

Technika bezdrátové komunikace

B2B17TBK

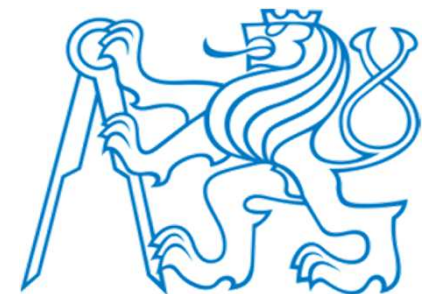
Část 2 - Teoretické základy

Přemysl Hudec

ČVUT-FEL katedra elektromagnetického pole

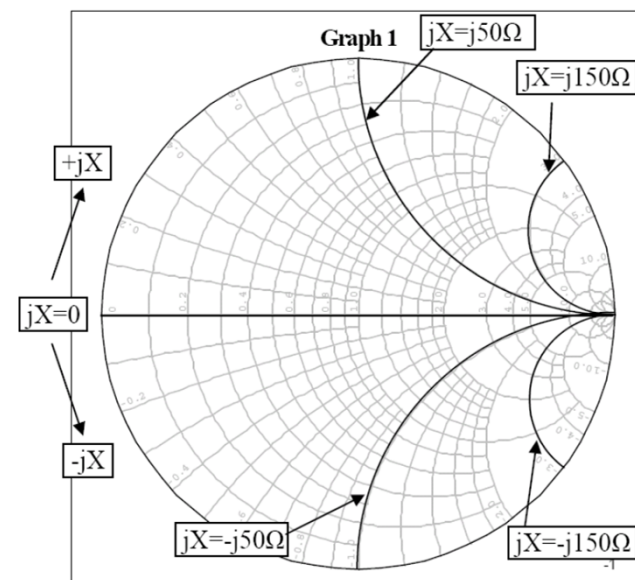
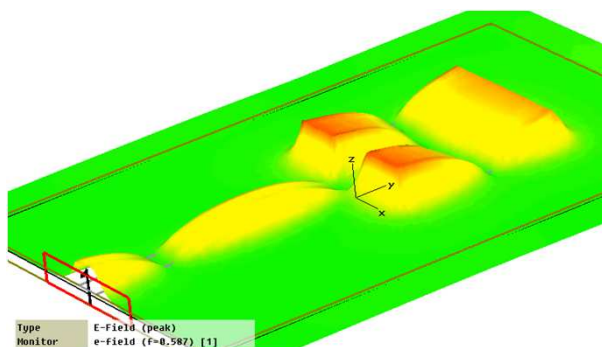
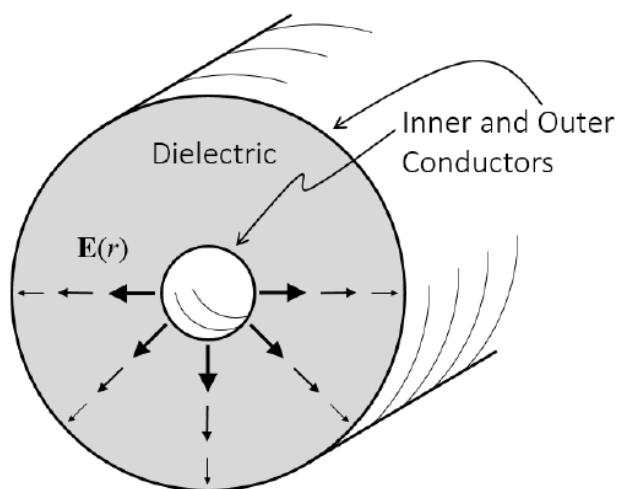
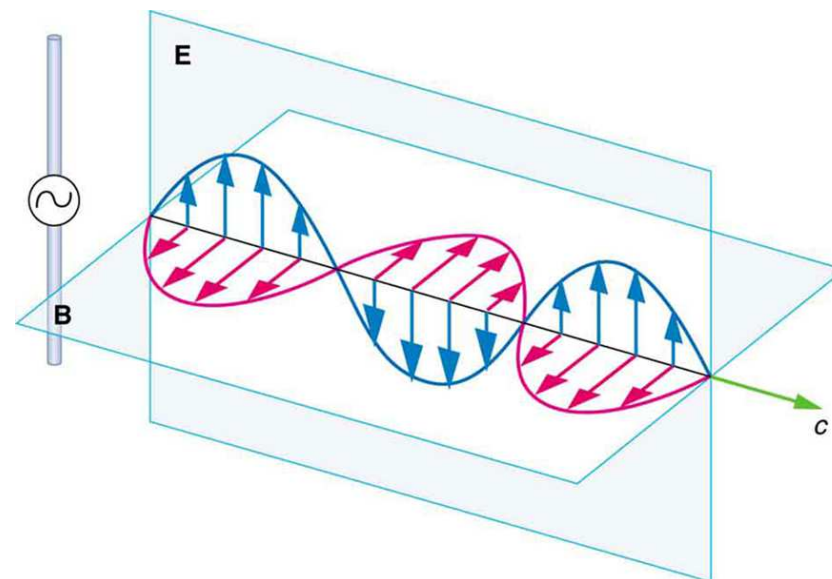
hudecp@fel.cvut.cz

verze 2025



Obsah

- Maxwellovy rovnice, vlnová rovnice
- Napětové vlny, telegrafní rovnice
- Koeficienty odrazu a přenosu
- Smithův diagram
- Impedanční přizpůsobování
- Stojaté vlny
- Vícenásobné odrazy



VF komponenty a systémy

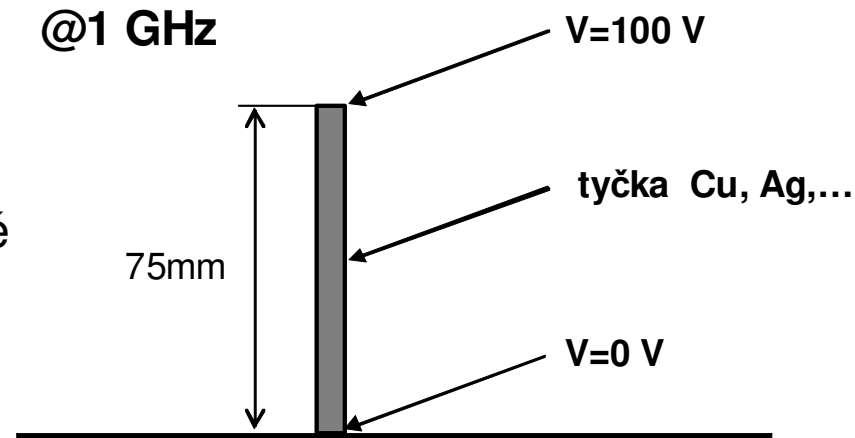
- Analýza je složitější, než na nízkých frekvencích (NF):
 - Rozměry jsou srovnatelné s λ
 - Z pohledu Teorie obvodů (TO) se obvody chovají "divně"**
 - TO = analýza založená na V, I, R, L, C, \dots
 - Integrální veličiny

$$V = \int_{C1}^{C2} \vec{E} \cdot d\vec{l}$$

$$I = \oint \vec{H} d\vec{l}$$
 - Nebo například celkové rozložení H v okolí cívky (vodiče protékaného proudem) je vyjádřeno pomocí 1 reálného čísla = L
 - Na NF funguje TO OK a umožňuje významné zjednodušení popisu a řešení velkého množství praktických úloh

- Příklad:** Ideální vodič-tyčka délky 75mm @ 1GHz ($\lambda=0,3m$), na jedné straně uzemněná $V=0V$
- Na druhé straně může být napětí $V=100V$
- TO neposkytuje žádné vysvětlení**

@1 GHz



Obecná analýza

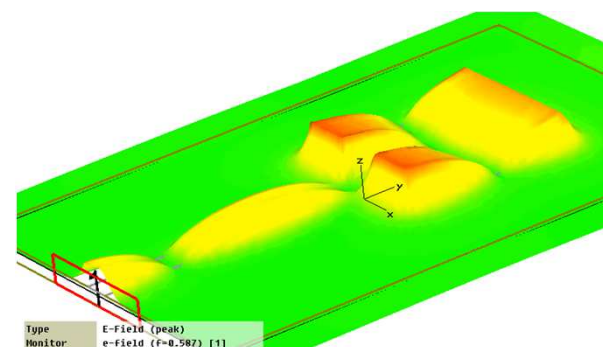
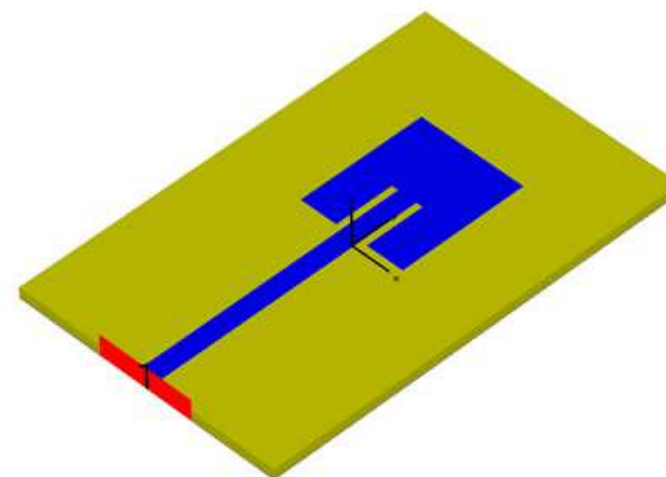
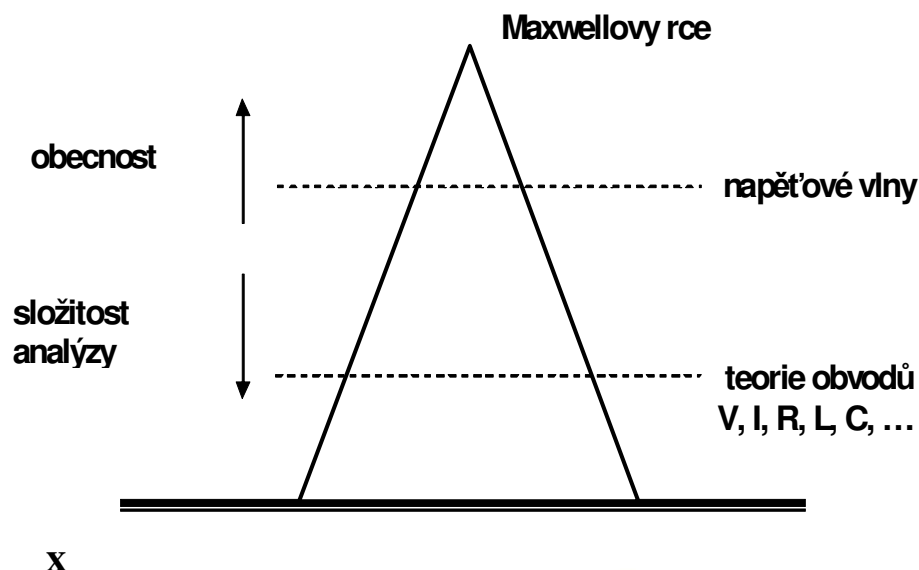
- **Maxwellovy rovnice (MR):**

- Nejobecnější popis
- Platný na všech frekvencích
- ALE: Přímé analytické řešení je obecně nemožné (nebo velmi složité)
- V praxi - numerické 3D simulátory
- Ty jsou velmi drahé (~50000 €), náročné na výpočetní čas

- **Napět'ové vlny = vhodný kompromis:**

- Integrální veličiny - jako v TO
- ALE: Umožňují popis řady rozložených ("distributed") parametrů
- Jsou řešením telegrafních rovnic → podobné jako vlnové rovnice

- Pokud napět'ové vlny nevedou na dobré výsledky → je nutné použití MR



Maxwellovy rovnice

- B2B17EMP, B2B17ELD**

$$\text{rot} \vec{H} = \vec{J} + \frac{d\vec{D}}{dt}$$

$$\text{rot} \vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt}$$

$$\text{div} \vec{D} = \rho_0$$

$$\text{div} \vec{B} = 0$$

- Fázory:

$$\text{rot} \hat{\vec{H}} = \hat{\vec{J}} + j\omega\epsilon\hat{\vec{E}}$$

$$\text{rot} \hat{\vec{E}} = -j\omega\mu\hat{\vec{H}}$$

$$\text{div} \hat{\vec{D}} = \hat{\rho}_0$$

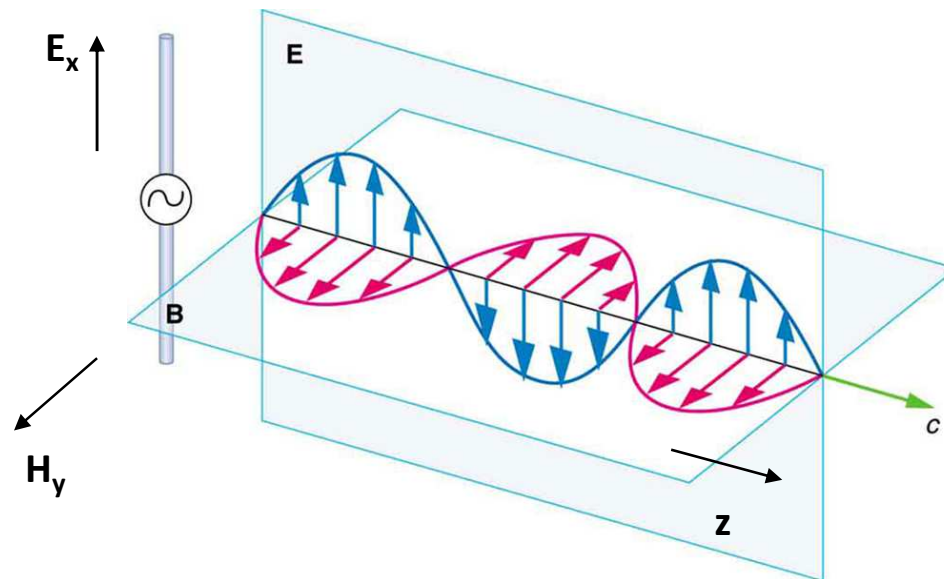
$$\text{div} \hat{\vec{B}} = 0$$

- Vlnová rovnice = prostředí bez zdrojů

- Za podmínky $\hat{\vec{J}} = \sigma\hat{\vec{E}}$

$$\Delta \hat{\vec{E}} - j\omega\mu(j\omega\epsilon + \sigma)\hat{\vec{E}} = 0$$

$$\Delta \hat{\vec{E}} + \hat{k}^2 \hat{\vec{E}} = 0$$



Vlnová rovnice

- Řešení pro planární vlnu

$$\frac{d^2 \hat{E}_x}{dz^2} + \hat{k}^2 \hat{E}_x = 0$$

$$\lambda^2 + \hat{k}^2 = 0$$

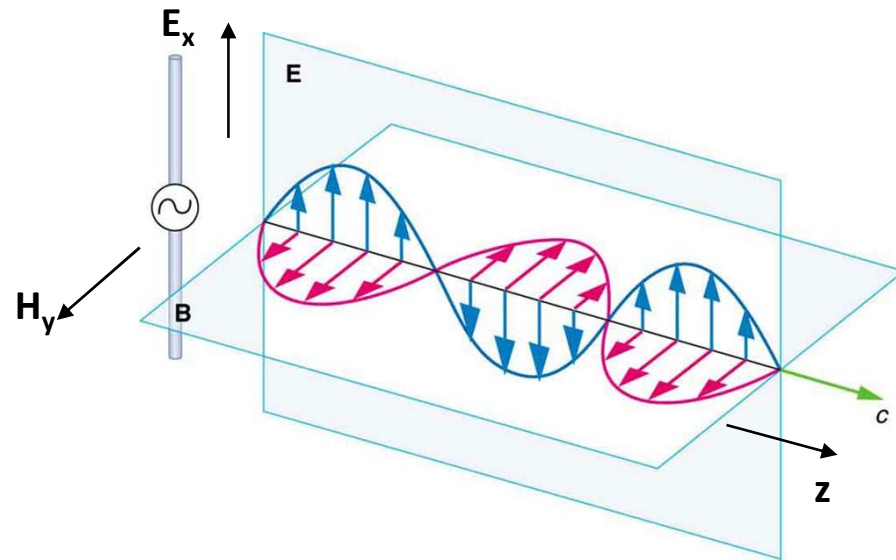
$$\hat{E}_x = \hat{C}_1 e^{-j\hat{k}z} + \hat{C}_2 e^{+j\hat{k}z}$$

- Konstanta šíření:**

$$\hat{k} = \sqrt{-j\omega\mu(j\omega\varepsilon + \sigma)} = \beta - j\alpha$$

- Okrajové podmínky pro $z=0$:**

$$\hat{E}_0 = E_m e^{j\varphi_0}$$



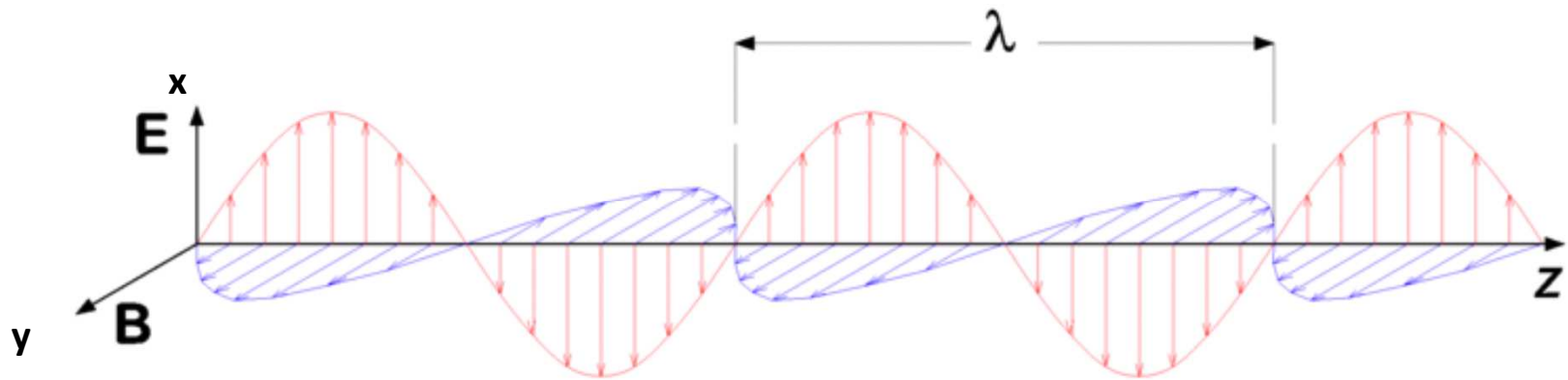
- Vlna ve směru +z:**

$$\begin{aligned} \hat{E}_x^+ &= \hat{E}_0 e^{-j\hat{k}z} = E_m e^{j\varphi_0} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} = \\ &= E_m e^{-\alpha z} e^{-j(\beta z - \varphi_0)} \end{aligned}$$

- Časová-prostorová závislost:**

$$\begin{aligned} E_x^+(z, t) &= \text{Im}[\hat{E}_x e^{j\omega t}] = \\ &= E_m e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z + \varphi_0) \end{aligned}$$

Vlnová délka

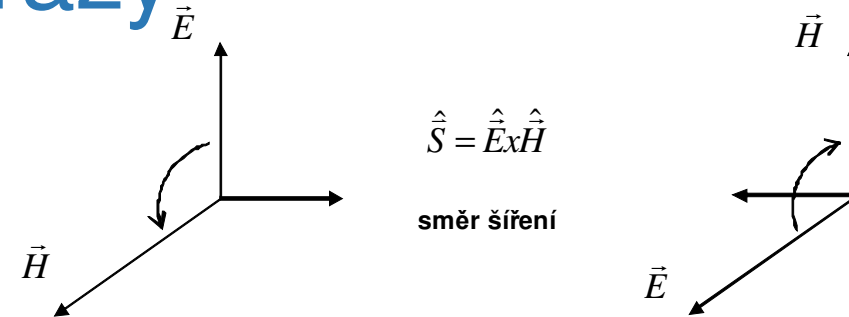


- Výpočet z prostorové závislosti pro $t=\text{konst.}$
- Podmínka $\beta\lambda = 2\pi$
- **Vlnová délka** $\lambda = 2\pi / \beta$
- **Fázová rychlost – rychlost šíření argumentu** $\text{const.} = \omega t - \beta z + \varphi_0$
- **Podmínka** $0 = \omega dt - \beta dz$

$$v_{ph} = \frac{dz}{dt} = \frac{\omega}{\beta}$$

Vlnová impedance, odrazy

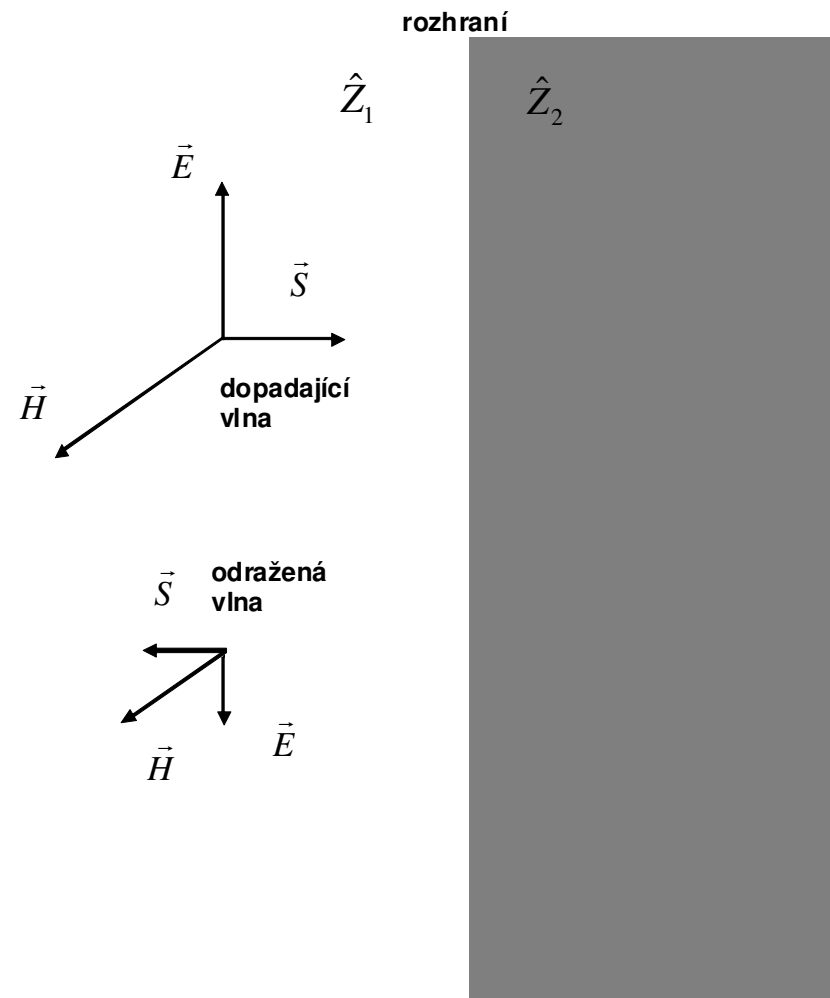
- Poyntingův vektor: $\hat{\vec{S}} = \hat{\vec{E}} \times \hat{\vec{H}}$



