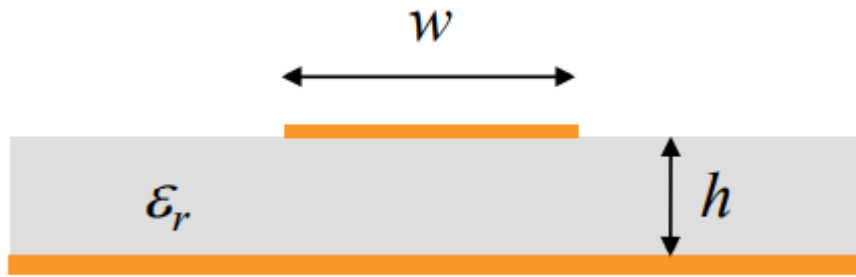


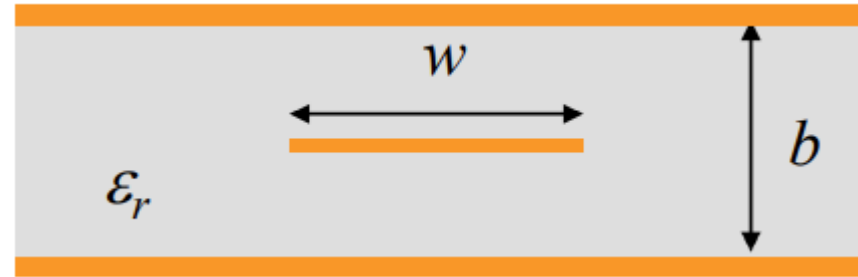
# Microstrip vs stripline vs coplanar line



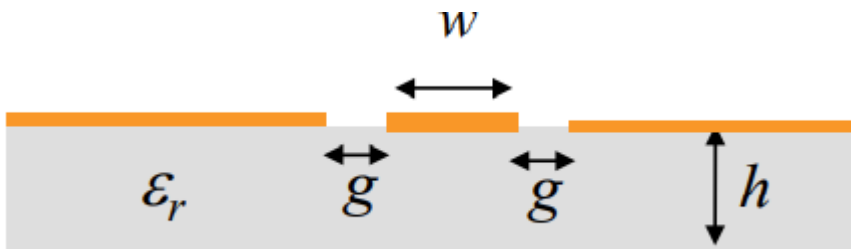
# Linii de transmisie planare



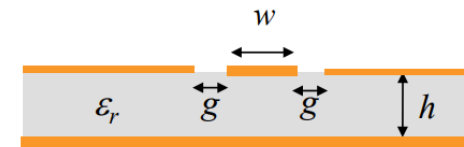
Microstrip



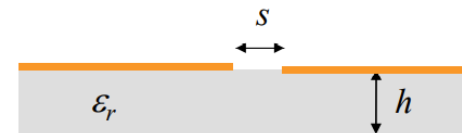
Stripline



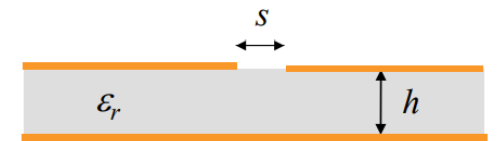
Ghid de undă Coplanar (Coplanar waveguide - CPW)



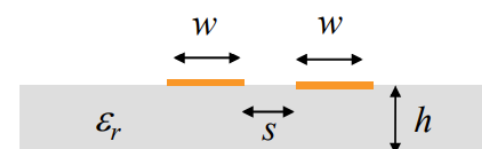
Conductor-backed CPW



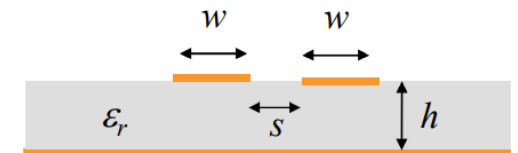
Slotline



Conductor-backed Slotline



Coplanar Strips (CPS)



Conductor-backed CPS

- Stripline este versiunea planară a unui cablu coaxial
- CPS este versiunea planară a unui fir dublu

# Linii de transmisie planare

- Una dintre cele mai frecvent utilizate categorii de linii de transmisie este reprezentată de liniile de transmisie plane, care pot fi realizate cu mare precizie folosind materiale și procese specifice plăcilor de circuit imprimat (PCB), la costuri reduse.
- Aceste linii sunt, de regulă, structuri deschise, multiconductoare, alcătuite dintr-un substrat dielectric solid pe care se depun unul sau două straturi de metalizare. Semnalul și curenții de masă circulă pe conductori diferiți, ceea ce permite ghidarea controlată a undelor electromagnetice.
- Liniile de transmisie plane utilizate la frecvențe de microunde pot fi împărțite în două categorii principale:
  - linii care pot susține un mod de propagare TEM sau quasi-TEM;
  - linii care nu pot susține aceste moduri (de exemplu, ghiduri de undă sau anumite structuri neuniforme).
- Pentru liniile care suportă moduri TEM sau quasi-TEM, determinarea impedanței caracteristice și a vitezei de fază se poate realiza prin calculul capacităților echivalente ale structurii. De asemenea, pierderile în conductori pot fi estimate în funcție de variația impedanței caracteristice și de proprietățile materialelor utilizate.

# TEM vb Quasi-TEM

## Ce este modul TEM?

- **TEM (Transverse Electromagnetic Mode)** înseamnă că:
- câmpul electric (E) și câmpul magnetic (H) sunt **complet transversale** pe direcția de propagare;
- nu există componente ale câmpurilor pe direcția de propagare ( $E_z = 0$  și  $H_z = 0$ ).

## Caracteristici:

- propagare simplă și bine definită;
- viteza de fază depinde doar de mediul dielectric;
- apare în linii cu **doi conductori** (ex: linie coaxială, linie bifilară).

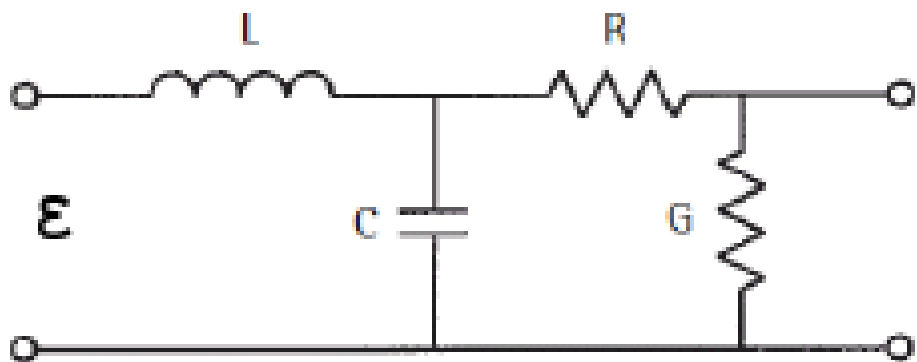
## Ce este modul quasi-TEM?

**Quasi-TEM** este o aproximație a modului TEM, care apare în structuri plane (cum ar fi microstrip sau stripline), unde: câmpurile sunt **aproape transversale**, dar nu perfect; există **componente mici longitudinale** ale câmpurilor; apare din cauza neomogenității mediului (ex: aer + dielectric).

## Caracteristici:

este o aproximație foarte bună la frecvențe nu foarte ridicate;  
permite folosirea metodelor TEM (mai simple) pentru analiză;  
este tipic pentru:  
microstrip  
coplanar waveguide (CPW)

# Linii de transmisie planare



Circuit echivalent pentru liniile de transmisie planare

Termenul **constantă dielectrică  $\epsilon$** , care este proprietatea materialului aflat între conductori, indică practic cât de mult energia electromagnetică este obstrucționată în timp ce se deplasează prin acel material

- **Inductivitatea (L)** apare deoarece un curent trece printr-un conductor metallic. Cu un curent alternativ (care este semnalele RF și cu microunde) parcurgând un conductor, un câmp magnetic este creat de acel curent. Câmpul atinge maximul la amplitudinea maximă a curentului. Când ciclul se inversează și începe să meargă în direcția opusă, câmpul magnetic scade și generează un curent în sens opus. Expansiunea și prăbușirea câmpurilor produc o inductivitate în conductorul care transportă curentul. Dispunerea câmpurilor stabilește o inductivitate pe linia de transmisie care poate fi caracterizat ca o inductivitate pe unitate de lungime. Valoarea acestei inductivități ar trebui să fie relativ scăzută pentru funcționarea corectă a oricărui RF sau linie de transmisie cu microunde, deoarece reactanța inductivă, care este rezultatul ohmic al inductivității, crește cu frecvența și poate cauza probleme pentru circuite de înaltă frecvență.
- **Rezistența R** (ohmi/unitate de lungime) este, de asemenea, asociată cu conductorul metallic și fluxul de curent. De fiecare dată când există un curent care parcurge un conductor metallic, va exista o pierdere deoarece există o anumită rezistență în acel conductor.
- Pentru a construi un condensator, trebuie să existe două plăci separate de un dielectric între ele (**capacitatea C** (farads/unitate de lungime) a liniei de transmisie plană). Această capacitate ar trebui să fie menținută la minimum (la fel ca și inductanța)
- **Conductanța G** (siemens/unitatea de lungime) este cantitatea de scurgere prin dielectric. Există întotdeauna o anumită cantitate de conductanță, pentru că nu există un dielectric perfect. De obicei este o valoare foarte mică, deoarece mulți dielectrici sunt izolatori foarte buni în astfel de aplicații.

# Proprietăți de material

Performanța liniilor de transmisie plane depinde puternic de proprietățile materialelor utilizate, în special de substratul dielectric și de conductor.

## Permeabilitatea relativă ( $\mu_r$ )

- Aceasta este proprietatea unui material care modifică câmpul magnetic în undă.
- Această proprietate este rar utilizată în aplicațiile PCB cu microunde.
- Majoritatea materialelor PCB au  $\mu_r = 1$ .
- Unele finisaje placate utilizate pe PCB-uri au proprietăți feromagnetice ( $\mu_r \gg 1$ ).
- Problemele feromagnetice pot cauza pierderi mai mari de conductor.

## Permitivitatea relativă ( $\epsilon_r$ )

- Determină viteza de propagare și impedanța caracteristică.
- Valori tipice:
  - 2.2 (PTFE, ex. Rogers)
  - 4.3–4.7 (FR4)

## Conductivitate ( $\sigma$ )

- Cuprul este de obicei conductorul pentru PCB-uri și liniile de transmisie imprimate.
- Toate finisajele de placare în tehnologia PCB au o conductivitate mai mică decât cuprul.
- Conductivitate mai scăzută cauzează pierderi mai mari ale conductorului și adâncime mai mare de patrundere în conductor.
- O suprafață de cupru care este aspră va provoca mai multe pierderi de conductor decât dacă suprafața este netedă.

