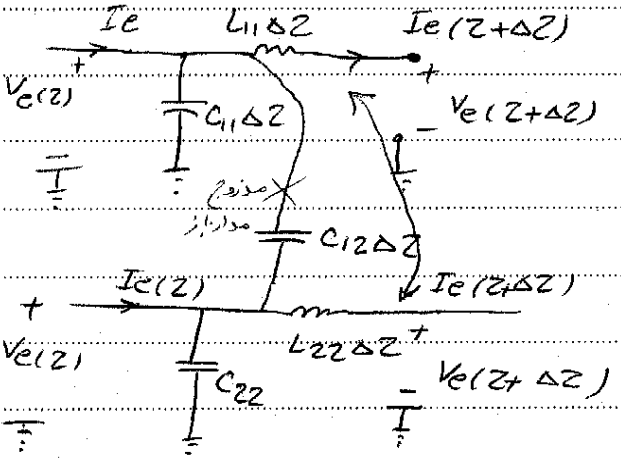
Coupled line Filters

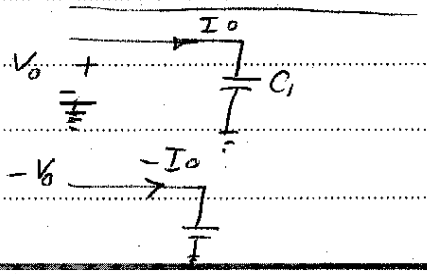
(دو خطه استریپ لاین)

تحریک مدهای زوج و فرد

$$\text{زوج}\begin{cases} V_e = \frac{1}{2}(V_1 + V_2) \\ I_e = \frac{1}{2}(I_1 + I_2) \end{cases}$$

$$\text{فرد}\begin{cases} V_o = \frac{1}{2}(V_1 - V_2) \\ I_e = \frac{1}{2}(I_1 - I_2) \end{cases}$$



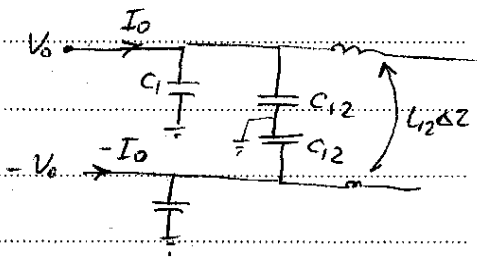


خط ادوجی : $V_e(z) - V_e(z+\Delta z) = j\omega L_{11}\Delta z I_e(z+\Delta z) + j\omega L_{12}\Delta z I_e(z+\Delta z)$

$$-\frac{dV_e}{dz} = j\omega \overbrace{(L_{11}+L_{12})}^{L_e} I_e$$

KCL خط ۱ : $I_e(z) - I_e(z+\Delta z) = j\omega \overbrace{(C_{11})}^{C_e}\Delta z V_e$

$$\boxed{-\frac{dI_e}{dz} = j\omega C_{11} V_e}$$



درمد فرد : $V_0(z) - V_0(z+\Delta z) = j\omega L_{11}\Delta z I_0(z+\Delta z) - j\omega L_{12} I_0(z+\Delta z)$

$$\rightarrow \boxed{-\frac{dV_0}{dz} = j\omega \overbrace{(L_{11}-L_{12})}^{L_0} I_0}$$

$$\boxed{-\frac{dI_0}{dz} = j\omega \overbrace{(C_{11}+2C_{12})}^{C_0} V_0}$$

امپدانس مشخصهٔ خط بدون تلفات : $Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$

برای خط تزویج شده :

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{L_e}{C_e}}$$

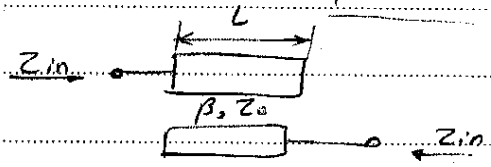
مشخصهٔ مدتوج

$$Z_{0o} = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$$

odd mode impedance $\epsilon_r = 10$

Z_{00} , Ω

تست سنس 95

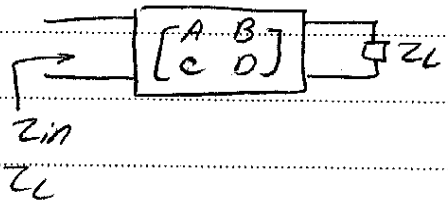


پارامترهای امپدانسی خط تزویج شده بطول L :

$$Z_{11} = -\frac{j}{2}(Z_{0e}+Z_{0o})\cot g(\beta L) = Z_{22}$$

$$Z_{12} = -\frac{j}{2}(Z_{0e}-Z_{0o})\cot g(\beta L) = Z_{21}$$

$$V_1 = AV_2 - BI_2$$
$$I_1 = CV_2 - DI_2$$



$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{AV_2 - BI_2}{CV_2 - DI_2} = \frac{AZ_L + B}{CZ_L + D} \quad (1)$$

$(-I_2)$ تقسیم بر

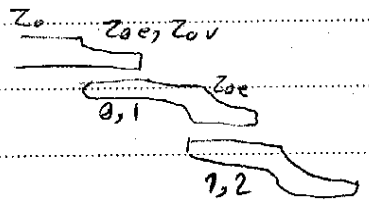
$$Z_L = \frac{V_2}{-I_2} = \frac{DZ_{in} + B}{CZ_{in} + A} \quad (2)$$

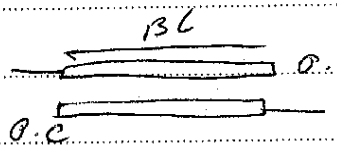
$$(1) = (2) \rightarrow \frac{AZ_{in}+B}{CZ_{in}+D} = \frac{DZ_{in}+B}{CZ_{in}+A} \rightarrow A = D$$

$$Z_{in} = \sqrt{\frac{B}{C}}$$

$$Z_{in} = \frac{1}{2\sin(\beta l)} \sqrt{(Z_{oe} - Z_{oo})^2 - (Z_{oe} + Z_{oo})^2 \cos^2 \beta l}$$

$Re[Z_{in}]$





مراحل طراحی

۱- طراحی فیلتر پایین گذر اولیه

۲- رو باید در کتاب Pozar سی امپدانس پارامترهای ا

$$J_{0,1} = \frac{1}{Z_0}\sqrt{\frac{\pi BW}{2g_0 g_1}} \rightarrow \text{مقادیر نرمالیزه پایین گذر}$$

$$BW = \frac{\omega_{2l} - \omega_l}{\omega_0}$$

$$J_{N,N+1} = \frac{1}{Z_0}\sqrt{\frac{\pi BW}{2 g_N g_{N+1}}}$$

$$J_{i,i+1} = \frac{1}{Z_0}\frac{\pi BW}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad i = 1, \dots, N-1$$

۳- سی امپدانس فاکد تحقیقات مدهای فرد و زوج

$$Z_{oo}\Big|_{i,i+1} = Z_0\left[1 - Z_0 J_{i,i+1} + (Z_0 J_{i,i+1})^2\right] \quad i = 0, \dots, N$$

$$Z_{oe}\Big|_{i,i+1} = Z_0\left[1 + Z_0 J_{i,i+1} + (Z_0 J_{i,i+1})^2\right]$$

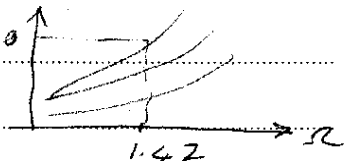
از شکل کوپلر ۶ سیدانس تحصیله از مد فرد و زوج را در سیر با استفاده S و W حاصل کنید.

$l = \frac{\lambda}{4}$ در فرکانس مرکزی

مثال: فیلتر میان‌گذری با مشخصه چبی‌شف (3dB ripple) با $f_L = 4.8\ GHz$ و $f_0 = 5\ GHz$ و $f_U = 5.2\ GHz$، در فرکانس 5.3GHz حداقل 30dB تضعیف نیاز است.

$$\Omega = \frac{\omega_0}{\omega_U - \omega_L}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)$$

$$\Omega = \frac{5}{5.2-4.8}\left(\frac{5.3}{5} - \frac{5}{5.3}\right) = 1.47 \xrightarrow{\text{مشخصه شیب}} \text{فیلتر}$$



(شکل 5.21)

$N = 5$

i	$Z_0 I_{i,i+1}$	Z_{oo}	Z_{oe}
0	0.19	42.3	61.3
5	-------		

$$\begin{cases} g_1 = g_5 = 3.48 \\ g_2 = g_4 = 0.762 \\ g_3 = 4.538 \\ g_6 = 1 \end{cases}$$

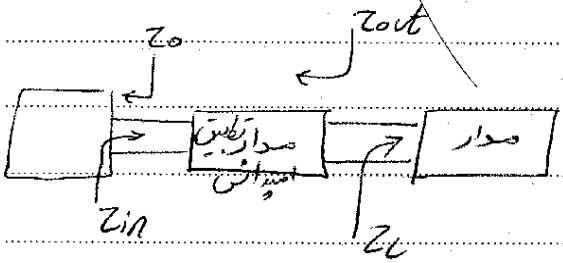
$$BW = \frac{0.4}{5}$$

طول هر بازو $\frac{\lambda}{4}$ در فرکانس 5.4GHz

عرض هر بازو 60, 42

$S_{pd} = 1$

$\frac{W}{d} = 0.8$



فصل ۸ - طراحی مدارهای تطبیق امپدانس

کاربردها

۱- انتقال توان ماکزیمم

۲- کاهش نویز (عدد نویز یک تقویت‌کننده)