- Vlnová impedance:

$$\hat{Z} = \frac{\hat{E}_x}{\hat{H}_y} = |\hat{Z}| e^{j\psi} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\epsilon + \sigma}}$$

- Kolmý dopad:

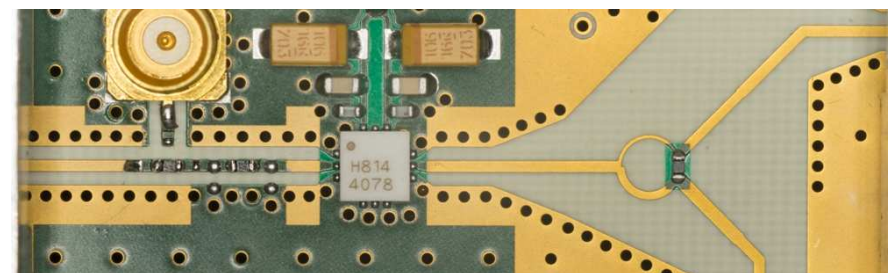
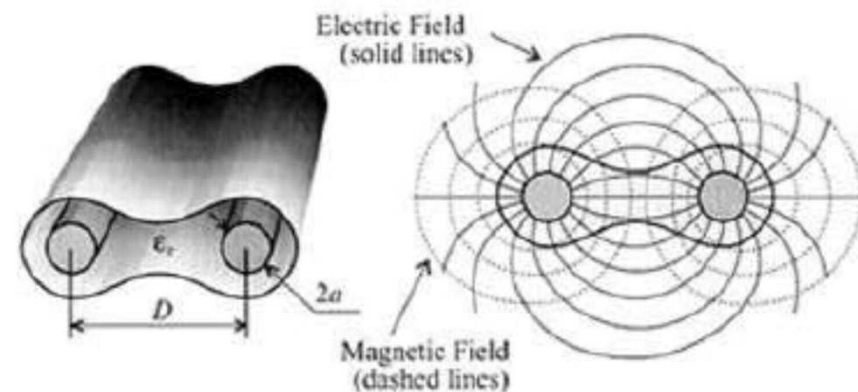


- Koeficient odrazu:

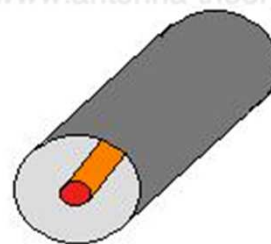
$$\hat{\Gamma} = \frac{\hat{E}_x^-}{\hat{E}_x^+} = \frac{\hat{Z}_2 - \hat{Z}_1}{\hat{Z}_2 + \hat{Z}_1}$$

Vedené vlny

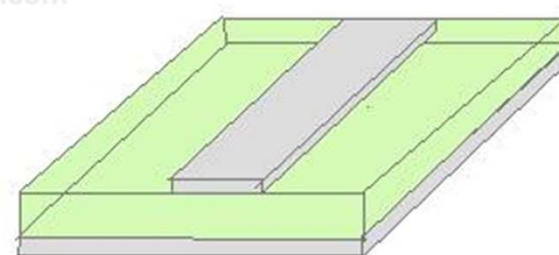
- EM vlny vedené **podél přenosových vedení** ("Transmission Line" = TL)
- Používají se **pro konstrukci radiových zařízení**
- Výhody:
 - Pole E , H jsou koncentrována podél metalických struktur
 - Přenos výkonu je soustředěný
 - Nerozptyluje se do volného prostředí
 - Uvnitř vodičů se žádný výkon nešíří
 - **Je možné instalovat součástky**
- Typické struktury:
 - Koaxiální vedení
 - 2-vodičové vedení
 - Mikropáskové vedení
 - Koplanární vedení



www.antenna-theory.com

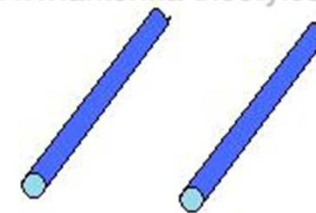


Coaxial Cable



Microstrip Line

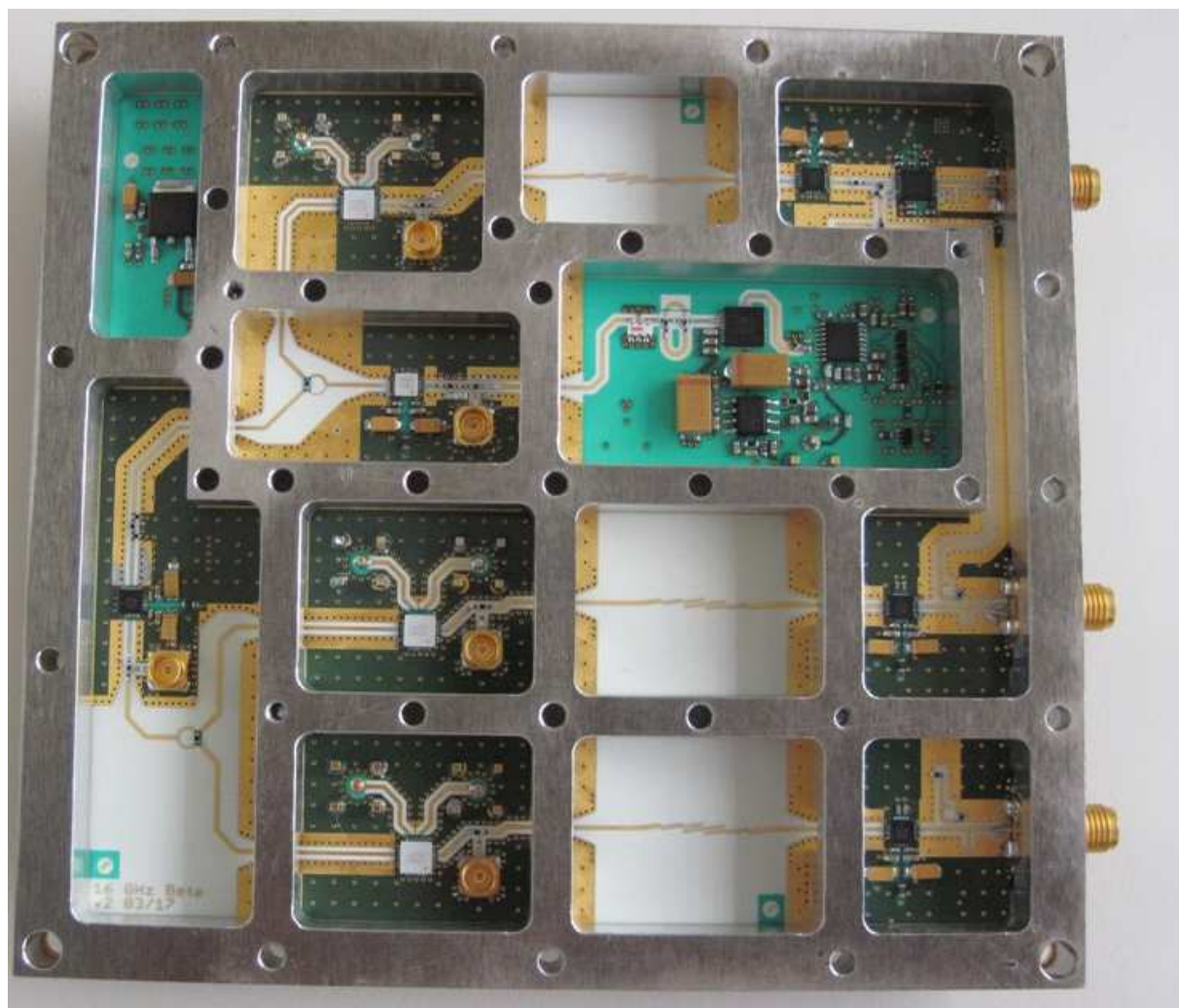
www.antenna-theory.com



Two-Wire Line

Planární vedení

- Planární = plošná vedení, vyrábí se a osazují jako standardní PCB = DPS
- ALE - nízkoztrátová, s definovanými impedancemi
- Používají se **pro konstrukci skoro všech VF zařízení** (např. mobilních TF)



Napětové vlny

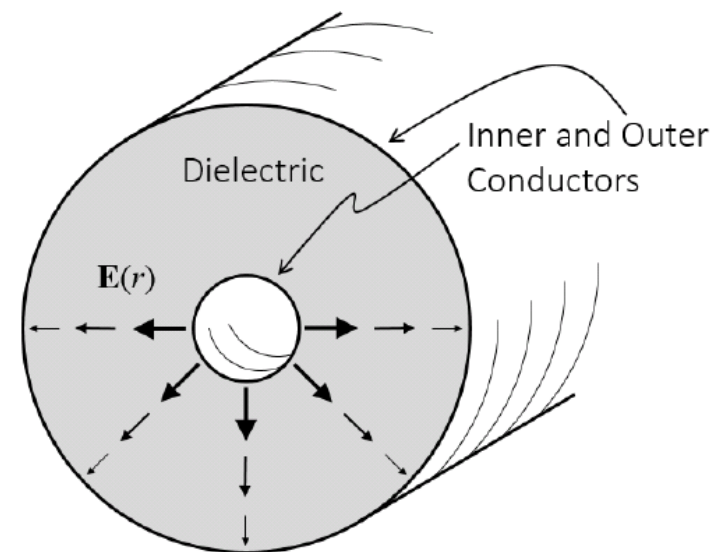
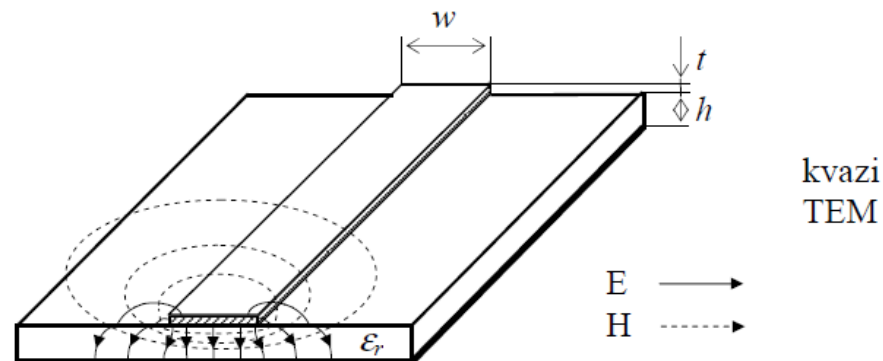
- TEM vlny = E a H složky jsou jen v rovině xy kolmé na směr šíření z
- Chování v z rovině - velmi podobné jako ve volném prostředí

$$\hat{E}_x^+ = \hat{E}_0 e^{-jkz} = E_m e^{j\varphi_0} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$$

- Obdobně - vedenou vlnu lze popsat jako:

$$\hat{\vec{E}}^+ = \hat{\vec{E}}_{xy} e^{-jkz}$$

- Rozložení v xy je obecně složité
- Příklad = mikropásek - obvykle je nutné numerické řešení
- Možné zjednodušení = použití napětových vln a telegrafních rovnic



Napětové vlny

- Zjednodušení:

- Celkové rozložení E v rovině xy je nahrazeno napětovými vlnami \hat{V}^+ a \hat{V}^-

- Napětí = integrál E podél libovolné křivky

$$\hat{V} = \int_{C1}^{C2} \hat{E} \cdot d\vec{l}$$

- Napětové vlny = odlišují šíření $+z$ a $-z$:

$$\hat{V}^+ = \int_{C1}^{C2} \hat{E}^+ \cdot d\vec{l}$$

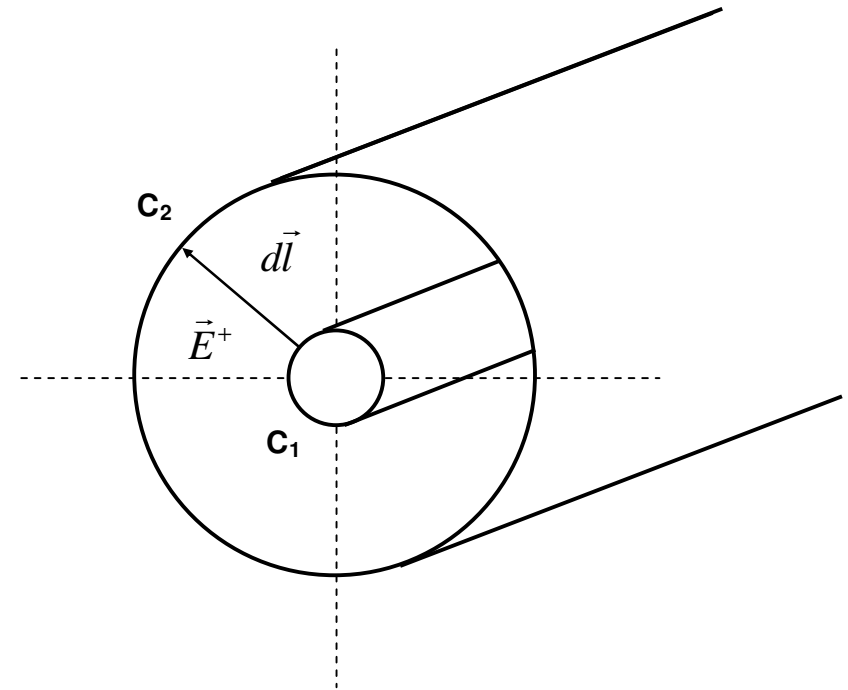
$$\hat{V}^- = \int_{C1}^{C2} \hat{E}^- \cdot d\vec{l}$$

- Výhody:

- Není nutné provádět náročné výpočty rozložení E , H v rovině xy
- Jednodušší popis vedených vln
- **Použitelné pro řešení mnoha praktických úloh**



Umožňují definici koeficientů odrazu a přenosu Γ , T a s -parametrů



- Nevýhody:

- Není to obecné řešení
- Občas nevede na správná řešení
- **Pokud koncept napětových vln selhává, je nutné použití MR**

Vlnové x telegrafní rovnice

- Šíření ve volném prostředí

$$\frac{d^2 \hat{E}_x}{dz^2} + \hat{k}^2 \hat{E}_x = 0$$

- Telegrafní rovnice = popisují rozložení V / podél vedení**

$$\frac{d^2 \hat{V}(z)}{dz^2} + \hat{k}^2 \hat{V}(z) = 0$$

- Řešení:

$$\lambda^2 + \hat{k}^2 = 0$$

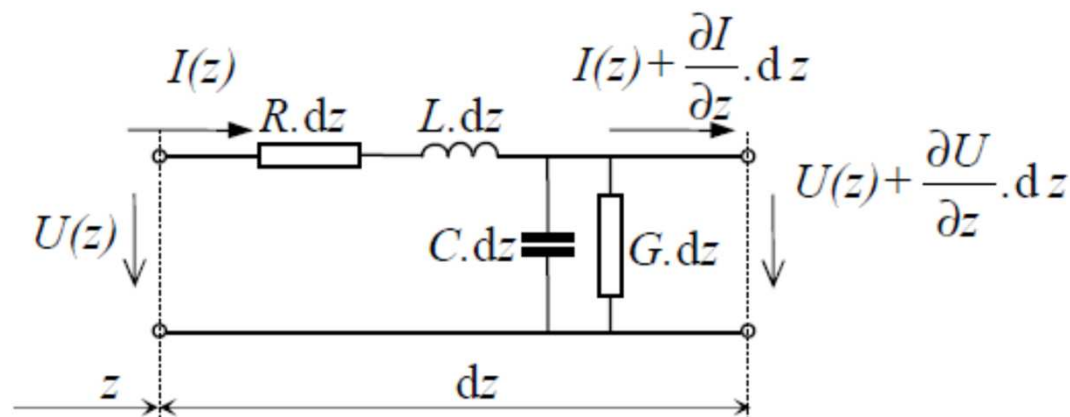
$$\hat{V}(z) = \hat{V}^+ e^{-j\hat{k}z} + \hat{V}^- e^{j\hat{k}z}$$

- Podrobnosti v **B2B17VPD**

$$\hat{k} = \sqrt{-j\omega\mu(j\omega\epsilon + \sigma)} = \beta - j\alpha$$

- Důležité → V^- obvykle vzniká odrazem vlny V^+**

- Konstanta šíření - může být odvozena z modelu vedení



$$\hat{k}^2 = -(R + j\omega L)(G + j\omega C)$$

$$\hat{k} = \beta - j\alpha$$

- β = fázová konstanta**
- α = konstanta útlumu**

Telegrafní rovnice

- Řešení ve směru +z:

$$\hat{V}^+ = \hat{V}_m^+ e^{-j\hat{k}z} = \hat{V}_m^+ e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}$$

- Řešení ve směru -z:

$$\hat{V}^- = \hat{V}_m^- e^{+j\hat{k}z} = \hat{V}_m^- e^{+\alpha z} e^{+j\beta z}$$

- Časové závislosti:

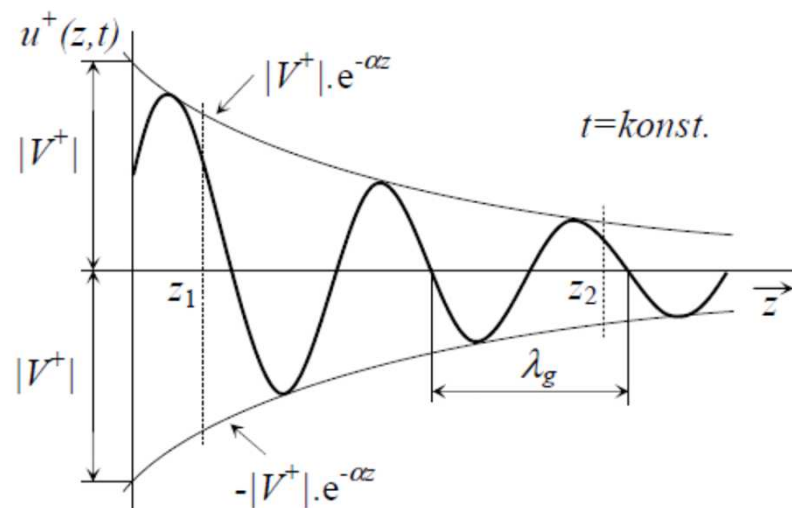
$$\begin{aligned} V^+(z, t) &= \text{Im}[\hat{V}^+ e^{j\omega t}] = \\ &= V_m^+ e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z + \varphi_1) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V^-(z, t) &= \text{Im}[\hat{V}^- e^{j\omega t}] = \\ &= V_m^- e^{+\alpha z} \sin(\omega t + \beta z + \varphi_2) \end{aligned}$$