### •Efecte:

- $\epsilon_r$  mare → dimensiuni mai mici, dar pierderi mai mari
- $\epsilon_r$  mic → pierderi reduse, dar dimensiuni mai mari

# Proprietăți de material

## Grosimea substratului (h)

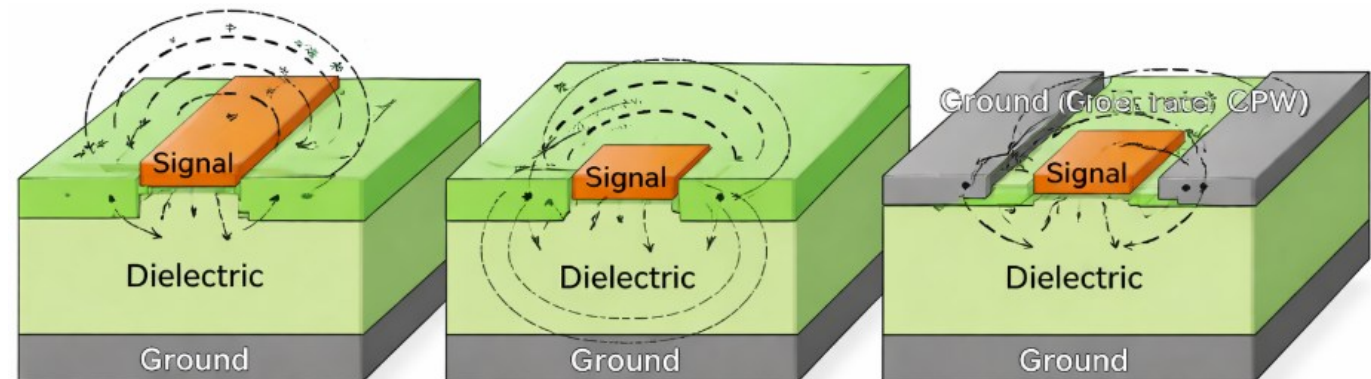
- Influențează impedanța caracteristică și distribuția câmpului.
- Substrat mai gros:
  - impedanță mai mare
  - radiații mai mari (mai ales la microstrip)

## Stabilitatea termică

- Variabilitatea  $\epsilon_r$  cu temperatura
- Importantă pentru aplicații RF de precizie

## Grosimea conductorului (t)

- Influențează rezistența și efectul de piele (skin effect)
- La frecvențe mari, curentul circulă doar la suprafață



# Proprietăți de material

**Permitivitatea relativă  $\epsilon_r$**  (sau constanta dielectrică  $D_k$ ) descrie capacitatea unui material de a stoca energie electrică și de a modifica propagarea câmpului electric. Este o mărime adimensională, cu valori tipice pentru PCB între 2 și 10.

Permitivitatea complexă se exprimă ca:  $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$

unde:

$\epsilon'$  – energia stocată

$\epsilon''$  – energia pierdută

În general,  $\epsilon_r$  scade odată cu creșterea frecvenței.

## Factorul de disipare (Df) / tangenta de pierderi ( $\tan\delta$ )

Factorul de disipare Df (sau  $\tan\delta$ ) caracterizează pierderile dielectrice și este definit ca:  $Df = \tan\delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$

Df mic  $\rightarrow$  pierderi reduse, substrat „rapid”

Df mare  $\rightarrow$  pierderi mari, substrat „lent”

Df crește ușor cu frecvența, dar pentru materiale RF de calitate variația este redusă.

## Alte observații

Permitivitatea poate fi statică (la frecvență zero) sau dependentă de frecvență

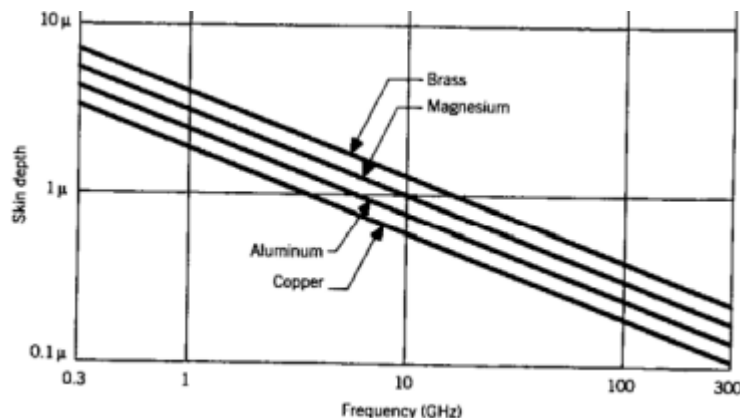
Pentru vid:  $\epsilon_r = 1$

Pentru aer:  $\epsilon_r$  depinde de temperatură, umiditate și presiune

# Adâncimea de pătrundere

- Cu cât frecvența este mai mare, cu atât tendința de a exista efect pelicular crește:
  - Adâncimea de pătrundere a unui conductor este definită ca distanța în conductor (de-a lungul direcției normalei la suprafață) în care densitatea curentului scade la 37% din valoarea sa la suprafață (curentul scade la o valoare neglijabilă la o distanță de aproximativ 4 până la 5 adâncimi de pătrundere)
  - Adâncimea de pătrundere a unui conductor perfect (cu conductivitatea infinită) este zero
  - Conductivitatea metalelor normale (care sunt folosite la conductori) este mare, deși finită, astfel încât adâncimea de pătrundere este, prin urmare, foarte mică la frecvențe de domeniul microundelor.
  - Adâncimea de pătrundere nu depinde de forma conductorului și este distanța măsurată de la suprafața conductorului spre centrul acestuia
  - Adâncimea de pătrundere este invers proporțională cu pătratul frecvenței
  - Efectul pelicular, prin modificarea secțiunii transversale a conductorului cauzează modificarea rezistenței efective a conductorului cu frecvența
  - Efectul pelicular este unul din motivele principale ale pierderilor din liniile de transmisie planare (celălalt este pierderile din dielectric)

Frequency	Copper Skin Depth
50 Hz	9.3mm
10 MHz	21um
100 MHz	6.6um
1 GHz	2.1um
10 GHz	0.66um



$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_0 \sigma}}$$

$\delta$  – Adâncimea de pătrundere

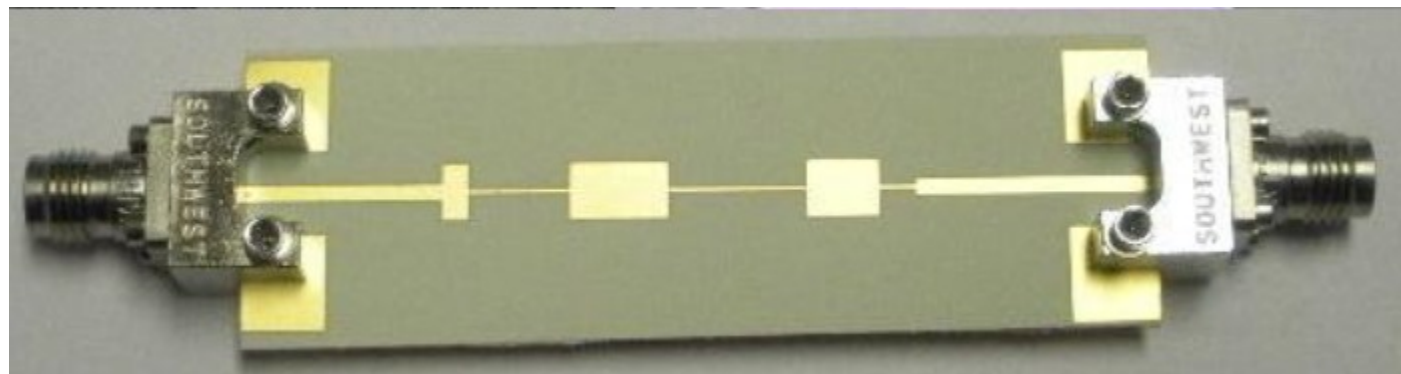
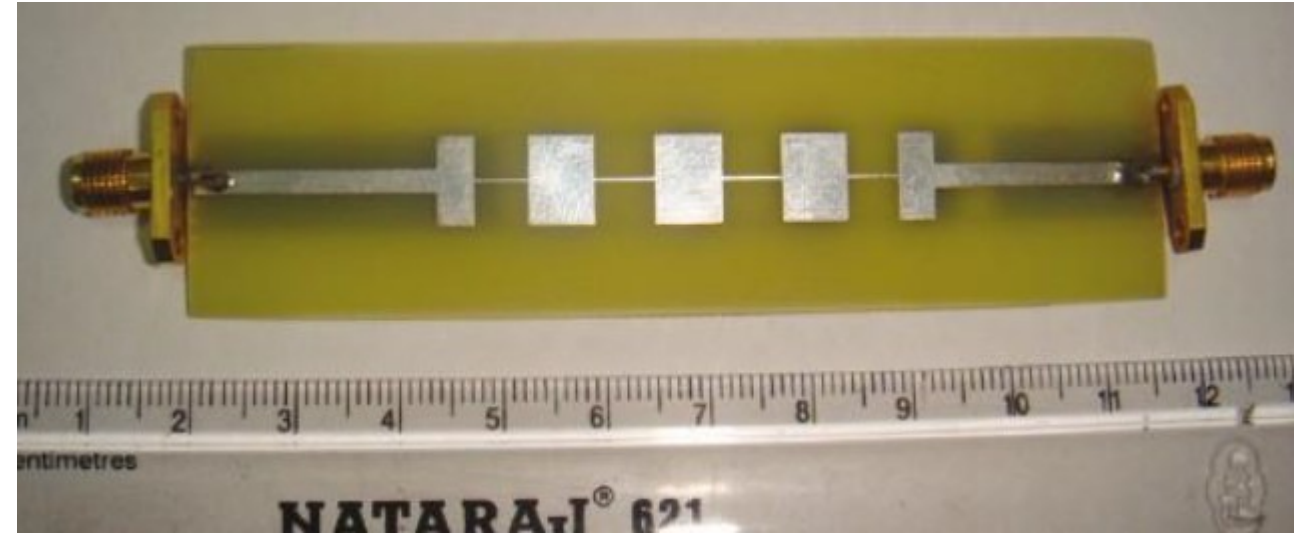
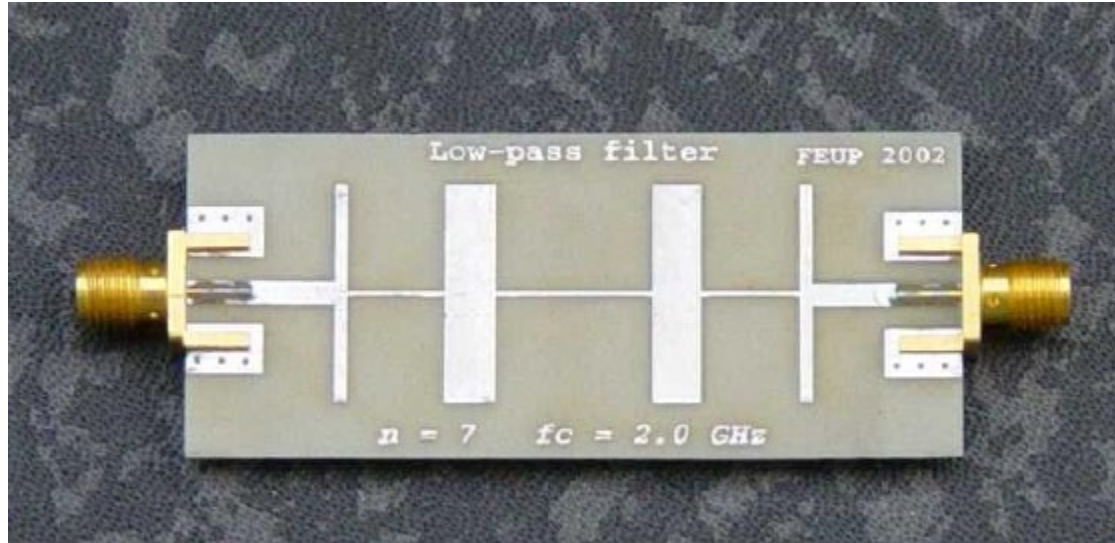
$\mu_0$  – permeabilitatea cuprului ( $4 \cdot 10^{-7}$  H/m)

$\sigma$  – conductivitatea cuprului ( $5.8 \cdot 10^7$  S/m)

f frecvența în Hz.