۳- پایدارسازی

۴- در بعضی مدارهای فرکانس پایین: جداسازی DC در مدار

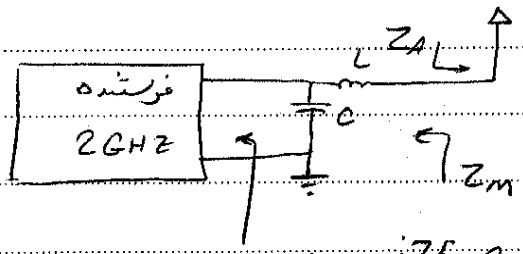
← استفاده از المان‌های متمرکز ← استفاده از المان‌های L و C

← استفاده از مدارهای گسترده (خطوط انتقال)

← مدارهای تطبیق امپدانس دو المانی (LC) L-section

روش اسمیت چارت

مثال)



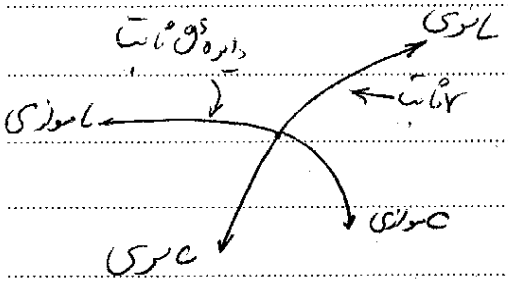
$Z_T = 150 + j75\ \Omega$

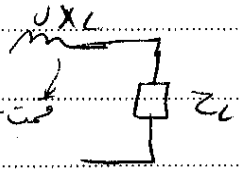
$Z_A = 75 + j15\ \Omega$

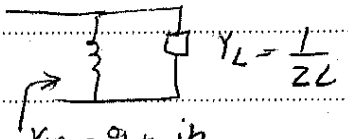
شرط تطبیق : $Z_m = Z_A^*$

$$Z_m = jX_L + \frac{1}{jB_C + \frac{1}{Z_T}} = Z_A^*$$

$$\begin{cases} B_C = 9.2\ m.s \longrightarrow \text{ریتن} \longrightarrow C = 0.73PF \\ X_L = 76.9 \longrightarrow L = 6.1nH \end{cases}$$







سلف به مدت با ما راه‌طبیت می‌کند،
خازن ما را به مدت پیش‌هدایت می‌دهد،
در سمتی لامدا است
ضلع ۸، شکل ۳ (Polar)

$$Z_0 = 75 \longrightarrow Z_T = \frac{Z_T}{Z_0} = 2 + j1\ \Omega$$

$$Z_A = \frac{Z_A}{Z_0} = 1 + j0.2\ \Omega$$

$$Z_A^* = 1 - j0.2$$

$$jB = Y_{TC} - Y_T$$

$$Y_{TC} - Y_T = (0.4 + j0.49) - (0.4 - j0.2) \Rightarrow$$

$$jB = j0.69$$

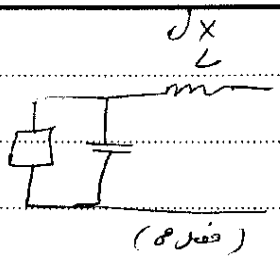
$$\frac{1}{\omega C} = \frac{0.69}{75}$$

$$f = 2GHz \longrightarrow C = 0.73PF$$

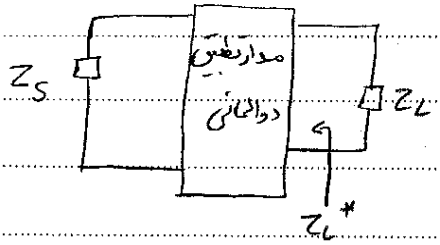
$$jX_L = Z_A^* - Z_{TC} = (1 - j0.2) - (1 - j1.22)$$

$$jX_L = j1.02$$

$$\rightarrow \omega L = (1.02) \times 75\,\Omega \rightarrow L \cong 6.1\,nH$$



(فصل ۵)



مراحل لازم جهت طراحی مدار تطبیق

۱ـ Z_L و Z_S را مشخص کنید (Z_0)، Z_S و Z_L^* را روی چارت اسمیت مشخص کنید.

۲ـ دوایر با نامی ثابت و مقاومت ثابتی که از Z_S و Z_L^* می گذرند را مشخص کنید.

۳ـ تعداد نقاط قطع این دو دسته دایره، تعداد پاسخ های ممکن را نشان می دهند.

۴ـ با توجه به مسیر حرکت، نوع المانها در اکثر مسائل آنالوگ را می توان تعیین نمود.

۵ـ نرمالیزه نمودن مقادیر قبلی و جایگذاری مقادیر با و C المانها.

مثال (8.3)

$$Z_S = 50 + j25$$

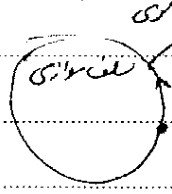
$$Z_L = 25 - j50$$

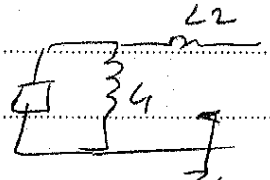
$$Z_0 = 50 \qquad f = 2\,GHz$$

آ) مراحل ساختارهای ممکن برای مدار تطبیق امپدانس دو المانی را طراحی نمائید.

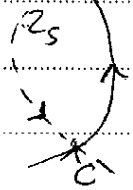
$$\begin{cases} Z_S = 1 + j0.5 \\ Z_L = 0.5 - j1 \rightarrow Z_L^* = 0.5 + j1 \end{cases}$$

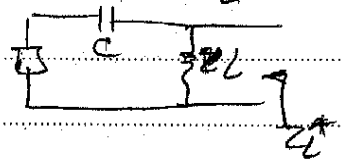
$Z_S \rightarrow A \rightarrow Z_L$ ← نقطه A





پاسخ مربوط به نقطه A





پاسخ مربوط به نقطه C

$jB_L = Y_A - \underbrace{\frac{1}{Z_S}}_{Y_S} = (0.8 - j1.1) - (0.8 - j0.5)$

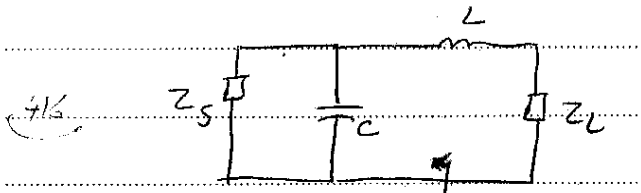
$jB_{L_1} = -j0.5$

$jX_{L_1} = j2\ \Omega$

$Z_0 (jX_{L_1}) = 50 \times j2 = j100\ \Omega = jwL = j \times 2 \times \pi \times 2 \times 10^9 \times L_1$

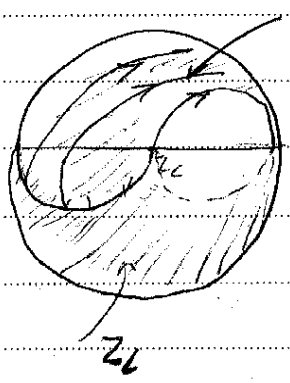
$\rightarrow L_1 = 6.63\ nH$

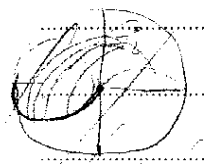
$jX_{L_2} = Z_L^* - Z_A$

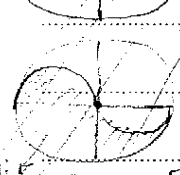


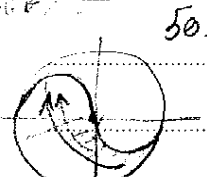
ناحیه ممنوع (forbidden regions)

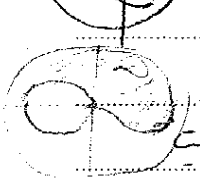
شکل 7-8 کتاب

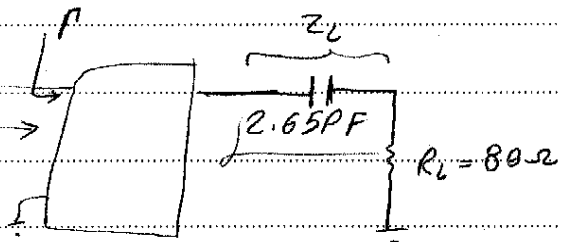










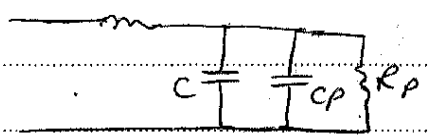


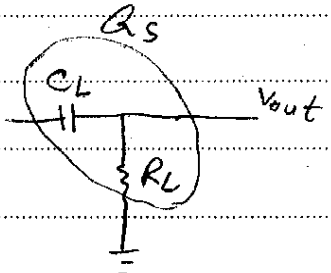
شکل 8-8

$f = 1\ GHz$

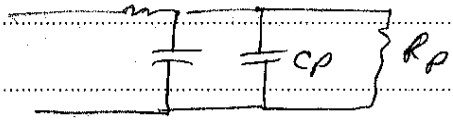
$\rightarrow Z_L = 1.6 - j(1.2)$ $\quad \frac{1}{2.wc}$

ضریب کیفیت $Q_L = \frac{f_0}{BW} \rightarrow BW = \frac{f_0}{Q_L}$





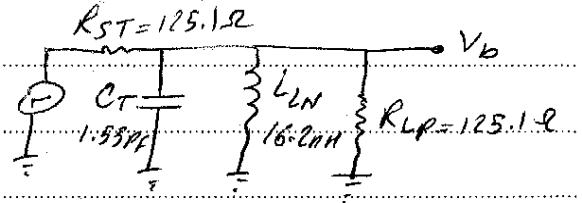
$$Q_c = \frac{X_{CL}}{R_L}$$

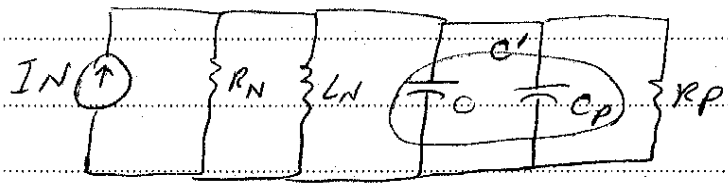


$$R_p = (1 + Q_S^2)\, R_L$$

$$X_{Cp} = \frac{1+Q_S^2}{Q_S^2}\, X_{CL} \rightarrow Cp$$

معادل





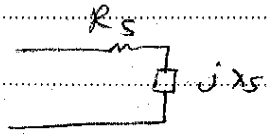
$$Q_L = \frac{(R_p \parallel R_N)}{X_{C'}}$$

