

Curs 2

Colocvii - 30% (teorie + probleme)

Interes pentru disciplină - 10% (prezentare powerpoint)

Evaluări periodice - 30%

Laborator - 30%

Introducere

Emitator $\rightarrow$ Gunn

Modulator $\rightarrow$ PAM

Receptor $\rightarrow$ Shockley

Aplicații:

$\rightarrow$ Radioastronomie

$\rightarrow$ Telecomunicații

$\rightarrow$ Navigație

$\rightarrow$ Radar

$\rightarrow$ Medicină (diatermie)

$\rightarrow$ Armată

Microundele: unde electromagnetice cu lung. de undă cuprins între

$$f = 300 \text{ MHz} \div 300 \text{ GHz}$$

$$\lambda = \frac{1 \text{ m}}{\div} 0,1 \text{ cm (1 mm)}$$

$$\lambda = \frac{30 \text{ cm}}{300 \text{ GHz}} = 0,1 \text{ cm} = 1 \text{ mm}$$

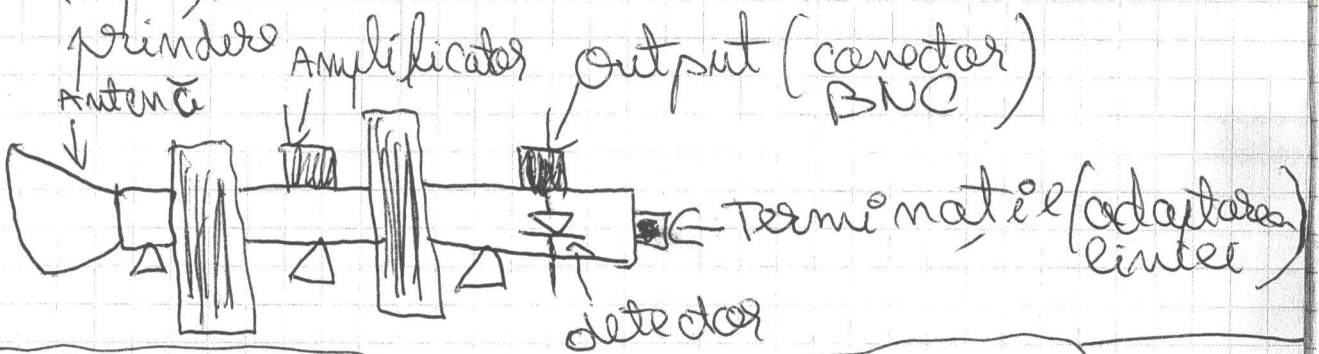
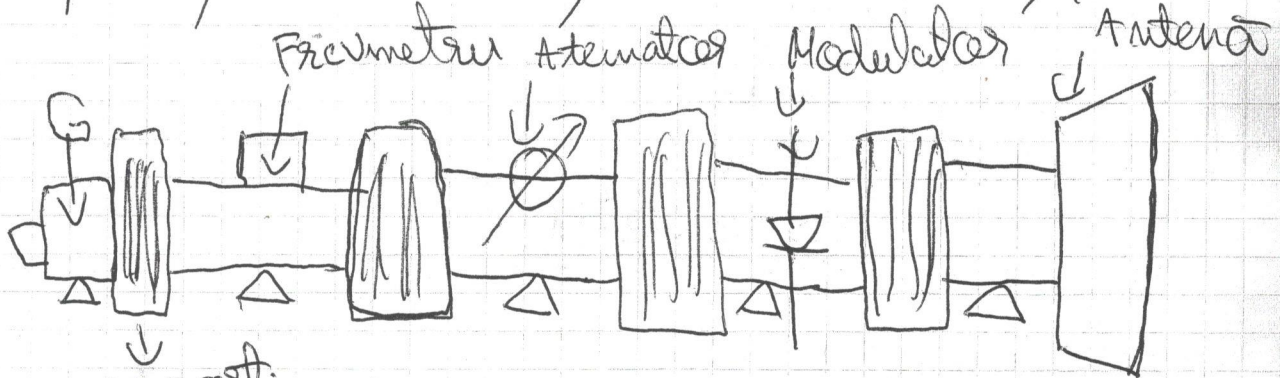
$$\lambda = \frac{30 \text{ cm}}{0,3 \text{ GHz}} = 100 \text{ cm} = 1 \text{ m}$$

Un sistem complet de microunde cuprinde:

→ subsistem de transmisie (oscilator, ghiduri, modulator și antenă de emisie, etc)

→ subsistem de recepție (antenă de recepție, ghiduri/linii de transmisie, demodulator, detector)

⊕ Cuplări, atenuatori, rezonatori, filtre



C (Farad)

q (Coulomb)

Inductanță (Henry)

S (Siemens) conductanță

A (amperi)

Q (joule)

Int câmp elec ($\frac{V}{m}$)

Frecu [Hz]

Putere (W)

pico 10^{-12}

terro 10^{-12}

μ 10^{-6}

femto 10^{-15}

atto 10^{-18}

Benzi de frecventa:

UHF ($0,3 \text{ GHz} \div 1 \text{ GHz}$)

L ($1 \text{ GHz} \div 2 \text{ GHz}$) $\rightarrow$ telemetrie, GPS, telefonie mobilă

S ($2 \text{ GHz} \div 4 \text{ GHz}$) $\rightarrow$ radar, meteo, captoare de microunde, wifi

C ($4 \text{ GHz} \div 8 \text{ GHz}$) $\rightarrow$ wi-fi

X ($8 \text{ GHz} \div 12 \text{ GHz}$) $\rightarrow$ senzori de microunde, antene de telecomunicații, radar

Ku ($12 \text{ GHz} - 18 \text{ GHz}$) $\rightarrow$ satelite de telecomunicații, radar, astronomie, senzori pt masini

Evoluția telecomunicațiilor

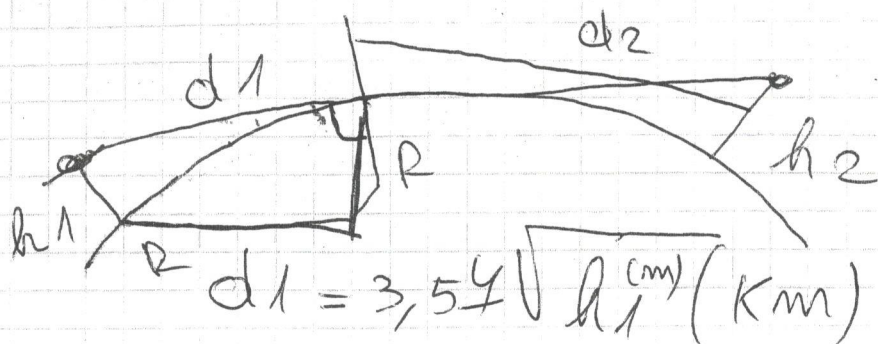
1G 1980: Analogic ($150 \div 850 \text{ MHz}$) (2K bps)

2G 1990: Digital (introducere SMS, 64 Kbps)
 $900 \div 1800 \text{ MHz}$

3G 2000: Smartphone (apel video, 2 Mbps, internet)
 1800 MHz

4G 2010: ($100 \text{ Mbps} \div 1 \text{ Gbps}$, streaming)
 $1800 \div 3600 \text{ MHz}$ (3,6 GHz)

5G 2020: ($1 \text{ Gbps} \uparrow$, televiziune)



$$d_1 = 3,54 \sqrt{h_1^{(m)}} (km)$$

$$d_1^2 = (R + h_1)^2 - R^2$$

$$d_1 = \sqrt{R^2 + h_1^2 + 2Rh_1 - R^2}$$

$$d_1 \approx \sqrt{2Rh_1} \approx \sqrt{2R \cdot h_1(m) \cdot 10^{-3}}$$

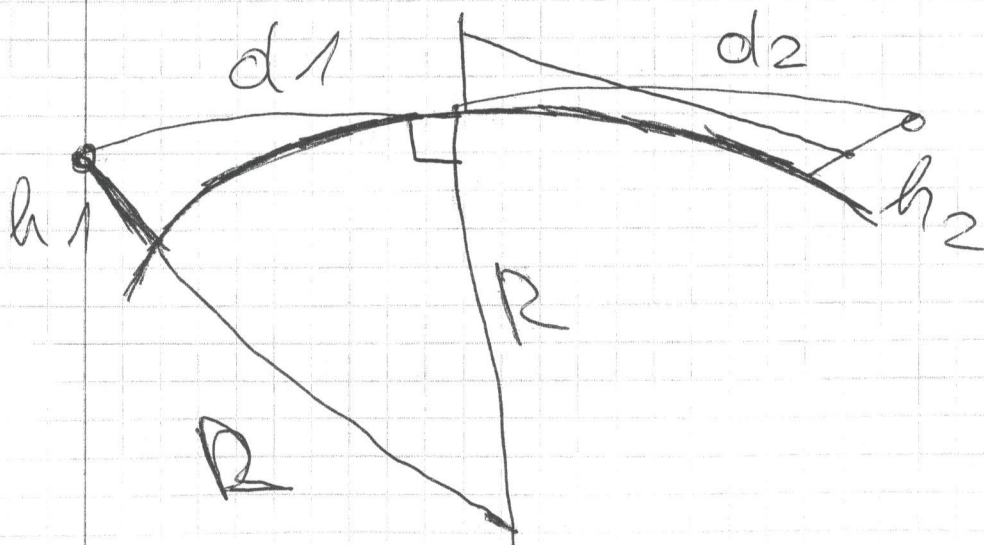
$$\approx \sqrt{2 \cdot 6400 \cdot 10 \cdot h_1(m) [km]}$$

$$\approx 3,54 \sqrt{h_1(m)} [km]$$

⊗

$h_1 = 5 km \rightarrow$ Orizontul pe o câmpie

$h_2 = 160 km \rightarrow$ Făgăraș



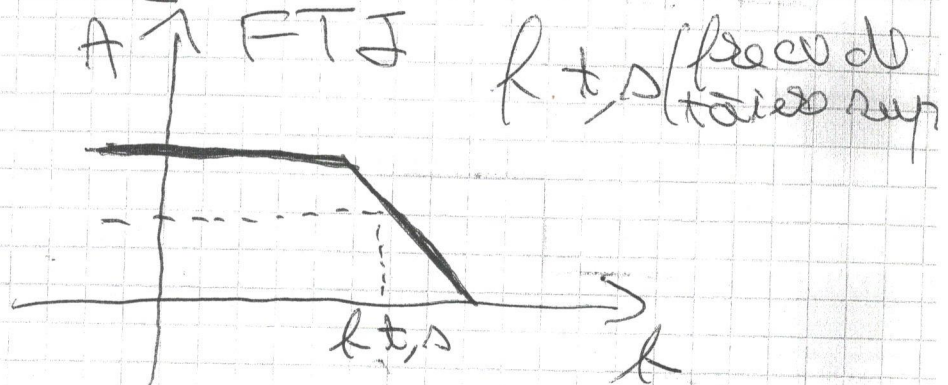
⊗ $d = 3,54 \cdot \sqrt{h} [km]$

Curs 3 Filtre de microunde

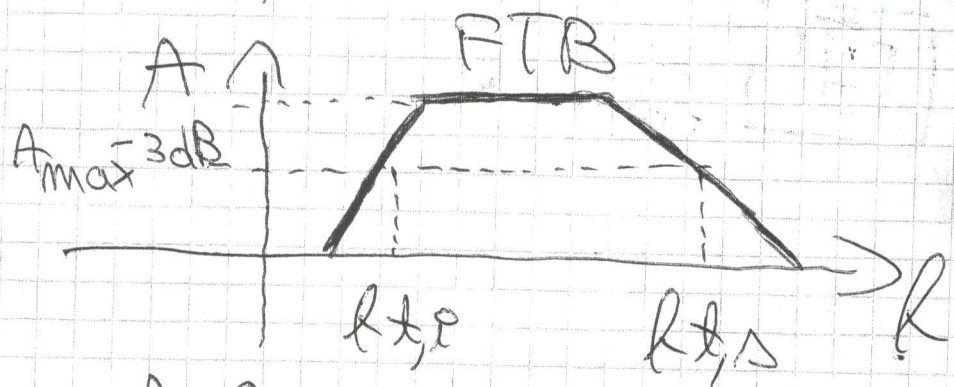
Filtre = componentă care selectează din prevențele de la intrare, doar o anum. reg. a spectrului electromagnetic