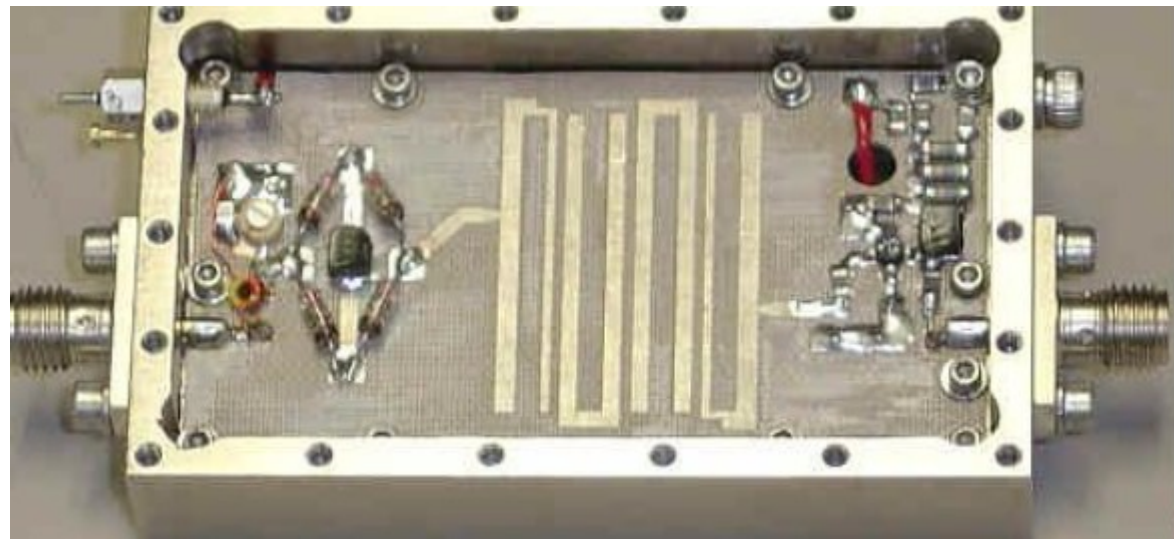
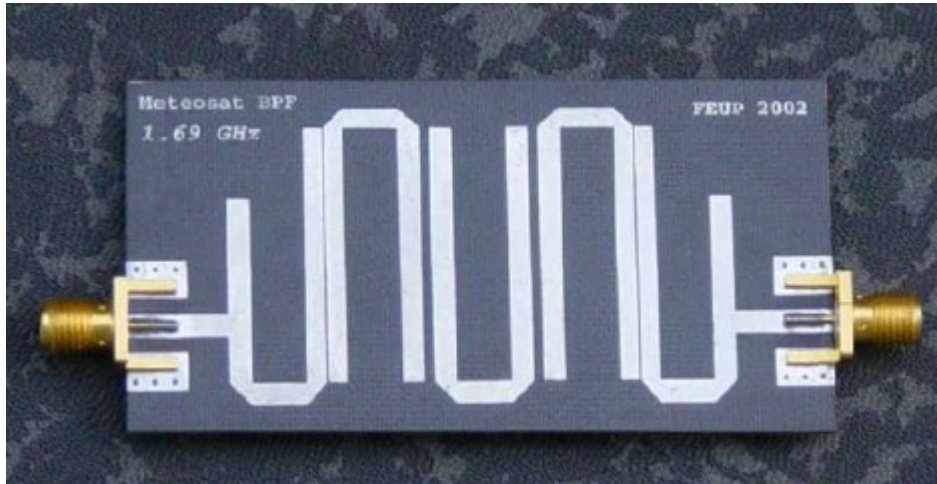
# Aplicații ale liniilor de transmisie planare

## Filtre trece jos



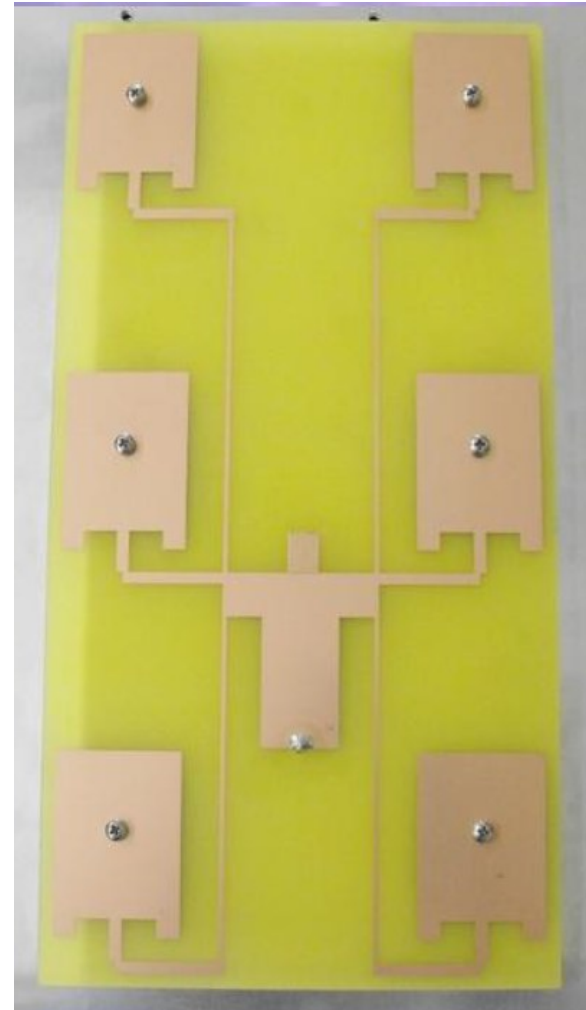
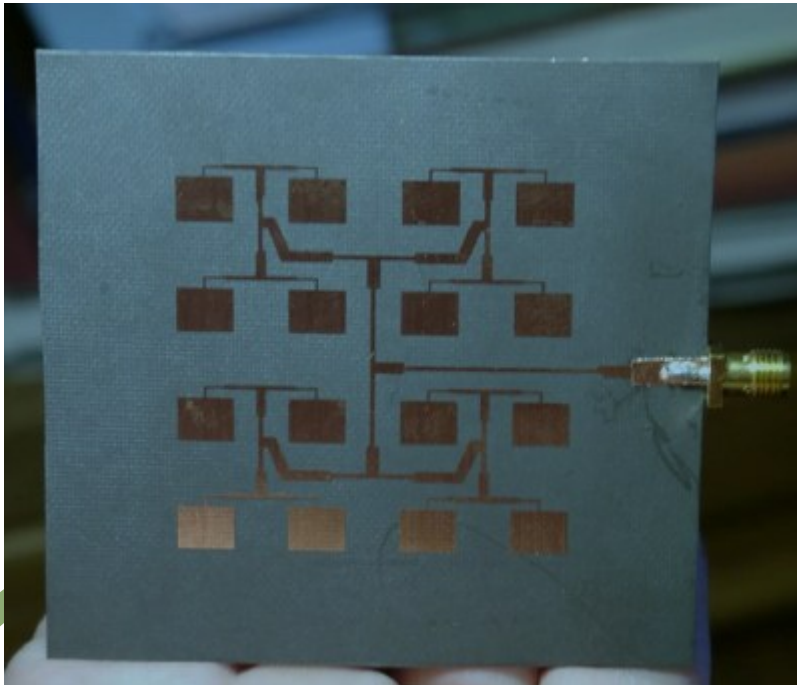
# Aplicații ale liniilor de transmisie planare

## Filtre trece bandă

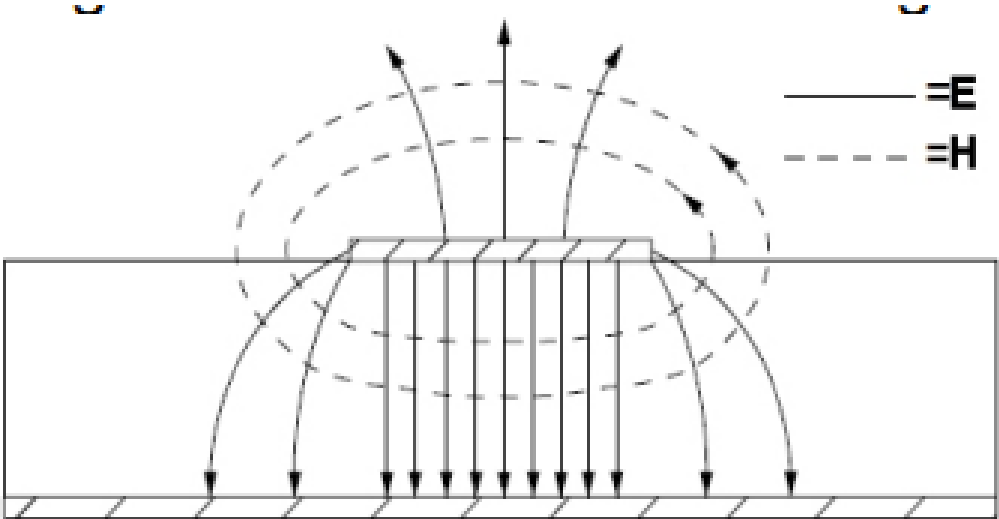
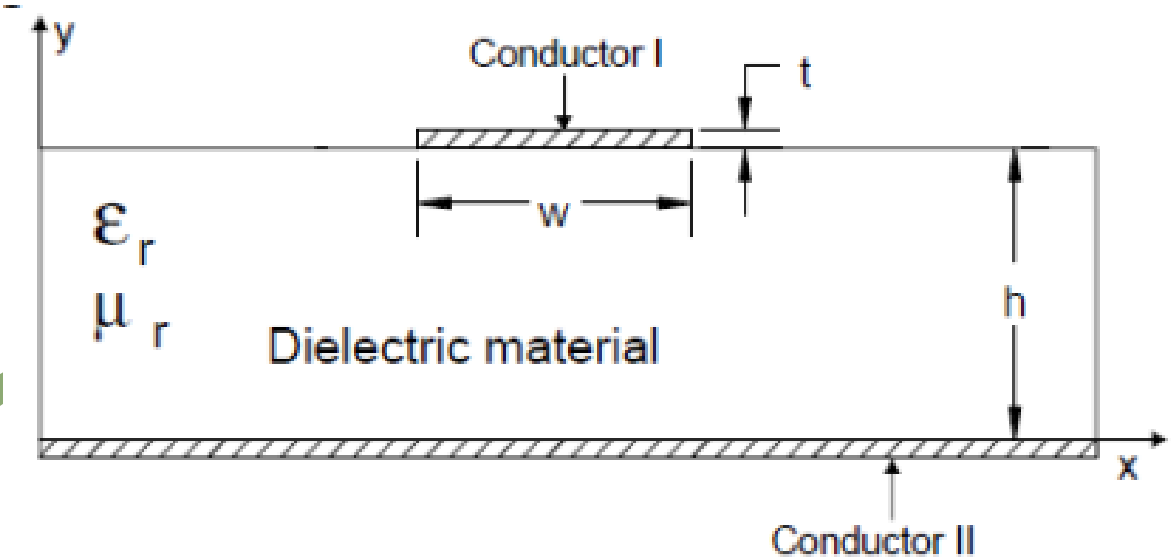
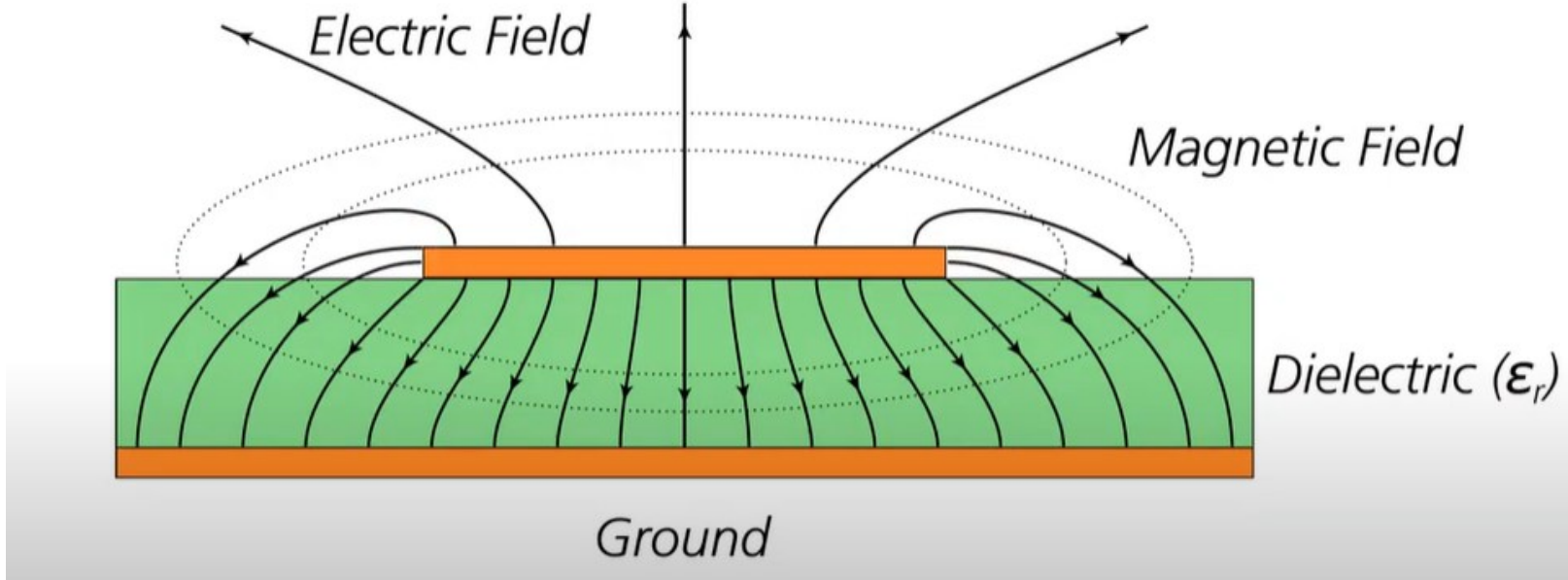