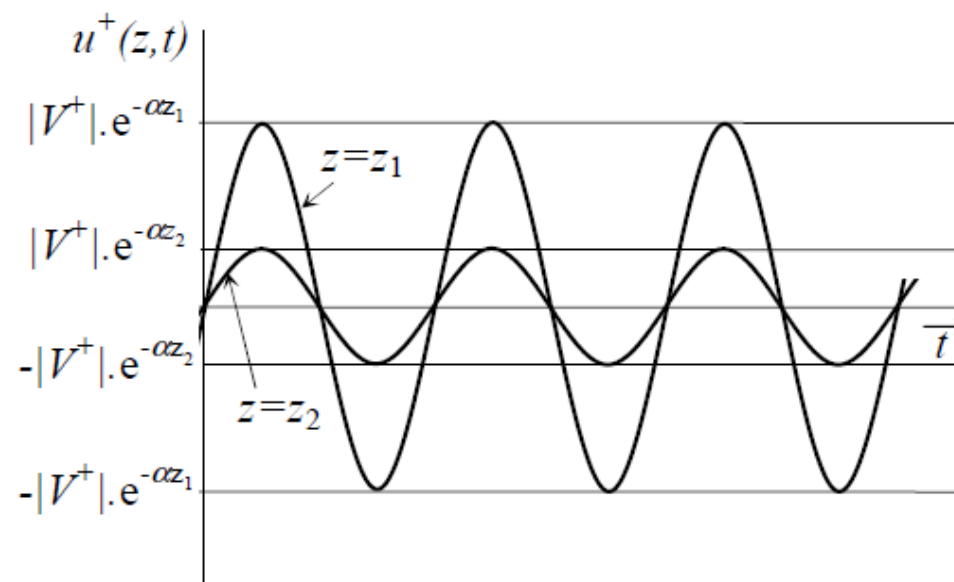
$$\begin{aligned} E_x^+(z, t) &= \text{Im}[\hat{E}_x e^{j\omega t}] = \\ &= E_m e^{-\alpha z} \sin(\omega t - \beta z + \varphi_0) \end{aligned}$$



- $t = \text{konst.}$



- $z = \text{konst.}$



Vlnová délka, impedance

- Vlnová délka:**

$$\lambda\beta = 2\pi$$

$$\lambda = 2\pi / \beta$$

- Bezeztrátové TL: $\hat{k} = \beta = \omega\sqrt{LC}$

$$\lambda = 2\pi / \beta = \frac{2\pi}{2\pi f \sqrt{LC}} = \frac{1}{f \sqrt{LC}}$$

- Charakteristická impedance:**

$$\hat{Z}_0 = \frac{\hat{V}(z)}{\hat{I}(z)} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

- Bezeztrátové TL:

$$\hat{Z}_0 = \frac{\hat{V}(z)}{\hat{I}(z)} = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L/l}{C/l}}$$

- Vlnová impedance ve volném prostředí:**

$$\hat{Z} = \frac{\hat{E}_x}{\hat{H}_y} = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{j\omega\epsilon + \sigma}}$$

- Ve vzduchu $120\pi = 377\Omega$
- Je zcela odlišná od charakteristické impedance!!!
- Vztah V , I a napěťových vln:

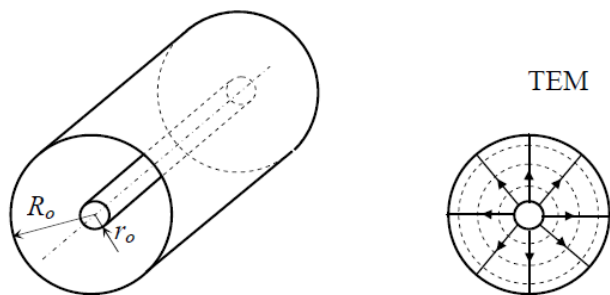
$$V = V^+ + V^-$$

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

- **Standardní napětí a proud jsou dány součtem a rozdílem napěťových vln**

Charakteristická impedance

Koaxiální TL



- Z Gaussovy rovnice:

$$C/l = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0}{\ln \frac{R_o}{r_o}}$$

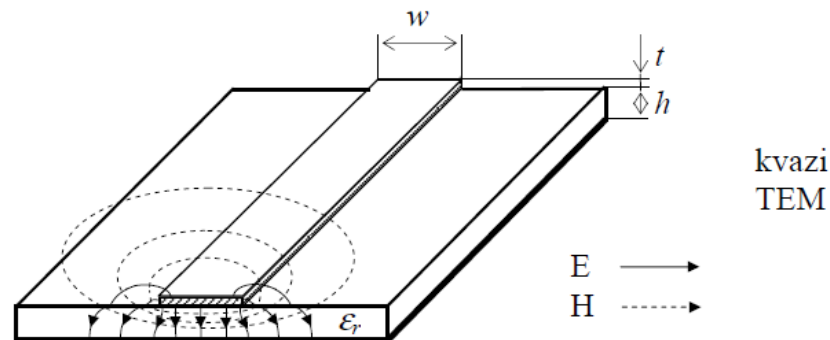
- Z Ampérova zákona:

$$L/l = \frac{\mu_r\mu_0}{2\pi} \ln \frac{R_o}{r_o}$$

- Charakteristická impedance:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \frac{R_o}{r_o}$$

Mikropáskové TL



- Otevřená struktura
- Část E je ve vzduchu
- Často používaný vztah:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \left[\ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) - \frac{0,9}{\pi} \cdot \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right]$$

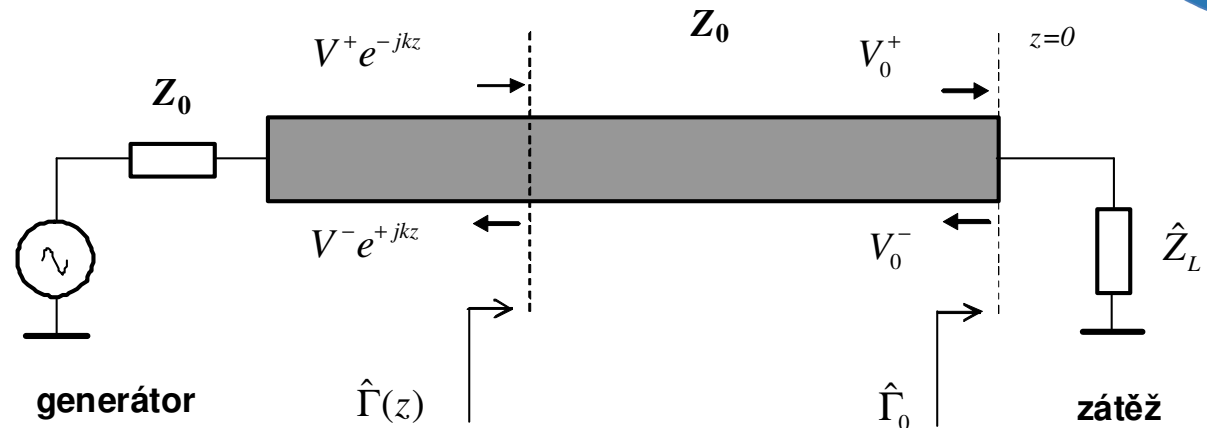
- Typické hodnoty: 30-100Ω**
- AWR - úloha 1**

Koeficient odrazu

- Definice:

$$\hat{\Gamma}(z) = \frac{\hat{V}^-}{\hat{V}^+} = \frac{\hat{V}_m^- e^{+jkz}}{\hat{V}_m^+ e^{-jkz}} =$$

$$= \hat{\Gamma}_0 e^{j2\hat{k}z} = |\hat{\Gamma}_0| e^{j\varphi_0} e^{j2\hat{k}z}$$



- Většinou amplituda - fáze
- Vynáší se do polárního digramu
- Mění se podél vedení

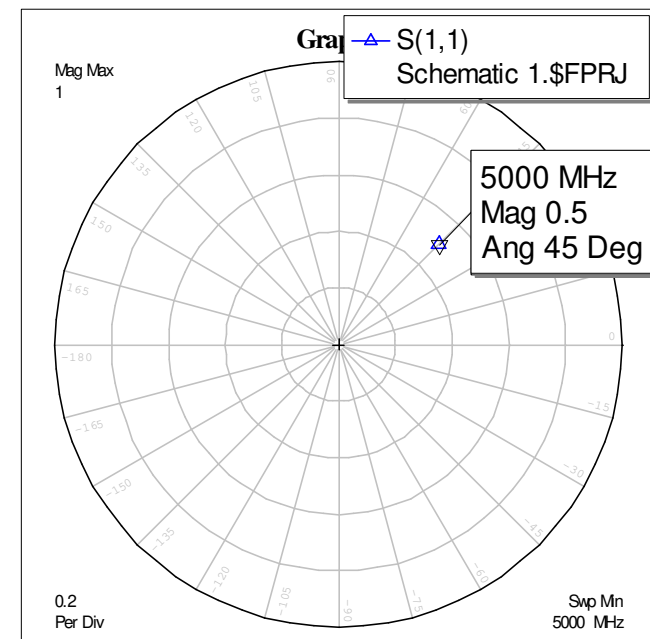
$$\hat{\Gamma}_0 = \frac{\hat{Z}_L - Z_0}{\hat{Z}_L + Z_0}$$

- Pro $z=0$

$$\hat{\Gamma}_0 = \frac{V_0^-}{V_0^+} = |\hat{\Gamma}_0| e^{j\varphi_0}$$

- Bezeztrátové TL:

$$\hat{\Gamma}(z) = \hat{\Gamma}_0 e^{j2\hat{k}z} = |\hat{\Gamma}_0| e^{j\varphi_0} e^{j2\beta z}$$



Transformace na TL

- Transformace $\hat{\Gamma}_0$ po kružnici $|\hat{\Gamma}_0| = \text{konst.}$

$$\hat{\Gamma}(d) = \hat{\Gamma}_0 e^{-j2\hat{k}d} = |\hat{\Gamma}_0| e^{j\varphi_0} e^{-j2\beta d}$$

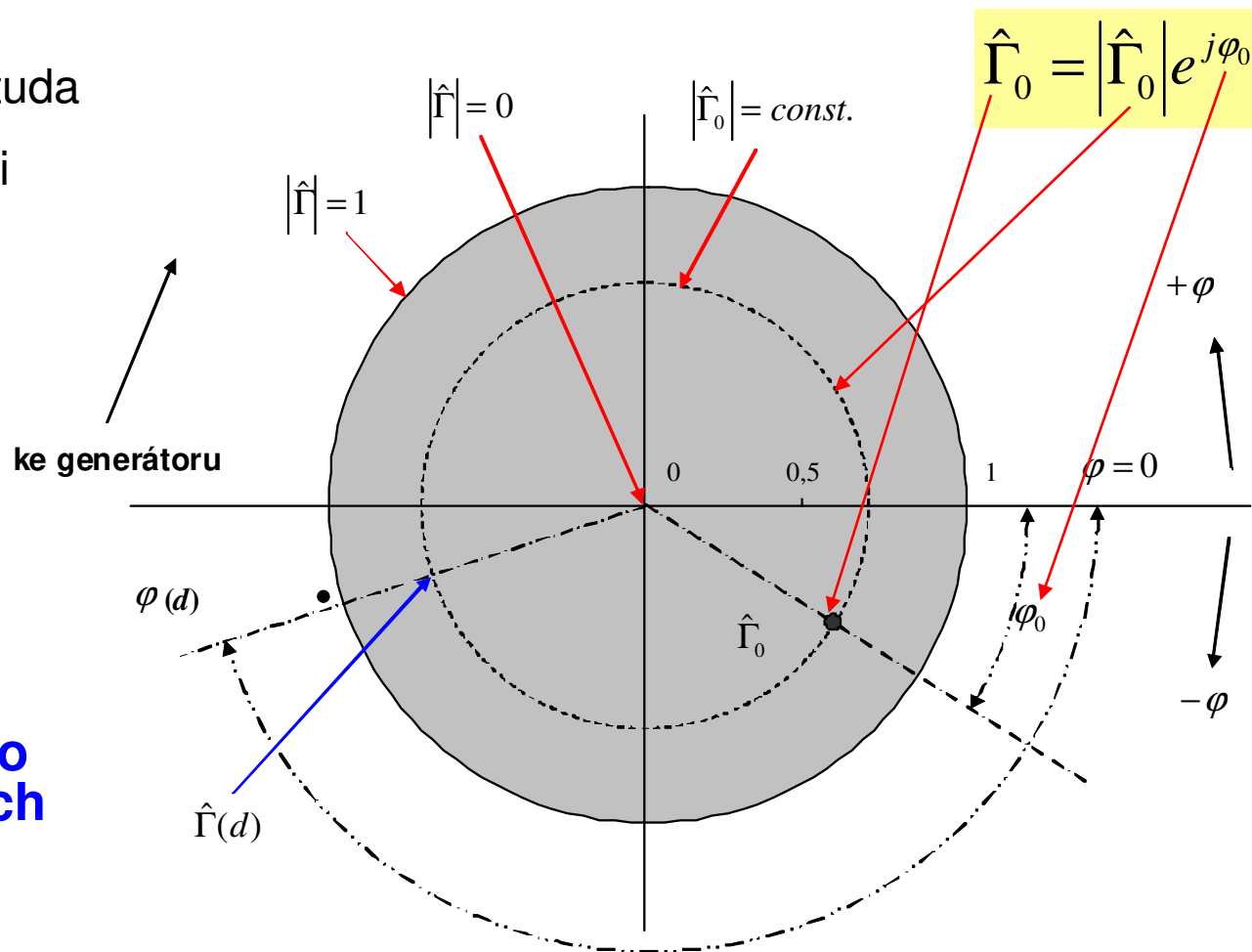
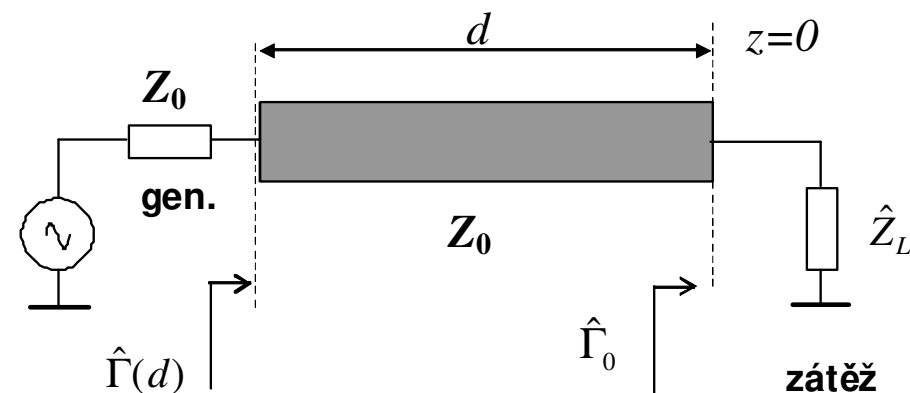
- Vlastnosti:

- Přibližně konstantní amplituda
- S fází se βz točí 2x rychleji
- Pro $\lambda/2$ se otočí o 360°
- Pro $\lambda/4$ se otočí o 180°

- $\lambda/4 = 180^\circ$ transformátor:**

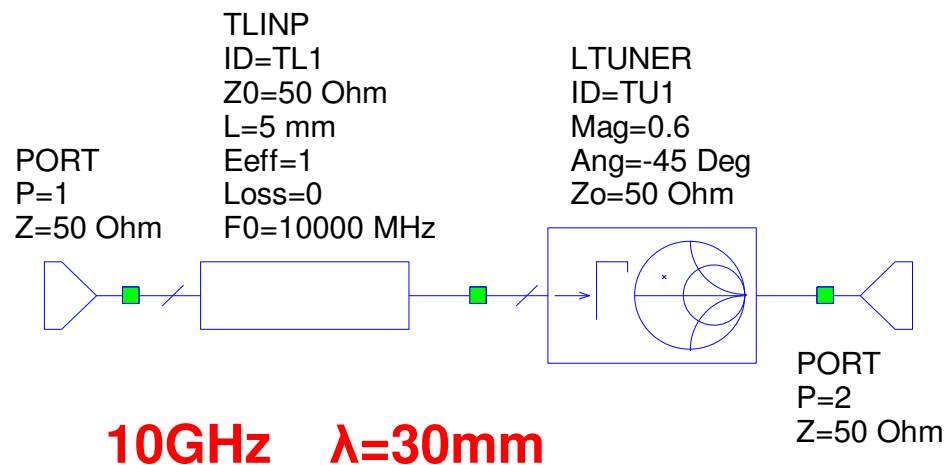
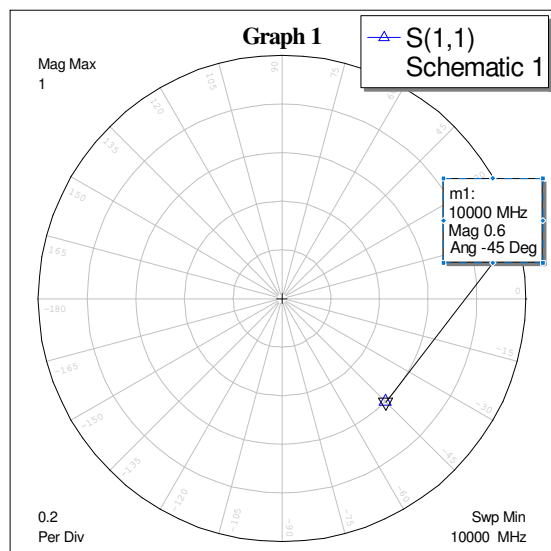
- Invertuje vlastnosti
 - SHORT \rightarrow OPEN
 - C \rightarrow L

- S výhodou se používá pro konstrukci mnoha různých mikrovlnných obvodů**

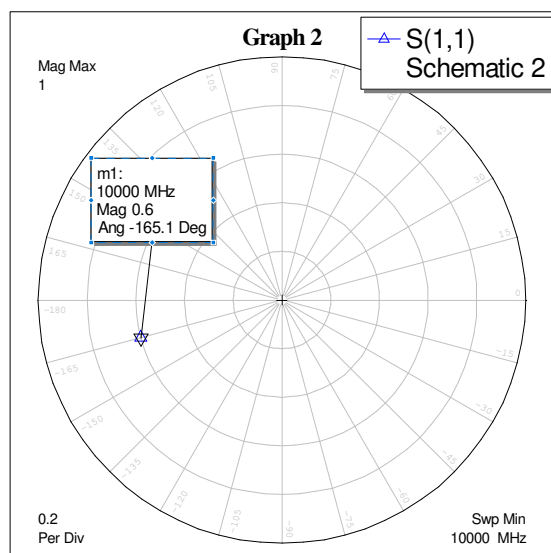


Transformace $\Gamma=0,6$ / -45deg @10GHz na vedení

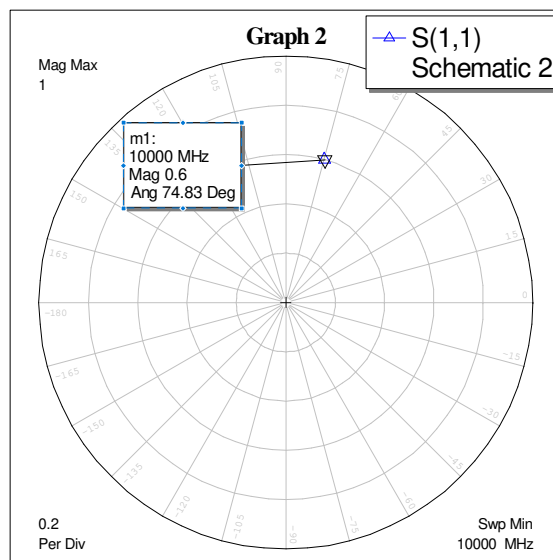
- $L=0\text{mm}$



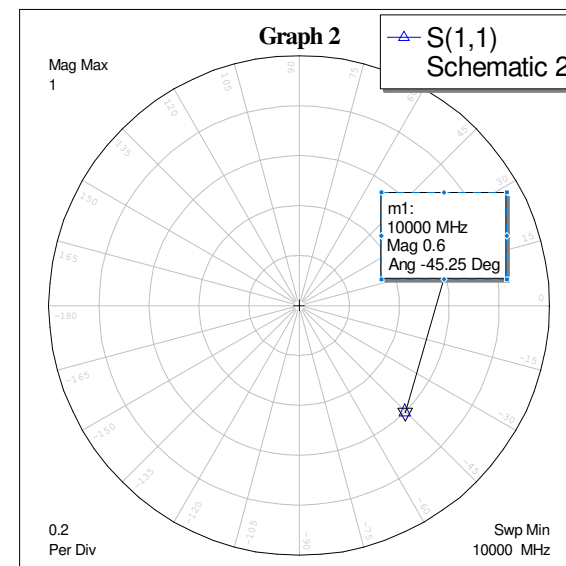
- $L=5\text{mm}$



- $L=10\text{mm}$



- $L=15\text{mm}$



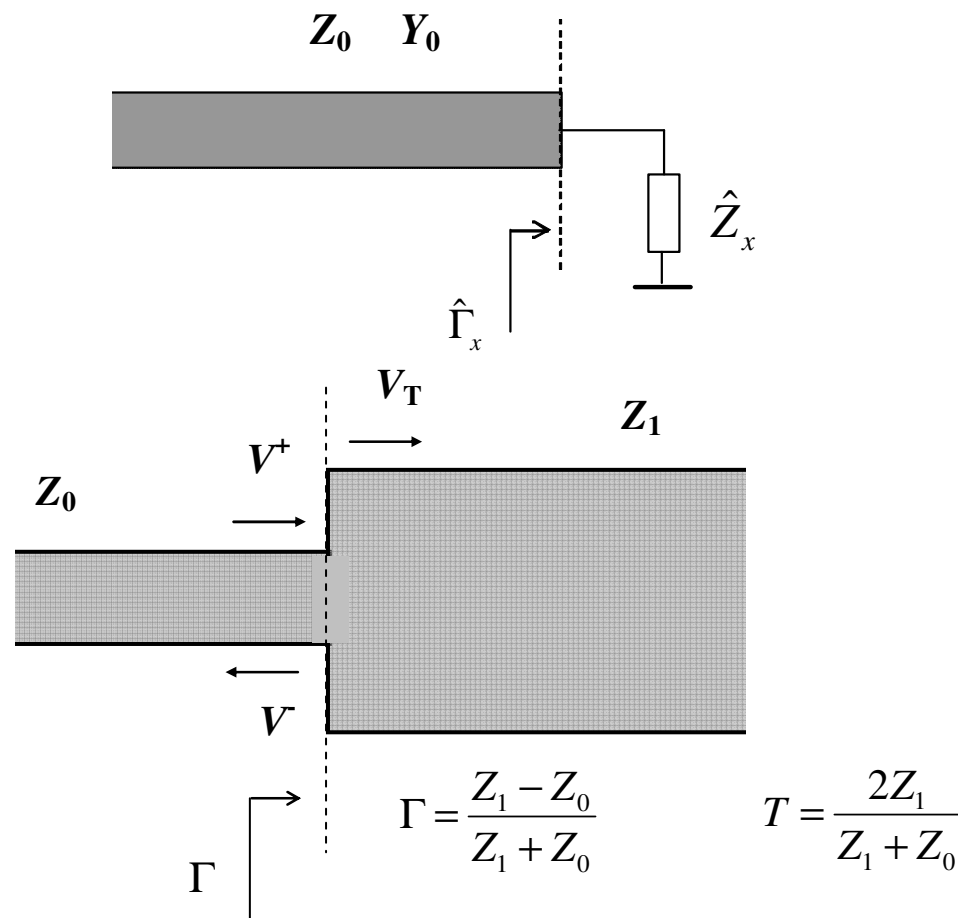
Vztahy mezi Γ a Z , Y

- Přímé vztahy - **jsou stejné jako při kolmém dopadu vlny ve volném prostředí:**

$$\hat{\Gamma}_x = \frac{\hat{Z}_x - Z_0}{\hat{Z}_x + Z_0} = \frac{Y_0 - \hat{Y}_x}{Y_0 + \hat{Y}_{x1}}$$