1. Clase de filtre

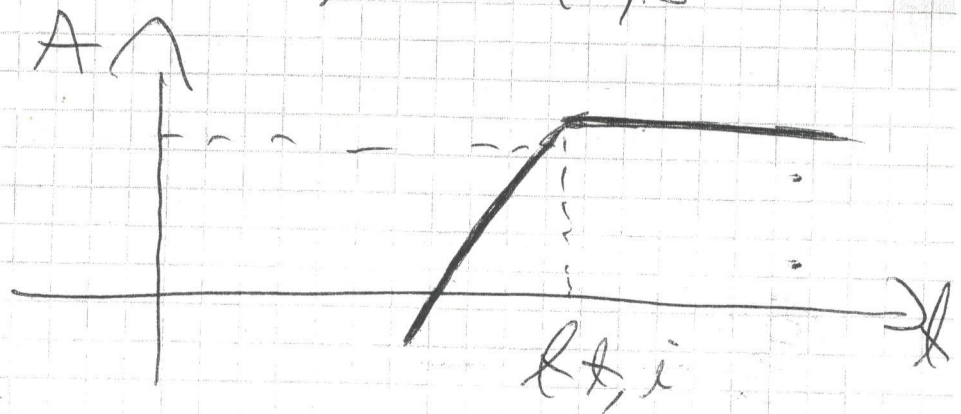
FTI :



FTB :



FTS :



2. Parametrii

A Calac. in frec. : filtrului

$$f_{t,s} = \frac{A_0}{\sqrt{2}}$$

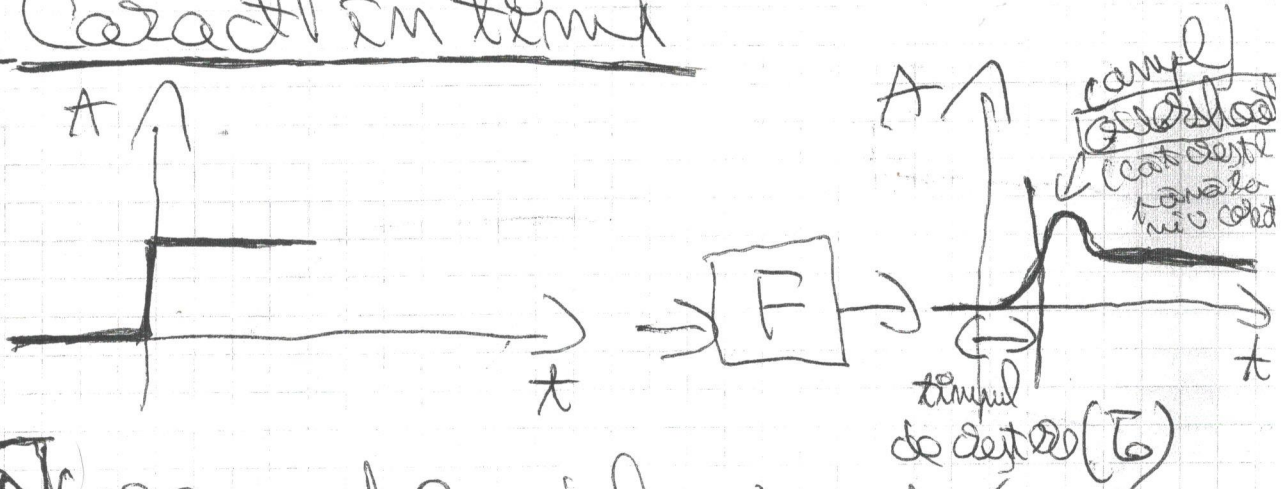
$$f_{t,i} = A_0 - \dots$$



→ Amplitudinea undulației în banda de trecere (ripple)

Ampl (ripple) = dif dintre max și min ampl în banda trecere. (ideal)

② Caract^{le} în timp



GTD (group time delay) → întârzierea propagării de grup.

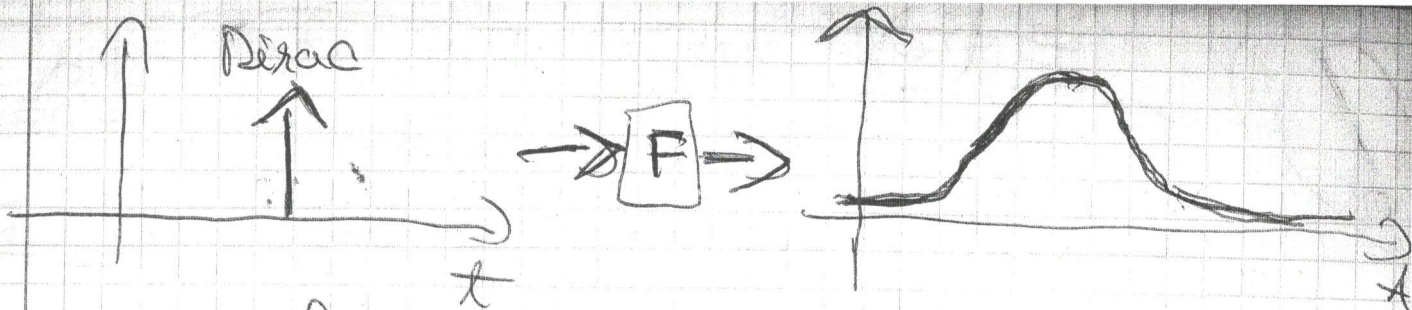
! (H₀ sa fie ct pt audio)

V grup → inf.
V faza → necesitat de a atinge viteza lumii

Aceasta întârziere este timpul necesar informației, transmise pe o anumită frecv să parcurgă filterul.

③ Tipuri de filtre (în funcție de polarizate în sinteza lor)

I Gaussiene → a cel mai bun caz de aplicare la intrarea a unui semnal BPSK, avem la ieșire o funcție Gaussiană.



Sunt cele mai bune filtre (ideale) pt domeniul timp. Au cel mai mic GTD

Nu au overshoot, pt timbre (overshoot = 0)
Se comportă prost în frecv.

II Bessel - cel mai est GTD în banda de trecere (sun pentru audio)

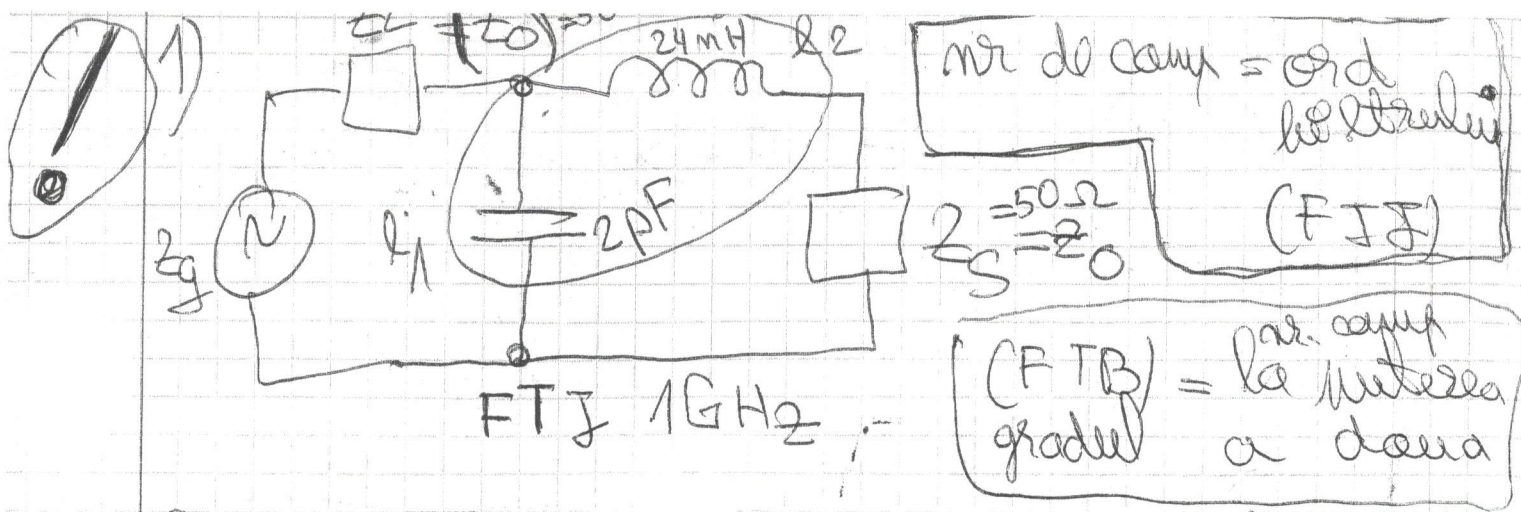
$F \rightarrow$ (la rezistență să iasă din acea timp pentru le semnalului)
telecomunicații

The diagram shows a Bessel filter response. It starts with a graph of a sine wave input. An arrow points to a box labeled F . Another arrow points from the box F to a graph of the output, which is a smooth curve that follows the general shape of the input sine wave but with rounded edges, indicating a phase delay that is constant across the passband.

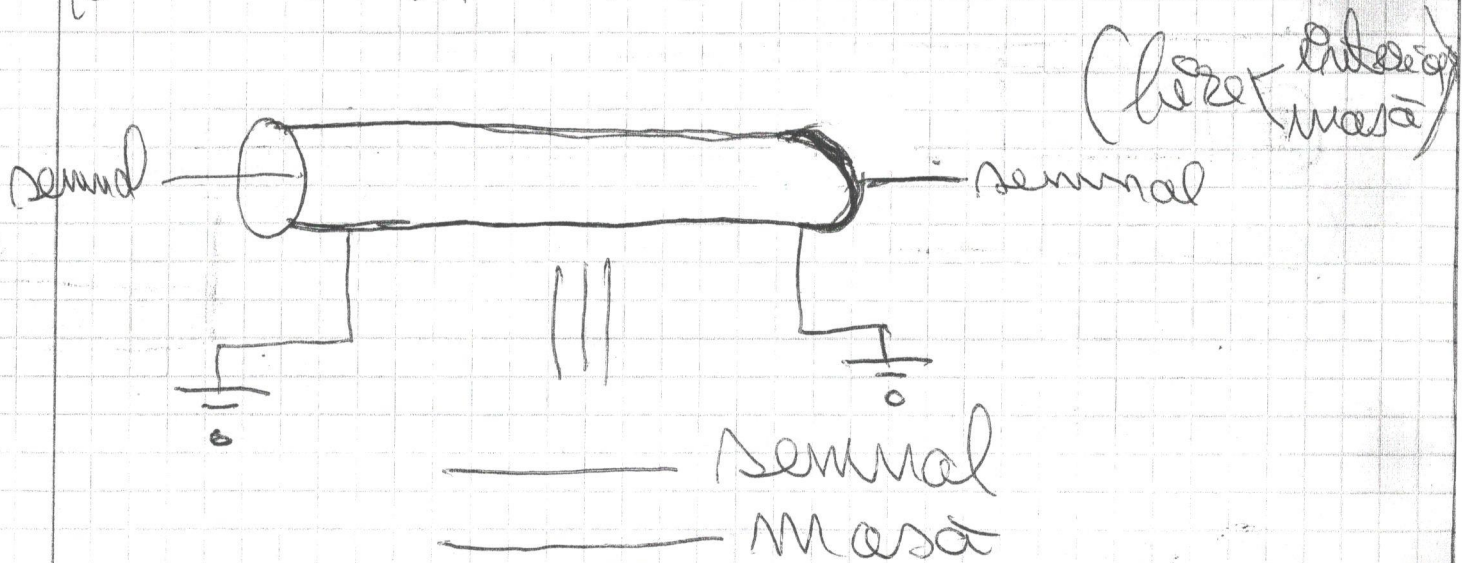
III Butterworth $\rightarrow$ cea mai mică amplitudine a ripple-ului în banda de trecere (sun în frecv)

canal IV Chebyshev $\rightarrow$ are cea mai mică latență a sensului trans (cad cel mai abrupte frecv) (sun în frecv)
Au cel mai mare ripple

Est în banda de trecere
Are cel mai mare GTD.

