



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 1 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

Přenosová vedení

(základní vztahy a základní typy vedení)

Josef Dobeš

2. října 2013

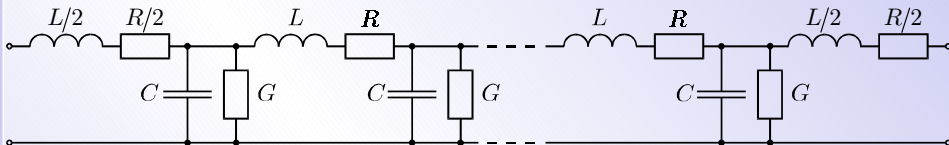
dobes@fel.cvut.cz

<http://radio.feld.cvut.cz/personal/dobes2/dobes.cz.pdf>

Rádiové obvody a zařízení & Komunikace a elektronika



1. Základní vztahy pro přenosová vedení



- Charakteristická impedance vedení (characteristic impedance):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

Vedení, základní vztahy

- Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 2 z 8

Zpět

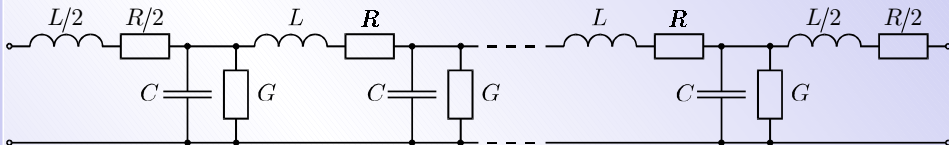
Celá obrazovka

Zavřít

Konec



1. Základní vztahy pro přenosová vedení



- Charakteristická impedance vedení (characteristic impedance):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

- Konstanta šíření (propagation constant):

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

(α je útlumová konstanta (attenuation constant) a β je fázová konstanta (phase constant))

Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 2 z 8

Zpět

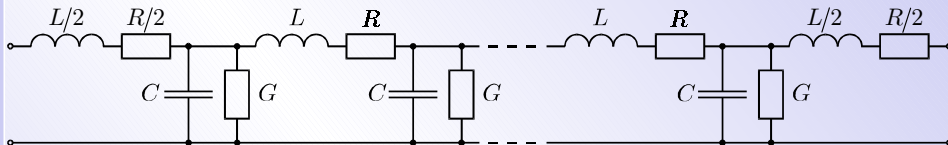
Celá obrazovka

Zavřít

Konec



1. Základní vztahy pro přenosová vedení



- Charakteristická impedance vedení (characteristic impedance):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}$$

- Konstanta šíření (propagation constant):

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

(α je útlumová konstanta (attenuation constant) a β je fázová konstanta (phase constant))

- Fázová a grupová rychlost (phase and group velocities):

$$v_p = \frac{\omega}{\beta}, v_g = \frac{\delta\omega}{\delta\beta}$$

Fázová rychlost elektromagnetického záření může být (za určitých předpokladů, např. anomální disperze) větší než rychlost světla ve vakuu. (Nepřenáší se však takto ani informace, ani energie.)

Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 2 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátorů

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 3 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

- Vztah mezi vstupní (input) a charakteristickou impedancí:

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$$

(Γ_0 je vstupní koeficient odrazu (input reflection coefficient))



Vedení, základní vztahy

- Návrh transformátorů

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 3 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

- Vztah mezi vstupní (input) a charakteristickou impedancí:

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$$

(Γ_0 je vstupní koeficient odrazu (input reflection coefficient))

- Vztah mezi vstupní a zatěžovací (load) impedancí pro čtvrtvlnné vedení (tj. $\ell = \frac{\lambda}{4}$):

$Z_0 = \sqrt{Z_{\text{in}} Z_L}$ – této vlastnosti se využívá jako impedančního transformátoru (impedance transformer)



Vedení, základní vztahy

- Návrh transformátorů

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 3 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

- Vztah mezi vstupní (input) a charakteristickou impedancí:

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$$

(Γ_0 je vstupní koeficient odrazu (input reflection coefficient))

- Vztah mezi vstupní a zatěžovací (load) impedancí pro čtvrtvlnné vedení (tj. $\ell = \frac{\lambda}{4}$):

$Z_0 = \sqrt{Z_{\text{in}} Z_L}$ – této vlastnosti se využívá jako **impedančního transformátoru** (impedance transformer)

1.1. Návrh transformátoru

Určeme délku čtvrtvlnného přenosového vedení použitého jako impedanční transformátor potřebného k přizpůsobení přenosového vedení 300Ω zátěži 150Ω při vlnové délce 1 m a určíme charakteristickou impedanci tohoto impedančního transformátoru.