# Aplicații ale liniilor de transmisie planare

## Antene patch



# Microstrip

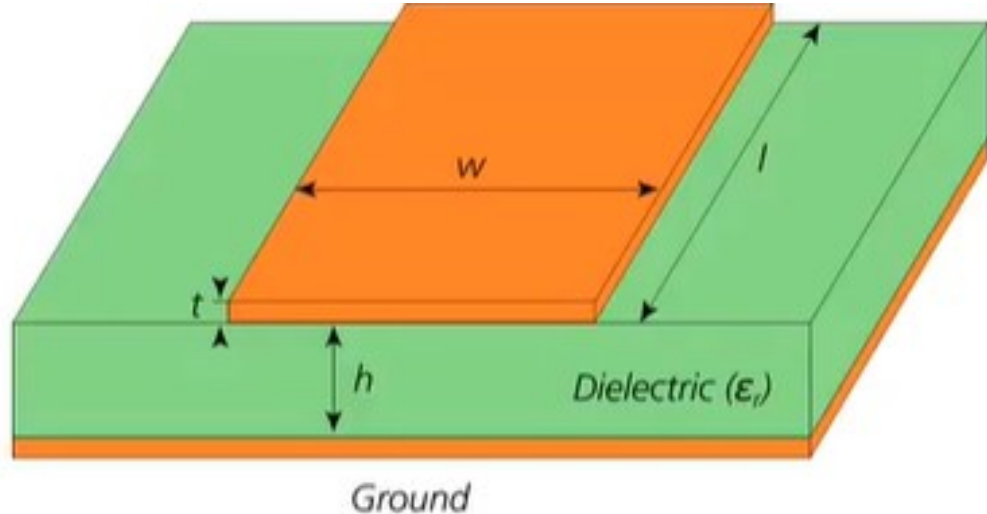


# Microstrip

- În termeni simpli, Microstrip este versiunea cu circuit imprimat a unui fir peste un plan de masă și astfel tinde să radieze odată ce distanța dintre planul de masă și microstrip crește. O grosime a substratului de câteva procente dintr-o lungime de undă (sau mai puțin) minimizează radiațiile fără a forța lățimea benzii să fie prea îngustă.
- Discontinuitatea substratului face ca modul său dominant să fie hibrid (Quasi-TEM) nu TEM
- Întârzierea de propagare ( $t_{pd}$ ):

$$t_{pd}(\text{ns/ft}) = 1.017\sqrt{0.475\epsilon_r + 0.67}$$

# Calcularea impedanței caracteristice a unui microstrip



$$u = \frac{w}{h}$$

$$1 < \epsilon_{eff} < \epsilon_r$$

pentru  $u \leq 1$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{u}}} + 0.041(1 - u)^2 \right]$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8}{u} + 0,25u \right)$$

pentru  $u > 1$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{u}}} \right]$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} [u + 1.393 + 0.667 \ln(u + 1.444)]}$$

# Impactul grosimii microstripului

- Dacă grosimea microstripului nu este neglijabilă, se va calcula și o valoare a lui  $u = \frac{w}{h}$  efectivă:

$$\varepsilon_{eff}(t) = \varepsilon_{eff} + \delta\varepsilon_{eff}$$

$$\delta\varepsilon_{eff} = (\varepsilon_r - 1) \frac{t}{4.6h\sqrt{u}}$$

$$u_{eff} = u + \frac{1.25t}{\pi h} \left( 1 + \ln \frac{4\pi w}{t} \right) \quad \text{pentru } u \leq 1/(2\pi)$$

$$u_{eff} = u + \frac{1.25t}{\pi h} \left( 1 + \ln \frac{2h}{t} \right) \quad \text{pentru } u > 1/(2\pi)$$

# Parametrii ai microstrip

- **Viteza de faza**

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_{eff}}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$$

Viteza de fază este viteza cu care **faza** undei se deplasează de-a lungul liniei.

- **Constanta de propagare**

$$\beta = \sqrt{\epsilon_{eff}} \frac{\omega}{c}$$

Constanta de propagare  $\beta$  măsoară cât de rapid variază faza unui semnal electromagnetic pe unitatea de lungime într-un mediu.

- **Pentru o impedanță caracteristică  $Z_0$  și permitivitate relativă  $\epsilon_r$  date, se poate calcula raportul  $u$ :**

$$\frac{w}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2}, & u \leq 2 \\ \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right], & u > 2 \end{cases}$$

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right)}$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

# Atenuarea (pierderile) din cadrul unui microstrip

- Pierderile în dielectric sunt datorate în mare parte substratului dar și a măștii de protecție( $\alpha_D$ )
- Pierderile din conductor( $\alpha_C$ )
- Pierderile prin radiație( $\alpha_R$ ) datorate radiației energiei din circuit
- Pierderi prin scurgere( $\alpha_L$ ) datorate pierderilor electrice prin dielectric și între conductoare

$$\alpha_T = \alpha_C + \alpha_D + \alpha_R + \alpha_L$$

Pierderile prin radiație depind de:

- Frecvență - cu cât crește frecvența cresc și pierderile prin radiație
- Grosimea circuitului – cu cât grosimea crește cresc și pierderile prin radiație
- Constanta dielectrică - cu cât constanta crește, pierderile prin radiație scad
- Configurația circuitului
- Inițierea semnalului
- Modurile de propagare false
- Tranziții de impedanță și discontinuități

# Atenuarea (pierderile) din cadrul unui microstrip

- În cazul unui microstrip atenuarea semnificativă apare de pierderile din dielectric și cele din conductor

$$\alpha_T = \alpha_C + \alpha_D$$

Considerând microstrip-ul ca și o linie quasi-TEM:

$$\alpha_D = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_{eff} - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_{eff}} (\epsilon_r - 1)}, \text{ Np/m} \quad k_0 = \frac{2\pi f}{c}$$

Unde  $\tan \delta$  este tangenta de pierderi a dielectricului.

$$\alpha_C = \frac{R_s}{Z_0 w}, \text{ Np/m}$$

Unde  $R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma}$  este rezistența de suprafață a conductorului

Se consideră o linie microstrip realizată pe un substrat de FR4 ( $\epsilon_r = 4.4$ ) cu o grosime a dielectricului  $h = 1.5$  mm și o lățime a conductorului  $w = 3$  mm.

- **Cerința A:** Calculați raportul  $u = w/h$ .
- **Cerința B:** Utilizând formula pentru  $u > 1$ , calculați permitivitatea efectivă  $\epsilon_{eff}$
- **Cerința C:** Determinați viteza de fază  $v_p$  a semnalului în această linie.

$$u = w/h = 3 \text{ mm} / 1.5 \text{ mm} = 2.$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{12}{u}}} \right]$$

$$\epsilon_{eff} = 24.4 + 1 + 24.4 - 1 \cdot (1 + 212)^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} = 2.7 + 1.7 \cdot (7)^{-1/2}$$

$$\epsilon_{eff} \approx 2.7 + 1.7 \cdot 0.3779$$

$$\epsilon_{eff} \approx 3.342$$

$$v_p = c / \sqrt{\epsilon_{eff}}, \text{ unde } c \approx 3 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

$$v_p = (3 \cdot 10^8) / \sqrt{3.342}$$

$$v_p \approx (3 \cdot 10^8) / 1.828$$

$$v_p \approx 1.64 \cdot 10^8 \text{ m/s}$$

Un proiectant RF are nevoie de o linie de transmisie microstrip cu o impedanță caracteristică  $Z_0 = 50 \Omega$  pe un substrat Rogers ( $\epsilon_r = 2.2$ ,  $h = 0.5 \text{ mm}$ ).

- **Cerința A:** Calculați coeficienții A sau B (în funcție de valoarea estimată a lui  $u$ ) pentru a determina raportul optim  $w/h$ .
- **Cerința B:** Care ar fi lățimea  $w$  a traseului de cupru necesară?
- **Cerința C:** Explicați cum ar influența o creștere a grosimii substratului  $h$  valoarea impedanței  $Z_0$

### • **Cerința A: Calculul coeficientului B**

Pentru substraturi cu  $\epsilon_r$  mic și impedanțe uzuale, de regulă  $w/h > 2$ .