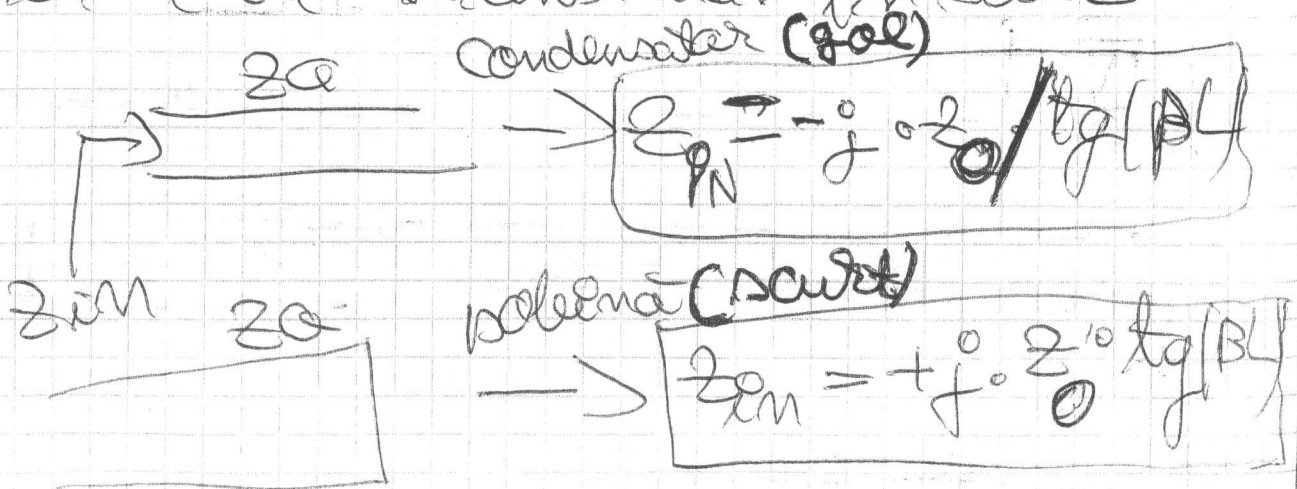


Să se facă conversia tuturor comp. electrice în linii de transmisie

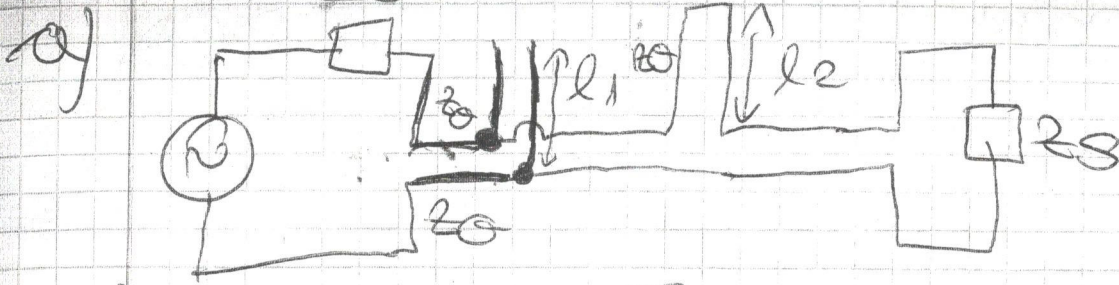


C = linie de transmisie în gol

L = linie de transmisie în scurt



Z_0 (imp. carac. a liniei)



b) $l_1 = ?$
 $l_2 = ?$

$$\begin{aligned}
 f = 10 \text{ Hz} &\Rightarrow \boxed{Z_C = -j Z_0} = -j \times \frac{1}{\omega C} \\
 &= \frac{-j}{2\pi \cdot 10^9 \cdot 10^{-12}} \Omega \\
 &= \frac{-j \cdot 1000}{4\pi} \Omega \\
 &\approx \boxed{-j \cdot 80 \Omega}
 \end{aligned}$$

$$\boxed{Z_{in}} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned}
 \boxed{Z_L} &= +j \omega L = +j \cdot 2\pi f L \\
 &= +j \cdot 2\pi \cdot 10^9 \cdot 24 \cdot 10^{-9} \Omega \\
 &= +j \cdot 48\pi \\
 &= \boxed{150j \Omega}
 \end{aligned}$$

$$\boxed{\arg(\beta l_1)} = \frac{-j Z_0}{Z_C} = \frac{-j \cdot 50 \Omega}{-j \cdot 80 \Omega} = \boxed{0,625}$$

$$\boxed{\arg(\beta l_2)} = \frac{Z_L}{j Z_0} = \frac{150j \Omega}{j \cdot 50 \Omega} = \boxed{3}$$

$$\boxed{\text{phase in rad } \frac{\pi}{180}}$$

$$\Rightarrow \beta l_1 = 32^\circ \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{360^\circ}{\lambda} \times l_1 = 32^\circ$$

$$\boxed{\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{360^\circ}{\lambda}}$$

$$\gamma = \frac{300\text{m}}{h \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\epsilon_r = 5 \text{ at PCB}$$

$$\gamma = \frac{300\text{m} \times \cancel{G} \times \cancel{h}}{1 \text{ GHz} \cdot \sqrt{5}} = 13,45\text{m}$$

$$\frac{360^\circ}{\gamma} \times l_1 = 32^\circ \Rightarrow l_1 = \frac{32^\circ}{360^\circ} \times 13,45 \Rightarrow$$

$$l_1 = 1,19\text{cm}$$

pt :
Circuit

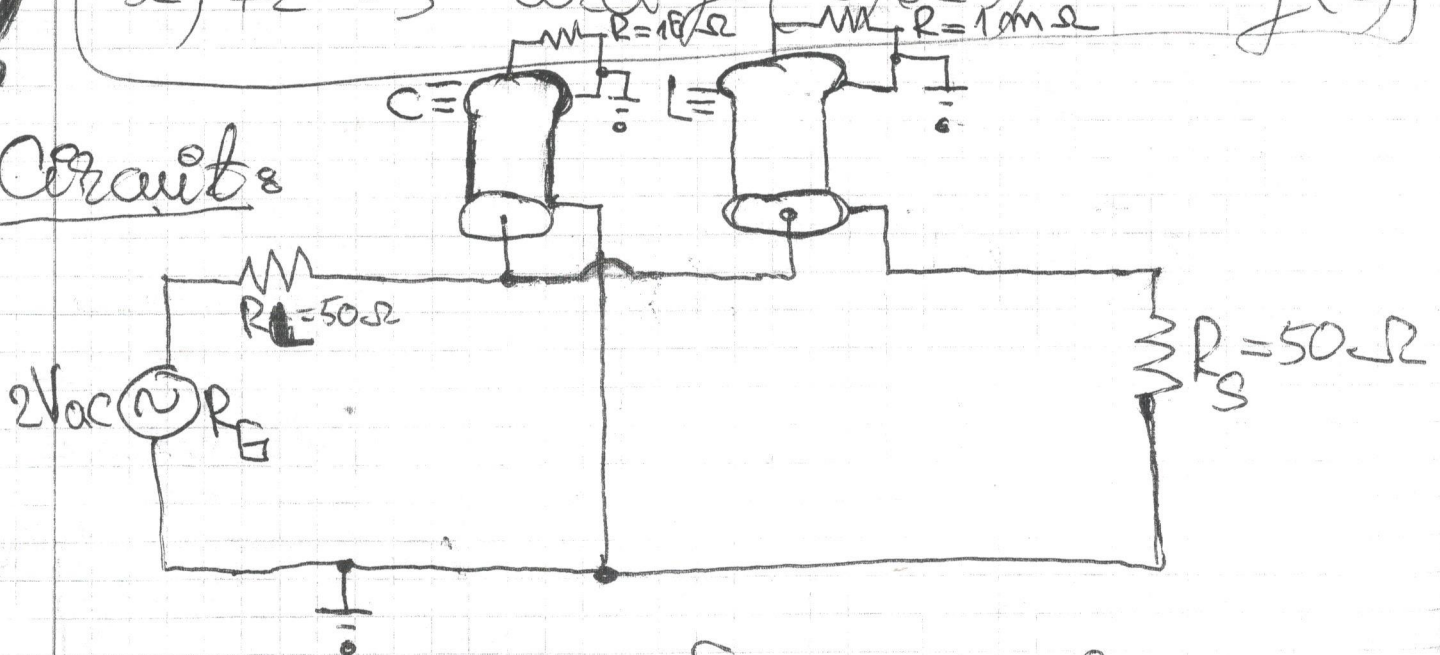
$$\begin{aligned} C_0 &= 150 \text{ pF/m} \\ L_0 &= 380 \text{ nH/m} \\ R_0 &= 0 \Omega \\ G_0 &= 0 \text{ S [Siemens]} \end{aligned}$$

$$\Rightarrow \beta l_2 = 41,56 \Rightarrow \frac{360^\circ}{\gamma} \times l_2 = 42^\circ$$

$$\Rightarrow l_2 = \frac{42^\circ}{360^\circ} \times 13,45 = 2,69\text{cm} \Rightarrow l_2 = 2,69$$

$$32^\circ, 42^\circ \rightarrow \arctg(0,625) + \arctg(3)$$

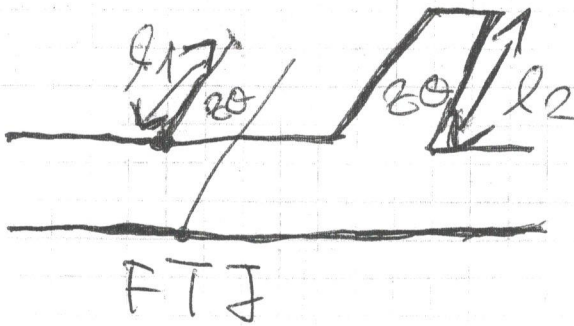
Circuit:



$$R = 1\text{G}\Omega \Rightarrow \text{goal}$$

Cur 4

$z_1 \rightarrow L_1$
 $z_2 \rightarrow L_1$

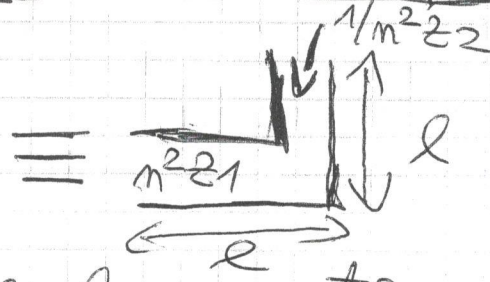
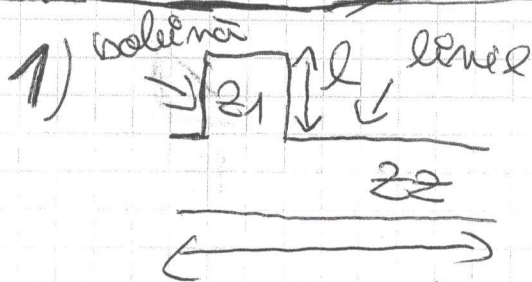


C paralel $\Rightarrow$ FTB
 nu putem FTJ cu
 microstrip.

cupru lat $\rightarrow$ imp mică
 subt $\rightarrow$ imp mare

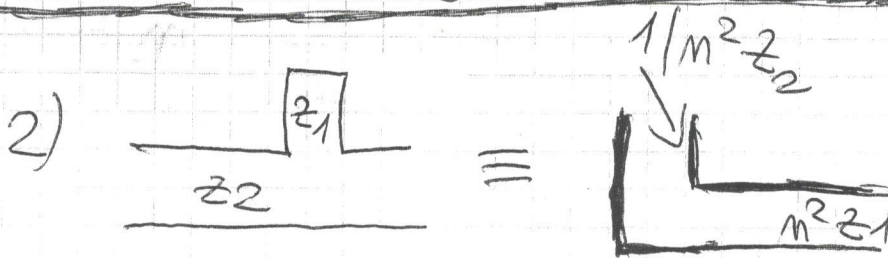
Problema la acest filtru este că nu poate
 fi realizat decât folosind cablu coaxial

Că să realizăm filtrul procedând prin linii
 (tehnologie) microstrip și să ne folosim
 de identitățile lui Kuroda.