- Z_0 , Y_0 = nominální impedance, admittance
- Stejná fyzikální veličinu je možné vyjádřit jako Γ , Z nebo Y**
- Výběr může zjednodušit výpočty
- Obdobný vztah je možné odvodit pro koeficient přenosu:

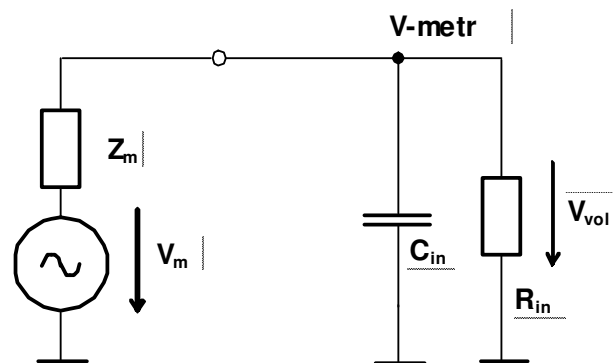
$$\hat{T} = \frac{2\hat{Z}_1}{\hat{Z}_1 + Z_0}$$



- Γ , Z , Y jsou ekvivalentní vyjádření pro stejnou fyzikální veličinu
- V mikrovlnné oblasti jsou z praktických důvodů preferovány Γ a T

Důvody preference Γ a T

- V oblasti RF a mikrovln jsou důvody následující:
 - Z a Y jsou definovány pomocí V a I
 - **Měření V nad cca 100 MHz je velmi problematické**
 - Hlavním důvodem je to, že V-metr by měl mít ∞ vstupní impedanci
 - Ale všechny praktické struktury vykazují nemalou vstupní kapacitu
 - Příklad: $C_{in}=1$ pF vede na $X_{in}=159\Omega@1$ GHz
 - X_{in} zatěžuje měřený obvod a přeladuje jeho vlastnosti
 - Měření V je proto velmi nepřesné
 - **VF měřiče / neexistují**

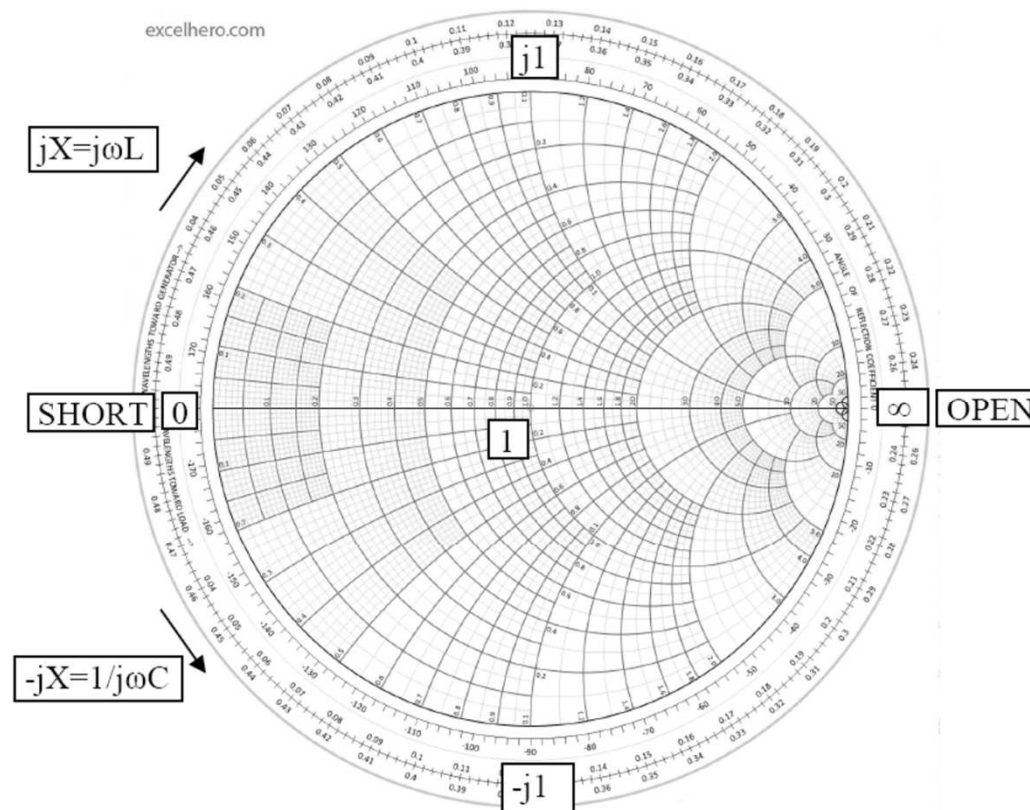


f [MHz]	X_{cin} [Ω]
0	∞
1	159154
10	15915
100	1591,5
1000	159,1
10000	15,9

- **Na druhé straně - měření Γ a T (s-parametrů) jsou proveditelná i třeba na 110GHz**
 - Pro oddělení napěťových vln V^+ a V^- se používají směrové vazby ("directional couplers")
 - Měří se pro zakončení $Z_0=50\Omega$
 - Analyzátoři na katedře: 0,3-3000MHz, 1-8000MHz, 50MHz - 50GHz, 45MHz-67/110GHz

Smithův diagram

- Velmi efektivní nástroj ve VF oboru
- **Grafické řešení transformací $\Gamma \leftrightarrow Z \leftrightarrow Y$**
- **Proměnné Z , Y jsou normalizovány a komprimovány**
- Všechny hodnoty Z , Y od 0 do ∞ jsou uvnitř jednotkové kružnice
- Umožňuje jednoduché:
 - Konverze mezi $\Gamma \leftrightarrow Z \leftrightarrow Y$
 - Transf. $\Gamma \leftrightarrow Z \leftrightarrow Y$ podél TL
 - Transformace $\Gamma \leftrightarrow Z \leftrightarrow Y$ v závislosti na připojených L , C
 - Návrh přizpůsobovacích obvodů
- **Diagramy:**
 - Smithův impedanční $\leftrightarrow Z$
 - Smithův admitanční $\leftrightarrow Y$
 - Polární $\leftrightarrow \Gamma$



- Transformační vzorce:

$$\hat{\Gamma} = \frac{\hat{Z} - Z_0}{\hat{Z} + Z_0} = \frac{Y_0 - \hat{Y}}{Y_0 + \hat{Y}}$$

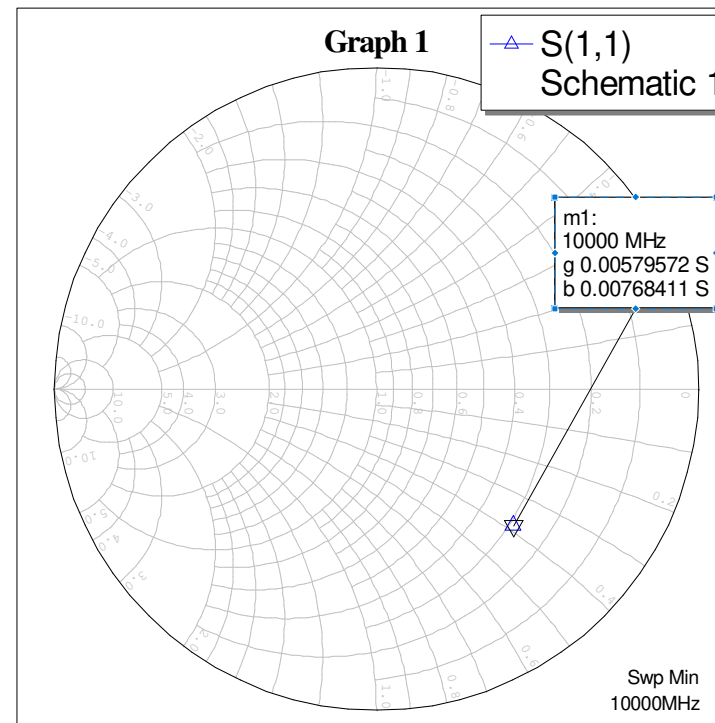
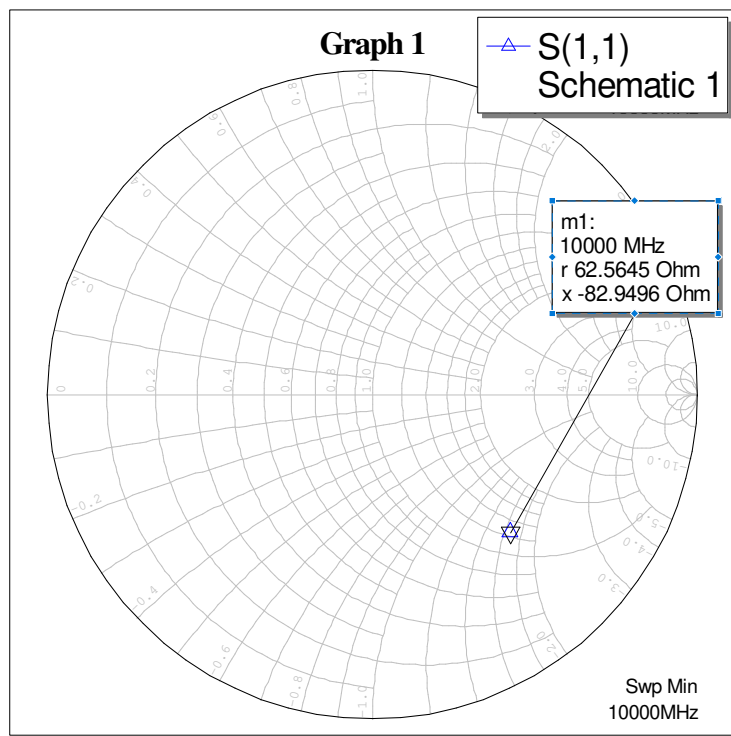
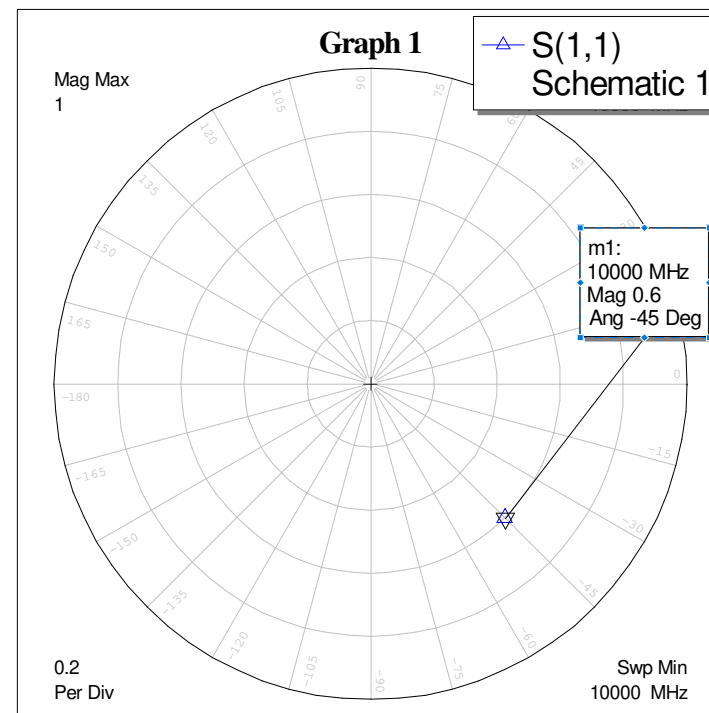
- **Transformace z jedné komplexní roviny do druhé**

Transformace

- Stejnou fyzikální veličinu lze vyjádřit jako $\Gamma \leftrightarrow Z \leftrightarrow Y$

$$\hat{\Gamma} = \frac{\hat{Z} - Z_0}{\hat{Z} + Z_0} = \frac{Y_0 - \hat{Y}}{Y_0 + \hat{Y}}$$

- V grafické oblasti je možné dát tyto 3 diagramy přímo na sebe
- To umožňuje rychlý a přehledný odečet



Impedanční SD

- Důležité body a kružnice konstantní $\text{Re}(Z)$:

- SHORT $\rightarrow Z=0+j0$
- $R=0\Omega$ kružnice
- $R=50+j0\Omega$
- OPEN $\rightarrow R=\infty$

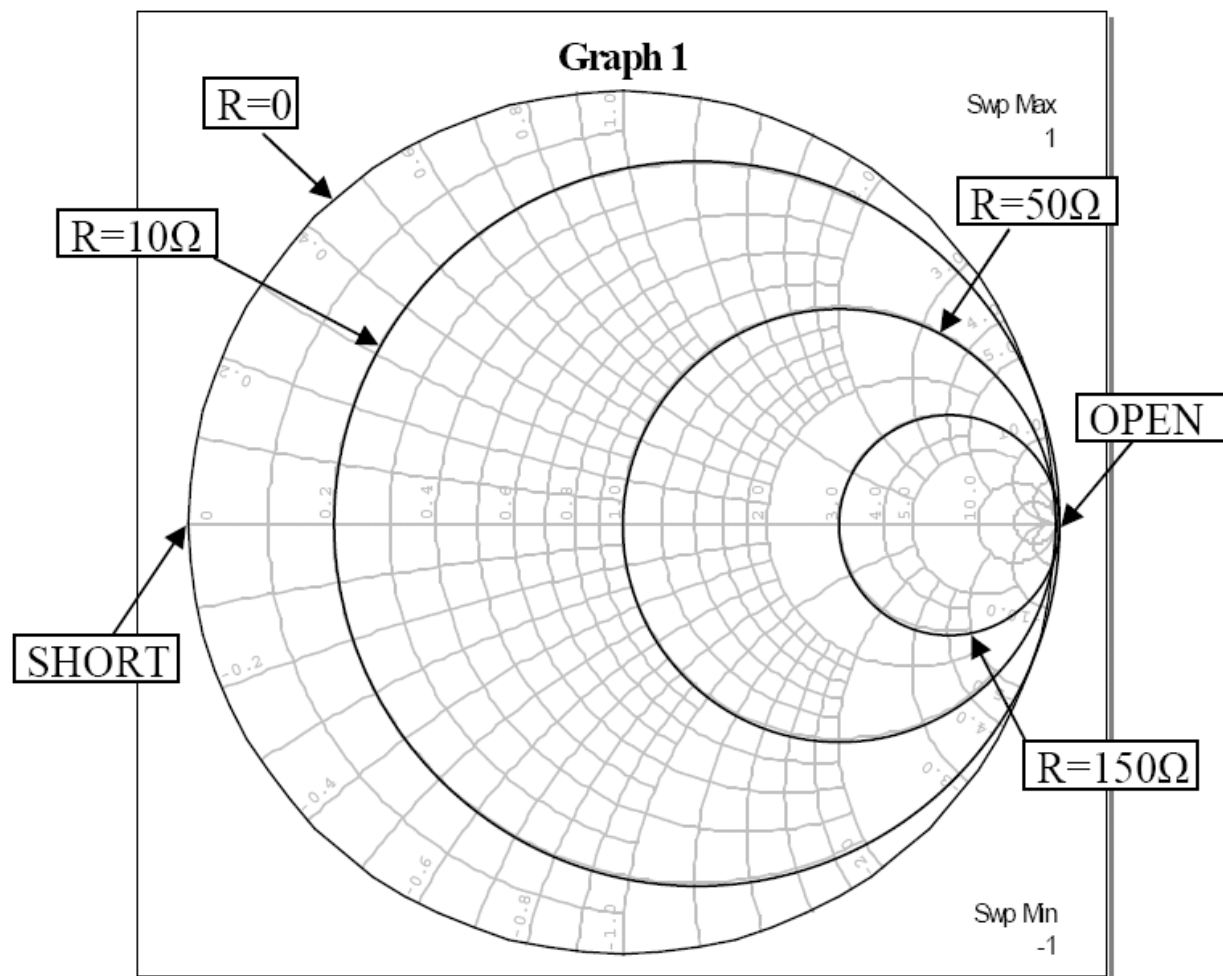
- Normování:

$$\hat{z} = r + jx = \frac{\hat{Z}}{Z_0}$$

- Normované hodnoty odporu:

- $R=10\Omega$ $r=0,2$
- $R=50\Omega$ $r=1$
- $R=150\Omega$ $r=3$

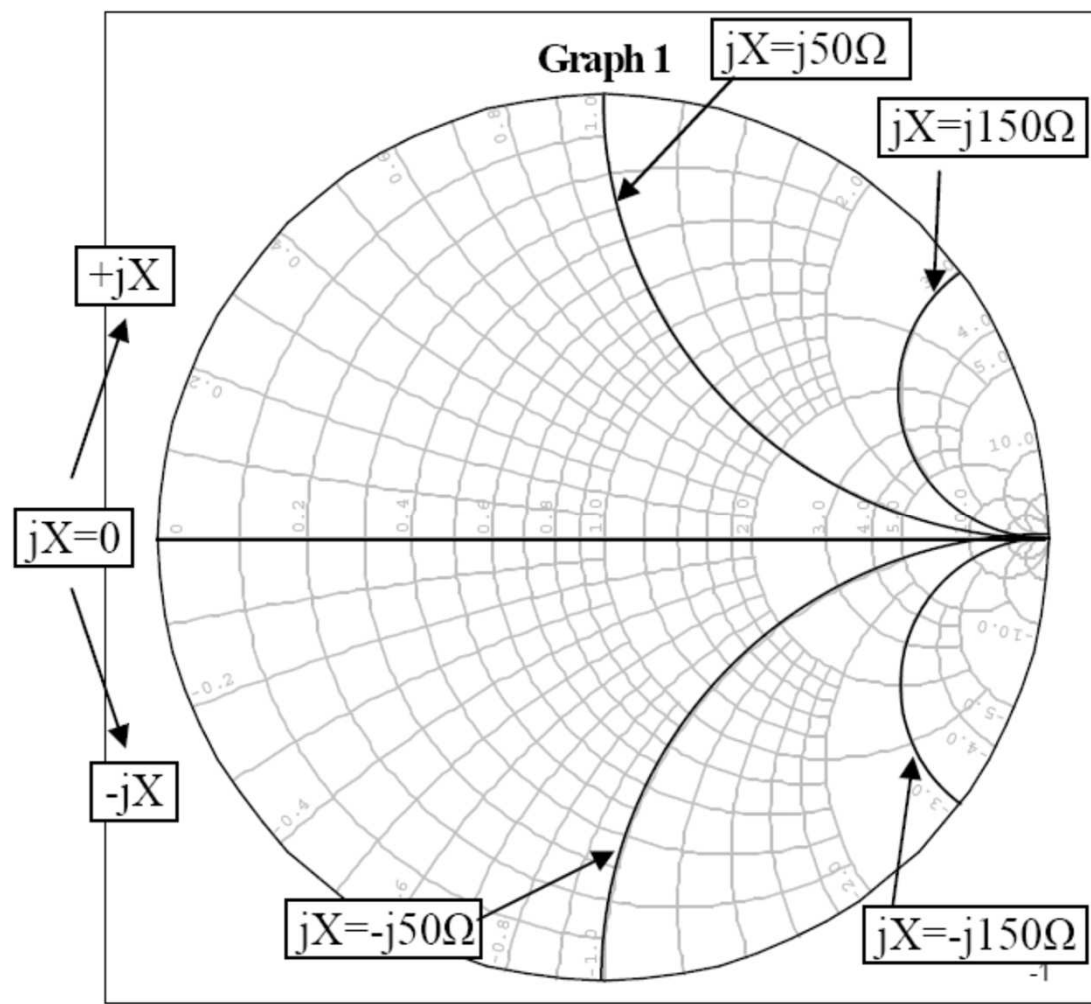
- Stejný SD může být použit pro libovolnou hodnotu Z_0