$125 \parallel 125$

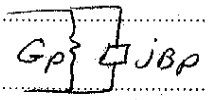
Nodal quality Factor ضریب کیفیت گرهی

امپدانس دیدگاه $Z_S = R_S + jX_S$

ضریب کیفیت گرهی گره مشخص $Q_n = \frac{|X_S|}{R_S}$



$$Y_p = G_p + jB_p$$



$$Q_n = \frac{\frac{1}{G_P}}{\left|\frac{1}{B_P}\right|}$$

$$= \frac{B_P}{G_P}$$

در مدارهای دو انتهایی:

$$Q_L = \frac{Q_n}{2}$$

$$Z_B = 1 - j1.23 \qquad Q_n = \frac{1.23}{1} = 1.23$$

$$Q_L = \frac{1.23}{2} \simeq 0.61$$

بازه‌ی قبلی (در مدار تابع RLC موازی)

$Q_L = 0.61$

دوایر Q_n ثابت (روی چارت است):

در فصل بعد

$$z = r + jx = \frac{1-\Gamma_r^2-\Gamma_i^2}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2} + j\frac{2\Gamma_i}{(1-\Gamma_r)^2+\Gamma_i^2}$$

قسمت حقیقی — قسمت موهومی

$$Q_n = \frac{|X|}{|R|} = \frac{2|\Gamma_i|}{1-\Gamma_r^2-\Gamma_i^2} \Rightarrow \Gamma_r^2 + \left(\Gamma_i \pm \frac{1}{Q_n}\right)^2 = \frac{1}{Q_n^2}$$

حرکتاب اشتباه نوشته است!

$Q_n = \frac{|X|}{R}$ Nodal quality factor ضریب کیفیت گرهی

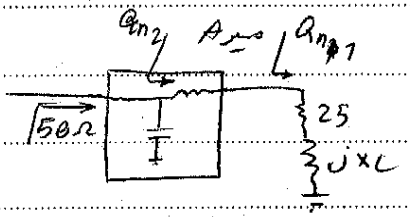
$Q_n = \frac{|B|}{G}$

مثال 8-4

$Z_L = 25 + j20\ \Omega$

$Z_S = 50\ \Omega$

$f = 1\,GHz$



$Z_L = 0.5 + j0.4$

$Q_L = \frac{Q_n}{2}$ $\quad Q_n = \frac{|X_A|}{R_A} = \frac{0.5}{0.5} = 1$

$\Rightarrow Q_L = 0.5$

$BW \simeq \frac{f_0}{Q_L} = \frac{1}{0.5} = 2\,GHz$

$Q_{n_1} = \frac{0.4}{0.5}$ $\quad$ از کجا $BW \simeq 2.4\,GHz$ میاد

$BW_b = 2(f_{max} - f_0) \simeq 1.9\,GHz$

مدارهای تطبیق با قابلیت کنترل پهنای باند (مدارهای T و Π)

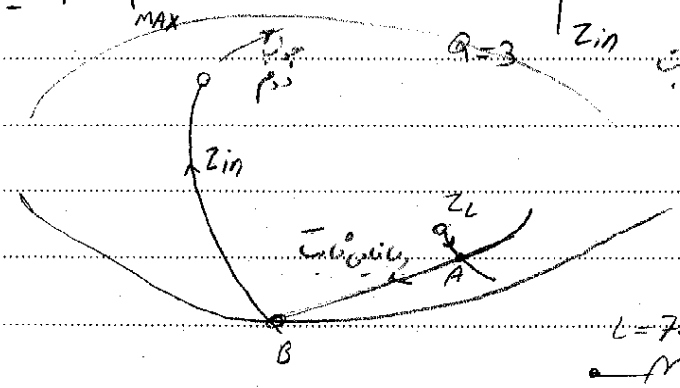
مثال)

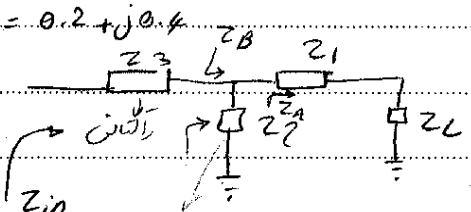
$Z_L = 60 - j30\ \Omega \rightarrow z_L = 1.2 - j0.6$

$Z_{in} = 10 + j20\ \Omega \rightarrow z_{in} = 0.2 + j0.4$

$f_0 = 1\,GHz$

Q_n ماکزیمم $|Q_n| = 3$

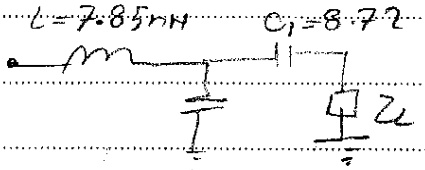




$jX_1 = Z_1 = Z_A - Z_L$

$jB_2 = Y_B - Y_A$

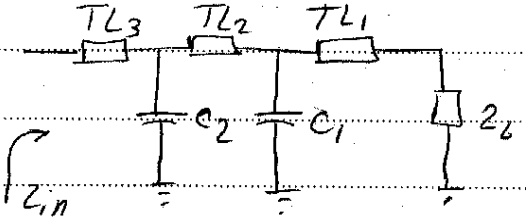
$Z_3 = jX_3 = Z_{in} - Z_B$



طراحی مدار تطبیق نوع P خودتان بررسی کنید.

مشخصه کنترل پهنای باند: متوسط ثابت / سری ثابت / موازی ثابت

مدارهای تطبیق امپدانس با استفاده از خطوط انتقال و خازن‌های موازی سنتی‌ها و پرکاربردترین مدارها را تشکیل می‌دهند.



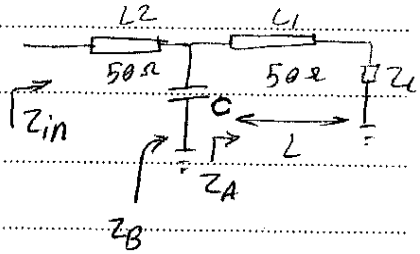
مثال 8-7:

$Z_L = 0.6 + j0.2 \rightarrow Z_L = 30 + j10\ \Omega$

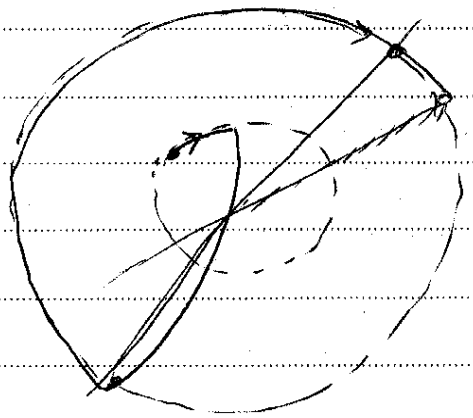
$Z_{in} = 1.2 + j1.6\ \Omega \quad Z_{in} = 60 + j80\ \Omega$

$Z_0 = 50\ \Omega$

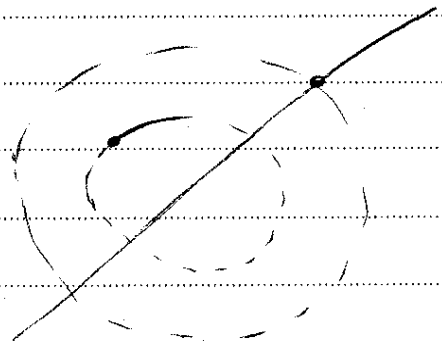
$f_0 = 1.5\,GHz$



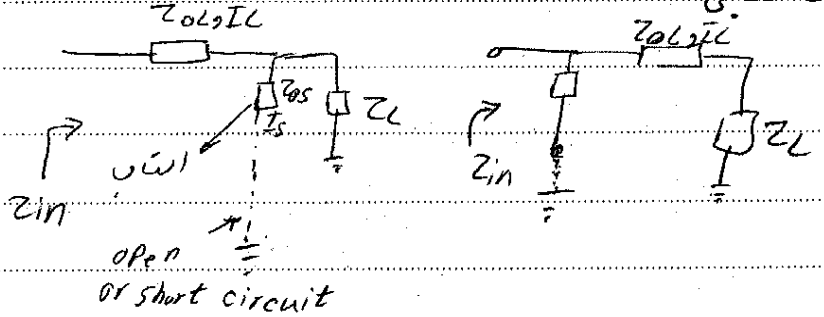
$0 < L < L_1 + L_2$



$jB_c = Y_B - Y_A$



مدارهای تطبیق امپدانس تک استابی



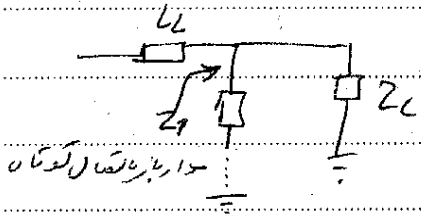
مثال 8.8)

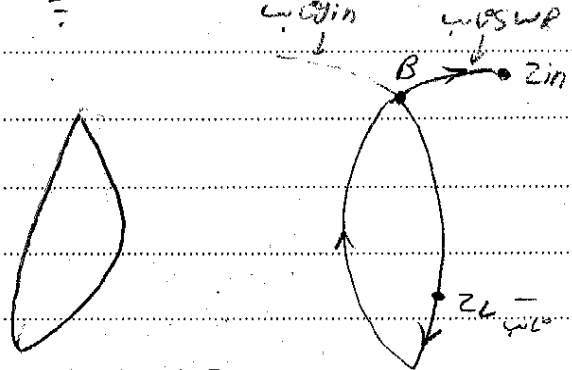
$$\begin{cases} Z_L = 160 - j45\ \Omega \\ Z_{in} = 75 + j90\ \Omega \end{cases}$$

$Z_{0L} = Z_{0S} = 75\ \Omega$

حاد ی ها را تعیین نمائید .