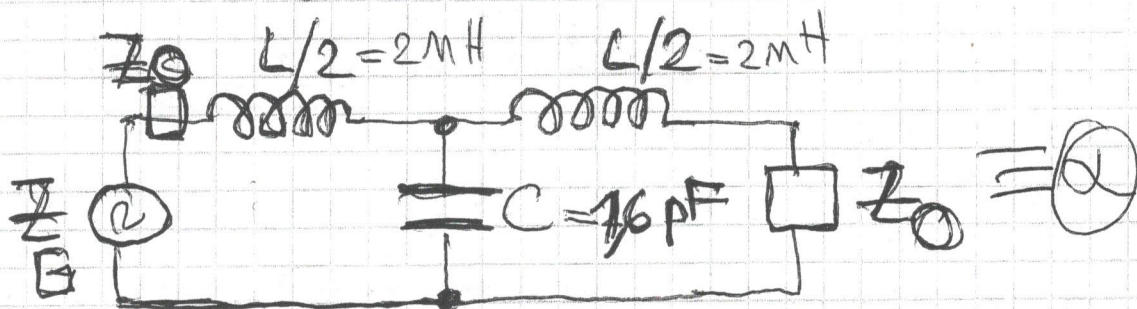
$$n^2 = 1 + \frac{z_2}{z_1}$$

$l = \frac{\lambda}{8}$ (la frecvența de tăiere a
 filtrului)



Pt filtru sintetizat ne folosim de
 lungimile liniilor pentru a reprezenta
 capacitatea și inductanța. Dacă
 vrem să ne folosim de identitățile lui
 Kuroda nu mai putem lucra lungimi, doar

① Se se realizează în teh. microundelor un FTJ cu frecv portant $f_0 = 4 \text{ GHz}$, adaptat la o linie cu impedanță caracter $Z_0 = 50 \Omega$ și realizat dintr-un material dielectric cu $\epsilon_r = 5$.
 filterul trebuie să fie de tip T (ordin 3) și K-est (centra imaginii)



$$\begin{aligned} L &= \frac{Z_0}{\pi \cdot f_0} \\ C &= \frac{1}{Z_0 \cdot \pi \cdot f_0} \end{aligned} \Rightarrow f_0 = \frac{1}{\pi \sqrt{L \cdot C}}$$

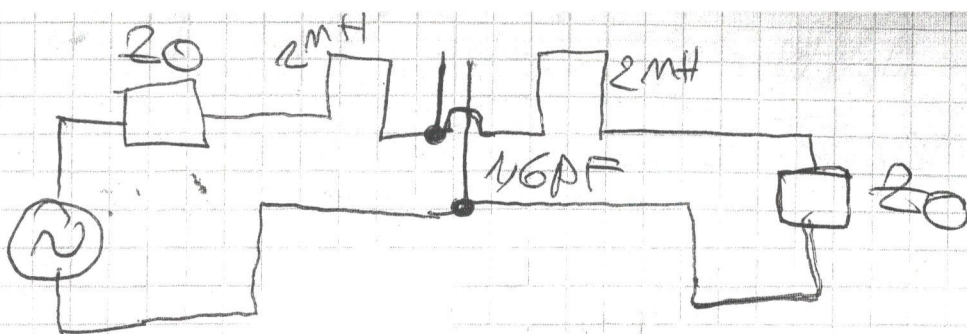
$$Z_0 = 50 \Omega \Rightarrow L = \frac{50}{\pi \cdot 4 [GHz]} \text{ mH} = 4 \text{ mH}$$

$$Z_0 = 50 \Omega \quad C = \frac{1000}{50 \cdot 4 \cdot 3.14 [GHz]} \text{ pF} = 1.6 \text{ pF}$$

Rezult: Conversia tuturor câștigurilor de
 linii de transmisie (parametri distribuți)

②

2



Problema 2) Calculăm imp necesare pt
linie de transmisie.

$$L: \Pi \rightarrow Z_{inL} = +j \cdot Z_0 \cdot \tan(\beta L)$$

$$C: \Pi \rightarrow Z_{inC} = -j \cdot Z_0 / \tan(\beta L)$$

$$\beta L = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{8} = 45^\circ$$

$$\tan(45^\circ) = 1 \Rightarrow \tan(\beta L) = 1$$

$$\Rightarrow Z_{inL} = j \cdot Z_0$$

$$Z_{inC} = -j \cdot Z_0$$

$$Z_{inL} = j \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot L = j \cdot 2\pi \cdot 10^9 \cdot 2 \cdot 10^{-8} = 16\pi \cdot j = \boxed{50j \Omega}$$

$$Z_{inC} = -\frac{j}{2\pi f_c C} = -\frac{j \cdot 1000}{2\pi \cdot 4 \cdot 10^8 \cdot 1,6 \cdot 10^{-12}} = \boxed{-j 25 \Omega}$$

scutit

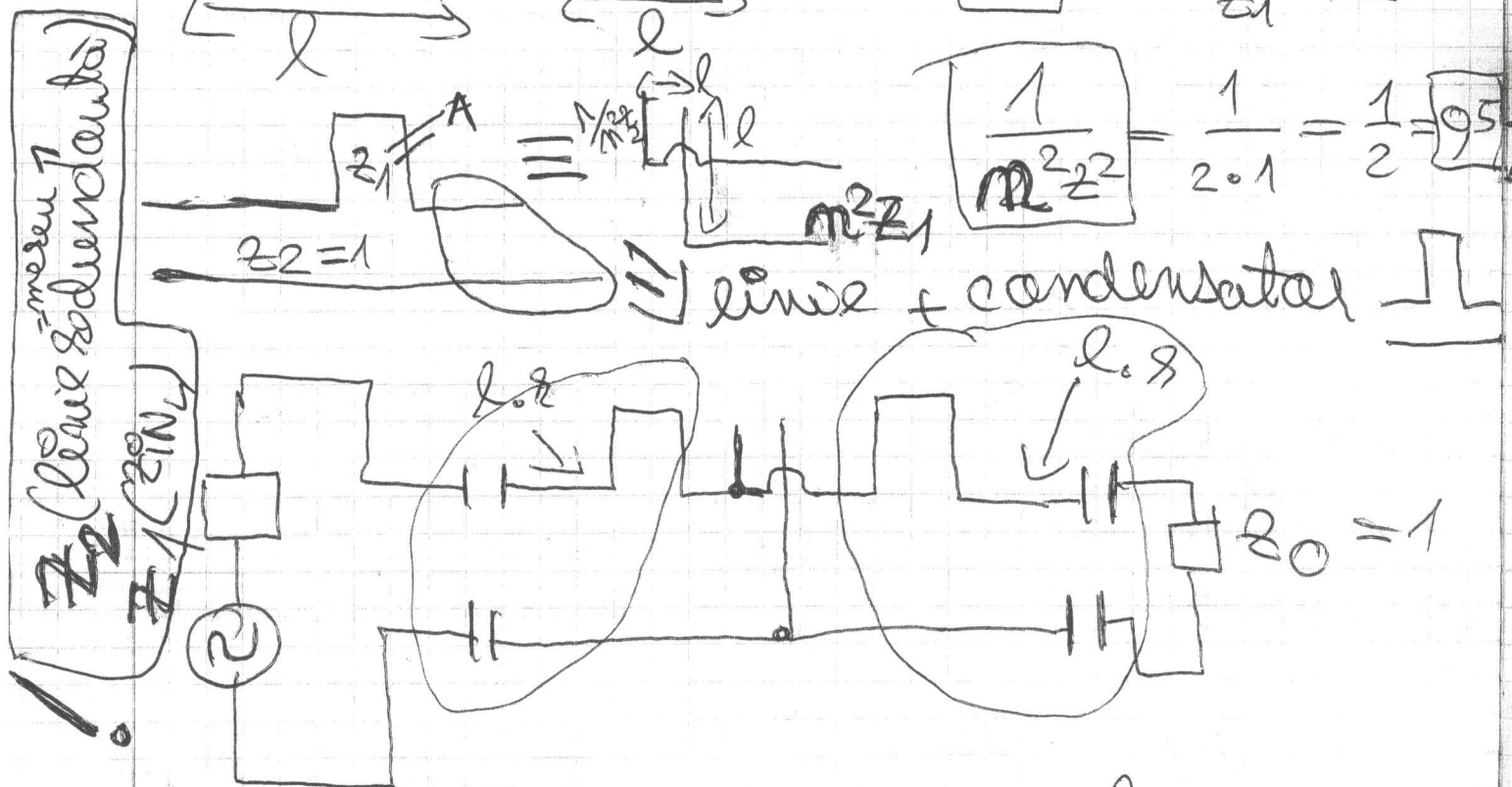
Obs! Pentru a aplica formulei lui Kuroda este necesar de normalizarea impedanțelor

$$Z_{IN_L} = Z_{INsc} \Rightarrow Z_{OL} = 50 \Omega \Rightarrow \boxed{Z_1 = \frac{50 \Omega}{2} = 25 \Omega}$$

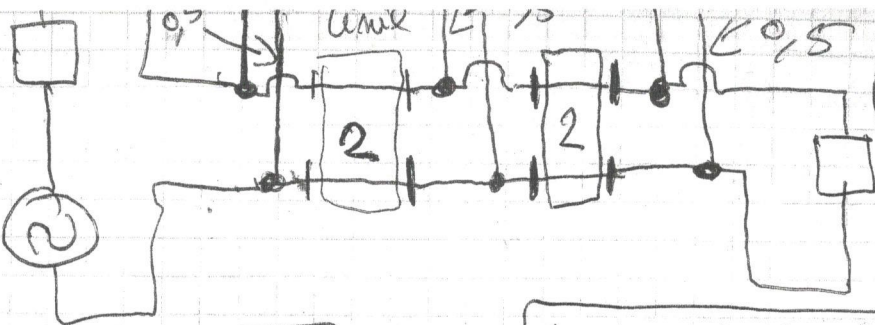
$$Z_{INc} = Z_{INgol} \Rightarrow Z_{OC} = 25 \Omega \Rightarrow \boxed{Z_2 = 95 \Omega}$$

Pașul 3) Pentru a aplica Identitatea lui Kuroda în intraduse liniile adunând în circuit (casa din circuitele scoatem și nu influențăm cu nimic funcția etc)

condensator + linie



Pașul 4) Realizăm înlocuirile lui Kuroda



$$\Gamma_{\text{line}} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

$$\text{Condensator} = \frac{1}{m^2 \omega^2 L}$$

$$l \rightarrow z_c$$

! adaptată, nu se vede
reflexia dintre
unda reflect și undă incidentă
la m. contopă

Pașul 5 Revenirea la impedanțele
nominate.

$$Z_{C_{1,2,3}} = 25 \Omega (0,5 \cdot 50 \Omega) = 0,5 \cdot 25 = 12,5 \Omega$$

$$Z_{\text{linie filtru}} = 100 \Omega (2 \cdot 50 \Omega) = 2 \cdot 50 = 100 \Omega$$