Vedení, základní vztahy

- Návrh transformátorů

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 3 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

- Vztah mezi vstupní (input) a charakteristickou impedancí:

$$Z_{\text{in}} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_0}{1 - \Gamma_0}$$

(Γ_0 je vstupní koeficient odrazu (input reflection coefficient))

- Vztah mezi vstupní a zatěžovací (load) impedancí pro čtvrtvlnné vedení (tj. $\ell = \frac{\lambda}{4}$):

$Z_0 = \sqrt{Z_{\text{in}} Z_L}$ – této vlastnosti se využívá jako impedančního transformátoru (impedance transformer)

1.1. Návrh transformátoru

Určeme délku čtvrtvlnného přenosového vedení použitého jako impedanční transformátor potřebného k přizpůsobení přenosového vedení 300Ω zátěži 150Ω při vlnové délce 1 m a určíme charakteristickou impedanci tohoto impedančního transformátoru.

$$(1) \ell = \frac{\lambda}{4} = 0.25 \text{ m}$$

$$(2) Z_0 = \sqrt{Z_{\text{in}} Z_L} = \sqrt{300 \times 150} = 212.132 \Omega$$



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 4 z 8

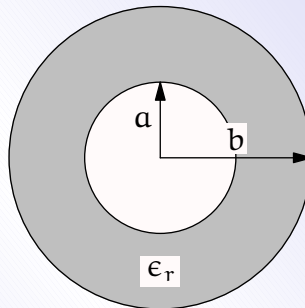
Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

2. Koaxiální vedení





Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 4 z 8

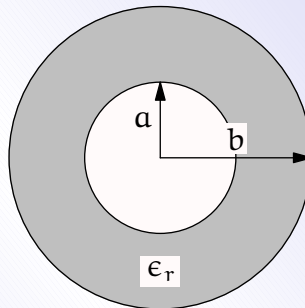
Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

2. Koaxiální vedení



Parametry C a L tohoto vedení se určí jeho geometrickými rozměry a relativní permitivitou (dielektrickou konstantou) ϵ_r jednoduchými vztahy

$$C = \frac{55.63\epsilon_r}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \text{ pF/m,}$$

$$L = 200 \ln\left(\frac{b}{a}\right) \text{ nH/m.}$$

– viz [model](#) vedení.



Pokud jsou ztráty v přenosovém vedení malé, lze parametry R a G stanovit vztahy

$$R \approx 10 \left[\frac{1}{a} + \frac{1}{b} \right] \sqrt{\frac{f_{(\text{GHz})}}{\sigma}} \Omega/\text{m},$$

$$G = \frac{0.3495 \epsilon_r f_{(\text{GHz})} \tan(\delta)}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)} \text{ S/m},$$

kde $\tan(\delta)$ je ztrátová tangenta v dielektrickém materiálu, σ je vodivost vodičů v S/m a $f_{(\text{GHz})}$ je frekvence signálu v GHz. Parametry R a G tedy výrazně **rostou s rostoucí frekvencí** – viz **model** vedení.

Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 5 z 8

Zpět

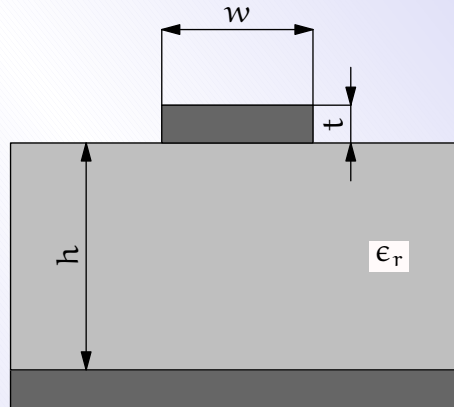
Celá obrazovka

Zavřít

Konec



3. Mikropáskové vedení



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 6 z 8

Zpět

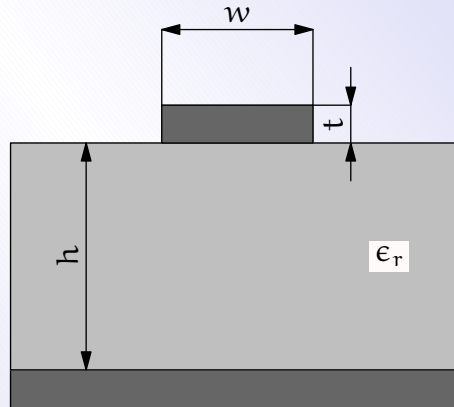
Celá obrazovka

Zavřít

Konec



3. Mikropáskové vedení



Pomocí geometrických rozměrů mikropáskového vedení a dielektrické konstanty ϵ_r lze charakteristickou impedanci určit vztahem

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln\left(\frac{8h}{w_e} + \frac{w_e}{4h}\right) & \text{pro } \frac{w_c}{h} \leq 1, \\ \frac{376.7}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left[\frac{w_e}{h} + 1.393 + 0.667 \ln\left(\frac{w_e}{h} + 1.444\right)\right]^{-1} & \text{jinak,} \end{cases}$$

Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 6 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec



kde

$$\frac{w_e}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + 0.3979 \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(12.5664 \frac{w}{t} \right) \right] & \text{pro } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}, \\ \frac{w}{h} + 0.3979 \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(2 \frac{h}{t} \right) \right] & \text{jinak.} \end{cases}$$

Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 7 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 7 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

kde

$$\frac{w_e}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + 0.3979 \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(12.5664 \frac{w}{t} \right) \right] & \text{pro } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}, \\ \frac{w}{h} + 0.3979 \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(2 \frac{h}{t} \right) \right] & \text{jinak.} \end{cases}$$

Efektivní dielektrická konstanta ϵ_{r_e} nabývá hodnoty mezi ϵ_r a 1 vzhledem k vlastnostem šíření v tomto vedení.



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 7 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

kde

$$\frac{w_e}{h} = \begin{cases} \frac{w}{h} + 0.3979 \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(12.5664 \frac{w}{t} \right) \right] & \text{pro } \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}, \\ \frac{w}{h} + 0.3979 \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(2 \frac{h}{t} \right) \right] & \text{jinak.} \end{cases}$$

Efektivní dielektrická konstanta ϵ_{re} nabývá hodnoty mezi ϵ_r a 1 vzhledem k vlastnostem šíření v tomto vedení.

Pokud je kmitočet signálu nízký natolik, že se **neuplatní** frekvenční **disperse**, platí vztah

$$\epsilon_{re} = 0.5 \left[\epsilon_r + 1 + (\epsilon_r - 1) F \left(\frac{w}{h} \right) \right] - \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t}{h} \sqrt{\frac{h}{w}},$$

kde

$$F \left(\frac{w}{h} \right) = \begin{cases} \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} + 0.4 \left(1 - \frac{w}{h} \right)^2 & \text{pro } \frac{w}{h} \leq 1, \\ \left(1 + 12 \frac{h}{w} \right)^{-0.5} & \text{jinak.} \end{cases}$$

V tomto případě je tedy charakteristická impedace **jen** funkcí rozměrů.



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 8 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

Pokud však **disperse nemůže** být ignorována, pak se efektivní dielektrická konstanta vyjádří vztahem

$$\epsilon_{re}(f) = \left(\frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_{re}}}{1 + 4F^{-1.5}} + \sqrt{\epsilon_{re}} \right)^2,$$

kde

$$F = \frac{40}{3} f_{(\text{GHz})} h \sqrt{\epsilon_r - 1} \left\{ 0.5 + \left[1 + 2 \log \left(1 + \frac{w}{h} \right) \right]^2 \right\}$$



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 8 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

Pokud však **disperse nemůže** být ignorována, pak se efektivní dielektrická konstanta vyjádří vztahem

$$\epsilon_{re}(f) = \left(\frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_{re}}}{1 + 4F^{-1.5}} + \sqrt{\epsilon_{re}} \right)^2,$$

kde

$$F = \frac{40}{3} f_{(\text{GHz})} h \sqrt{\epsilon_r - 1} \left\{ 0.5 + \left[1 + 2 \log \left(1 + \frac{w}{h} \right) \right]^2 \right\}$$

a odpovídající **frekvenčně závislá** charakteristická impedance je určena rovnicí

$$Z_0(f) = Z_0 \frac{\epsilon_{re}(f) - 1}{\epsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_{re}(f)}}.$$



Vedení, základní vztahy

– Návrh transformátoru

Koaxiální vedení

Mikropáskové vedení

Domovská stránka



Strana 8 z 8

Zpět

Celá obrazovka

Zavřít

Konec

Pokud však **disperse nemůže** být ignorována, pak se efektivní dielektrická konstanta vyjádří vztahem

$$\epsilon_{re}(f) = \left(\frac{\sqrt{\epsilon_r} - \sqrt{\epsilon_{re}}}{1 + 4F^{-1.5}} + \sqrt{\epsilon_{re}} \right)^2,$$

kde

$$F = \frac{40}{3} f_{(\text{GHz})} h \sqrt{\epsilon_r - 1} \left\{ 0.5 + \left[1 + 2 \log \left(1 + \frac{w}{h} \right) \right]^2 \right\}$$

a odpovídající **frekvenčně závislá** charakteristická impedance je určena rovnicí

$$Z_0(f) = Z_0 \frac{\epsilon_{re}(f) - 1}{\epsilon_{re} - 1} \sqrt{\frac{\epsilon_{re}}{\epsilon_{re}(f)}}.$$

Pro nižší kmitočty platí $\epsilon_{re}(f) \rightarrow \epsilon_{re}$ a tedy $Z_0(f) \rightarrow Z_0$.