اولین کار مد Z_{in} و Z_L را روی چارت مشخص می کنیم





$b_{SA} = Y_A - Y_L = -j0.95$ سوسپتانس استاب در مکان A

$b_{SB} = Y_B - Y_L = -j1.65$

نسبت به بار یا نسبت به دور تا جواب (اول)

استاب اتصال کوتاه $= \frac{\lambda}{4} +$ سی

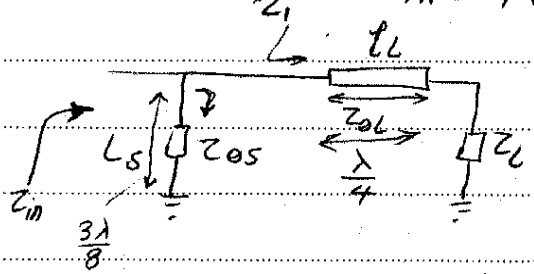
استاب مدار باز $= 0.067\lambda$

مثال: (8-9) $Z_L = 120 - j20\ \Omega$

$l_L = \frac{\lambda}{4}$

طول استاب $l_S = \frac{3\lambda}{8}$

$Z_{in} = 40 + j30$ Z_{0S} و Z_{0L} خواسته‌ال استاب



$$Z_{in} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 tg\beta l}{Z_0 + jZ_L tg\beta l} \rightarrow Z_1 = \frac{(Z_{0L})^2}{Z_L}$$

$$Y_{in} = Y_1 + jB_S \quad \left(Y_1 = \frac{1}{Z_1}\right) \qquad jB_S = \begin{cases} \frac{-j}{Z_{0B}} & \text{استاب مدار باز} \\ \frac{j}{Z_{0S}} & \text{استاب اتصال کوتاه} \end{cases}$$

$$\Rightarrow Y_{in} = \frac{Z_L}{Z_{0L}^2} \pm jZ_{0S}^{-1}$$

$$G_{in} = \frac{R_L}{Z_{0L}^2}$$

$$B_{in} = \frac{X_L}{Z_{0L}^2} \pm jZ_{0S}^{-1}$$ علامت منفی قابل قبول است

$$Y_{in} = \frac{1}{Z_{in}} = \frac{1}{40+j30} = \underbrace{0.016}_{G_{in}} - j0.012 \Rightarrow 0.016 = \frac{120}{Z_{0L}^2} \rightarrow Z_L = 86.6\ \Omega$$

اینجا طول‌ها $\frac{\lambda}{4}$ بود، اگر نبود دیاگرام می‌کشیدیم.

$Z_{0S} = 107.1\ \Omega$

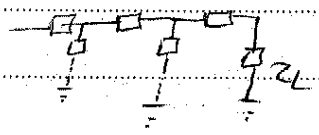
علامت منفی قابل قبول است.

$\Downarrow$

استاب مدار باز

مدارهای تطبیق امپدانس با دو استاب

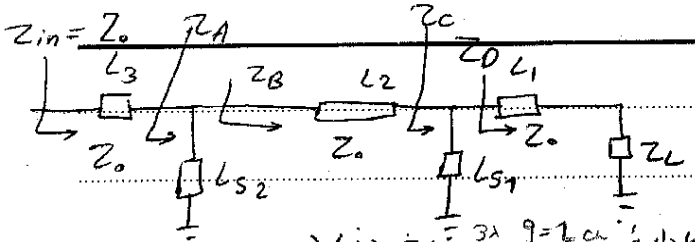
به صورتی که فاصله بین استاب‌ها ثابت باشد.



$l_2 = \frac{\lambda}{8}$ یا $\frac{3\lambda}{8}$ یا $\frac{5\lambda}{8}$

طول کوچکی می‌شود.

$\leftarrow l_2 = \frac{3\lambda}{8}$



$2\beta l = 2\,\frac{2\pi}{\lambda}\,\frac{3\lambda}{8} = 270^\circ$

داخل ناحیه ممنوعه آبادمیتنس نمی‌توانیم Z_0 بریم. چون با دایره‌ی $g=1$ برخورد ندارد.

$\frac{3\lambda}{8} = \frac{\lambda}{8}$ جای 270° می‌شود 90°

به عنوان مثال 10-8

$l_1 = \frac{\lambda}{8} \quad l_2 = l_3 = \frac{3\lambda}{8}$

$Z_L = 50 + j50 = 1 + j1$

$\rightarrow Z_{in} = 50\,\Omega$

طول استاب را بدست آورید.

$jb_{s_1} = Y_C - Y_D$

$jb_{s_2} = Y_A - Y_B$

تمرینات سری چهارم

۳، ۱۶، ۱۷ از فصل ۸ کتاب

کلاس کار تقویت کننده‌ها و مدارهای بایاس آنها

conduction angle زاویه هدایت

$\theta_A = 360^\circ \longrightarrow \eta = 50\%$

$\theta_B = 180^\circ \qquad 78.5\%$

$180 < \theta_{AB} < 360$

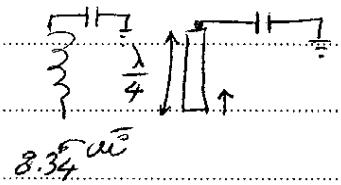
$\theta_C < 180^\circ$

بازدهی ترانزیستور $\eta = \frac{P_{RF}}{P_S} \times 100\%$

زاویه هدایت

$$\eta = \frac{\theta_0 - \sin\theta_0}{2\left[\theta_0 \cos\left(\frac{\theta_0}{2}\right) - 2\sin\left(\frac{\theta_0}{2}\right)\right]}$$

مدارهای بایاس ← دیود
← ترانزیستوری ← استفاده از مدارهای الکترونیکی برای بایاس



فصل نهم : طراحی و تحلیل تقویت کننده های میکروویو ی

پارامترهای یک تقویت کنندهٔ RF :

۱- بهرهٔ توان ، Gain دوبل ثبت

۲- عدد نویز تقویت کننده

۳- حداکثر توان خروجی

۴- حداکثر توان مجاز ورودی

۵- SWR ورودی و خروجی

۶- پایداری تقویت کننده

تعاریف مختلف بهرهٔ توان

۱- بهرهٔ توان Power Gain

$$G = \frac{\text{توان تحویل شده به بار}}{\text{توان ورودی ترانزیستور}}$$

متصل از Z_S و Z_L

۲- بهرهٔ توان قابل دسترس Available Power Gain

$$G_A = \frac{\text{حداکثر توان قابل دریافت خروجی}}{\text{حداکثر توان قابل دریافت ورودی}}$$

← تطبیق مزدوج در ورودی و خروجی

متصل از Z_L چون تحویل می‌گیرد

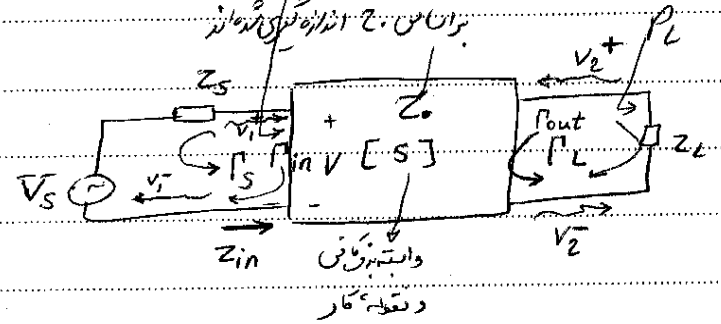
۳- بهرهٔ توان مبدل Transducer Power Gain

$$G_T = \frac{\text{توان تحویلی به بار}}{\text{حداکثر توان قابل دریافت از منبع}}$$

← هم به Z_L و هم Z_S

تابعی از Z_L و Z_S

P_{in}



$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (1) \qquad \Gamma_S = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0} \quad (2)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3) \qquad \Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+}$$

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix}$$

$$V_1^- = S_{11} V_1^+ + S_{12} V_2^+ = S_{11} V_1^+ + S_{12} \Gamma_L V_2^-$$

$$V_2^- = S_{21} V_1^+ + S_{22} V_2^+ = S_{21} V_1^+ + S_{22} \Gamma_L V_2^- \rightarrow V_1^+ = V_1^- \frac{(1 - S_{22}\Gamma_L)}{S_{21}}$$

با توجه به V_2^-

$$\frac{V_1^-}{V_1^+} = \Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (4)$$

به طور مشابه $\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12} S_{21} \Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$ (5)

$$\Gamma_L = \frac{V_2^+}{V_2^-} \neq \frac{1}{\Gamma_{out}}$$

نمی‌توانیم بنویسیم

از فصل ۲ $P_{in} = \frac{|V_1^+|^2}{2Z_0}(1 - |\Gamma_{in}|^2)$ (6)

$$V_1 = V_1^+ + V_1^- = \frac{Z_{in}}{Z_S + Z_{in}} V_S \Rightarrow V_1^+ = \frac{V_S}{2} \frac{1 - \Gamma_S}{1 - \Gamma_S \Gamma_{in}} \quad (7)$$

$$(2) \rightarrow Z_S = Z_0 \frac{1 + \Gamma_S}{1 - \Gamma_S}$$

$$(3) \rightarrow Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}$$

$$\xrightarrow{V_1^+} P_{in} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_S|^2}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (8)$$

$$P_L = \frac{|V_2^-|^2}{2Z_0}\left[1 - |\Gamma_L|^2\right] \quad (9)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^-$$

$$V_2^- = \frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L}V_1^+ \quad (10)$$

$$\xrightarrow{V,\,9,\,10} P_L = \frac{|V_S|^2}{8Z_0}\,\frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)\,|1-\Gamma_S|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2\,|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \quad (11)$$

$$\text{Power Gain}\quad G = \frac{P_L}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_L|^2)}{(1-|\Gamma_{in}|^2)\,|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