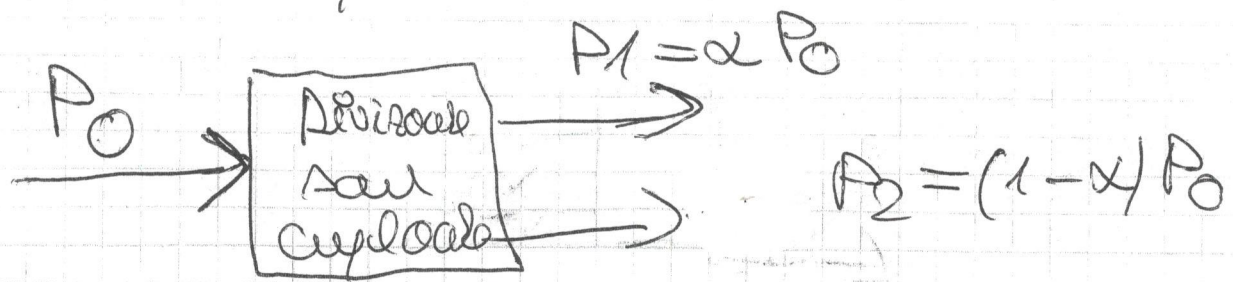
$$l = \frac{30 \text{ cm} \cdot \text{GHz}}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot f} = \frac{30 \text{ cm} \cdot \text{GHz}}{\sqrt{5} \cdot 4 \text{ GHz}} = 3,36 \text{ cm}$$

linie
condensator

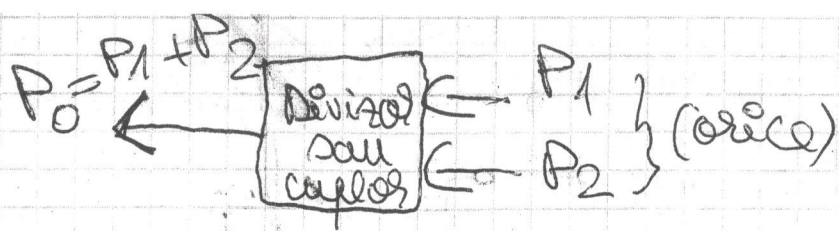
$$l = \frac{3,36}{8} = 4,2 \text{ mm}$$

Cur 5

Divizoare de putere sunt circ. pasive
de microunde care au rolul de împărțire
a puterii.



$$P_1 + P_2 = P_0$$



Divizoare au general 3 porți (intrare + 2 ieșiri / 2 intrări + 1 ieșire)
(3 porți)

Ex divizoare în $\boxed{T}$ → fara pierdere
→ cu pierdere (rezistiv)

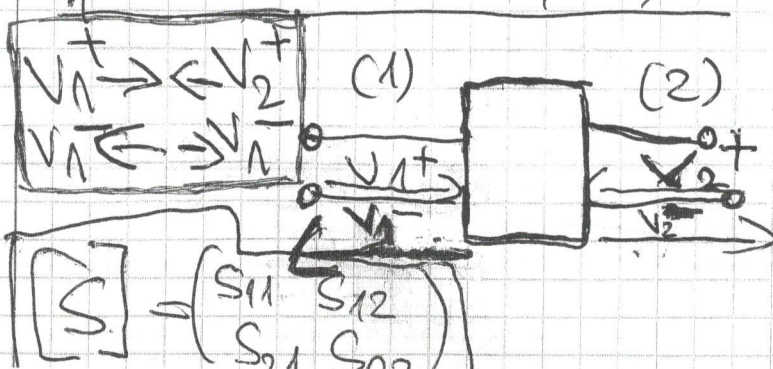
Wilkinson

Cuploare au general cel puțin 4 porți.
(4 porți)

Proprietăți: pentru a enumera proprietățile divizoarelor de putere sub forma matematică avem nevoie de matricea $[S]$.

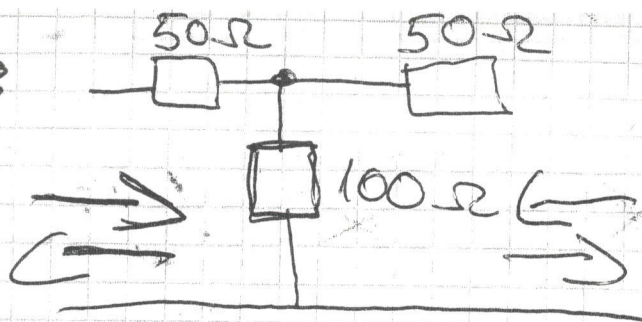
Matricea $[S]$ este matricea care face leg. între undele de tensiune de la intrare (în circuitului se undele de tensiune de la ieșirea circuitului (care ies din circuit)

pt circ cu 2 porți:



$$\Rightarrow \begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{pmatrix} = [S] \cdot \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{pmatrix}$$

Ex:



Să calculăm
matricea S după
acest circuit

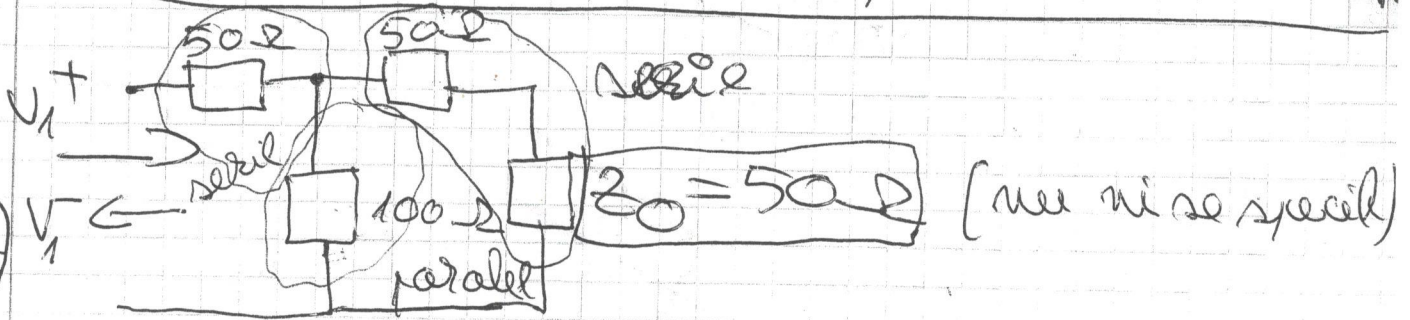
$$\begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{pmatrix}$$

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

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

Pt a calcula S_{11} și S_{21} se consideră
circuitul terminat-adaptat la poarta 2.

S_{22} și S_{11} se consideră
ca, circuitul terminat-adaptat la poarta 1



- Considerăm $V_2^+ = 0$ pt că este adaptat

$$V_1^- = S_{11} * V_1^+ \Rightarrow S_{11} = \frac{V_1^-}{V_1^+} \Rightarrow \text{coef de reflexie}$$

$$S_{11} \equiv \Gamma_1 \Rightarrow$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}$$

$$\Gamma_1 = \frac{100 - 50}{100 + 50} = 0,33$$

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

$$V_2^- = V_1^+ \times \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} = V_1^+ \times 0,25$$

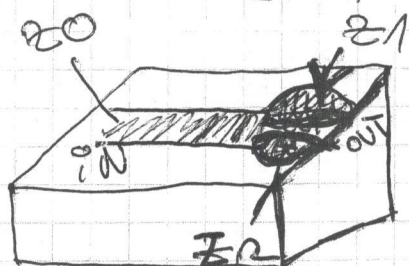
$$[S] = \begin{pmatrix} 0,33 & 0,25 \\ 0,25 & 0,33 \end{pmatrix}$$

coef de reflexie S_{11}

la o scară i când toate celelalte porți sunt adaptate

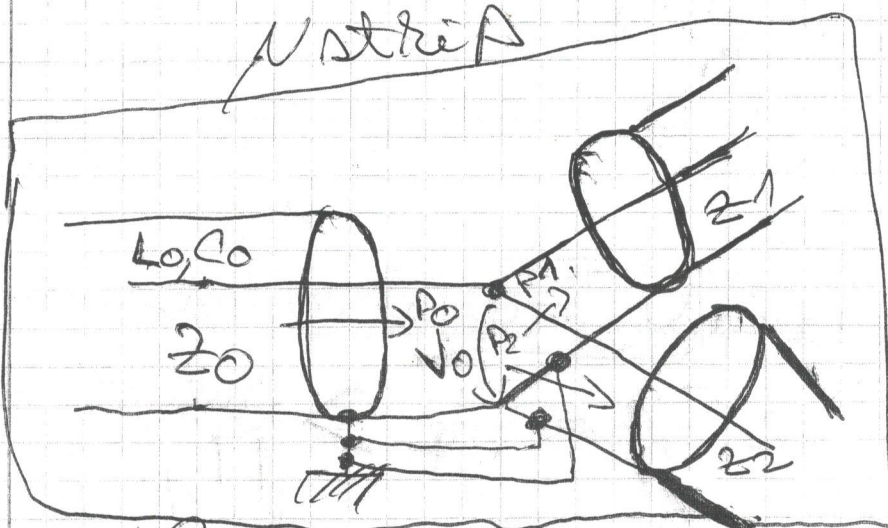
Obs! Dacă circuitul are doar comp. pasive și izotropice, atunci acesta n.m. circuit reciproc, iar matricea S este perfect simetrică față de diagonala

Divizorul în T



Imp Z_1, Z_2 ale liniilor de la ieșire se alega în cât să avem sarcini puterilor de la ieșire cerute datele de proiectare

Unstri A



COMP SIMULARE (TLOSSY)

$$[S] = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{pmatrix}$$

Ideal:

reciproc $\rightarrow [S]$
fază $\rightarrow [S]$
adaptat $\rightarrow S_{11}$

Nu se pot realiza cele 3 canale ideale,
simultan (doar 2)

Dacă reunim la 1, divizorul se transformă în circulator.

Reunim la 2, divizorul în T fără pierdere se transformă în divizor în T perfect.

Reunim la 3, divizorul în T, fără pierdere este obligatoriu neadaptat la cel puțin una din porți.

! Calculul puterilor pt un divizor în T

$$P_0 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_0}$$

→ puterea care circulează prin linia 0

$$P_1 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_1}$$

$$P_2 = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_2}$$

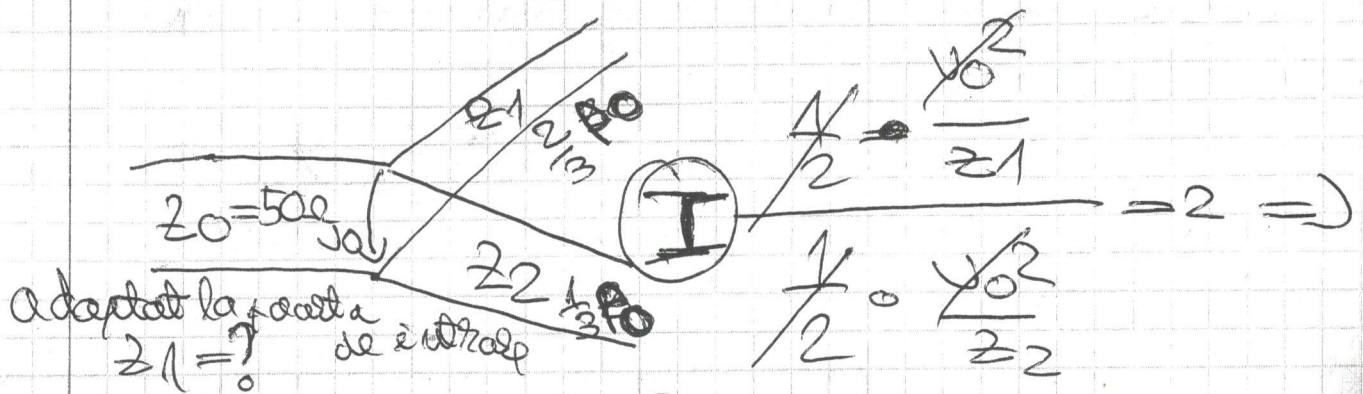
$$P_0 = P_1 + P_2 \Rightarrow$$

$$\frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_0} = \frac{1}{2} \frac{V_0^2}{Z_0} \left(\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \right)$$