Impedanční SD

- Důležité body a kružnice
 $\text{Im}(Z)=\text{konst.}$:
 - SHORT $\rightarrow Z=0+j0$
 - $jX=j50\ \Omega$
 - $jX=j\omega L \rightarrow$ induktivní charakter
 - $jX=-j50\ \Omega$
 - $jX=1/j\omega C \rightarrow$ kapacitní charakter
- Normované hodnoty reaktance:
 - $jX=j50\ \Omega \quad x=1$
 - $jX=j150\ \Omega \quad x=3$
 - $jX=-j150\ \Omega \quad x=-3$

$$\hat{z} = r + jx = \frac{\hat{Z}}{Z_0}$$



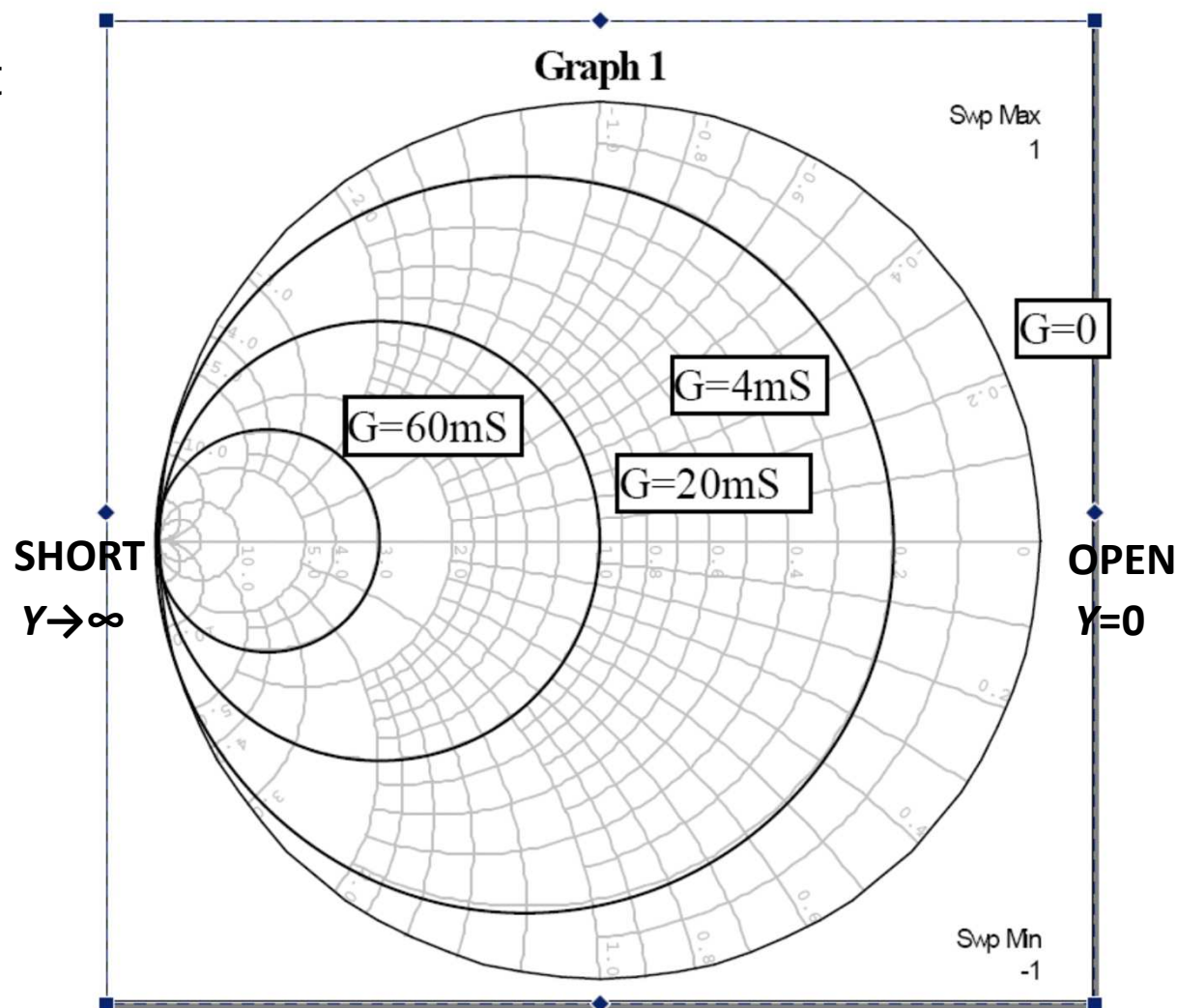
Admitanční SD

- Důležité body a kružnice konstantní $\text{Re}(Y)$:
- Normování - stejný SD může být použit pro libovolné Y_0

$$\hat{y} = g + jb = \hat{Y}Z_0 = \frac{\hat{Y}}{Y_0}$$

- Normované hodnoty vodivosti:

- $G=60\text{mS}$ $g=3$
- $G=20\text{mS}$ $g=1$
- $G=4\text{mS}$ $g=0,2$



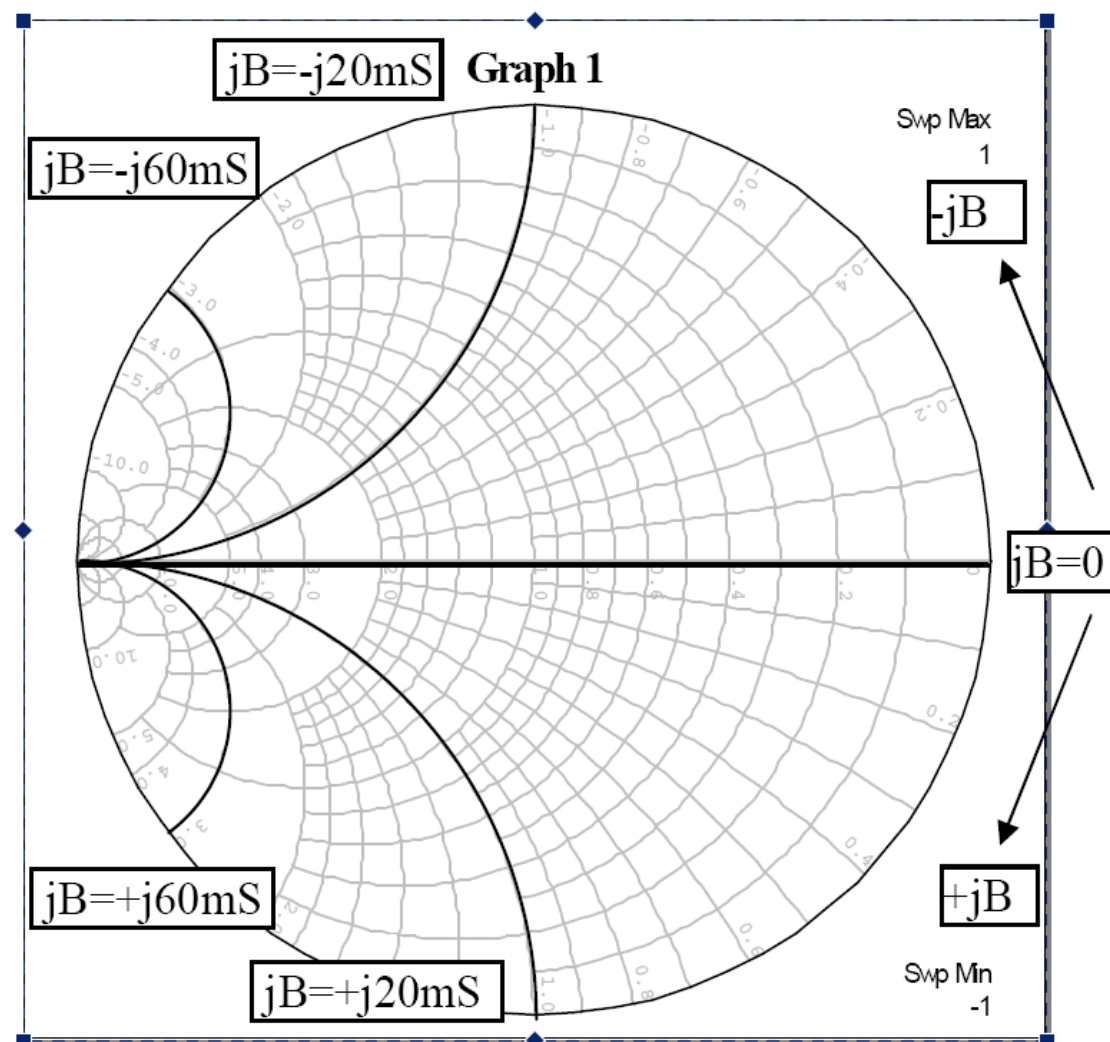
Admitanční SD

- Důležité body a kružnice konstantní $\text{Im}(Y)$:
- Normování:

$$\hat{y} = g + jb = \hat{Y}Z_0 = \frac{\hat{Y}}{Y_0}$$

- Normované hodnoty susceptance

- $jB = -j60\text{mS}$ $b = -3$
- $jB = 1/j\omega L \rightarrow$ induktivní charakter
- $jB = -j20\text{mS}$ $b = -1$
- $jB = 20\text{mS}$ $b = 1$
- $jB = j\omega C \rightarrow$ kapacitní charakter
- $jB = j60\text{mS}$ $b = 3$



Výkonové veličiny

- Γ a T jsou funkcemi napěťových vln V^+ , V^- a V^T

- Výkon do zátěže Z_0 :

$$P = \frac{V^2}{Z_0}$$

- Dopadající výkon:

$$V_{RMS}^+ = V_{ef}^+ = V_m^+ / \sqrt{2}$$

$$P^+ = \frac{1}{2Z_0} |V_m^+|^2$$

- Odražený výkon:

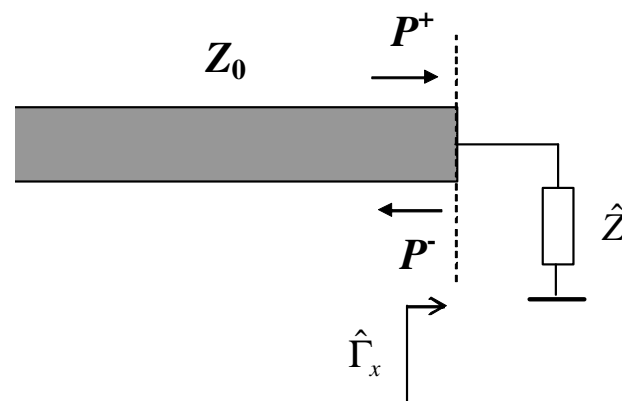
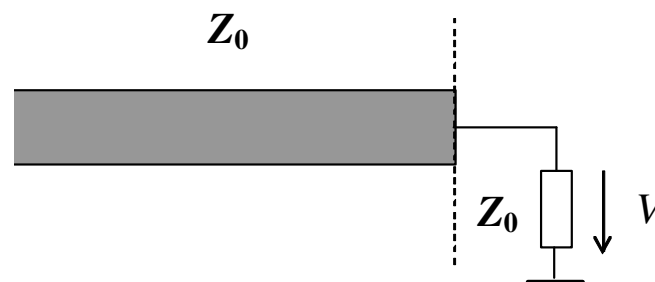
$$P^- = \frac{1}{2Z_0} |V_m^-|^2$$

- Výkonový koeficient odrazu:

$$\frac{P^-}{P^+} = \frac{|V_m^-|^2}{|V_m^+|^2} = |\hat{\Gamma}|^2$$

- Vyjádření v dB:

$$RL = |\hat{\Gamma}|_{dB} = -10 \log |\hat{\Gamma}|^2 = -20 \log |\hat{\Gamma}|$$



- Útlum odrazů (**Return Loss, RL**):

- Velmi často používaný parametr
- O kolik dB je výkon odražené vlny nižší, než výkon vlny dopadající
- RL lze jednoduše počítat i měřit

Výkonové veličiny

- Výkon přenesený přes odrazné rozhraní:

$$P^T = P^+ G^T = P^+ (1 - |\hat{\Gamma}|^2)$$

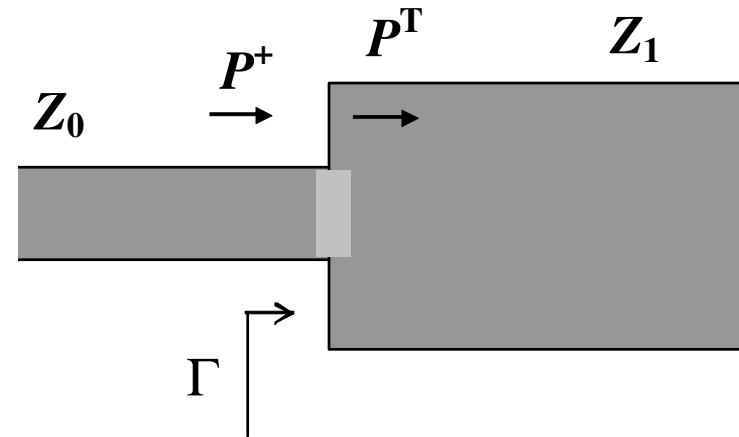
- Přenos přes odrazné rozhraní:

$$G^T = \frac{P^T}{P^+} = 1 - |\hat{\Gamma}|^2$$

- Souhrnná tabulka:

- Ideální impedanční přizpůsobení
- Přijatelné imp. přizpůsobení

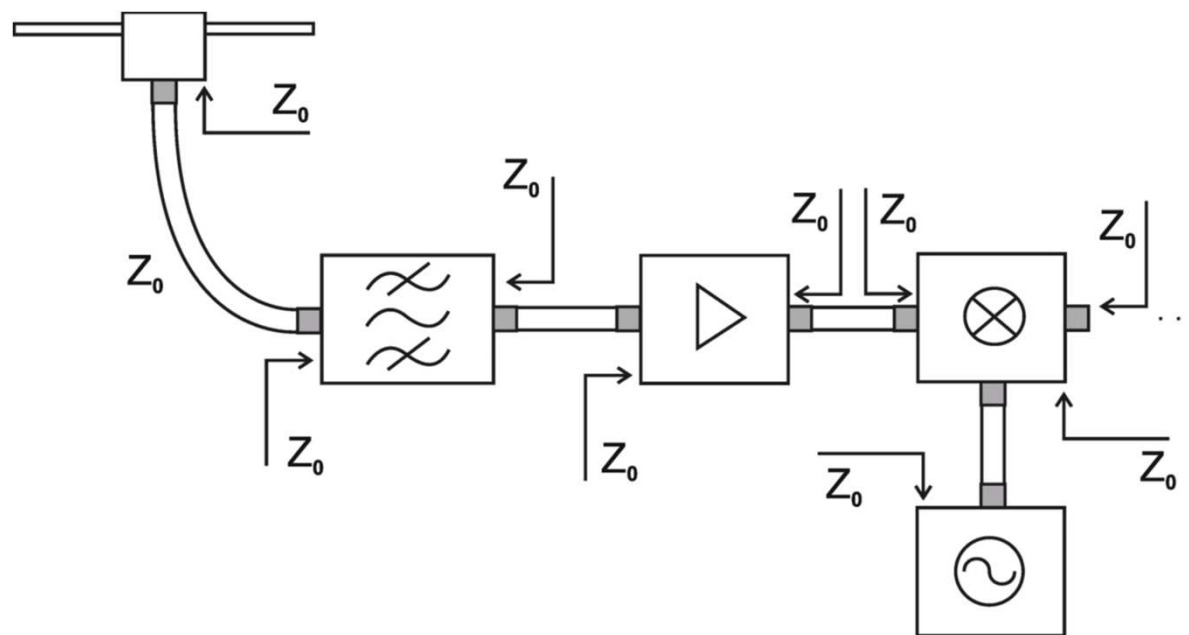
$$\hat{\Gamma} = \frac{\hat{Z}_1 - Z_0}{\hat{Z}_1 + Z_0}$$



$ \Gamma $ [-]	G^T [-]	G^T [dB]	PSV [-]	RL [dB]
0,01	0.9999	-0,00043	1,02	40
0,1	0,99	-0,0436	1,22	20
0,2	0,96	-0,177	1,5	14
0,3	0,91	-0,41	1,86	10,45
0,4	0,84	-0,757	2,3	8,0
0,5	0,75	-1,25	3,0	6,0
0,6	0,64	-1,94	4,0	4,4
0,7	0,51	-2,92	5,7	3,1
0,8	0,36	-4,44	9,0	1,9
0,9	0,19	-7,21	19	0,9
0,99	0,0199	-17	100	0,09
1	0	∞	∞	0

Impedanční přizpůsobení

- V oboru VF a mikrovlnné techniky (ale i v případě rychlých digitálních obvodů) je důležité to, že vstupní i výstupní impedance všech obvodů na úrovni konektorů vykazují standardní reálnou impedanci Z_0



- Obvykle $Z_0 = 50$ or 75Ω
- Uvnitř obvodů mohou být impedance zcela obecné

- **Souvisí to s odrazy**

$$\hat{\Gamma} = \frac{\hat{Z} - Z_0}{\hat{Z} + Z_0}$$

- Co se stane, když podmínka není splněna???
- Odrazy způsobují **ztráty výkonu**,
- vznikají **stojaté vlny**,
- někdy i **vícenásobné odrazy**.

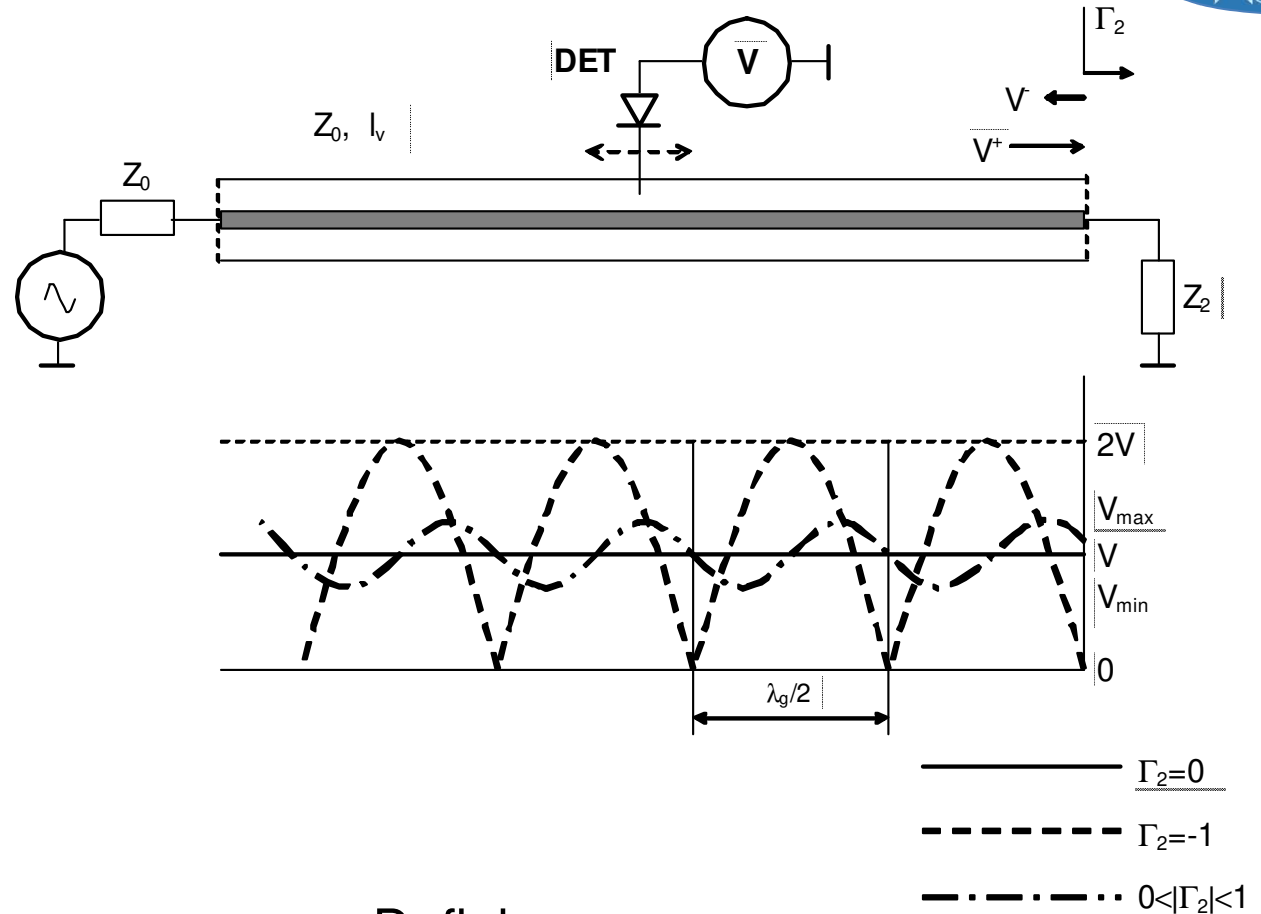
- Ztráty výkonu odrazem na rozhraní:

$$P^T = P^+ G^T = P^+ (1 - |\hat{\Gamma}|^2)$$

- Konkrétní hodnoty v tabulce ↑
- "Nepříjemné", ale není to ten největší problém

Stojaté vlny

- Vznikají na vedení s odrazem Γ_2 **fázově koherentním součtem** postupující V^+ a odražené V^- vlny
- Důsledkem je vznik minim a maxim výsledného napětí **$V = V^+ + V^-$** podél vedení
- $|\Gamma| = 1 \rightarrow V_{max} = 2V, V_{min} = 0$
- $|\Gamma| = 0 \rightarrow V_{max} = V_{min} = V$
- Podél TL se mění impedance
- Průběh stojaté vlny lze měřit pomocí "posuvného vedení"
- Sonda měří $V = V^+ + V^-$
- Z měření lze určit **poměr stojatých vln PSV**
- $PSV = SWR$ Standing-Wave Ratio