(8) $\rightarrow$ $Z_{in} = Z_S^*$ $\rightarrow$ $\Gamma_{in} = \Gamma_S^*$

جهت دریافت حداکثر توان از منبع:

(8) $\rightarrow$ $$P_{avs} = P_{in}\Big|_{\Gamma_{in}=\Gamma_S^*} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0}\,\frac{|1-\Gamma_S|^2}{(1-|\Gamma_S|^2)} \quad (13)$$

جهت دریافت حداکثر توان در خروجی: $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$

حداکثر توان قابل دسترس در خروجی $$P_{avn} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0}\,\frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_{out}^*|^2)\,|1-\Gamma_S|^2}{|1-S_{22}\Gamma_{out}^*|^2\,|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2} \quad (14)$$

محاسبهٔ Γ_{in} با توجه به اینکه $\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$

حداکثر توان قابل دسترس در خروجی $$P_{avn} = \frac{|V_S|^2}{8Z_0}\,\frac{|S_{21}|^2\,|1-\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2(1-|\Gamma_{out}|^2)} \quad (14)$$

توان خروجی قابل دریافت / حداکثر توان قابل دریافت از منبع

(14)، (13) $\rightarrow$ $$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} \overset{13\text{ و }14}{=} \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2(1-|\Gamma_{out}|^2)} \quad (10)$$ $\left(\Gamma_L = \Gamma_{out}^*,\ \Gamma_{in} = \Gamma_S^*\right)$

بهرهٔ توان عملی / حداکثر توان قابل دریافت از منبع $$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2(1-|\Gamma_S|^2)(1-|\Gamma_L|^2)}{|1-\Gamma_S\Gamma_{in}|^2\,|1-S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (16)$$

حالت خاص $\Gamma_L = 0$, $\Gamma_S = 0$ $\rightarrow$ $G_T = |S_{21}|^2$

حالت خاص: تقویت کنندهٔ یکطرفه

رابطهٔ ۱۶ لـه G_{TU} = S_{11} ← Γ_{in}

$S_{12}=0$ → G_{TU}

تقویت کنندهٔ یکطرفه (unilateral)

$\Rightarrow \Gamma_{in} = S_{11}$

④ if $S_{12}=0 \Rightarrow \Gamma_{in}=S_{11}$ ثبات می‌شود.

پایداری تقویت کننده‌ها

حول برقرار هست: $|\Gamma_L|<1$ ، $|\Gamma_S|<1$

شرط پایداری: $|\Gamma_{in}|<1$ استفاده از $|\Gamma_{out}|<1$ ← ۳ و ۴

① $|\Gamma_{in}| = \left|\frac{S_{11}-\Gamma_L\Delta}{1-S_{22}\Gamma_L}\right| < 1$ ← $\Delta = S_{11}S_{22}-S_{12}S_{21}$

② $|\Gamma_{out}| = \left|\frac{S_{22}-\Gamma_S\Delta}{1-S_{11}\Gamma_S}\right| < 1$

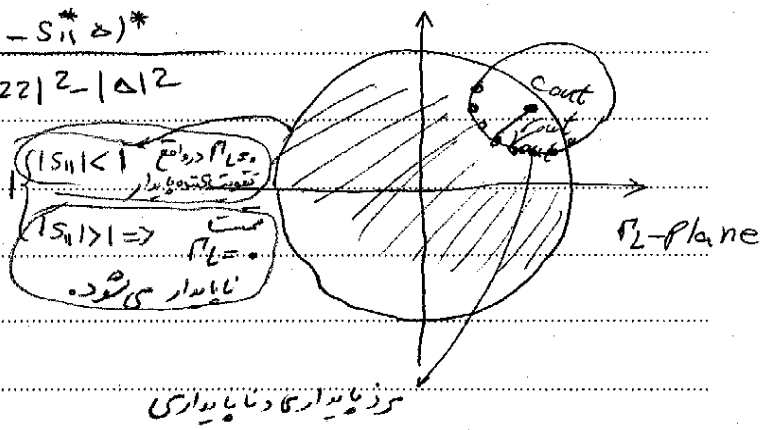
$\Gamma_L = \Gamma_L^R + j\Gamma_L^I$ (حقیقی ← R، موهومی ← I)

① → $\left|\frac{S_{11}-\Gamma_L\Delta}{1-S_{22}\Gamma_L}\right| = 1$

$(\Gamma_L^R - C_{out}^R)^2 + (\Gamma_L^I - C_{out}^I)^2 = r_{out}^2$

$r_{out} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{22}|^2-|\Delta|^2|}$ ← دایرهٔ پایداری خروجی

$C_{out} = C_{out}^R + C_{out}^I = \frac{(S_{22}-S_{11}^*\Delta)^*}{|S_{22}|^2-|\Delta|^2}$



حالت خاص: $\Gamma_L=0 \rightarrow |\Gamma_{in}| = |S_{11}|$

$|S_{11}|<1$ ← Γ_L در داخل دایره تقویت کننده پایدار

$|S_{11}|>1 \Rightarrow$ هست $\Gamma_L=0$ ناپایدار می‌شود.

مرز پایداری و ناپایداری

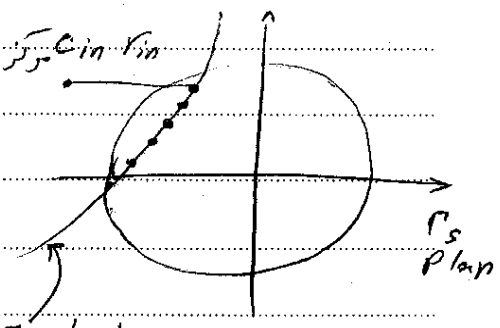
$$\Gamma_S = \Gamma_S^R + j\,\Gamma_S^I$$

$$\textcircled{2} \rightarrow \left|\frac{S_{22} - \Gamma_S \Delta}{1 - S_{11}\Gamma_S}\right| = 1$$

$$\rightarrow |\Gamma_S^R - C_{in}^R|^2 + |\Gamma_S^I - C_{in}^I|^2 = r_{in}^2$$

$$r_{in} = \frac{|S_{12}S_{21}|}{||S_{11}|^2 - |\Delta|^2|}$$

$$C_{in} = C_{in}^R + j\,C_{in}^I = \frac{(S_{11} - S_{22}^*\Delta)^*}{|S_{11}|^2 - |\Delta|^2}$$



حالت خاص $\Gamma_S = 0 \rightarrow |\Gamma_{out}| = |S_{22}|$

- $|S_{22}|<1$ ⟶ $\Gamma_S=0$ از ناحیهٔ پایدار است
- $|S_{22}|>1$ ⟶ $\Gamma_S=0$ از ناحیهٔ ناپایدار است

$\Gamma_S=0$ بخشی از ناحیهٔ ناپایدار

پایداری تقویت‌کننده‌ها

شرایط لازم برای پایداری

$|\Gamma_S|<1$ و $|\Gamma_L|<1$

$|\Gamma_{in}|<1$ و $|\Gamma_{out}|<1$

- $|\Gamma_{out}|<1$ ⇓ دایرهٔ پایداری ورودی
- $|\Gamma_{in}|<1$ ⇓ دایرهٔ پایداری ورودی

به صورت خاص نقطهٔ $\Gamma_L=0$ بسته به مقدار S_{11} ، $|\Gamma_{out}|<1$ پس به این بحث در ورودی داریم.

$\Gamma_S=0$

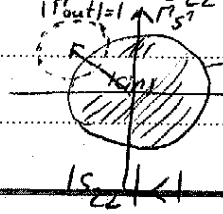
پایداری مطلق

پایداری مطلق به ازای هر Z_L و Z_S تراتر تقویت پایدار باشد.

به ازای هر Γ_L و Γ_S تراتر تقویت پایدار باشد.

البته: $|\Gamma_S|<1$ $|\Gamma_L|<1$

آن $|S_{11}|<1$ و $|S_{22}|<1$



پایدار مطلق $\begin{cases} |C_{in}| - r_{in} > 1 \\ |C_{out}| - r_{out} > 1 \end{cases}$ کل دایره بیرون باشد.

دایرهٔ پایداری ورودی و خروجی خارج از چارت اسمیت قرار گیرند.

مثال ۲-۹) ضریب پایداری K

$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}||S_{21}|} > 1$ ← شرط پایداری

$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$ Rollet Factor

هردو برقرار باشند

$|\Delta| = |S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}| < 1$ ← شرط کافی برای پایداری مطلق

اگر بود پایدار است
اگر نبود ← معلوم نیست پایدار باشد

مثال 9.3) با افزایش فرکانس S_{21} کم می‌شود.

S_{12} فیدبک از خروجی به ورودی با افزایش فرکانس زیاد می‌شود.

می‌بینیم K و $|\Delta|$

r_{in} ، c_{in} ← دایرهٔ پایداری ورودی

r_{out} ، c_{out} ← // // خروجی

پایدارسازی تقویت کننده‌ها

اگر $|\Gamma_{in}| > 1$ ← تقویت کننده ناپایدار است.