Folosim formula pentru parametrul  $B$ :

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}}$$

Înlocuind valorile date:

$$B = \frac{377 \cdot 3.1415}{2 \cdot 50 \cdot \sqrt{2.2}} \approx \frac{1184.35}{100 \cdot 1.483} \approx 7.98$$

### **Cerința B: Lățimea $w$**

Relația pentru raportul  $w/h$  este:

$$\begin{aligned} \frac{w}{h} &= \frac{2}{\pi} \left[ B - 1 - \ln(2B - 1) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right] \end{aligned}$$

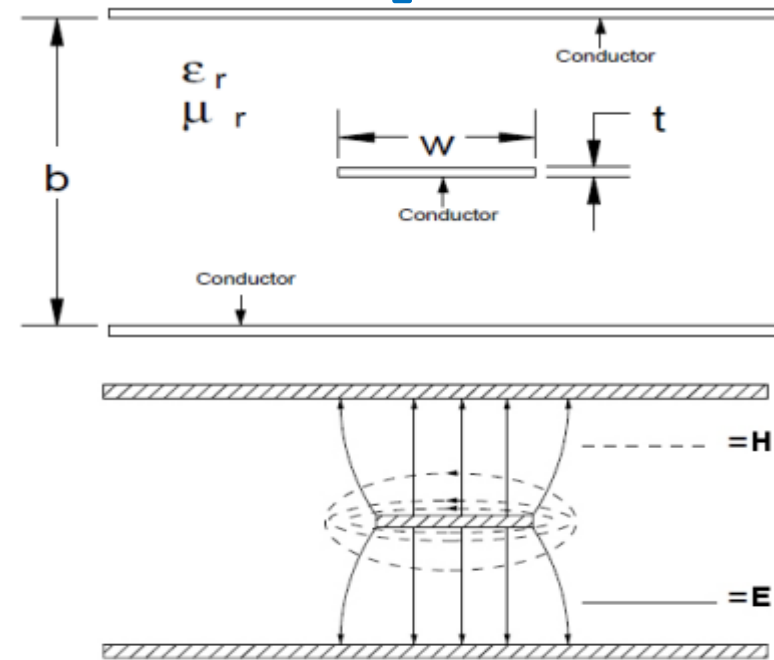
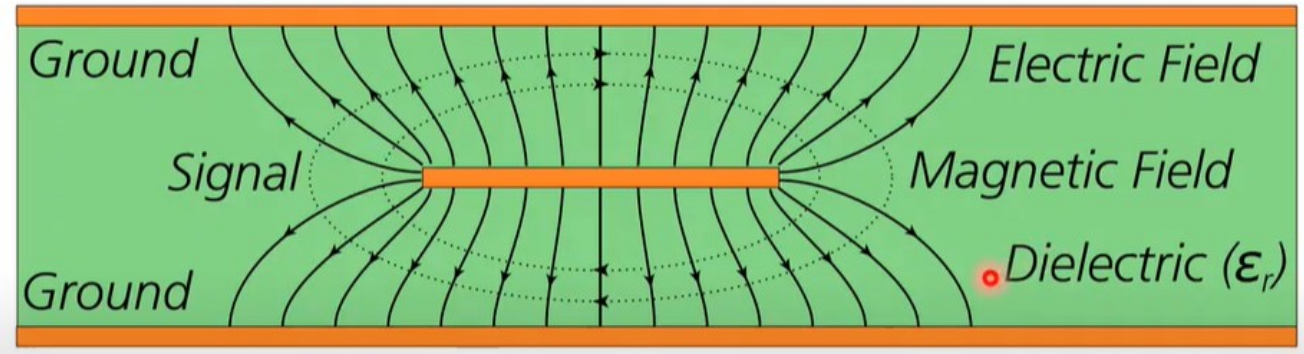
După introducerea valorilor ( $B = 7.98$ ,  $\epsilon_r = 2.2$ )

$$\frac{w}{h} \approx 3.08$$

Deci lățimea conductorului este:

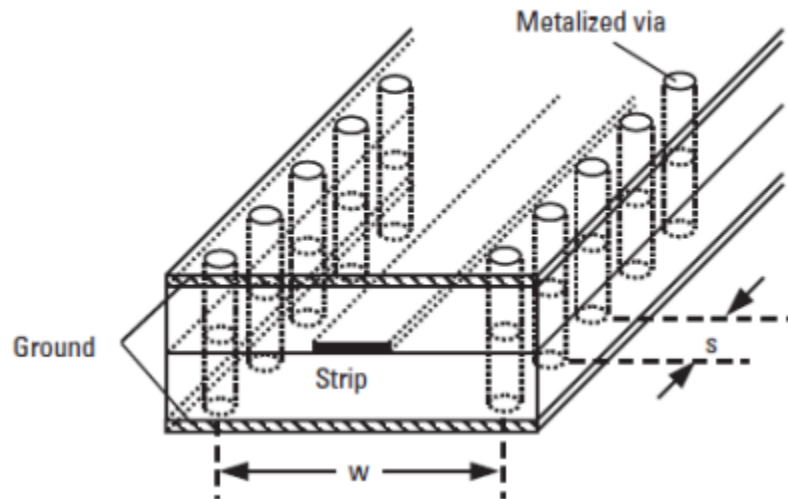
$$w = 3.08 \cdot h = 3.08 \cdot 0.5 \text{ mm} = \mathbf{1.54 \text{ mm}}$$

# Stripline – distribuția de câmp



- Reprezintă un strip (conductor subțire) de grosime  $w$  centrat între 2 plane conductoare late de pământare care au distanța dintre ele egală cu  $h$ . Întreaga regiune dintre cele 2 plane de pământare este umplută cu dielectric
- În practică elementele de tip stripline sunt construite prin gravarea conductorului central pe un dielectric cu pământare de grosime  $h/2$  și apoi acoperirea acestuia cu un alt substrat cu pământare de aceeași grosime
- Se observă că toate câmpurile sunt conținute în interiorul acestei structuri
- Deoarece regiunea dintre cele două plăci exterioare ale Stripline conține doar un singur mediu, viteza de fază și impedanța caracteristică modului dominant TEM nu variază în funcție de frecvență.
- În modul fundamental conductorul fierbinte (din mijloc) este echipotențial (fiecare punct din el este la același potențial).

# Stripline



- Modul de tip placă paralelă poate fi suprimat prin utilizarea găurilor metalice (vias) care conectează cele două planuri de masă. Vias-urile trebuie plasate la intervale mici; distanța recomandată „ $s$ ” este de aproximativ o optime din lungimea de undă în dielectric, pentru a preveni apariția unei diferențe de potențial între planurile de masă.
- În plus, vias-urile formează practic o “cușcă” în jurul benzii conductorului, transformând linia într-o structură asemănătoare cu o linie coaxială de bază.
- Când vias-urile sunt plasate prea aproape de marginea benzii, acestea pot perturba impedanța caracteristică. Separarea între benzi sau interfețe „ $w$ ” trebuie să fie de cel puțin 3 lățimi de bandă, de preferință 5, pentru a minimiza cuplajul.
- Dacă distanța între vias este prea mare, poate apărea un mod pseudoghid de undă dreptunghiular excitat. Frecvența de tăiere a acestui mod este:  $f_c = \frac{c}{2w}$ , unde  $c$  este viteza luminii în dielectric, iar  $w$  este lățimea benzii. Astfel, pentru cea mai mare frecvență de funcționare  $f_{max}$ , trebuie să respectăm condiția:  $w < \frac{c}{2f_{max}}$
- Aceasta garantează că nu există moduri nedorite în structura stripline.

# Parametrii ai stripline

- Viteza de faza

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

- Constanta de propagare

$$\beta = \sqrt{\epsilon_r} \frac{\omega}{c}$$

- Impedanța caracteristică  $Z_0$  :

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{h}{W_e + 0,441h}$$

Unde  $W_e$  este lățimea efectivă a conductorului central care se calculează cu formula:

$$\frac{W_e}{h} = \frac{w}{h} - \begin{cases} 0, \frac{w}{h} > 0.35 \\ (0.35 - w/h)^2, \frac{w}{h} > 0.35 \end{cases}$$

În cazul acestei formule se consideră că grosimea stripului este zero și nu este foarte exactă  
Întârzierea de propagare ( $t_{pd}$ ) pentru o anumită lungime este funcție de permitivitatea relativă

$$t_{pd} \text{ (nsec/ft)} = 1.017 \sqrt{\epsilon_r}$$

# Parametrii ai stripline

- Pentru o impedanță caracteristică  $Z_0$  și permitivitate relativă  $\epsilon_r$  și înălțimea  $h$  date, se poate calcula raportul  $u$ :

$$u = \frac{w}{h} = \begin{cases} x, & \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120 \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x}, & \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120 \end{cases}$$

$$x = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} - 0.441$$

# Atenuarea (pierderile) din cadrul unui stripline

- În cazul unui microstrip atenuarea semnificativă apare de pierderile din dielectric și cele din conductor:

$$\alpha_T = \alpha_C + \alpha_D$$

Considerând microstrip-ul ca și o linie TEM:

$$\alpha_D = \frac{k \tan \delta}{2}, \text{ Np/m}$$

$$k = \frac{\omega \sqrt{\epsilon_r}}{c} \quad \text{Unde } \tan \delta \text{ este tangenta de pierderi a dielectricului.}$$

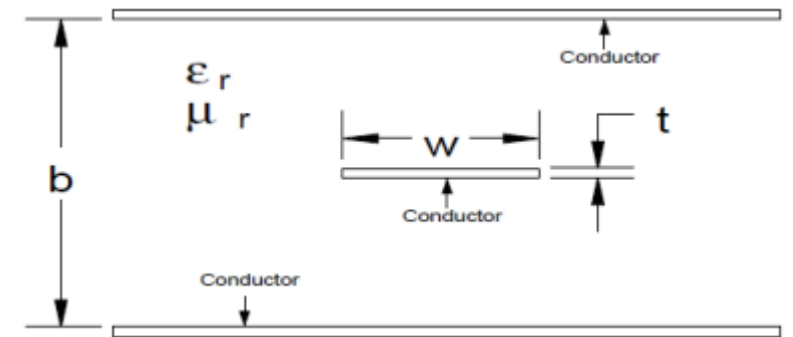
$$\alpha_C = \begin{cases} \frac{2.7 \cdot 10^{-3} R_s \epsilon_r Z_0}{30\pi(h-t)} A, & \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120 \\ \frac{0.16 R_s}{Z_0 h} B, & \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120 \end{cases}, \text{ Np/m}$$

Unde  $R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma}$  este rezistența de suprafață a conductorului

$$A = 1 + \frac{2w}{h-t} + \frac{1}{\pi} \frac{h+t}{h-t} \ln \left( \frac{2h-t}{t} \right)$$

$$B = 1 + \frac{h}{0.5w + 0.7t} \left( 0.5 + \frac{0.414t}{w} + \frac{1}{2\pi} \ln \frac{4\pi w}{t} \right)$$

Unde  $t$  este grosimea strip-ului



O linie stripline este inserată între două plane de masă separate la o distanță:  $h = 2 \text{ mm}$ , Substratul are o permitivitate:  $\epsilon_r = 3.5$ , Lățimea conductorului central este:  $w = 0.8 \text{ mm}$