- Definice:

$$PSV = SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\hat{\Gamma}|}{1 - |\hat{\Gamma}|}$$

$$|\hat{\Gamma}| = \frac{PSV - 1}{PSV + 1}$$

Důsledky vzniku stojatých vln

- Pokud dojde ke vzniku vysokého *PSV*:

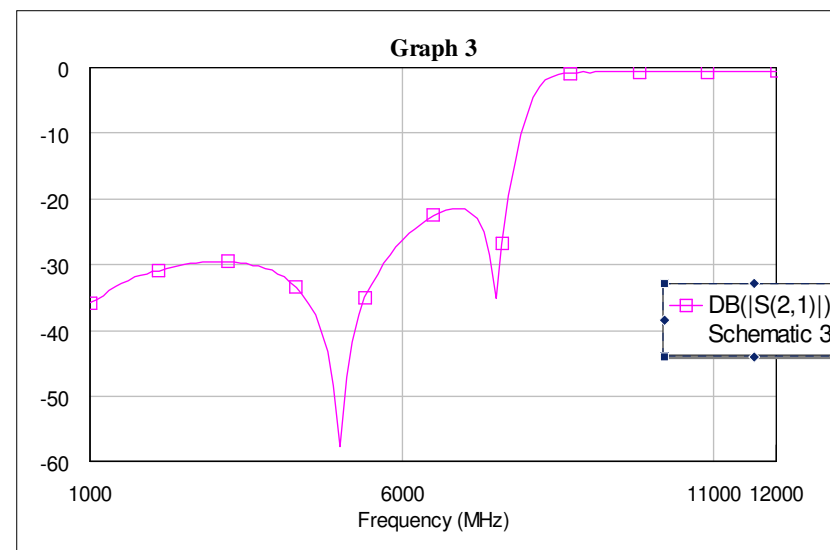
- Podél vedení se mění V i I
- Mění se tedy i impedance $\hat{Z} = \hat{V} / \hat{I}$
- Z se silně mění v závislosti na délce vedení a frekvenci
- Z může být velmi odlišná od Z_0 a ovlivňovat okolní obvody**

- Příklad:

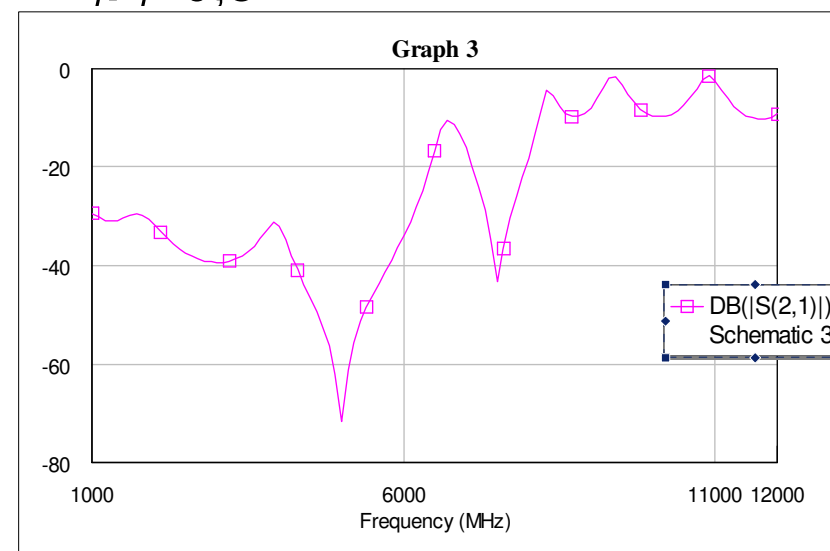
- Filtr typu horní propust (HP)
- VLF8400 (www.minicircuits.com)
- Navržen pro 50Ω na obou stranách
- Pokud je na obou stranách zapojen do $|\Gamma|=0,8$

- Dojde k nabourání frekvenční charakteristiky

- Standardní zátěž 50Ω



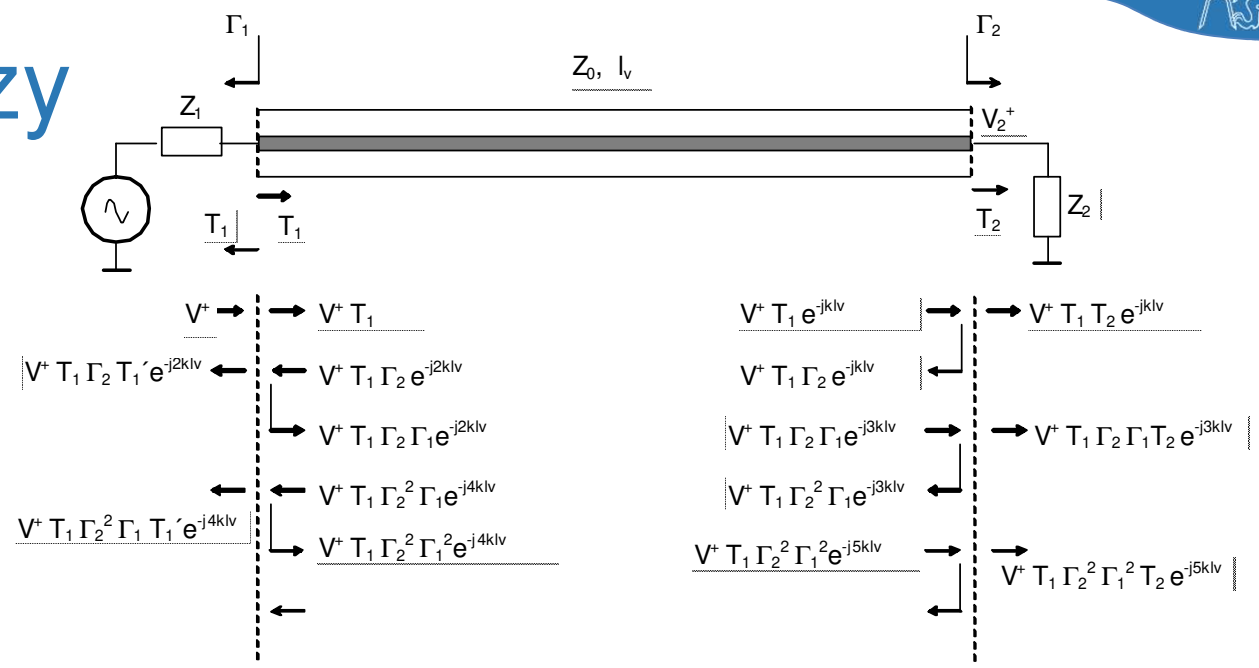
- $|\Gamma|=0,8$



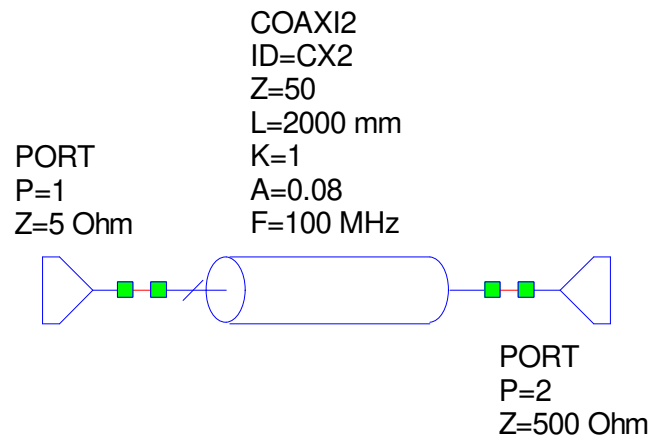


Vícenásobné odrazy

- Patrně nejvíce nepříjemný vliv impedančního nepřizpůsobení
- Vzniká na delších TL ($>\lambda/2$), která mají **odrazy na obou stranách**
- Odrazy na koncích vedení fungují jako "polopropustná zrcadla"
- Vzniká něco jako "Fabry-Perrot" rezonátor s rezonancemi na $n\lambda/2$
- **Rezonance mají silné filtrační účinky**
- Příklad: 2m dlouhý úsek koaxiálního vedení 50Ω:
 - Zatížený 50Ω na obou branách
 - Zatížení 5Ω a 500Ω na obou stranách



- Model AWR

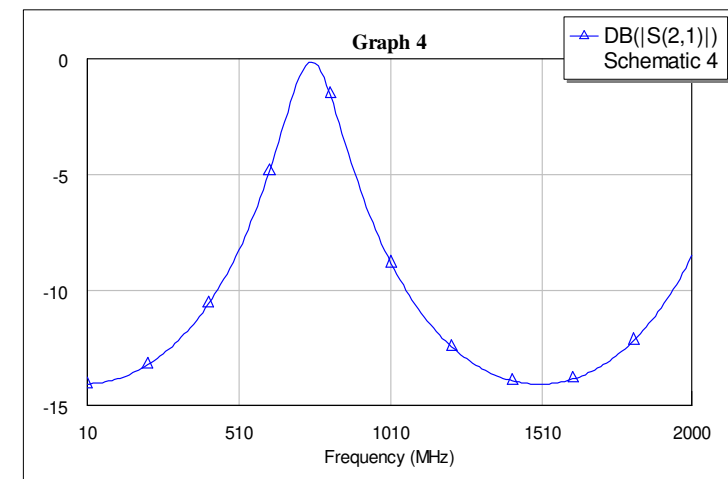
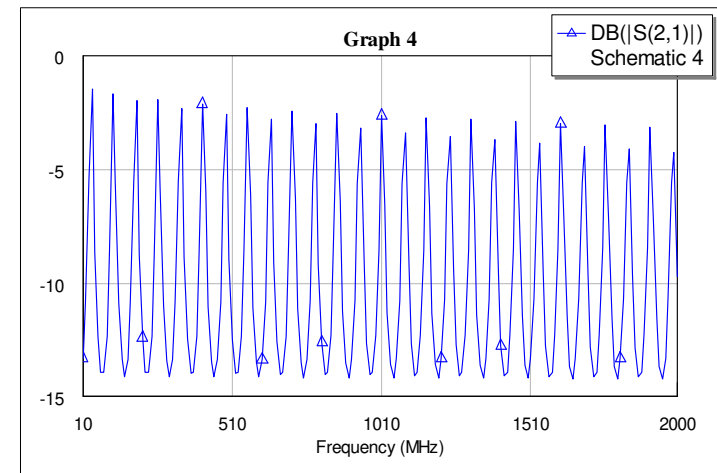
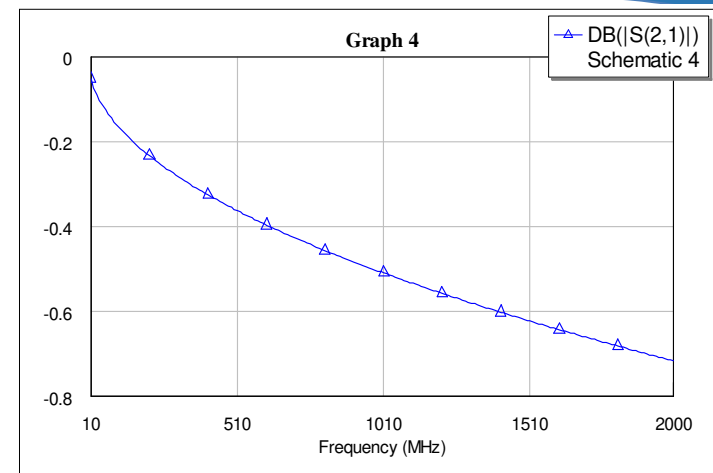


Vícenásobné odrazy

- **$Z_G=Z_0=Z_L=50\Omega$:**
 - Odpovídá podmínkám imp. přizpůsobení
 - Velmi nízký průchozí útlum <0,3dB
 - Dokonalý širokopásmový přenos
 - Téměř neomezený přenos dat (Gbps)
- **$Z_G=5\Omega$, $Z_0=50\Omega$, $Z_L=500\Omega$:**
 - Z generátoru 5 Ω přes **2m koaxiálního vedení** 50 Ω do 500 Ω zátěže
 - Vznikají vícenásobné odrazy
 - Propady přenosu až -13dB
 - Širokopásmový přenos dat je nemožný
 - Vysoké BER
- **Kabel dlouhý 100mm:**
 - Z generátoru 5 Ω do zátěže 500 Ω
 - $\lambda/2$ na 700MHz

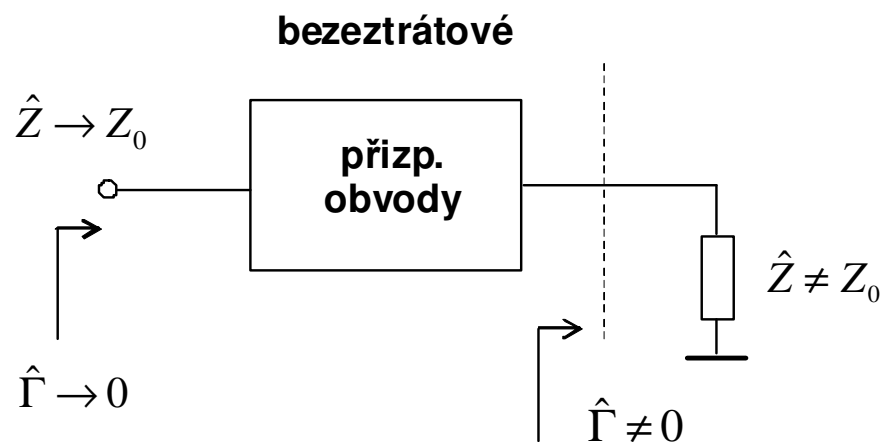


Delší perioda zvlnění



Přizpůsobovací obvody

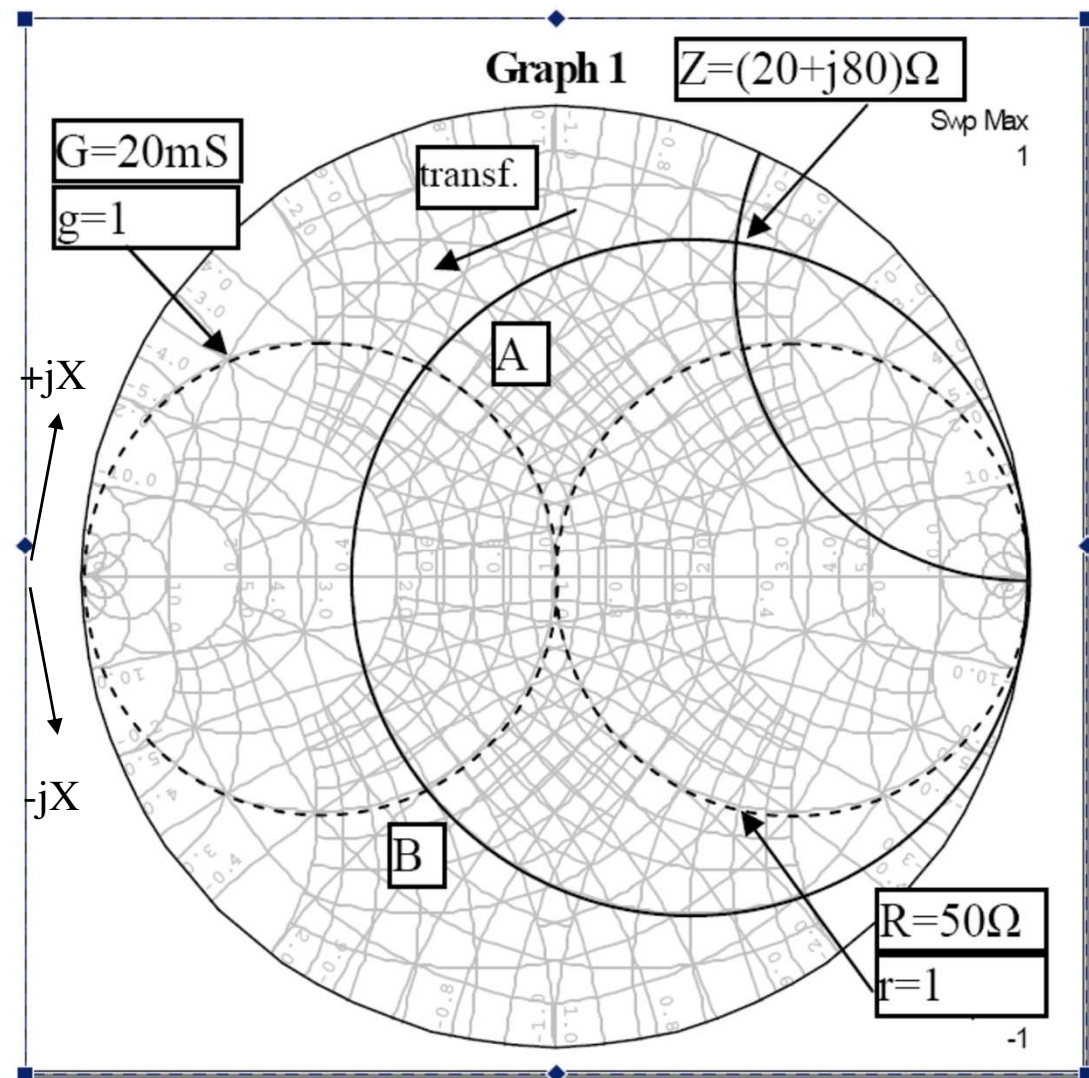
- Impedance některých VF komponent (tranzistory, diody, antény, ...) mohou být velmi rozdílné od Z_0
- ALE v rovině konektorů musí být velmi blízké Z_0 = podmínka impedančního přizpůsobení
- Řešení = **přizpůsobovací obvody (PO)**:
 - „Matching circuits“
 - Mohou být vloženy mezi předmětné komponenty a Z_0 konektory
 - Transformují obecné Z na Z_0
 - Transformace by měla být ideálně bezetrátová



- Obvyklé bezetrátové transformační prvky:
 - L, C
 - Úseky vedení

Příklad: Krok 1

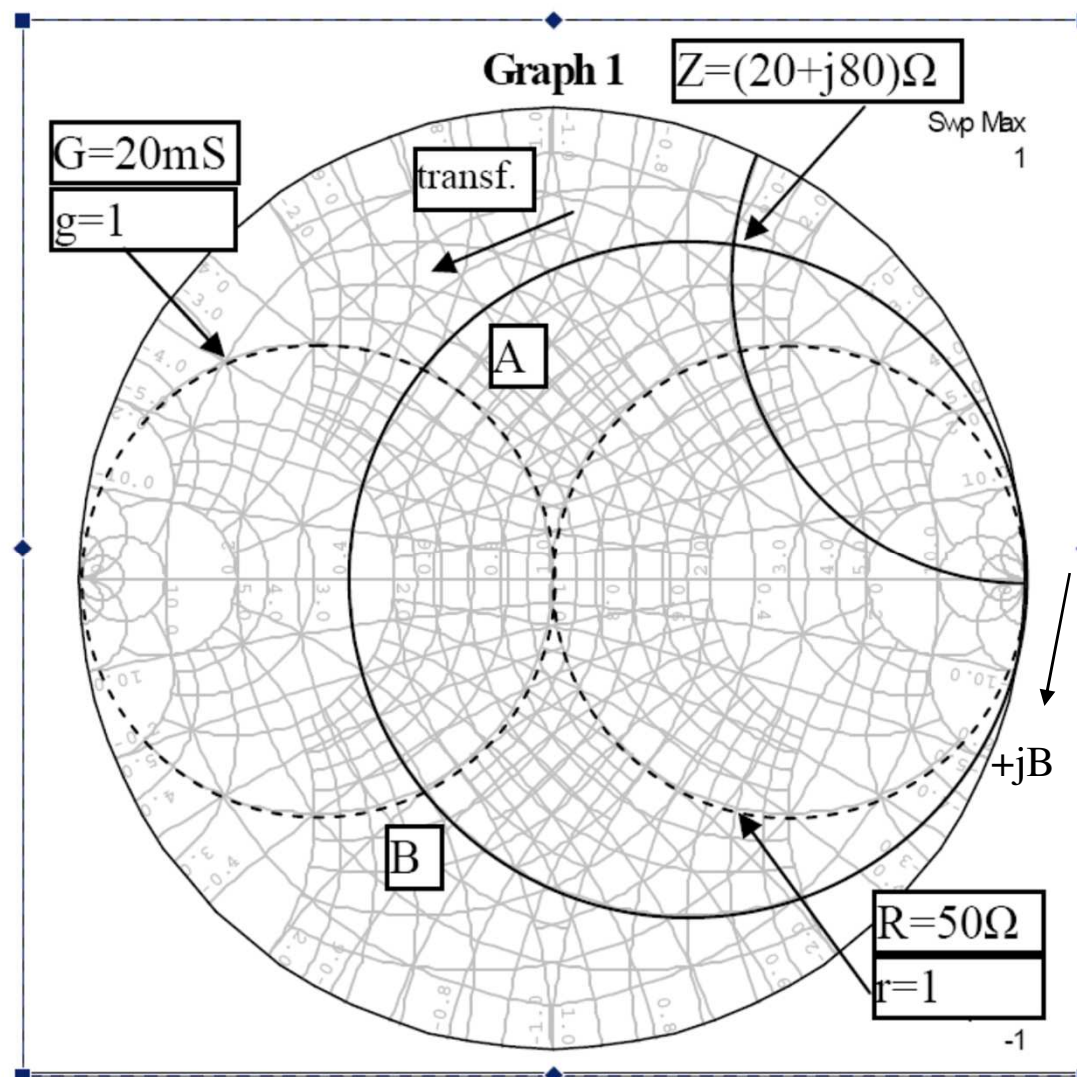
- Příklad: Na $f=1\text{GHz}$ je impedance antény $Z=20+j80\Omega$ ($z=0,4+j1,6$). Navrhňte PO, které budou tuto impedanci transformovat na Z_0 .
- Návrhová strategie:
 - Použijte bezeztrátové prvky L , C
 - PO navrhňte v SD
 - Transformace $0,4+j1,6 \rightarrow 1+j0$
 - Do bodu $1+j0$ vedou 2 kružnice:
 - Kružnice $r=1$
 - Kružnice $g=1$
 - Sériová kapacita C (v impedančním SD), transformuje $0,4+j1,6$ na kružnici $g=1$ (v admitančním SD)
 - Jedná se o transformaci impedance podél kružnice konst. r do bodu A