یا $|\Gamma_{out}| > 1$ // // //

معادل

مقاومت منفی

$Re[Z_{in}] < 0$ | $Re[Y_{in}] < 0$

$Re[Z_{out}] < 0$ | $Re[Y_{out}] < 0$

با اضافه کردن مقاومت در ورودی به صورت سری
یا در خروجی به صورت موازی
می‌توانیم تقویت کننده را پایدار کنیم.

طراحی تقویت کننده با بهرهٔ مشخص

اگر $S_{12} = 0$ ← طراحی تقویت کنندهٔ یک‌طرفه (Unilateral)

اگر $S_{12} \neq 0$ ← طراحی تقویت کنندهٔ دوطرفه (Bilateral)

طراحی تقویت کنندهٔ یک‌طرفه

$S_{12} = 0$ (بدون فیدبک) ⟶ $\Gamma_{in} = S_{11}$, $\Gamma_{out} = S_{22}$

بهرهٔ توان متصل $G_T = \frac{1 - |\Gamma_S|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_S|^2} \times |S_{21}|^2 \times \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2}$

G_S بهرهٔ مدار تطبیق ورودی — G_0 بهرهٔ ترانزیستور — G_L بهرهٔ مدار تطبیق خروجی

$$G_T = G_S G_0 G_L$$

$$G_T(dB) = G_S(dB) + G_0(dB) + G_L(dB)$$

جهت داشتن بهره توان ماکزیمم $\Gamma_L = \Gamma_{out}^* \Rightarrow \boxed{\Gamma_L = S_{22}^*}$ در خروجی

ورودی $\Gamma_S = \Gamma_{in}^* \rightarrow \boxed{\Gamma_S = \Gamma_{11}^*}$

بیشترین توان

$\Gamma_S = S_{11}^* \rightarrow G_{S(max)} = \dfrac{1}{1-|S_{11}|^2}$

$\Gamma_L = S_{22}^* \rightarrow G_{L(max)} = \dfrac{1}{1-|S_{22}|^2}$

$\Rightarrow G_{TU}\Big|_{max} = \dfrac{1}{1-|S_{11}|^2}\,|S_{21}|^2\,\dfrac{1}{1-|S_{22}|^2}$ (Unilateral)

$g_S = \dfrac{G_S}{G_{S\max}} = \dfrac{1-|\Gamma_S|^2}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2}(1-|S_{11}|^2)$ نرمالیزه

$g_L = \dfrac{G_L}{G_{L\max}} = \dfrac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}(1-|S_{22}|^2)$

برای داشتن بهره مختص:

جهت داشتن g_S مختصی Γ_S چگونه انتخاب شود؟

جهت داشتن g_L معین Γ_L چگونه انتخاب شود؟

مثال 9.6 استخراج دوایر بهره ثابت $0 < g_S < 1$ ، $0 < g_L < 1$

دایره بهره ورودی ثابت (g_S معلوم):

$$\begin{cases} \text{مرکز دایره} & d_{g_S} = \dfrac{g_S S_{11}^*}{1-|S_{11}|^2(1-g_S)} \\ \text{شعاع دایره} & r_{g_S} = \dfrac{\sqrt{1-g_S}\,(1-|S_{11}|^2)}{1-|S_{11}|^2(1-g_S)} \end{cases}$$

$g_S = 1$

Γ_S-plane

شبیه قبل

دوایر بهرهٔ خروجی ثابت ⟵

(مطلوم)

$g_S = 1 \longrightarrow \begin{cases} \text{مرکز} = S_{11}^* \\ r = 0 \end{cases}$

ماکزیمم بهره ($\Gamma_S = S_{11}^*$)

مرکز دوایر بهره ثابت (g_S ثابت) روی خطی قرار دارند که از مبدأ به S_{11}^* وصل می‌شود.

$\angle \text{مرکز} g_S = \angle S_{11}^*$

مثال 9.7)

یک FET در $f = 4\,GHz$

$S_{11} = 0.7 \angle 125^\circ$

$S_{12} \simeq 0$

$G_{Smax} = ?$

دوایر بهرهٔ ورودی ثابت (g_S ثابت) رسم شود.

$$G_{Smax} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = 1.96 \xrightarrow{10\log} 2.92\ dB$$

با تطبیق امپدانس خروجی روی S_{22}^* بهره افزایش می‌یابد.

مثال 9.8)

$f = 5.7\,GHz$

$S_{11} = 0.5 \angle -60^\circ$

$S_{12} = 0.02 \angle 0^\circ$

$S_{21} = 6.5 \angle 115^\circ$

$S_{22} = 0.6 \angle 35^\circ$

- بررسی پایداری تقویت کننده
- با فرض $S_{12} \simeq 0$

$|G_{TU}|_{max} = ?$

- Γ_L چقدر باشد تا بهرهٔ تقویت 18dB بدست آید؟

پایداری

$K = \ldots = 2.17 > 1$

مطلق ⟵ $|\Delta| = 0.42 < 1$ ⟹ تقویت کنندهٔ پایدار مطلق ⟵ $\Gamma_{in} = S_{11}^*$ در بحث قبلی پایدار برای چنین شود.

اینجا پایداری مطلق داریم.

$$(G_{TU})_{max} = \underbrace{\frac{1}{1-|S_{11}|^2}}_{G_{Smax}} \times |S_{21}|^2 \times \underbrace{\frac{1}{1-|S_{22}|^2}}_{G_{Lmax}}$$

$$\begin{cases} G_{Smax} = 1.33 \text{ or } 1.25\,dB \\ G_{Lmax} = 1.56 \text{ ط } 1.94\,dB \\ G_o = 42.25 \text{ ط } 16.26\,dB \end{cases} \Rightarrow (G_{TU})_{max} = 88.02 \text{ ط } 19.45\,dB \longleftrightarrow \begin{cases} \Gamma_S = S_{11}^* = 0.52\angle 60 \\ \Gamma_L = S_{22}^* = 0.64\angle 35 \end{cases}$$

جهت این قرارداد ماکزیمم بهره :

$\Gamma_S = S_{11}^* \rightarrow G_{S\,max} = 1.25\,dB$

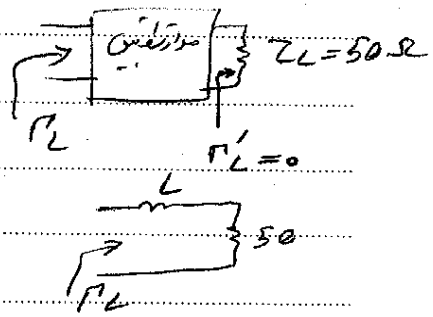
$$G_L(dB) = 18 - [\underbrace{G_o(dB)}_{16.26} + \underbrace{G_S(max)(dB)}_{1.25}]$$

$$G_L = 0.49\,dB \Rightarrow G_L = 1.12 \Rightarrow g_L = \frac{1.12}{1.56} = 0.717$$

مرکز و شعاع دایره را به دست می آوریم.

$\begin{cases} c_{g_L} = \dots \\ r_{g_L} \end{cases}$

در نقطه ای روی دایره بهره 18dB را می دهد



طراحی تقویت کننده دوطرفه ($S_{12} \neq 0$)

اگر $S_{12} = 0 \rightarrow \begin{cases} \Gamma_{in} = S_{11} \\ \Gamma_{out} = S_{22} \end{cases}$

رابطه اصلی

$$S_{12} \neq 0 \Rightarrow \begin{cases} \Gamma_{in} = S_{11} + \dfrac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \\ \Gamma_{out} = S_{22} + \dfrac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} \end{cases}$$

جهت داشتن ماکزیمم بهره :

شرایط بیشترین بهره $\begin{cases} \Gamma_{mS} = \Gamma_{in}^* \\ \Gamma_L = \Gamma_{out}^* \end{cases}$

$$\begin{cases} \Gamma_{in} = S_{11} + \dfrac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} = \Gamma_S^* \\ \Gamma_{out} = S_{22} + \dfrac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S} = \Gamma_L^* \end{cases}$$

برحسب Γ_L داده

برحسب Γ_S داده

سیستم دو معادله دو مجهول

Γ_{ML} (9.47)

Γ_{MS} (9.49)

Match load

Match Source

مثال 9.11 عددگذاری ← نگاه کنید.

طراحی تقویت کننده با بهره مشخص:

Γ_L ثابت، دارای Gain ثابت

G

استفاده از بهره توان Operational Power Gain و با فرض

آنکه $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ در نظر بگیریم Γ_L هرچه راحت تعیین نمائیم.

(SWR) دارای ورودی مساوی یک است.

$|SWR| = 1$

استفاده از رابطه بهره توان قابل دسترس (G_{as})

و با فرض تطبیق در خروجی ($\Gamma_L = \Gamma_{out}^*$ با فرض) ، Γ_S را

به نحوی تعیین نمائید تا بهره لازم به دست آید.

دارای Gain ثابت

در صفحه Γ_S

طراحی تقویت کننده دو طرفه

1- با ماکزیمم بهره

اگر پایدار مطلق ← $\begin{cases} \Gamma_S = \Gamma_{in}^* \\ \Gamma_L = \Gamma_{out}^* \end{cases} \Rightarrow \begin{pmatrix} 9.47 \\ 9.49 \end{pmatrix}$

طراحی جهت داشتن بهره توان مشخص ← استفاده از رابطه بهره توان (G) و با ثابه تطبیق مزدوج در ورودی

Γ_L به نحوی تعیین گردد که تقویت کننده دارای بهره مشخص شده باشد.

operating Power Gain / $G = \dfrac{(1-|\Gamma_L|^2)}{(1-|\Gamma_{in}|^2)|1-S_{22}\Gamma_2|^2}|S_{21}|^2$

g_0

$G = g_0 |S_{21}|^2$

$g_0 = \dfrac{1-|\Gamma_L|^2}{(1-|S_{11}+\frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L}|^2)|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$

صفحه 497

مثال 9.12

9.12

دایرهٔ بهرهٔ ثابت در صفحهٔ Γ_L

$|\Gamma_L - d g_0| = r g_0$

مرکز دایره (9.56) — شعاع (9.57)

مثال 9.13

$S_{21} = 2.5 \angle -80^\circ \quad S_{11} = 0.3 \angle 30^\circ \quad f = 2.4\,GHz$

$S_{22} = 0.2 \angle -15^\circ \quad S_{12} = 0.2 \angle 60^\circ$

طراحی جهت داشتن بهرهٔ توان 8dB با شرط تطبیق کامل در ورودی تقویت کننده.