$\frac{1}{Z_0} = \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_2} \Rightarrow$ divizorul este adaptat la portata de intrare
 $\Rightarrow$ divizorul T fără pierdere nu este adaptat la una din

se încheie
unitatea
 $z_2 = z_3 = 0$

Ex. Sa se realizeze z_1, z_2 it $\frac{P_1}{P_2} = \frac{2}{1}$
 Device in T (fata pierdere)



adaptat la sursa de energie
 $z_1 = ?$
 $z_2 = ?$

(I) $\frac{P_1}{P_2} = \frac{2}{1}$

(II) $\Rightarrow \frac{z_2}{z_1} = 2 \Rightarrow z_2 = 2z_1$

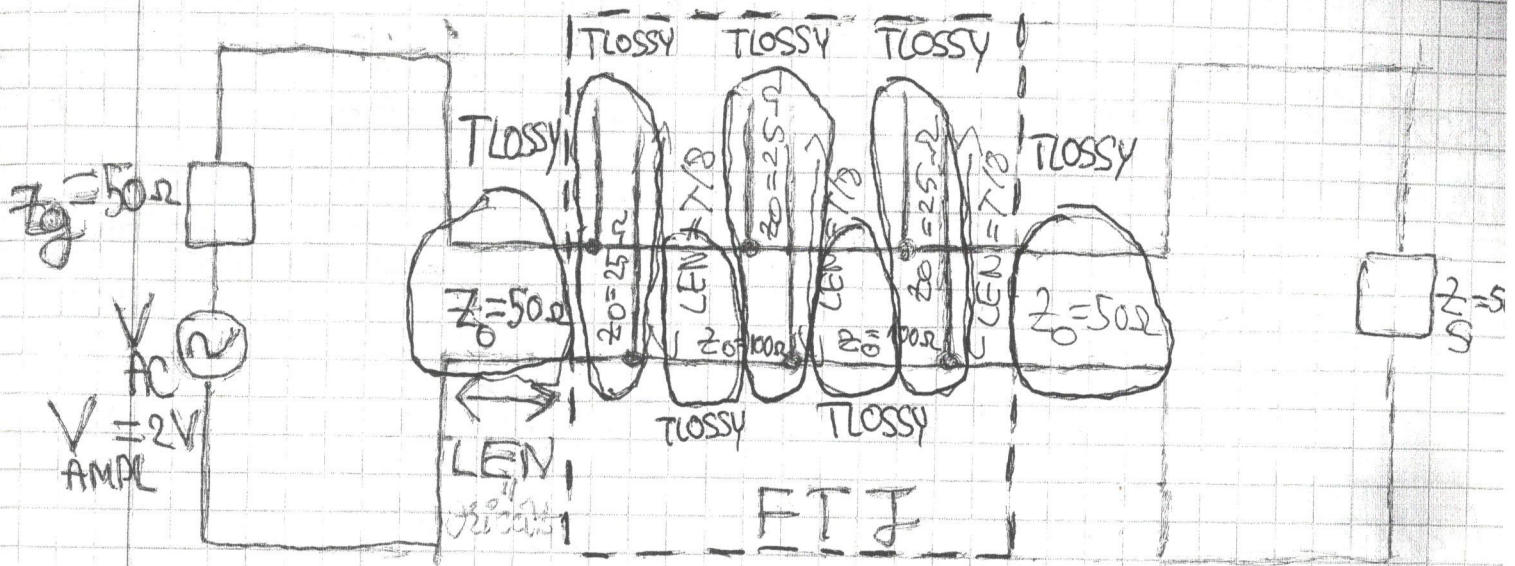
(III) $\frac{1}{z_0} = \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} \Rightarrow \frac{1}{z_0} = \frac{1}{z_1} + \frac{1}{2z_1}$

$\Rightarrow \frac{1}{z_0} = \frac{3}{2z_1} \Rightarrow z_1 = \frac{3z_0}{2} = \frac{150}{2} = 75 \Omega$

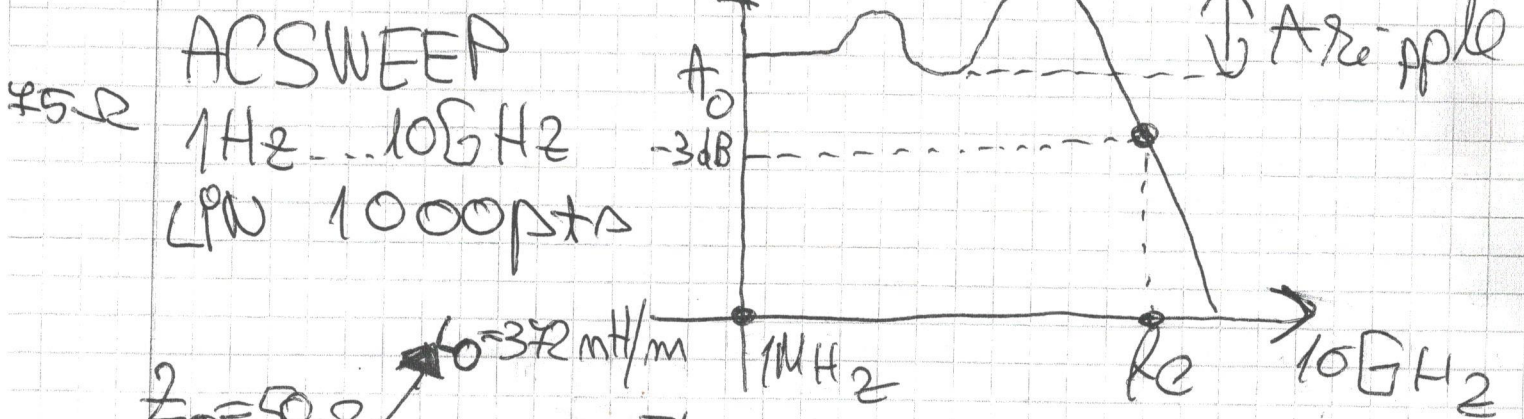
$z_1 = 75 \Omega \Rightarrow z_2 = 2z_1 = 150 \Omega$

$(z_1, z_2) \rightarrow (L_0, C_0)$
 $z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \Rightarrow L_0 = C_0 \times z_0^2$

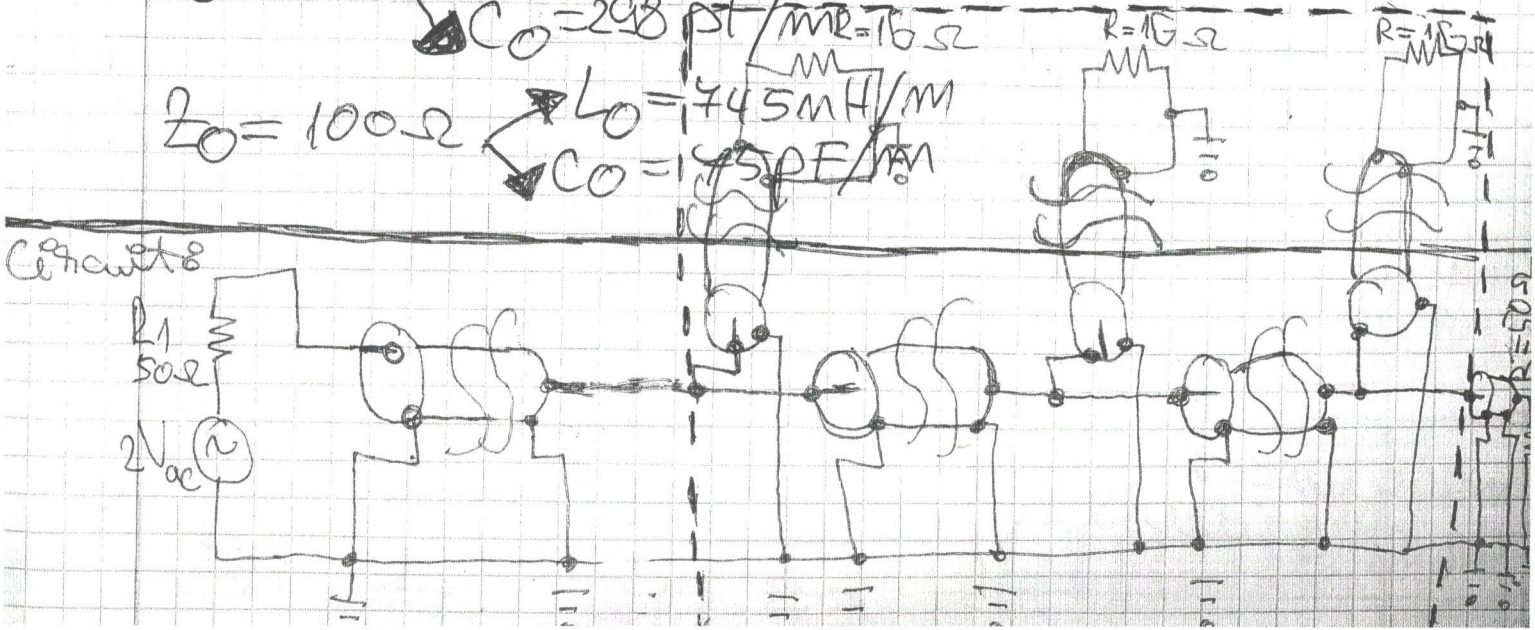
Filter trace for Intelteknologia microstrip



$\frac{1}{\beta} = 4,2 \text{ mm}$
 $\epsilon_r = 5$



$Z_0 = 50 \Omega \rightarrow L_0 = 372 \text{ mH/m}$
 $C_0 = 149 \text{ pF/m}$
 $Z_0 = 25 \Omega \rightarrow L_0 = 186 \text{ mH/m}$
 $C_0 = 298 \text{ pF/m}$
 $Z_0 = 100 \Omega \rightarrow L_0 = 745 \text{ mH/m}$
 $C_0 = 45 \text{ pF/m}$



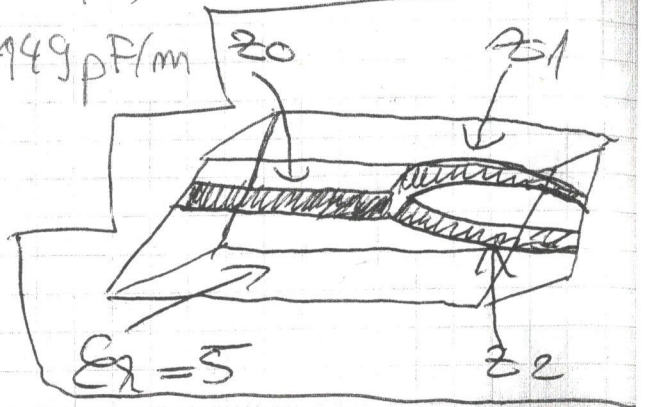
Divizor de putere în tehnologia microstrips

$$P = \frac{1}{2} \cdot V_{\max} \cdot I_{\max}$$

$$Z_0 \rightarrow \begin{cases} L_0 = 372 \text{ nH/m} \\ C_0 = 149 \text{ pF/m} \end{cases}$$

$$Z_1 = 75 \Omega \rightarrow \begin{cases} L_0 = 559 \text{ nH/m} \\ C_0 = 99,38 \text{ pF/m} \end{cases}$$

$$Z_2 = 150 \Omega \rightarrow \begin{cases} L_0 = 1118 \text{ nH/m} \\ C_0 = 49,47 \text{ pF/m} \end{cases}$$