- $\text{Re}(z)=0,4=\text{konst.}$
- Mění se $\text{IM}(z)$
- $-jX=1/j\omega C \rightarrow$ otáčení proti směru HR

Příklad: Krok 2

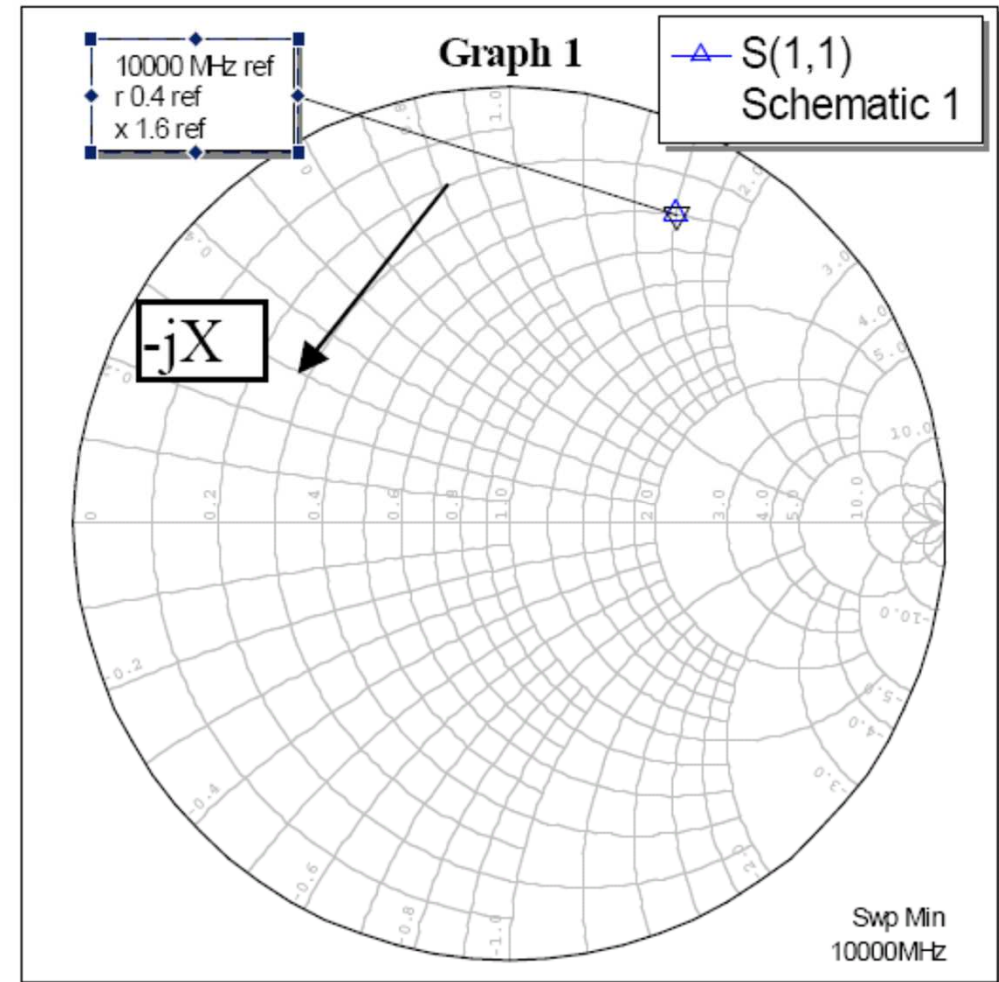
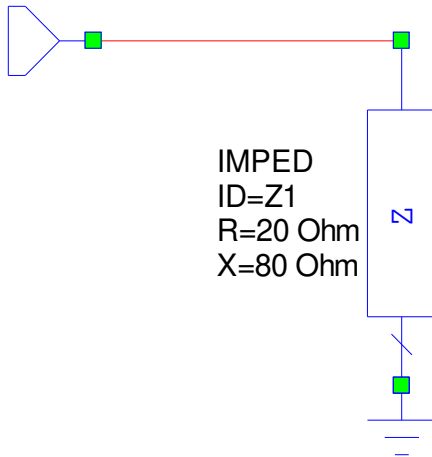
- V admitančním SD \rightarrow transformovat A do středu SD
 - $A \leftrightarrow y=1-jb_A$
 - Pro transformaci do $y=1+j0$ je nutné přidat $+jb$
 - Jedná se o transformaci podél kružnice kružnice konst. $g=1$
 - $+jB=j\omega C$ znamená přidání paralelní kapacity
- Podrobnější návrh byl proveden pomocí AWR Microwave Office
- Úlohy č. 4 a 5



Řešení pomocí AWR MO

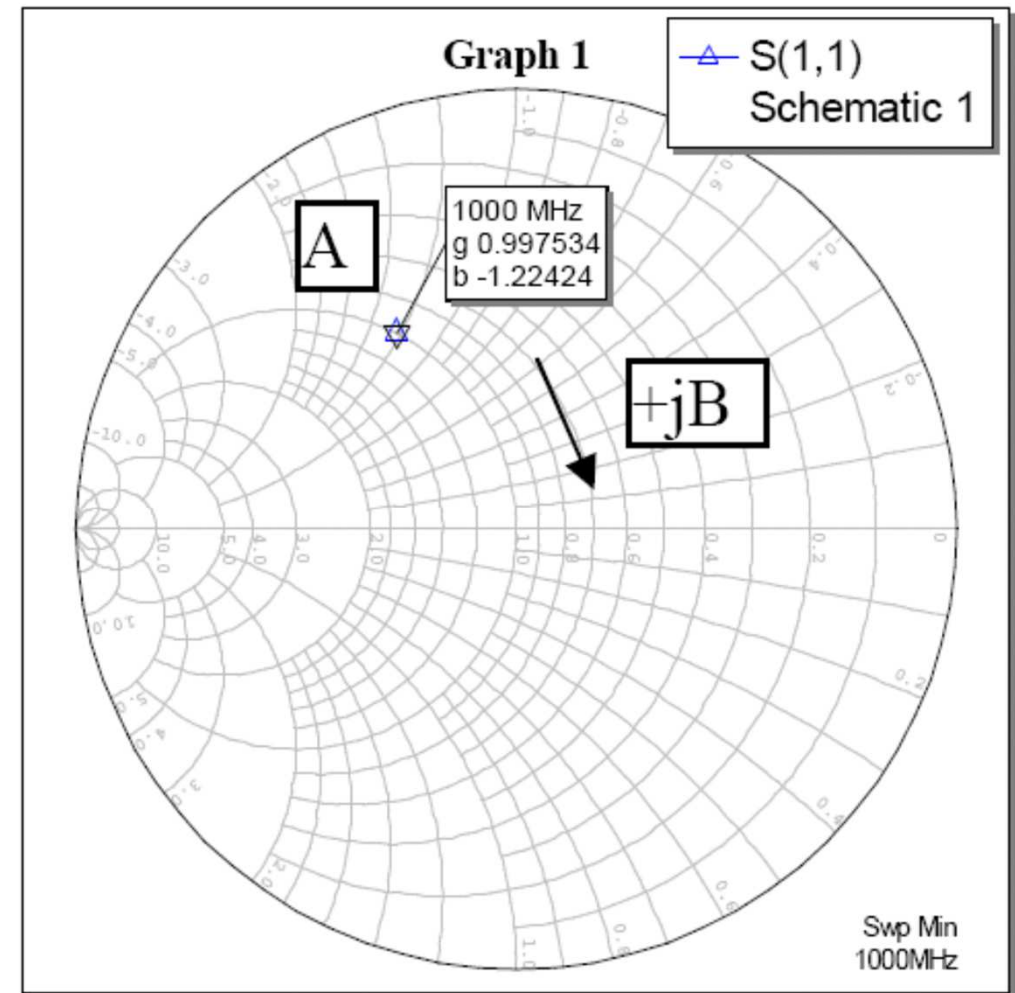
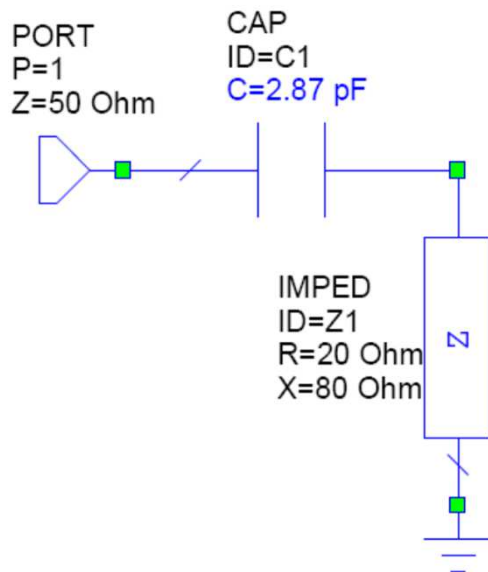
- Zátěž $Z=20+j80\Omega$
- $f=1000\text{MHz}$
- První krok:
 - Přidání sériové kapacity
 - Transformace impedance Z na kružnici $g=1$

PORT
P=1
Z=50 Ohm



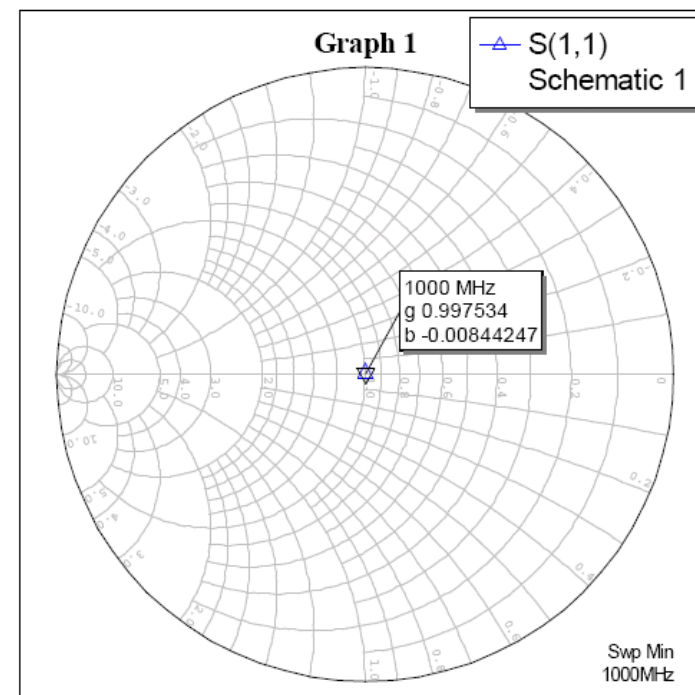
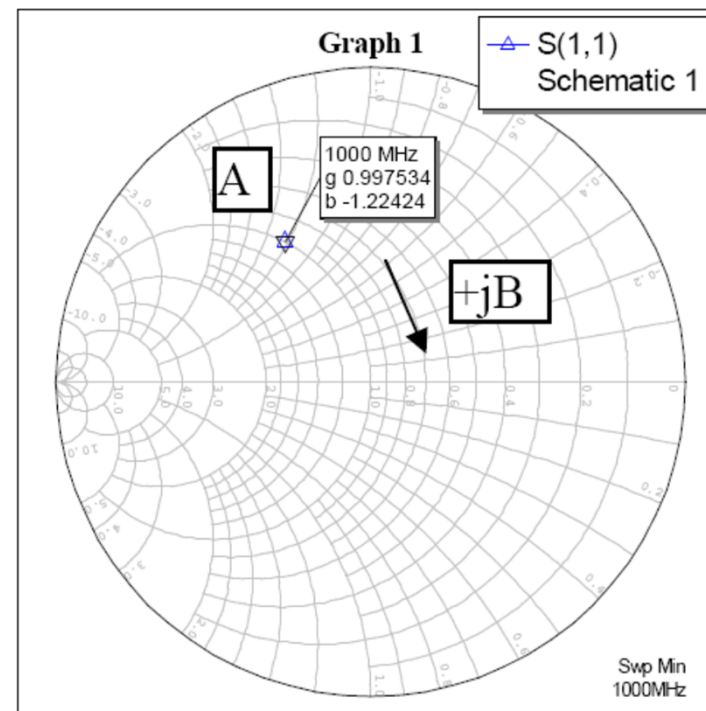
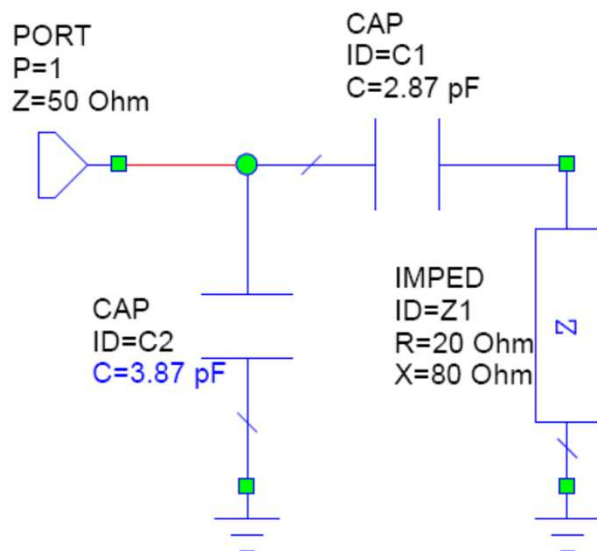
Řešení pomocí AWR MO

- Výchozí impedance $Z=20+j80\Omega$
- Přidání sériové kapacity $C1=2,87\text{pF}$
- Transformace podél kružnice konstantního r
- Cíl = bod A na kružnici $g=1$
- Kružnici $g=1$ lze zobrazit v admitančním SD



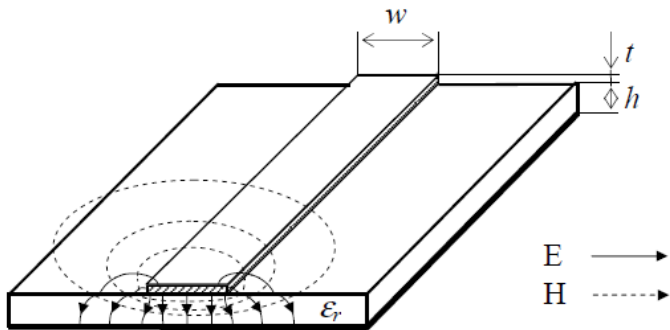
Řešení pomocí AWR MO

- Z bodu A
- Transformovat y v admitančním SD do bodu $y=1+j0$ = střed SD
- A to přidáním paralelní kapacity $C2=3,87\text{pF}$
- Výsledný SD ukazuje perfektní impedanční přizpůsobení

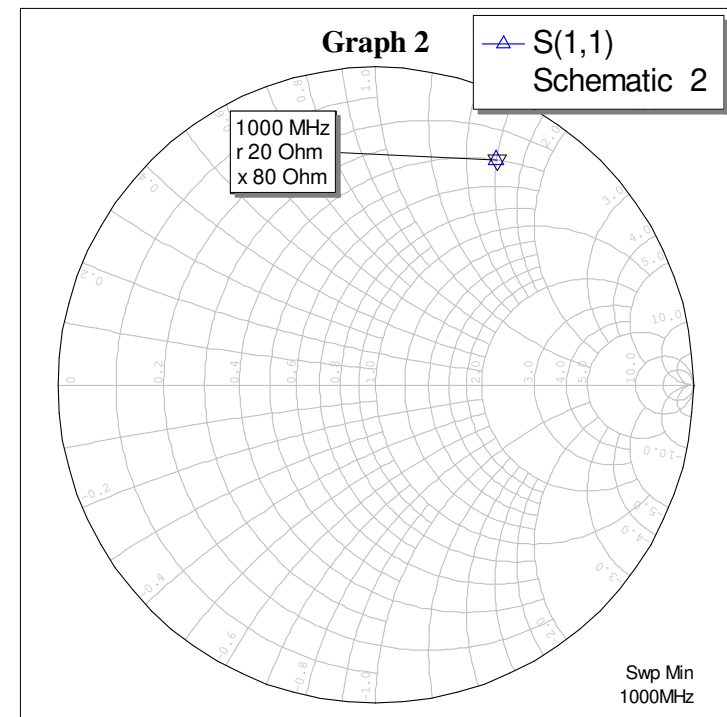
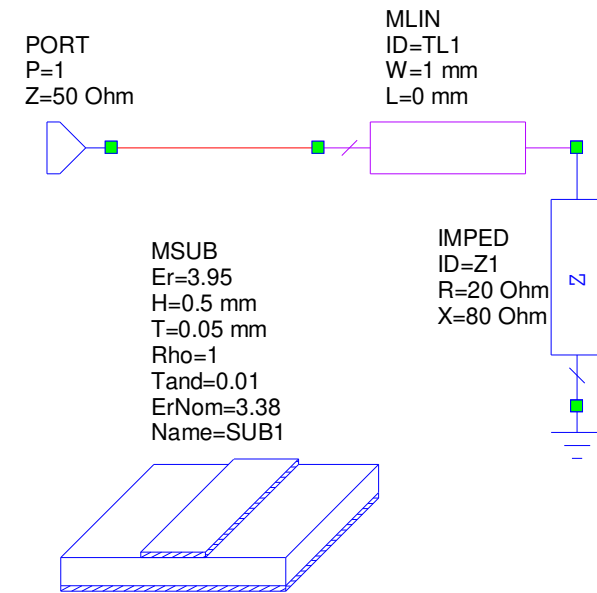


Řešení pomocí TL: Krok 1

- PO realizované pomocí úseků mikropáskových vedení
- Vhodné na vyšších GHz frekvencích
- Substrát FR4
 - $\epsilon_r=3,95$ $\epsilon_{\text{eff}}=2,98$
 - $\text{tg}\delta=0.01$ $f=1\text{GHz}$
 - $H=1\text{mm}$ $\lambda_v=177,6\text{mm}$
- $L=0\text{mm}$

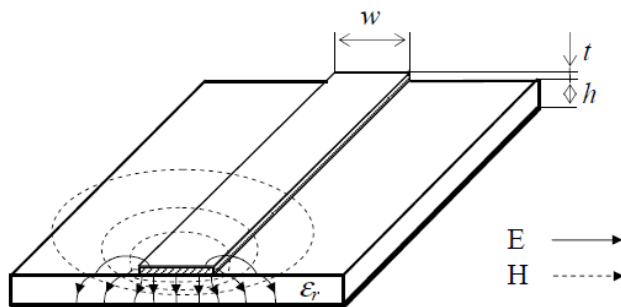


kvazi
TEM

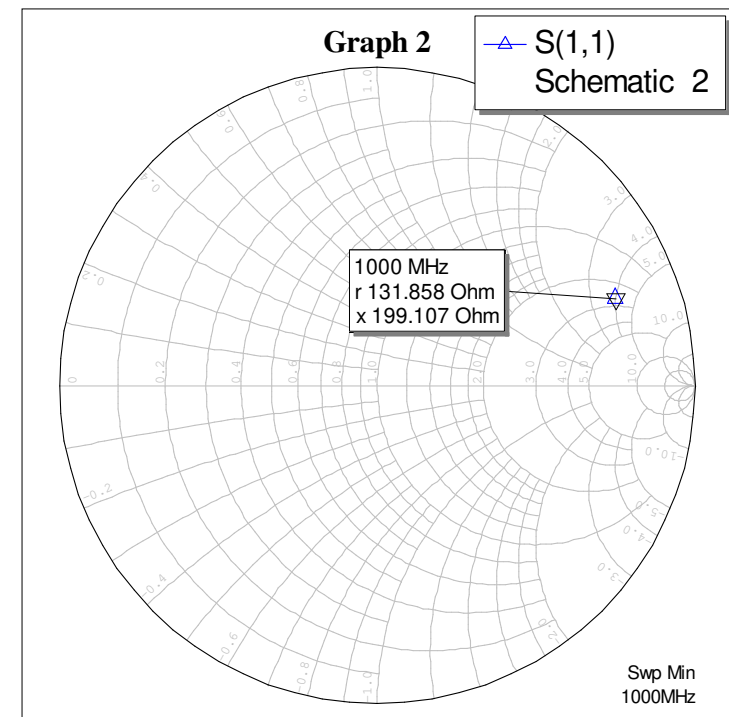
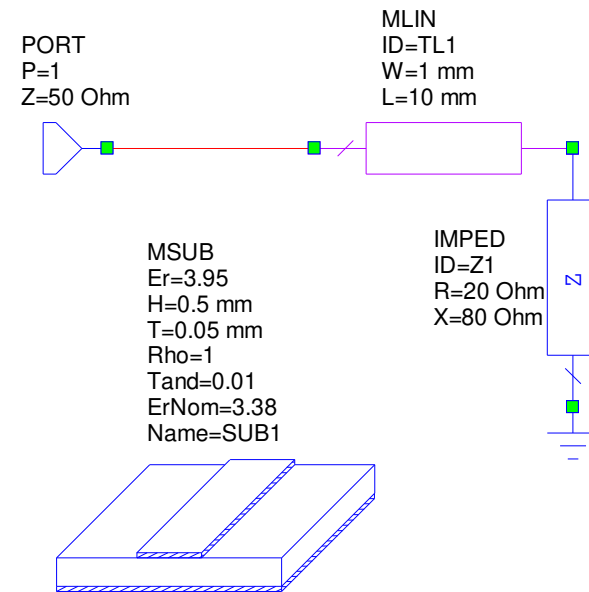