**Cerința A: Calculați lățimea efectivă  $W_e$**

**Cerința B: Determinați impedanța caracteristică  $Z_0$**

**Cerința C: Calculați constanta de propagare  $\beta$**

Raportul dintre lățimea conductorului și distanța dintre plane este:

$$\frac{w}{h} = \frac{0.8}{2} = 0.4$$

Fiindcă grosimea conductorului  $t \approx 0$ , corecția pentru efectul grosimii este neglijabilă:

$$W_e = w = 0.8 \text{ mm}$$

Formula pentru Stripline este:

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{1}{\frac{w}{h} + 0.441}$$

Înlocuind valorile cunoscute ( $w/h = 0.4$ ,  $\epsilon_r = 3$ )

$$Z_0 = \frac{94.24}{\sqrt{3.5}} \cdot \frac{1}{0.4 + 0.441} = \frac{94.24}{1.87 \cdot 0.841} \approx \frac{94.24}{1.57} \approx 60 \Omega$$

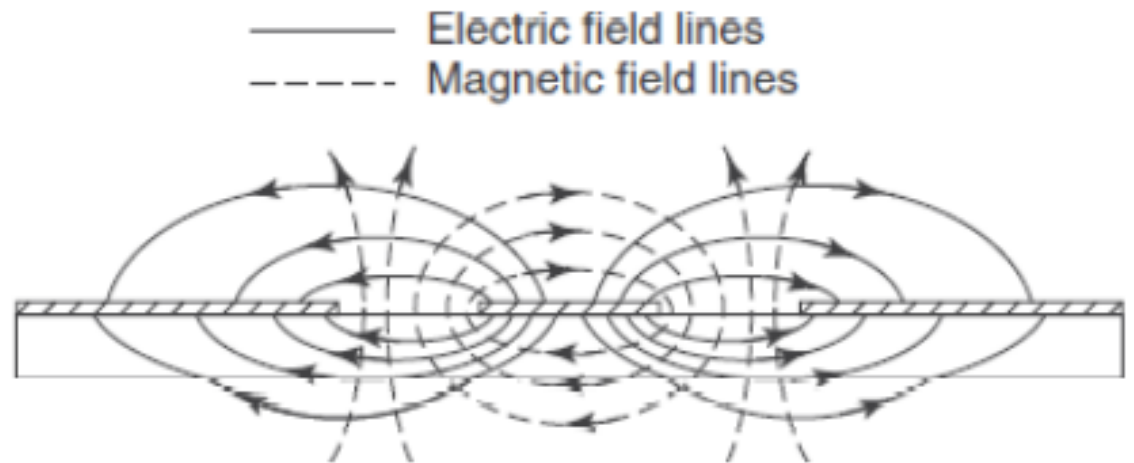
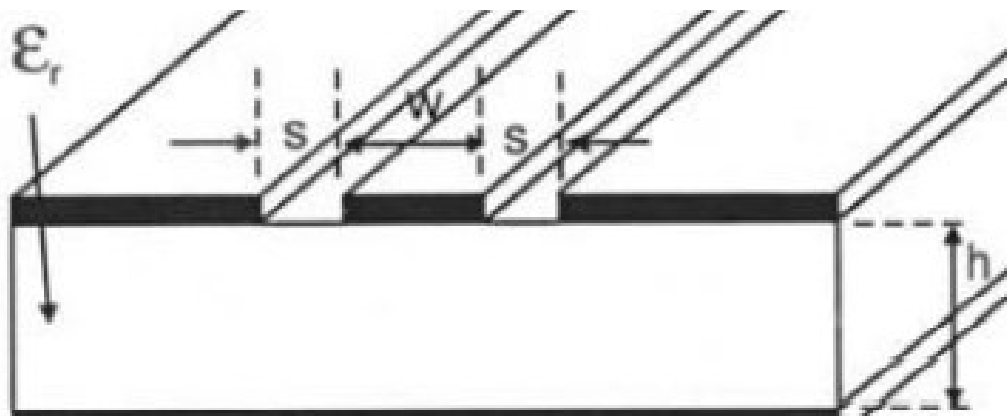
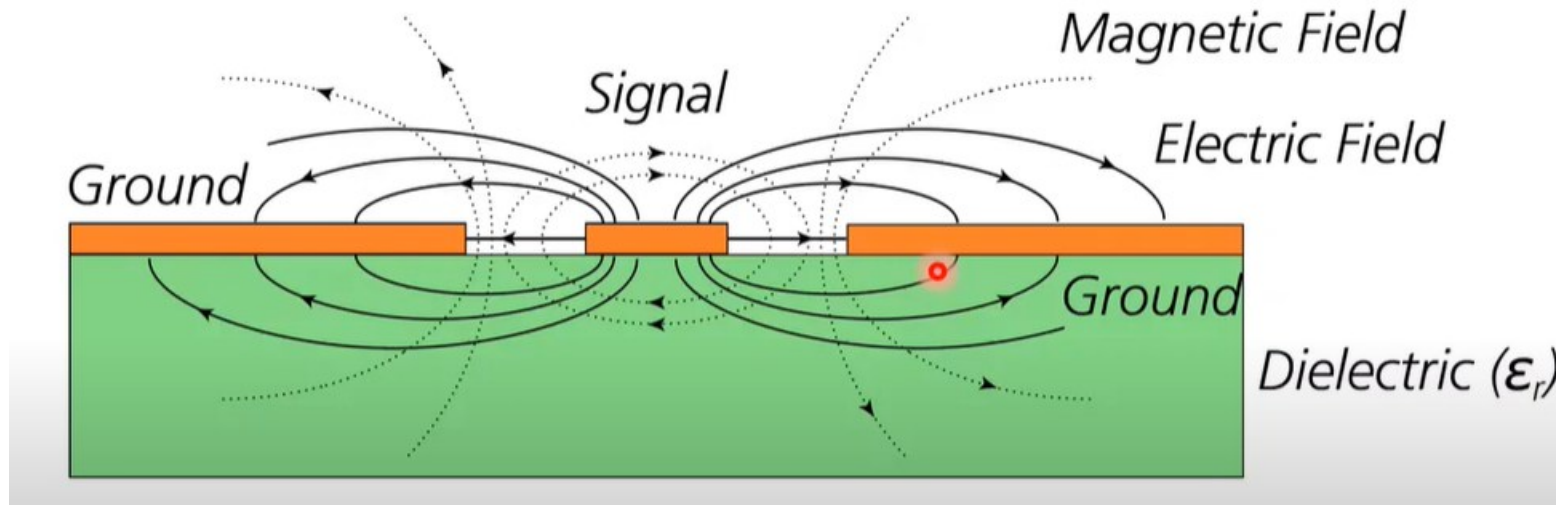
Constanta de propagare se calculează cu formula:

$$\beta = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}}{c}$$

Deoarece mediul este omogen, se folosește direct  $\epsilon_r$ . Dacă calculăm acest parametru pentru o frecvență de 1 GHz :

$$\beta = 3 \cdot 10811.747 \cdot 109 \approx 39.16 \text{ rad/m}$$

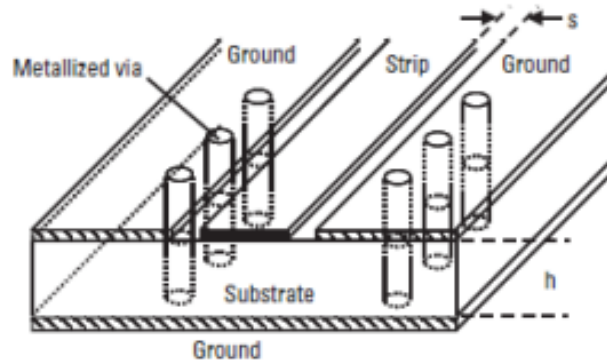
# Ghid de undă Coplanar (CPW)



# Ghid de undă Coplanar (CPW)

- Atât straturile de semnal cât și cele de pământare sunt pe aceeași parte a dielectricului
- Conductoarele creează o fâșie centrală flancată de 2 planuri de pământare. Dimensiunea fâșiei centrale, golul, grosimea și permitivitatea dielectricului, determină constanta dielectrică efectivă, impedanța caracteristică și atenuarea
- Golul din ghidul de undă coplanar este de obicei foarte mic și suportă câmpuri electrice concentrate în primul rând în dielectric. Cu un câmp marginal mic în spațiul aerian, ghidul de undă coplanar prezintă o dispersie scăzută. Pentru a concentra câmpurile în suprafața substratului și pentru a minimiza radiația, grosimea substratului dielectric este de obicei, setată egală cu aproximativ de două ori lățimea golului.
- De obicei modul de propagare este quasi-TEM . La frecvențe mai înalte câmpul tinde să fie de natură TE
- Circuitul analog este o linie de transmisie cu 3 fire
- La fel ca Stripline, CPW are două planuri de masă, care trebuie menținute la același nivel de potențial pentru a preveni propagarea modurilor nedorite.
- Dacă împământările sunt la potențiale diferite, modul CPW va deveni neuniform

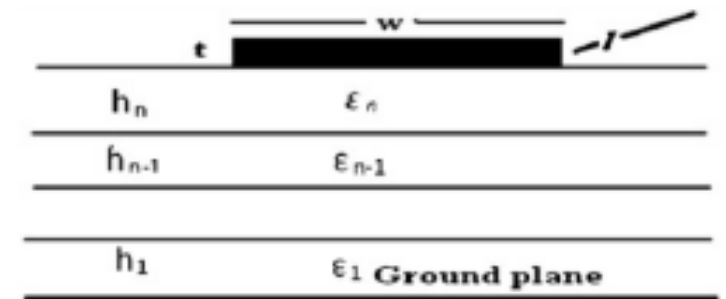
# Ghid de undă Coplanar cu pământare(GCPW)



- Este folosit pe plăci de circuite imprimate ca un alternativă la linia Microstrip. Decalajul  $s$  dintre bandă și sol este de obicei mai mic decât grosimea  $h$  a substratului, deci câmpul GCPW este concentrat între bandă și planul de masă al substratului și GCPW se comportă ca Microbandă. Odată cu canalele care conectează planurile de masă, GCPW este mai puțin predispus la radiație și are o izolare mai mare decât Microstrip.
- Constanta dielectrică efectivă pentru o astfel de structură este cu 15% mai mică decât în cazul unui microstrip
- Efectul substratului dielectric finit este aproape ignorabil dacă  $h$  depășește  $2b = W+2s$ .
- În plus, pentru a evita radiația câmpului în aer, este foarte important să folosiți substraturi cu o constantă dielectrică ridicată, cu valori recomandate mai mari de 10, astfel încât câmpul electromagnetic este concentrat în principal în interiorul dielectricului.

# Linii de transmisie microstrip multistrat

- O linie de transmisie microstrip poate fi proiectată cu diferite configurații ale substraturilor dielectrice care pot fi materiale singulare, duble sau multistrat
- Necesitatea utilizării substraturilor de tip multistrat crește la înaltă frecvență
- Folosirea substratelor multistrat are numeroase avantaje precum:
  - Capabilitatea de a reduce pierderile și de a controla coeficientul de expansiune
  - Este o soluție alternativă la combinația dintre substrat și stratul semiconductor dă o structură cu unde lente
  - Sustratul multistrat este, de asemenea, utilizat în proiectarea antenei, unde prezintă un câștig bun de imunitate la undele de suprafață și îmbunătățirea lățimii de bandă, pe lângă integrarea mecanică bună



# Parametrii care afectează performanța structurilor planare

## Stripline

- Lățimea conductoarelor
- Grosimea substratului (distanța dintre 2 planuri de pământare).
- Distanța de la stripline la planurile de pământare de sus și jos.
- Rugozitatea suprafeței cuprului.
- Constanta dielectrică a substratului  $D_k$ .