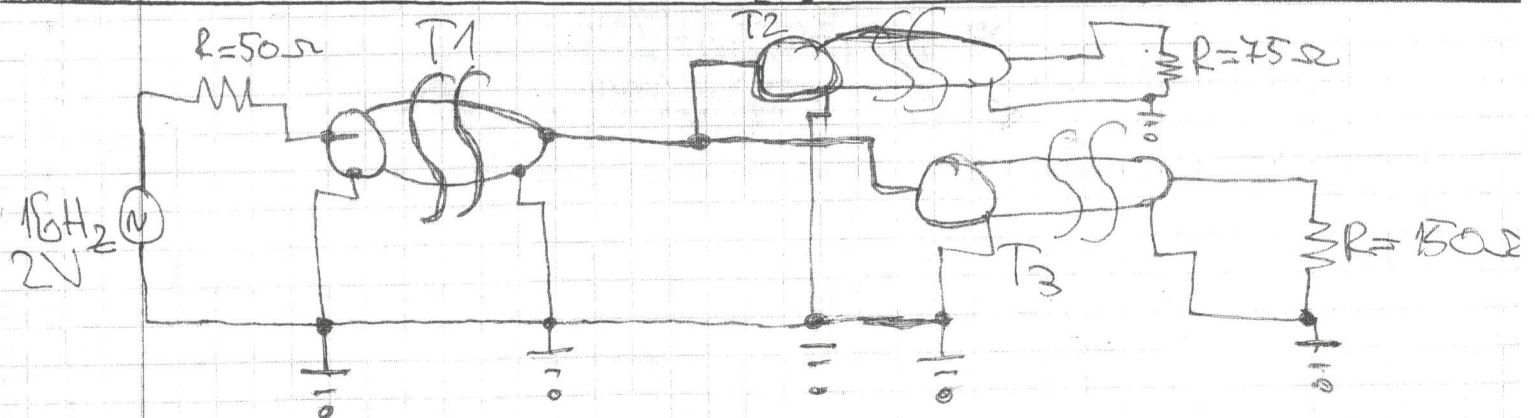
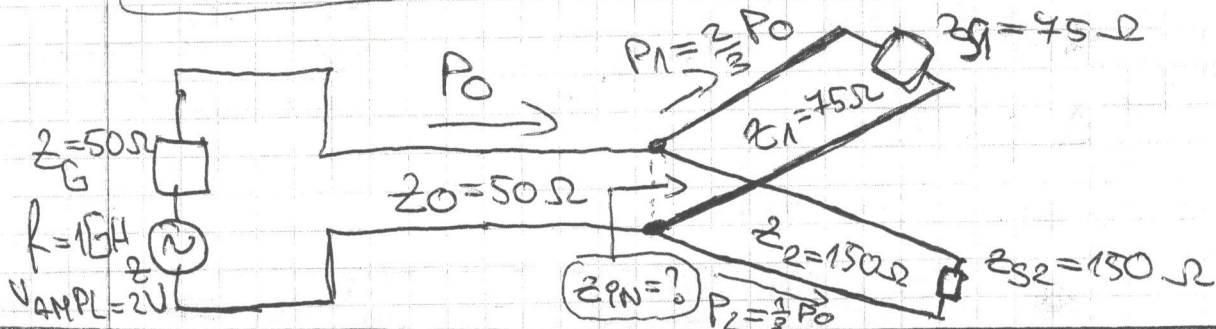


$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \Rightarrow L_0 = Z_0^2 \cdot C_0 \text{ [nH/m]}$$

$$C = \frac{C_0}{\sqrt{\epsilon_r}} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} \Rightarrow L_0 C_0 = \frac{\epsilon_r}{Z_0^2}$$

$$Z_0^2 \cdot C_0^2 = \frac{\epsilon_r}{C_0^2} \Rightarrow Z_0 \cdot C_0 \cdot \rho_0 = \sqrt{\epsilon_r}$$

$$C_0 = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{Z_0 \cdot \rho_0} = \frac{\sqrt{\epsilon_r}}{Z_0 \cdot 0,3} \text{ [nF/m]} = \frac{1000 \sqrt{\epsilon_r}}{0,3 \cdot Z_0} \text{ [pF/m]}$$



Curs 6

Diversele și aplicații

① Diap. receptor $\begin{cases} \text{pasiv} \\ \text{izolat} \end{cases} \Leftrightarrow \text{Matricea } [S] \text{ simetrică}$

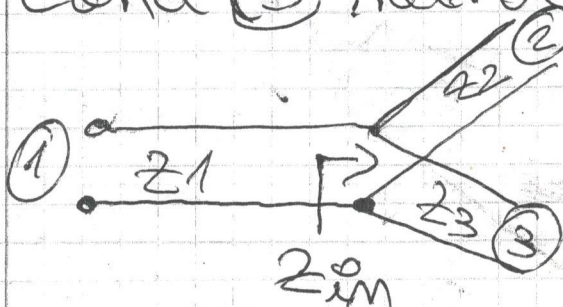
$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \quad S_{ij} = S_{ji}$$

② cețelă fără pierderi $\Leftrightarrow \text{Matricea } [S] \text{ unitară}$

$$\sum_j |S_{ij}|^2 = 1 \quad \begin{matrix} i = \text{cst} \\ j = 1, 2, 3 \end{matrix}$$

③ cășă adaptat $\Leftrightarrow S_{ii} = 0$

Cond ③ neîndeplinită: Divizorul în T



Cond. adaptare (a) la poartă
($z_{in} = z_1$)

$$\frac{1}{z_1} = \frac{1}{z_2} + \frac{1}{z_3} \quad \text{a}$$

$$\frac{1}{z_{in}} = \frac{1}{z_2} + \frac{1}{z_3}$$

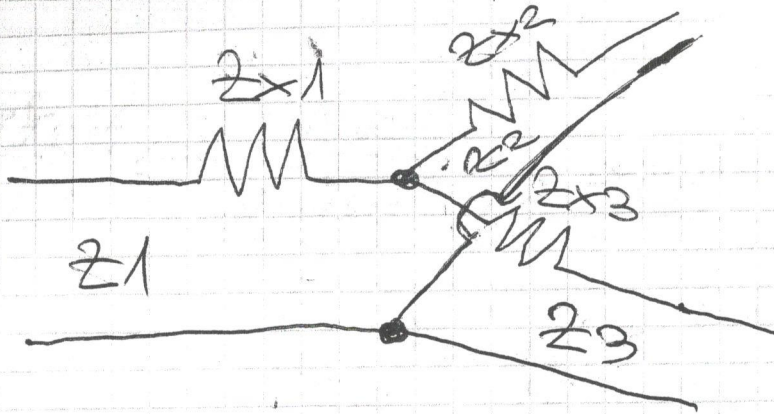
Dacă ⑥ este îndeplinită, este imposibil ca, condiția de adaptare la poartă 2 să fie îndeplinită.

cond adaptare la poartă 2:

$$\text{b} \quad \frac{1}{z_2} = \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_3}$$

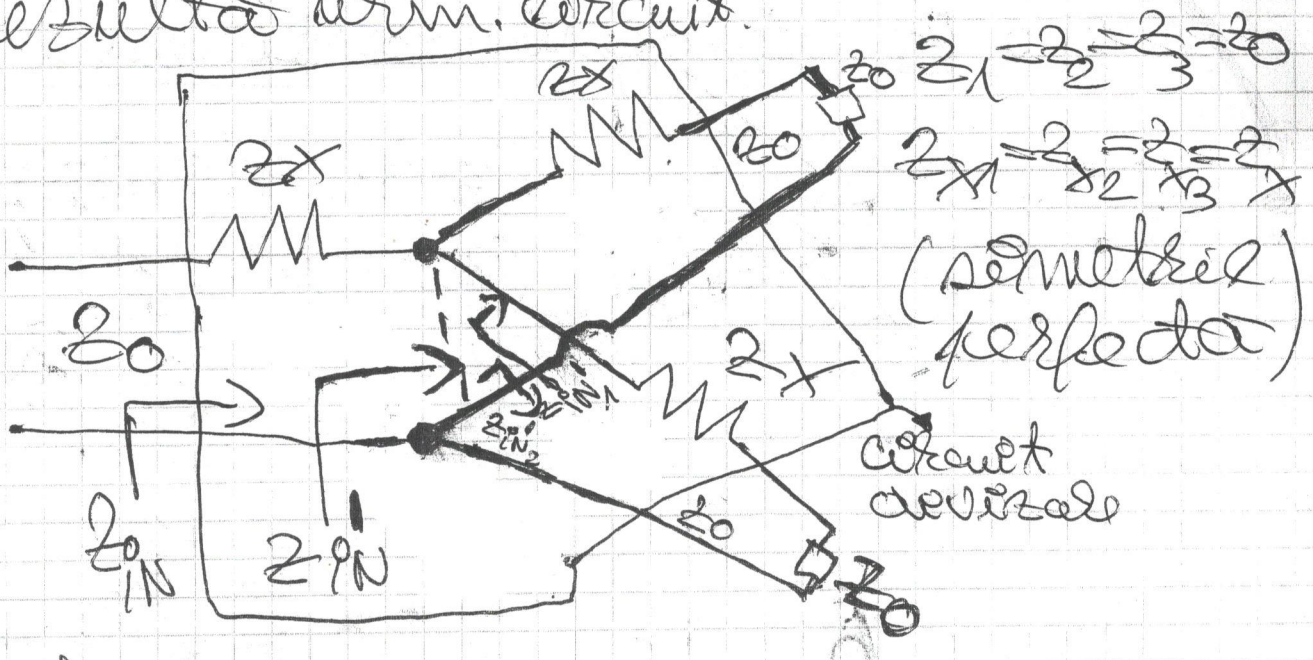
poartă pierderi = nu avem A Ruse

Cond (2) neîndeplinită $\Rightarrow$ Divizor nu este rezistiv



Prin reglarea rez. Z_{x1}, Z_{x2}, Z_{x3} resp Z_1, Z_2, Z_3 se poate realiza orice raport de divizare a puterii, și în plus condiția de adaptare.

Pt cazul simplificat al unui divizor rezistiv perfect simetric rezultă urm. circuit.



adaptat (ac Z la intrare, terminat pe Z),

$$Z_{IN} = Z_x + Z_{IN}'$$

$$Z_{IN} = Z_{IN}' \parallel Z_{IN}''$$

Impedanta Z_0 liniei se termină pe o impedanță Z_0

$$Z_{PN1} = Z_x + Z_0$$

$$Z_{PN2} = Z_x + Z_0$$

$$\Rightarrow Z_{PN} = \frac{Z_x + Z_0}{2}$$

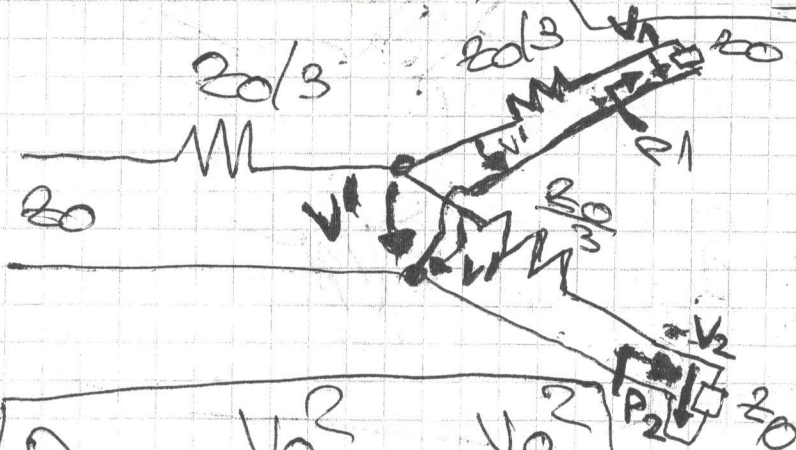
$$\Rightarrow Z_{PN} = Z_x + \frac{Z_x + Z_0}{2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_{in} = \frac{3Z_x + Z_0}{2}}$$