Řešení pomocí TL: Krok 2

- Posun po kružnici konst. $|\Gamma|$
- $L=10\text{mm}$
- Natočení "ke generátoru"

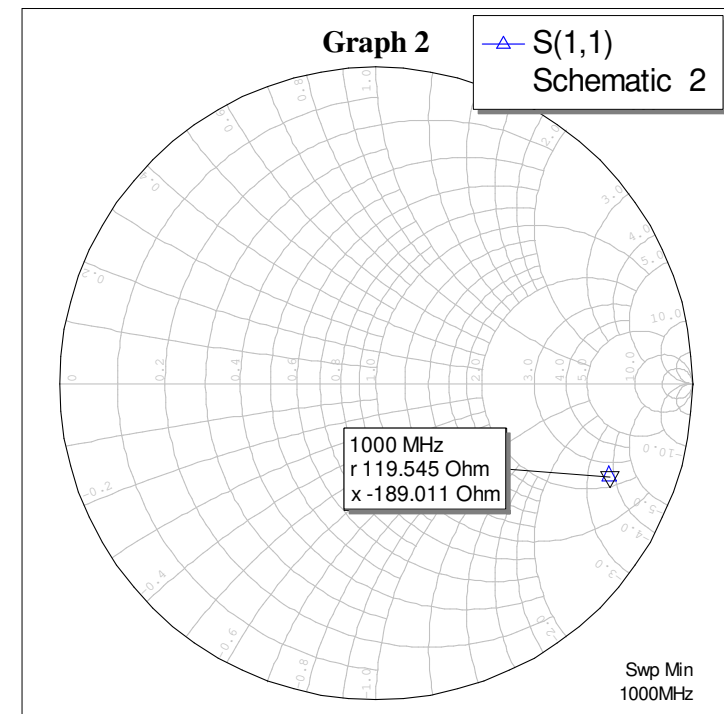
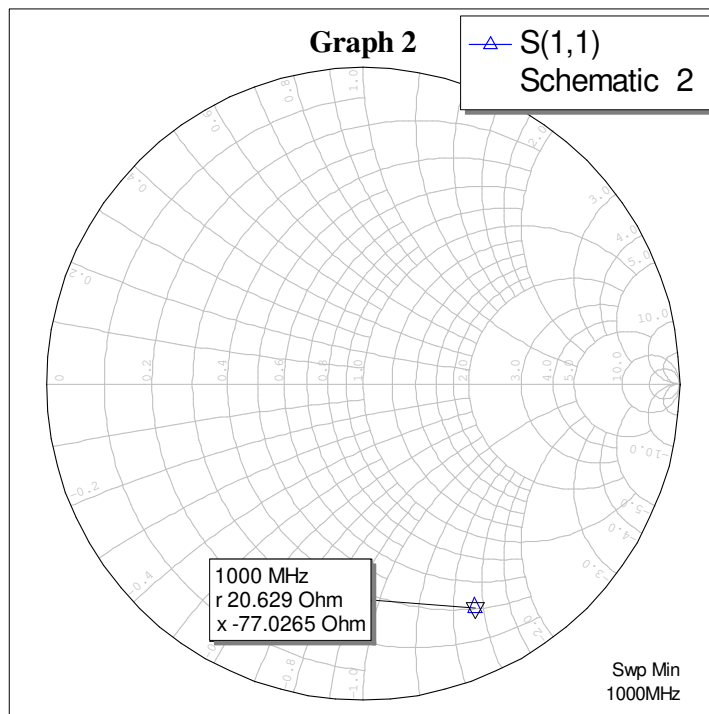
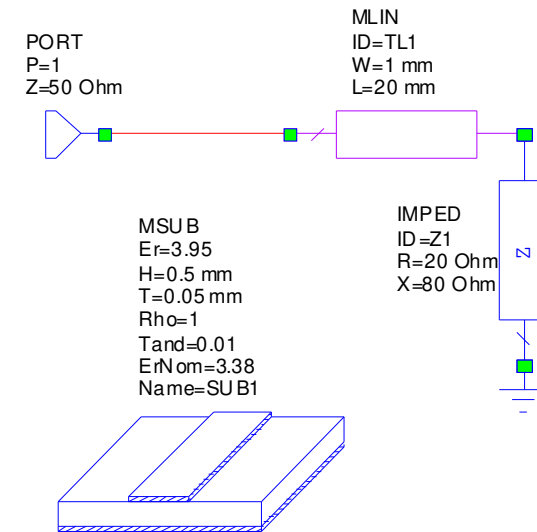


kvazi
TEM



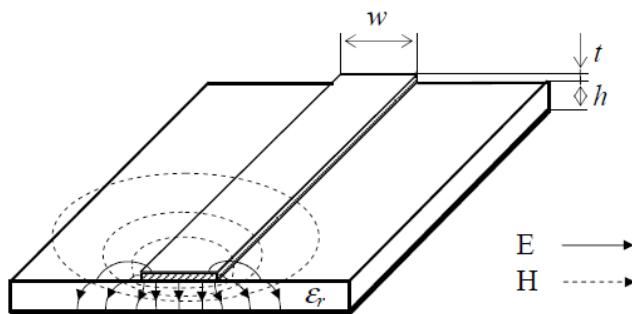
Řešení pomocí TL: Krok 3

- Posun po kružnici konst. $|\Gamma|$
- $L=20\text{mm}$, $L=30\text{mm}$

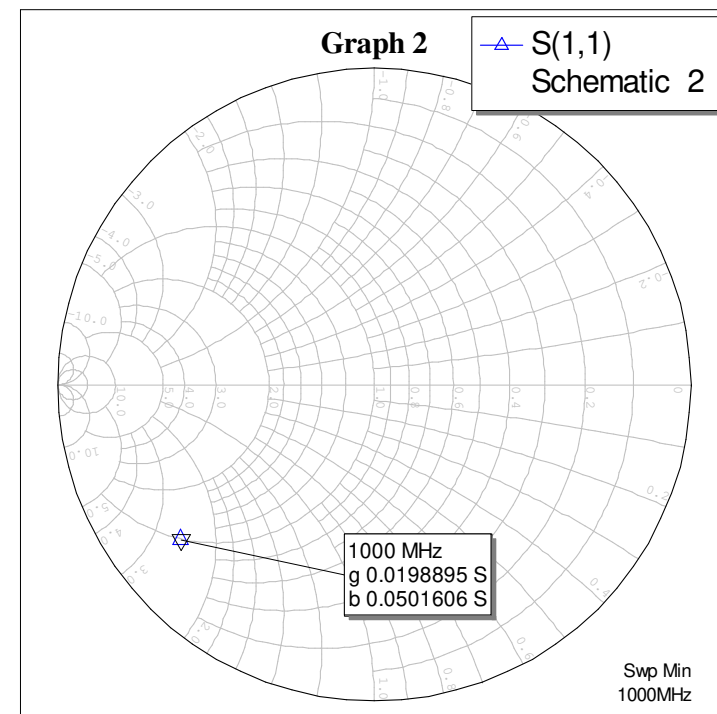
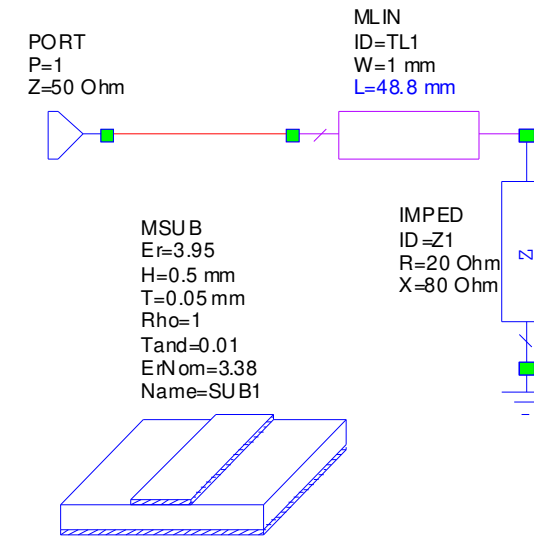


Řešení pomocí TL: Krok 4

- Pomocí určité délky L lze natočit na $G=20\text{mS}$ ($g=1$)

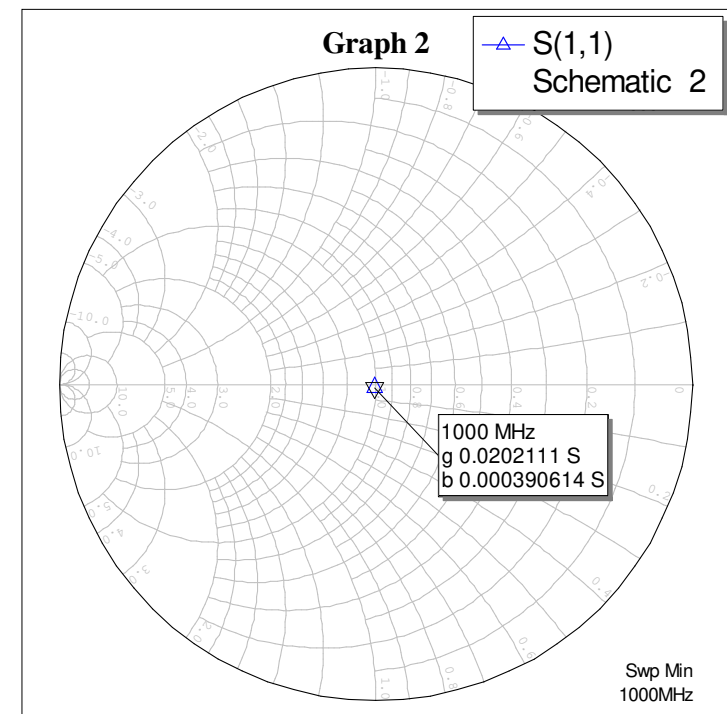
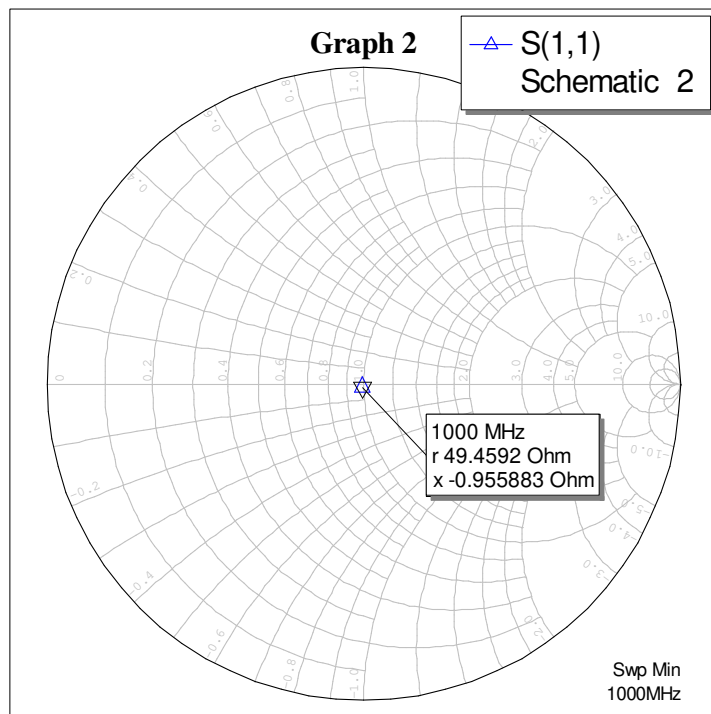
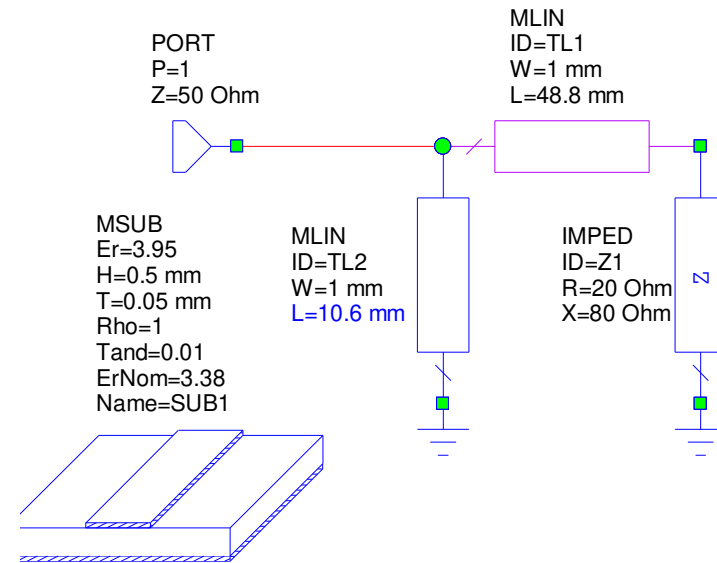


kvazi
TEM



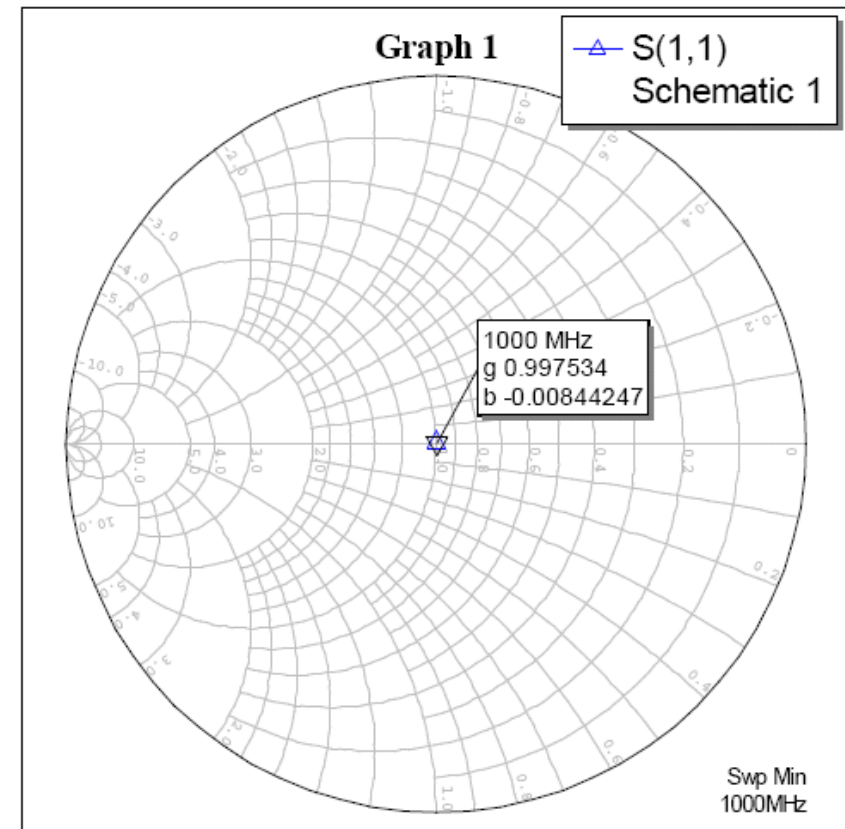
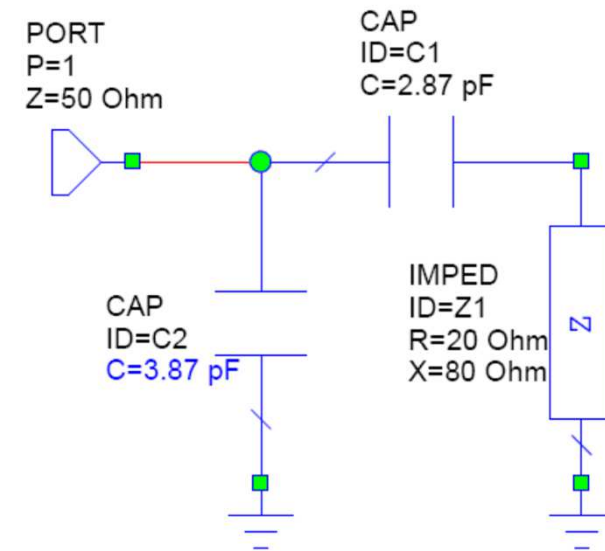
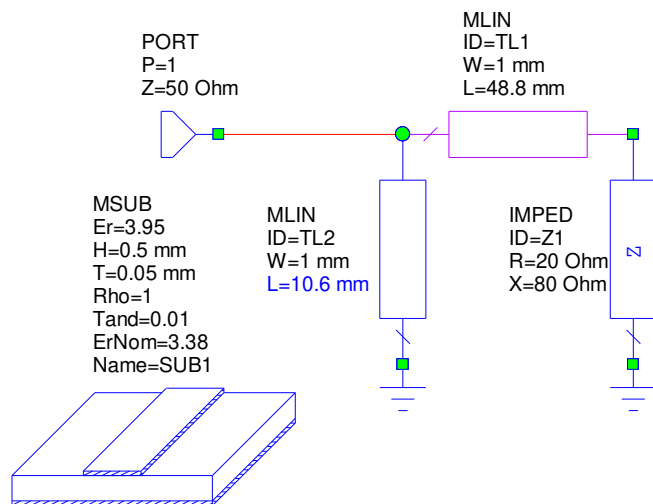
Řešení pomocí TL: Krok 5

- Do středu SD se lze dostat podél $g=1$ přidáním záporné susceptance
- Tu lze realizovat nejsnáze zkratovaným pahýlem (SHORT na konci)
- Nastaveno TUNE-TOOlem



Návrh PO

- Jen jednoduché příklady → ↓
- Existuje více možných řešení
- Více příkladů na cvičení
- Podrobnosti dále například v **B2B17VPD**



Shrnutí - teoretické základy

- V oblasti VF a mikrovlnných frekvencí selhává popis obvodů založený na V , I , R , L , C , ... Některé jevy pomocí parametrů TO nelze vůbec vysvětlit.
- Pokud je **libovolný rozměr obvodu srovnatelný s λ** , je nutné použít obecnější popis.
- **Nejobecnější popis umožňují MR**, jejich řešení je ale velmi složité.
- Mnoho praktických problémů lze v oboru VF techniky řešit pomocí **napět'ových vln** a jejich odrazů Γ a přenosů T (s-parametrů)
- Napět'ové vlny jsou analogické napětí V , jen navíc **rozlišují směr šíření**.
- Důležité související parametry jsou Γ , T , Z , Z_0 , RL , ...
- V oboru VF a mikrovlnné techniky je nutné zabránit vzniku silných odrazů. V opačném případě:
 - Dochází k poklesu přenášeného výkonu,
 - k rozladění okolních obvodů,
 - popřípadě k navlnění přenosových charakteristik vlivem vícenásobných odrazů.

To vede na **princip impedančního přizpůsobení**.

Shrnutí - teoretické základy

- Impedanční přizpůsobení = všechny VF a mikrovlnné obvody musí v důležitých stykových rovinách (obvykle na úrovni konektorů, propojovacích TL) **vykazovat vstupní a výstupní impedance blízké standardní hodnotě Z_0 .**
- Obvyklé standardní hodnoty Z_0 jsou 50 nebo 75Ω.
- Impedance rychlých digitálních sběrnic mohou být kolem 100Ω.
- Podmínka impedančního přizpůsobení zajišťuje širokopásmové frekvenční charakteristiky = širokopásmové přenosy.
- To znamená **předvídatelné chování a vysoké přenosové rychlosti.**
- Jestliže jsou impedance některých VF komponent (typ. tranzistory, diody, některé antény, ...) výrazně různé od Z_0 , je nutné použití **přizpůsobovacích obvodů.**
- PO transformují obecnou impedanci na standardní Z_0 , a to s použitím nízkoztrátových prvků (nejčastěji L, C, úseky TL).
- PO se běžně používají v řadě různých VF a mikrovlnných obvodů.