## Microbandă

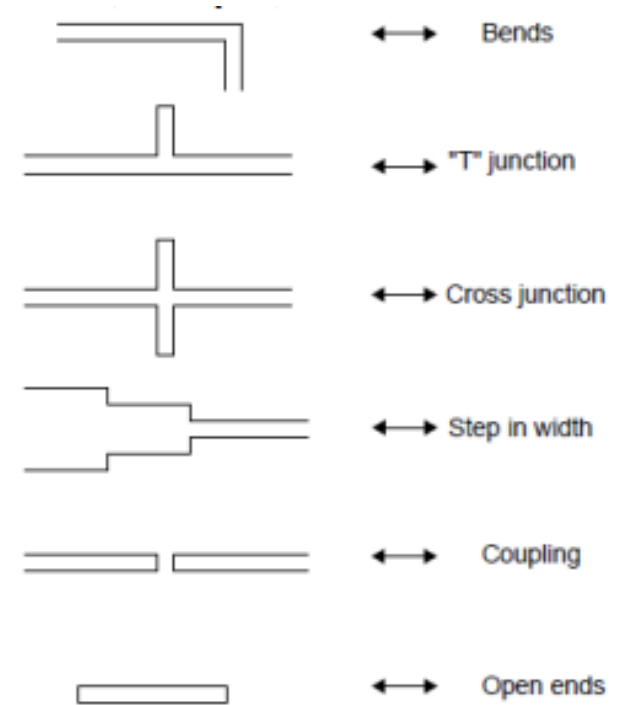
- Latimea conductorului.
- Grosimea substratului.
- Rugozitatea suprafeței cuprului
- Constanta dielectrică a substratului  $D_k$ .

## Ghid de undă coplanar împământat (GCPW)

- Lățimea conductorului.
- Spațiere coplanară.
- Grosimea cuprului.
- Efect trapezoidal conductor.
- Rugozitatea suprafeței cuprului.
- PTH (Plated Through Hole) prin locație.
- Grosimea substratului.
- Constanta dielectrică a substratului  $D_k$ .

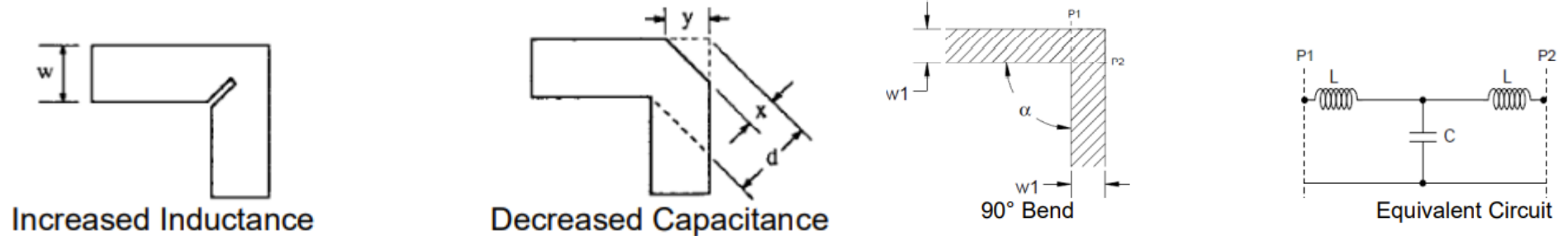
# Discontinuități în structurile de tip microstrip

- O discontinuitate a unui microstrip este cauzată de o modificare abruptă a unei geometrii a conductorului care duce la o modificare a distribuției de câmp electric și magnetic lângă discontinuitate
- Câmpul electric modificat duce la creșterea capacității, în timp ce distribuția câmpului magnetic va duce la o modificare a inductivității
- Discontinuități întâlnite în mod obișnuit în dispunerea circuitelor practice Microstrip sunt: trepte, capete deschise, coturi și joncțiuni.

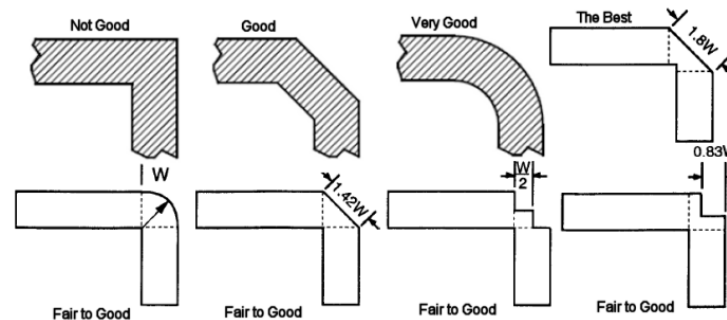


# Coturi

- Sunt cele mai frecvent întâlnite ca discontinuități
- Cea mai simplă îndoire este îndoirea la  $90^\circ$ . Această îndoire nu funcționează cu mult peste câțiva GHz, datorită unui VSWR ridicat. Același lucru este valabil și pentru coturile cu unghiuri  $\alpha$  mai mari de  $90^\circ$ .
- Efectul de discontinuitate îndoire va crește cu frecvența, cu numărul de coturi utilizate în cascadă, și cu lățimea liniei.
- Compensarea pentru îndoirea Microstrip poate utiliza fie inductanță crescută, fie tehnici de scădere a capacității



Experimente asupra diferitelor îndoiri au determinat ca scăderea coeficienților de reflexie de intrare se poate face dacă îndoirea este teșită



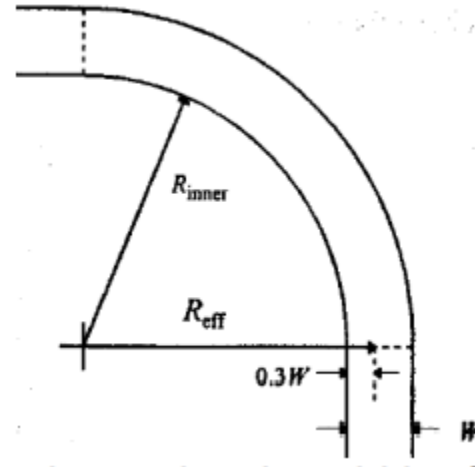
Configurațiile sunt aplicabile pentru:

$$2.5 \leq \epsilon_r \leq 25$$

$$W/h \geq 0.25$$

# Coturi

- În unele cazuri curbarea fâșiei de conductor este mai bună decât teșirea lui

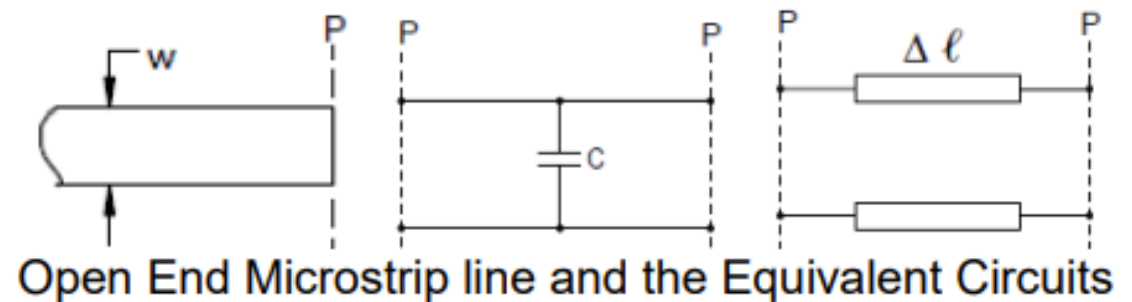
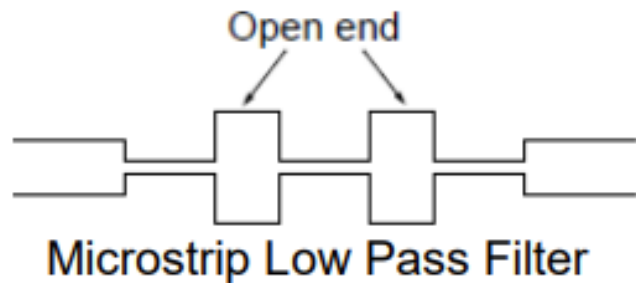


Când raza de curbă este mai mare de două ori față de lățimea liniei, principalul efect parazit este o modificare a lungimii efective a liniei. Lungimea efectivă a curbei ( $3 < R/W < 7$ ) poate fi estimată presupunând că raza efectivă este:

$$R_{eff} = R_{inner} + 0.3W$$

# Capete deschise

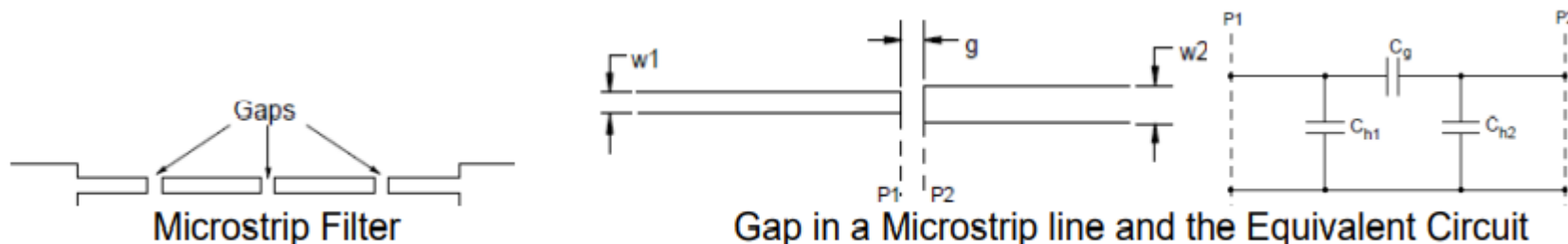
- Se regăesc de fiecare dată când un microstrip are o terminație
- La capătul deschis al unei linii Microstrip cu o lățime de  $w$ , câmpurile nu se opresc brusc, dar se extinde puțin mai departe din cauza efectului câmpului marginal. Acest efect poate fi modelat fie cu o capacitate de șunt echivalentă  $C$ , fie cu o lungime echivalentă a liniei de transmisie  $\Delta l$ .



Cel mai simplu mod de a compensa creșterea lungimii liniei este reducerea lungimea liniei proiectate cu valoarea corectă.