بحث پایداری: حتماً قبل از حل مسأله چک بشود. پایدار مطلق ⟵ باشد بهتر ⟵ پایدار

$G = g_0 |S_{21}|^2$

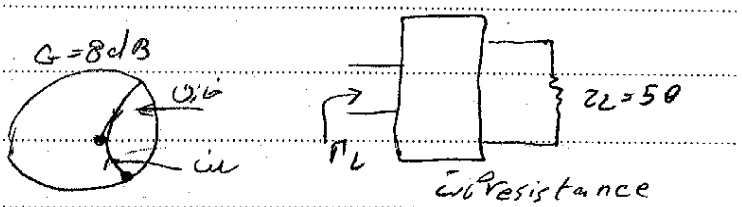
$G = 8\,dB \Rightarrow 6.31 = g_0 |2.5|^2 \rightarrow g_0 = 1.009$

مثال 9.16

رسم دایرهٔ بهرهٔ ثابت ⟵

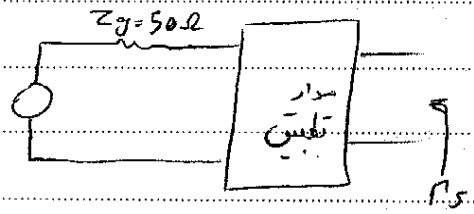
$d g_0 = 0.11 \angle 69^\circ$

$r g_0 = 0.35$



Γ_L معلوم $= 0.26 \angle -75$ ⟶ $\Gamma_{in} = \dots$

جهت تطبیق ⟶ $\Gamma_S = \Gamma_{in}^* = \left(\dfrac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}\right)^* = 0.28 \angle -55^\circ$



دایرهٔ بهرهٔ ثابت در صفحهٔ Γ_S ⟵ $\Gamma_S = \Gamma_{in}^*$ ⟵ جهت تطبیق ورودی

تابعی از Γ_L

$|\Gamma_S - d g_S| = r g_S$

که روابط (9.60) تا (9.65)

روش دوم ← با استفاده از رابطهٔ بهرهٔ توان قابل دسترس (G_a) و فرض تطبیق کامل در خروجی، و Γ_S را به نحوی تعیین نمائیم تا بهرهٔ مورد نظر به دست آید.

$(VSWR)_{out} = 1$ ← بهرهٔ توان قابل دسترس

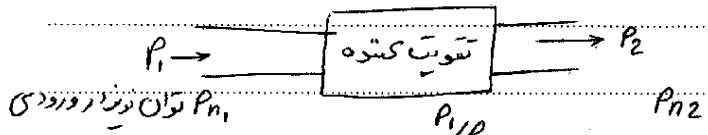
$G_a = g_a |S_{21}|^2$

دایرهٔ G_a ثابت در صفحهٔ Γ_S ← $g_a = (\text{تابعی از } \Gamma_S)$

$|\Gamma_S - a| = r_{g_a}$

(9.67) (9.68)

عدد نویز تقویت کننده و دو بر نویز ثابت



$$F = \frac{P_1/P_{n_1}}{P_2/P_{n_2}}$$

از قبل ← $F = F_{min} + \frac{R_n}{G_S} |Y_S - Y_{opt}|^2$ (1)

$Y_S = G_S + jB_S$

عدد نویز بهینه (بیشترین عدد نویز مجاز جزو مشخصات ترانزیستور)

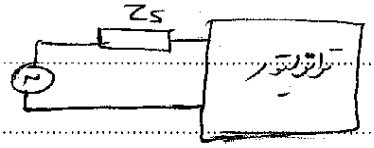
R_n: مقاومت معادل نویز ترانزیستور

Y_{opt}: ادمیتانس بهینه جهت داشتن کمترین عدد نویز

$$F = F_{min} + \frac{G_n}{R_S} |Z_S - Z_{opt}|^2$$

$Z_S = R_S + jX_S$

ترانزیستور



$$Y_{opt} = Y_0 \frac{1-\Gamma_{opt}}{1+\Gamma_{opt}}$$

$$Y_S = Y_0 \frac{1-\Gamma_S}{1+\Gamma_S}$$

$$G_S = Re[Y_S] = Y_0 \frac{1-|\Gamma_S|^2}{|1+\Gamma_S|^2}$$

جایگذاری در (1) ←

$$F = F_{min} + \frac{4R_n}{Z_0} \frac{|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2}{(1-|\Gamma_S|^2)\,|1+\Gamma_{opt}|^2}$$

اگر $\Gamma_S = \Gamma_{opt} \rightarrow F = F_{min}$ (۲)

(۲) →

به ازای عدد نویز مشخص ماسته F_K، چه Γ_S هایی را می‌توان انتخاب نمود؟

(۲) → $|\Gamma_S - \Gamma_{opt}|^2 = (1 - |\Gamma_S|^2)\,/\,|1+\Gamma_{opt}|^2 \left(\frac{F_K - F_{min}}{4R_n / Z_0}\right)$

$\equiv Q_K$

اعمال جبری → $|\Gamma_S - \frac{\Gamma_{opt}}{1+Q_K}|^2 = \frac{Q_K^2 + Q_K(1-|\Gamma_{opt}|^2)}{(1+Q_K)^2}$

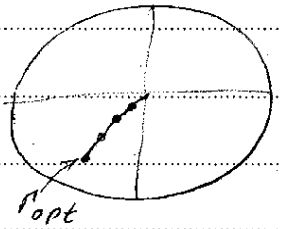
مرکز $\frac{\Gamma_{opt}}{1+Q_K}$

شعاع دایره (r_{FK}^2)

مرکز دایره ρ_K

$d\rho_K = \frac{\Gamma_{opt}}{1+Q_K}$

اگر $\Gamma_S = \Gamma_{opt} \rightarrow \begin{cases} d\rho_K = \frac{\Gamma_{opt}}{1+Q_K} \\ r_{FK} = 0 \end{cases}$



Γ_S plane

مثال 9.14

با توجه به مشخصات ترانزیستور مثال 9.13 تقویت‌کننده‌ای با بهره $8dB$ و عدد نویز کمتر از $1.6dB$ طراحی نمایید.

$F_{min} = 1.5\,dB \qquad R_n = 4\,\Omega$

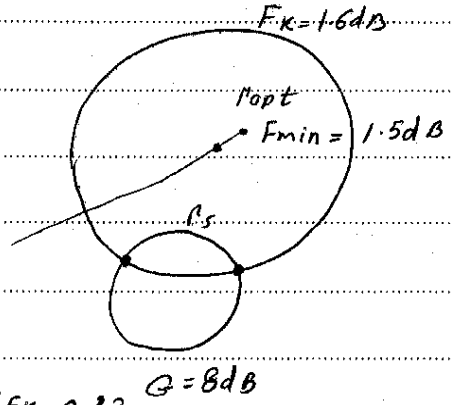
$\Gamma_{opt} = 0.5 \angle 45°$ عدد نویز تابعی از Γ_S است بنابراین Γ_S به‌نحوی انتخاب شود که MAP کمینه شود.

در صفحه Γ_S،

با استفاده از روابط 9.64 و 9.65 → $G = 8dB$ → $\begin{cases} d\rho_S = 0.29 \angle -18° \\ r_{\rho S} = 0.18 \end{cases}$

دایره بهره $8dB$ در صفحه Γ_S

$F_K = 1.6\,dB \rightarrow Q_K = 0.2 \rightarrow \begin{cases} d\rho_K = 0.42 \angle 45° \\ r_{FK} = 0.18 \end{cases}$



$$F_K = 1.6dB \rightarrow Q_K = 0.2 \rightarrow \begin{cases} d_{FK} = 0.42 \angle 45^\circ \\ r_{FK} = 0.18 \end{cases}$$

$$\Gamma_S = 0.29 \angle 19^\circ \rightarrow F = 1.54\,dB$$

شرط انتقال حداکثر توان

$$\rightarrow \Gamma_S = \Gamma_{in}^* = \left(\frac{S_{11} - \Delta\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}\right)^*$$

$$\Gamma_L = \frac{S_{11} - \Gamma_S^*}{\Delta - S_{22}\Gamma_S^*} = 0.45 \angle 50^\circ$$

دوایر VSWR ثابت — Input matching network

$$VSWR_{IMN} = \frac{1 + |\Gamma_{IMN}|}{1 - |\Gamma_{IMN}|} \quad (1)$$

$$VSWR_{OMN} = \frac{1 + |\Gamma_{OMN}|}{1 - |\Gamma_{OMN}|} \quad (2)$$

توان قابل دسترس از منبع

$$P_{in} = P_A\left(1 - |\Gamma_{IMN}|^2\right) \quad (3)$$

توان تحویل شده به تقویت کننده $\rightarrow P_{in} = P_A \times \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_{in}|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|}$ (4)

$P_A = \frac{|V_S|^2}{8R_S}$

اگر مدار تطبیق بدون تلفات باشد: ← (3) = (4)

$$|\Gamma_{IMN}| = \left[1 - \frac{(1 - |\Gamma_S|^2)(1 - |\Gamma_{in}|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|}\right]^{\frac{1}{2}}$$

← معادلهٔ دایرهٔ SWR ثابت در صفحهٔ Γ_S:

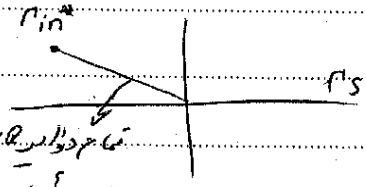
$$\left(\Gamma_S^R - d^R_{V_{IMN}}\right)^2 + \left(\Gamma_S^I - d^I_{V_{IMN}}\right)^2 = r^2_{V_{IMN}} \qquad (9.91)$$

مرکز دایره $d_{V_{IMN}} = d^R_{V_{IMN}} + j d^I_{V_{IMN}} = \dfrac{(1 - |\Gamma_{IMN}|^2)\Gamma_{in}^*}{1 - |\Gamma_{IMN}\Gamma_S|^2}$ ← VSWR ثابت

دایرهٔ VSWR ثابت در خروجی.

$$|\Gamma_L - \underbrace{d_{V_{OMN}}}_{9.95 \text{ تا } 9.91}| = r_{V_{OMN}}$$

تطبیق کامل ورودی $\Rightarrow (VSWR)_{IMN} = 1 \Rightarrow \Gamma_{IMN} = 0 \Rightarrow \begin{cases} \text{مرکز دایره} = \Gamma_{in}^* \\ r = 0 \end{cases}$



تمام دوایر SWR ثابت از نقطه‌ای که Γ_{in}^* را به سمت راست می‌کشد، تجاوز می‌کنند.

مثال (9.15)

با استفاده از نتایج مثال 9.14 دایرهٔ VSWR $= 1.5$ را در صفحهٔ Γ_S رسم نمائید. VSWR خروجی را برای تعیین Γ_S روی دایرهٔ فوق عاسبه و رسم نمائید.

$\Gamma_{IMN} = \cdots$ ← شکل 9.19

$$\begin{cases} d_{V_{IMN}} = 0.28 \angle 19^\circ \\ r_{V_{IMN}} = 0.18 \end{cases}$$

$$\Gamma_S = d_{V_{IMN}} + r_{IMN} e^{j\alpha}$$

$\alpha \to 0 \to 360^\circ$

شکل 9.20 ← SWR ورودی ثابت است ولی SWR خروجی بر حسب ورودی تغییر می‌کند.

تقویت کننده‌های باند وسیع

با تغییر فرکانس:

$f \uparrow \Rightarrow |S_{21}| \downarrow$

$f \uparrow \Rightarrow |S_{12}| \uparrow$

$|S_{11}|$ و $|S_{22}|$ تغییر دارند.

۱- استفاده از مدارهای تطبیق جبران ساز (Compensated matching Network)

۲- استفاده از فیدبک (منفی)

مثال 9.16 کتاب

$f = 2-4\ GHz \rightarrow \underline{7.5 \pm 0.2\ dB}$ بهره توان

$S_{12} \simeq 0$

G_{TU}

$G_{TU} = G_S G_0 G_L$

G_S: بهره مدار تطبیق ورودی — $|S_{21}|^2$ — G_L: بهره مدار تطبیق خروجی

تطبیق کامل $\rightarrow G_{Smax} = \frac{1}{1-|S_{11}|^2}$ $\quad G_{Lmax} = \frac{1}{1-|S_{22}|^2}$

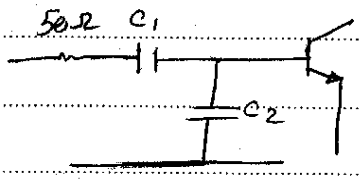
f (GHz)	$\lvert S_{21}\rvert^2$	G_{Smax}	G_{Lmax}
2	11.41 dB	2.02 dB	0.98 dB
3	8.16 dB	2.11 dB	0.93 dB
4	5.85 dB	2.11 dB	1.14 dB

در خروجی فرض کنیم $\Gamma_L = 0$ (عدم استفاده از مدار تطبیق)

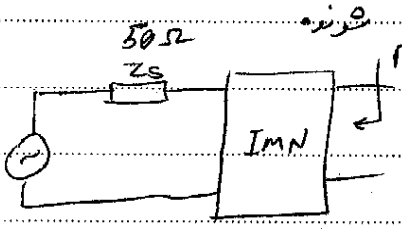
$$G_L = \frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_L S_{22}|^2} = 1 \quad \Big) G_L = 0\ dB$$

$$G_{TU} = 7.5 \pm 0.2\ dB = G_S(dB) + G_0(dB) + 0$$

f	G_s	g_s
2	-3.9 ± 0.2	—
3	-0.7 ± 0.2	—
4	1.7 ± 0.2	—



$g_s = \frac{G_s}{G_{s max}}$ ⇒ دوایر بهره ثابت در صفحه Γ_s را رسم می‌کنند.



شکل 9.22
9.21

جدول 9.5 :
VSWR ورودی خروجی

تقویت کننده متوازن
(Blanced Amplifier)

توان در پورت 2 و 3 مساوی هست فقط با اختلاف 90°

کوپلرهایی بد 90° (Lange coupler)

دومین را به طور معکوس اضافه کنیم ،

$[S^A]$ پارامترهای S تقویت کننده A

$[S^B]$

پارامترهای کلی تقویت کننده

$$\begin{cases} S_{11} = \frac{1}{2}[S_{11}^A - S_{11}^B] \\ S_{12} = \frac{1}{2}[S_{12}^A + S_{12}^B] \\ S_{21} = \frac{1}{2}[S_{21}^A + S_{21}^B] \\ S_{22} = \frac{1}{2}[S_{22}^A - S_{22}^B] \end{cases}$$

اگر ترانزیستورها شبیه باشند :

$S_{11} = 0$
$S_{22} = 0$
در کل تطبیق ورودی خروجی دارد.

۲ تا ترانزیستور
۲ مزیت ۱) با نصف توان می‌توانیم بسازیم ، (هزینه کمتر)
۲) اگر یکی سوخت دیگری کار می‌کند.
۳) تطبیق در ورودی خروجی
معایب سه تا ربع هیبرید است .

wilKinson ←

با خطوط $\frac{\lambda}{4}$ اختلاف فاز ایجاد می‌کنیم.

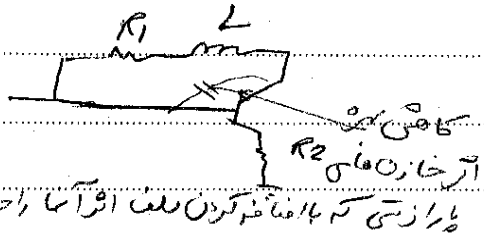
مثال 9.17)

فرمول‌های تقویتی

برای محاسبهٔ R_1 نیوبک

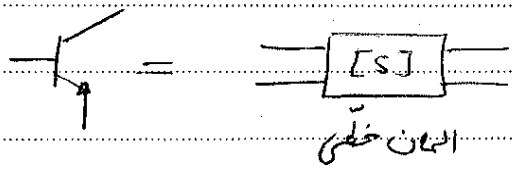
R_2

$Z_0 5$



پارازیتی که با افزودن طول اثر آنها را حذف می‌کنیم

تقویت کننده‌های توان بالا High power



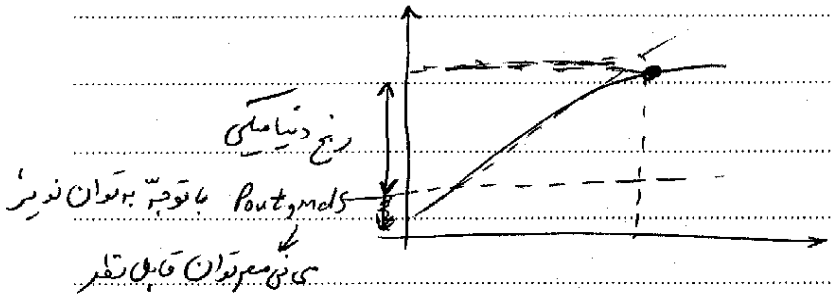
المان خطی

نقطهٔ فشردگی 1dB ← 1dB compresion point

توان ورودی که توان به ازای آن توان خروجی تقویت کننده 1dB کمتر از حالت خطی آن شود.

شکل (9.26)

رنج دینامیکی Dynamic Range محدودهٔ توان ورودی یا خروجی ترانزیستور



$P_{n(out)}$ توان نویز ترانزیستور

$P_{n(out)} = KTBG_0F$

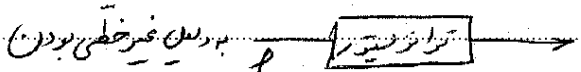
ثابت بولتزمن ← K

دما ← T

پهنای باند ← B

بهره ← G_0

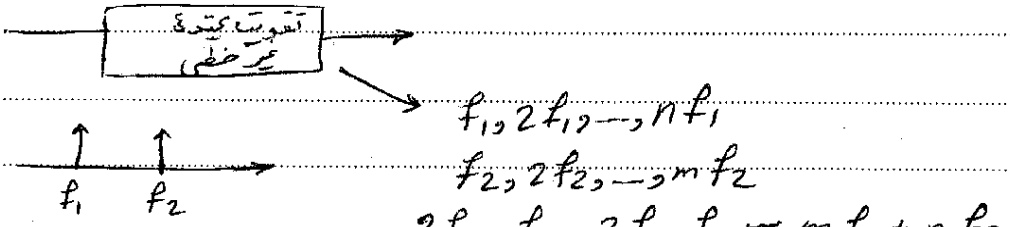
اعوجاج هارمونیکی



به دلیل غیرخطی بودن

اعوجاج مدولاسیون داخلی

Intermodulation Distortion (IMD)



* اختلاف توان f_2 و $2f_2 - f_1$ IMD است.

شکل 9.28 در واقع برای اندازه‌گیری IMD زیر نقطه 1dB حساب می‌کنیم. ترم مرجع IMD بیشتر باشد بهتر است.