# Deschideri de cuplaj

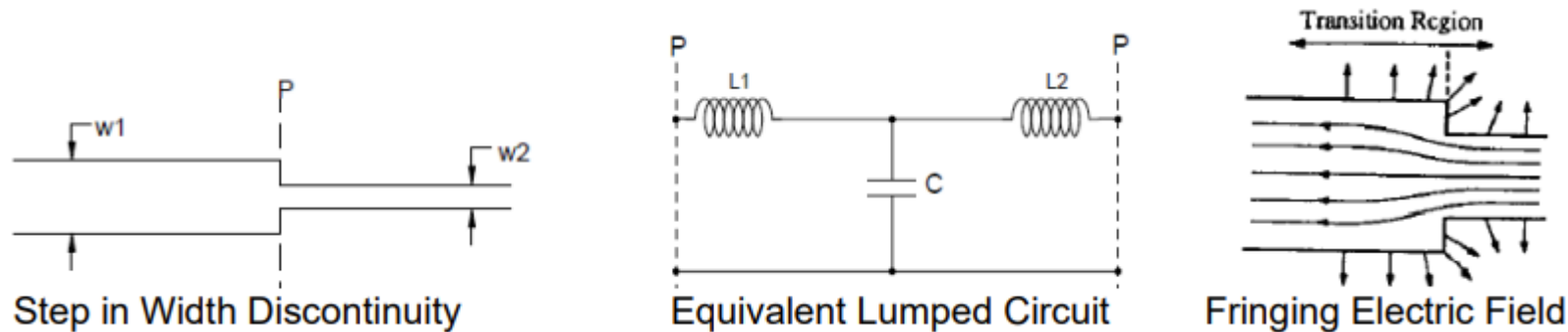
- Este un tip de discontinuitate care poate fi găsit la filtrele microstrip



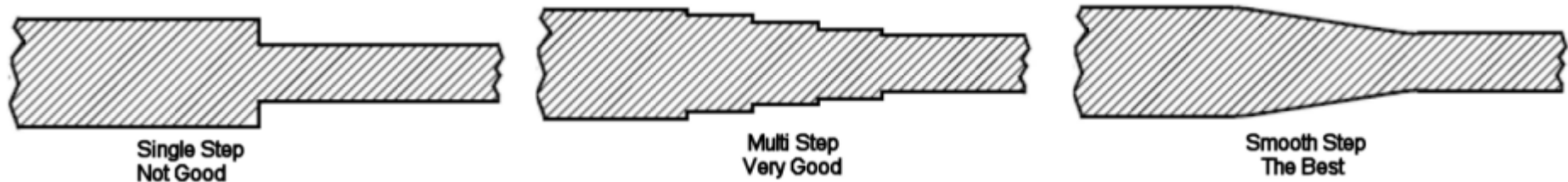
- Un interval într-o linie Microstrip poate fi reprezentat în mod echivalent ca un circuit  $\pi$  de condensatoare. Acest circuit între cele două plane de referință  $P_1$  și  $P_2$  la fiecare capăt al golului constă dintr-o capacitate de cuplare în serie  $C_g$  și două capacități paralele  $C_{h1}$  și  $C_{h2}$  între capetele deschise ale conductorului și pământ.
- Pentru goluri înguste,  $C_{h1}$  și  $C_{h2}$  se apropie de zero și  $C_g$  crește.
- Pentru un decalaj foarte mare, valorile capacității  $C_g$  se apropie de zero și aceasta discontinuitatea devine echivalentă cu un circuit deschis.

# Joncțiune pas

- Discontinuitatea poate fi găsită în multe dispozitive: Potrivire Rețele, transformatoare  $\lambda/4$ , cuplaje direcționale  $\lambda/4$  în mai multe trepte, Divizoare/Combinatoare și filtre microstrip.
- Efectul parazit al unei joncțiuni Step este similar cu cel al unui Open-End.

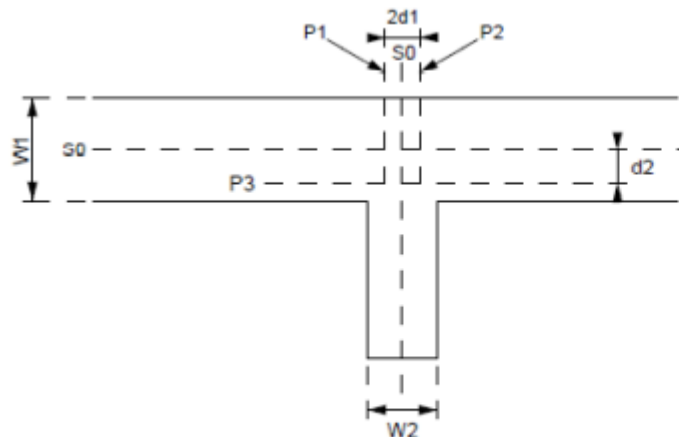


- În ceea ce privește elementele distribuite, capacitatea de discontinuitate  $C$  are ca efect o creștere a lungimii liniei largi  $w_1$  și o scădere egală a lungimii liniei înguste  $w_2$ .
- Pentru a compensa excesul de capacitate, se poate face ca linia mai largă  $w_1$  să fie electric mai lungă cu o lungime  $\Delta l$ .
- De asemenea, există o tehnică de tapering aplicată pentru a reduce discontinuitatea asociată cu o joncțiune de acest gen.

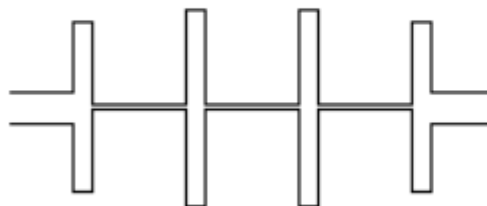
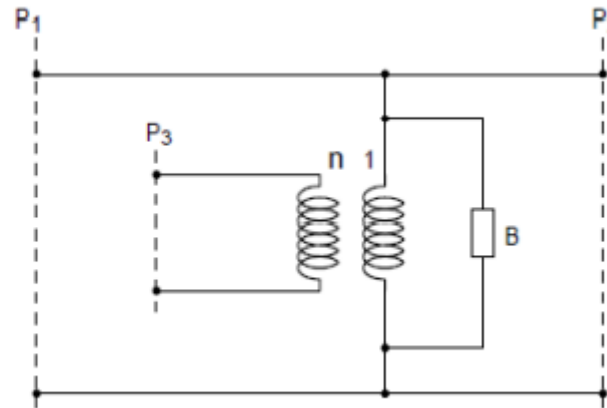


# Joncțiuni în T și în cruce

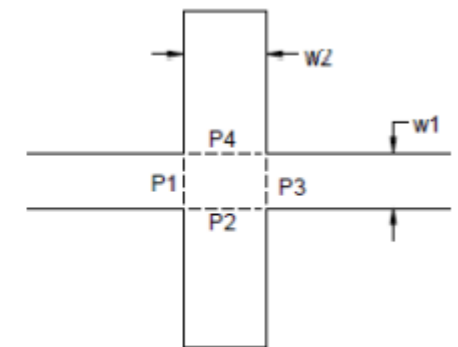
- Discontinuitatea este poate cea mai importantă discontinuitate așa cum se găsește în circuite ca rețele de potrivire a impedanței, filtre stub și cuplaje direcționale ca „Branch-Line” și „Rat-Race”
- Joncțiunile pot fi compensate cu ușurință pentru decalările planului de referință prin simpla reglare a lungimilor diferitelor linii.



T-Junction discontinuity and the Equivalent Circuit



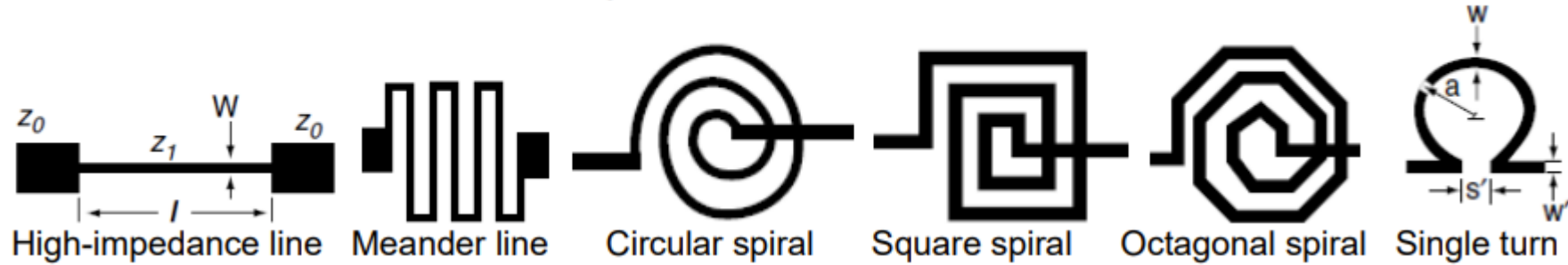
Microstrip Notch Filter using Cross-Junctions



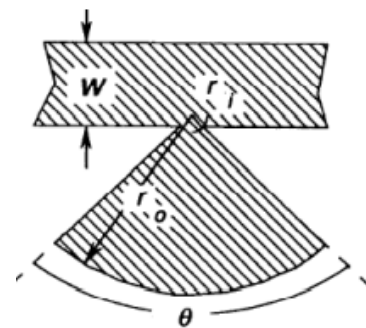
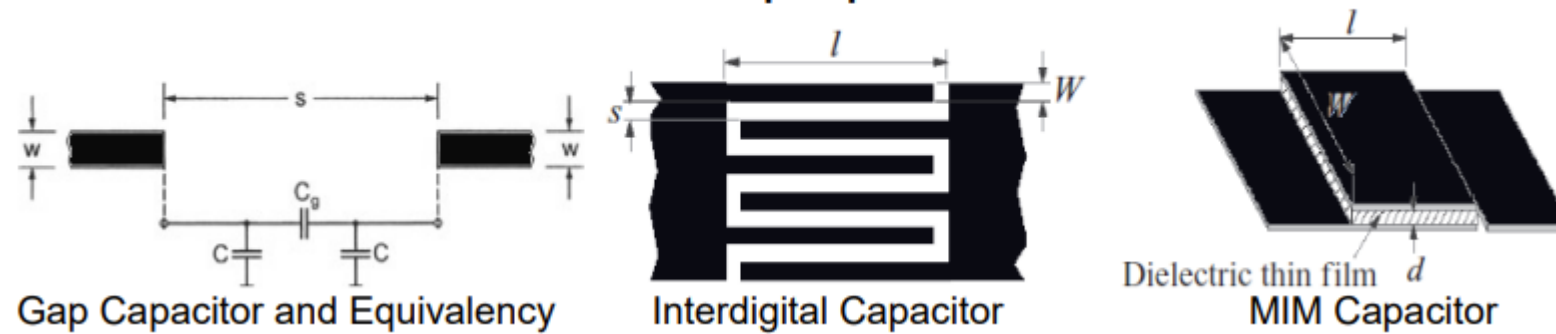
Cross-Junction discontinuity

# Alte componente microstrip

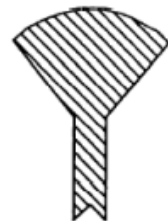
## Types of Microstrip Inductors



## Microstrip Capacitors



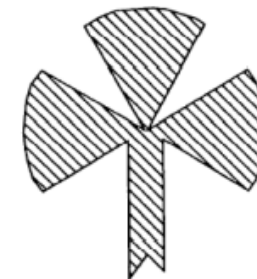
Radial Stub Elements



Series Radial Stub



Shunt Radial Stub



Three 60° Radial Stub

# Bibliografie

<https://www.youtube.com/watch?v=4vaZIMmC3zk>

<https://www.youtube.com/watch?v=TEBohef7sWA>

ECE 5317-6351 Microwave Engineering Prof David R. Jackson Notes 11 Waveguide structures Part 6: Planar Transmission Lines 2018

EELE 3332 Electromagnetic II Microstrip Transmission Lines Islamic University of Gaza, Dr. Talal Skaik 2013

<https://www.qsl.net/va3iul/>