Cond. de adaptare $Z_{PN} = Z_0$

$$Z_0 = \frac{Z_x + Z_0}{2} \Rightarrow 3Z_x + Z_0 = 2Z_0$$

$$\Rightarrow \boxed{Z_x = \frac{Z_0}{3}}$$



$$\boxed{P_0 = \frac{V_0^2}{2Z_{PN}} = \frac{V_0^2}{2Z_0}}$$

$$Z_{PN} = \frac{Z_x + Z_0}{2} = \frac{4Z_0/3}{2} = \frac{2Z_0}{3} \Rightarrow \boxed{V_1 = \frac{2}{3}V_0}$$

currentul redusează pe paralel
tensiunea se divide pe serie

$$V_1 = V \cdot \frac{z_0}{z_0 + z_0} = V \cdot \frac{2}{4} = \frac{1}{2} V$$

$$\Rightarrow V_1 = \frac{3}{4} \cdot \frac{2}{3} V_0 \Rightarrow V_1 = \frac{1}{2} V_0$$

$$P_1 = \frac{V_1^2}{2z_0} = \frac{V_0^2}{2 \cdot 2z_0} \Rightarrow P_1 = \frac{P_0}{4}$$

gumele din puterea absorbită
gumele din puterea pierdută

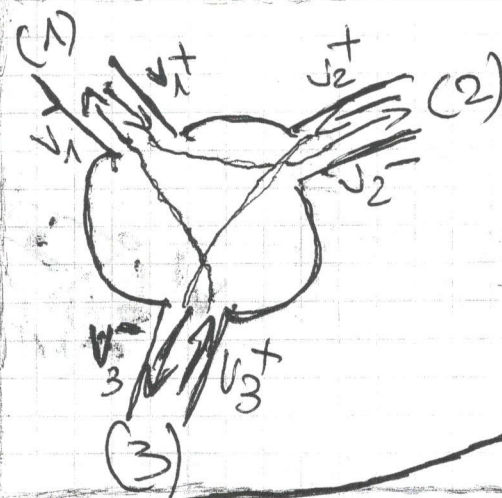
$$P_2 = \frac{P_0}{4}$$

Când (1) este nelindeplinită

$\Rightarrow$ Căderea (1) este nelindeplinită
 $\Rightarrow$ Căderea (1) este nelindeplinită

$$S' = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$S'' = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$



$$\begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{pmatrix} = [S] \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{pmatrix}$$

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{pmatrix}$$

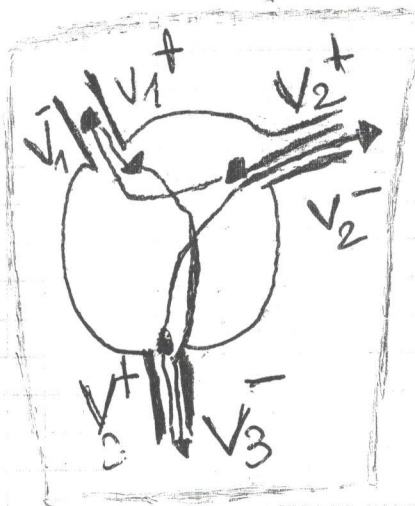
$$V_1^- = V_3^+ \quad V_3^- = V_2^+ \Rightarrow [S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

circulația
în sensul
acelor de
ceas

$$\Rightarrow \begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ V_3^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ V_3^+ \end{pmatrix}$$

$$\begin{cases} V_1^- = V_2^+ \\ V_2^- = V_3^+ \\ V_3^- = V_1^+ \end{cases}$$

B)



$$\Rightarrow [S^{11}] = \text{calculat în sens invers al celor de calculat în sens trigonometric}$$

notă)

Curs 7

Circuite rezonante de microunde

Sunt acele circuite, care favorizează oscilațiile pe anumite frecvențe, numi frecvențe de rezonanță.

Aplicații: - filtre de microunde
- amplificatoare acordabile
- oscilatoare
- frecvențmetre

1. Rezonatoare serie $\text{at } \omega = 0$



$$Z_S = R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$$

$$\frac{1}{j} = -j$$

$$Z_S = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

$$R_{\min} \xrightarrow{\text{unde}} R_{S \min}$$

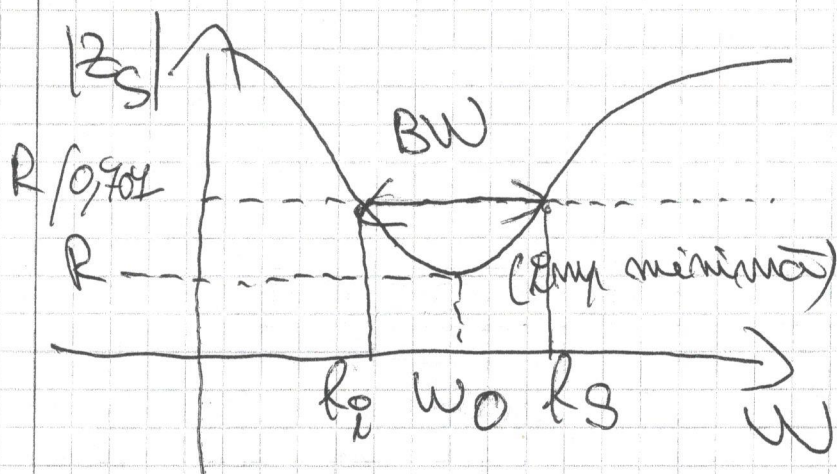
frecv de rezonanță

$$\left| \omega L - \frac{1}{\omega C} \right| = 0$$

la rezonanță $|Z_S|_{\min}$

$$|Z_S|_{\min} = R \rightarrow \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\Rightarrow \boxed{\omega_0 = 2\pi f_0}, \text{ unde } f_0 = \text{frecv de rezonanță}$$



BW lățime de bandă a rezonatorului

$$\boxed{BW = f_S - f_i}$$

Factorul de calitate Q

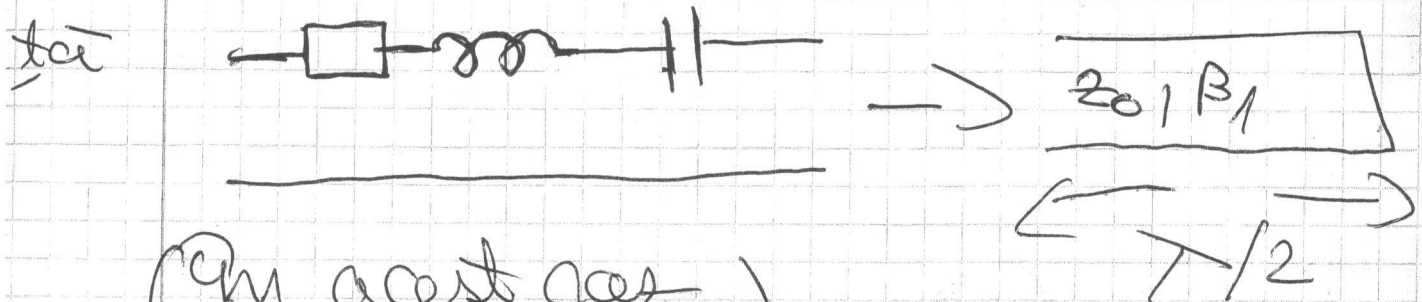
a) — Indica raportul dintre energia immagazinată în rezonator și energia pierdută de acesta

b) — Q, ne dă o indicație și asupra lățimii de bandă. Cu cât Q este mai mare, cu atât lățimea de bandă este mai mică

a) $Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R}$ $C(V) \nearrow$ $L(I) \searrow$

b) $\frac{BW}{\omega_0} = \frac{1}{Q} \Rightarrow Q = \frac{\omega_0}{BW}$

Pt circuite de măsurare pe lăsa de linii microstrip putem folosi ca rezonator serie o singură linie de transmisie de lungime $\frac{\lambda}{2}$, terminată în scurt.

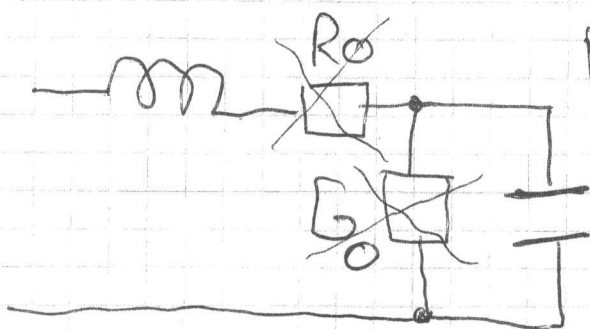


(In acest caz avem pierdere)

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

$Z_0 \rightarrow$ Impedanța a liniei
 $\beta \rightarrow$ Cst de propagare
 $\alpha \rightarrow$ Cst de atenuare (coef)

$\alpha \approx \frac{1}{2} \left(\frac{R_0}{Z_0} + G_0 \cdot Z_0 \right)$ pt α mici



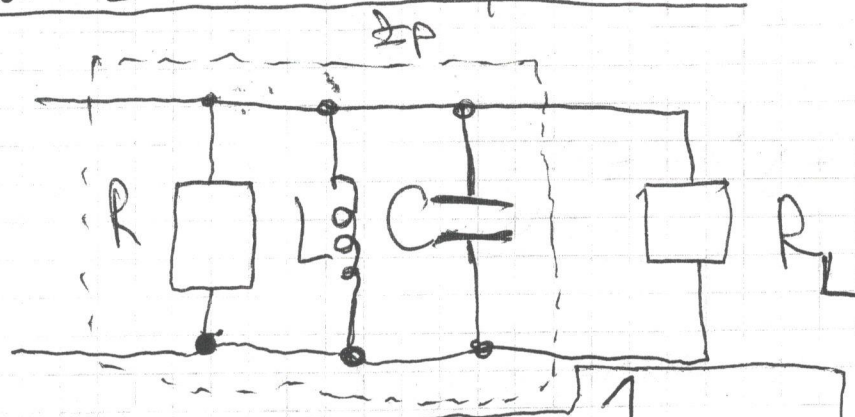
Pt $R_0, G_0 = 0 \Rightarrow C = \frac{1}{\omega_0^2 L}$

$R = Z_0 \cdot \alpha \cdot l$
 $L = \frac{Z_0 \cdot \pi}{\omega_0^2 \cdot 2}$

$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\frac{1}{\omega_0^2 \cdot 2} \cdot \frac{\omega_0^2 \cdot Z_0 \cdot \pi}{2}}{Z_0 \cdot \alpha \cdot l} = \frac{\pi}{2\alpha \cdot l}$

$Q = \frac{2\pi}{2\alpha \cdot l} = \frac{\beta}{2\alpha}$

2. Rezonatorul paralel

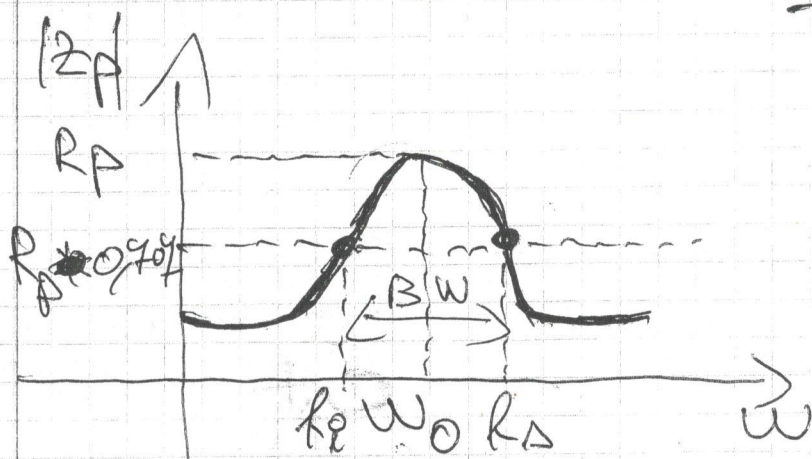


Ab impedanță Z_p

$$Z_p = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})}$$

la rezonanță $|Z_p|_{\max} \Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow$

$$\Rightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

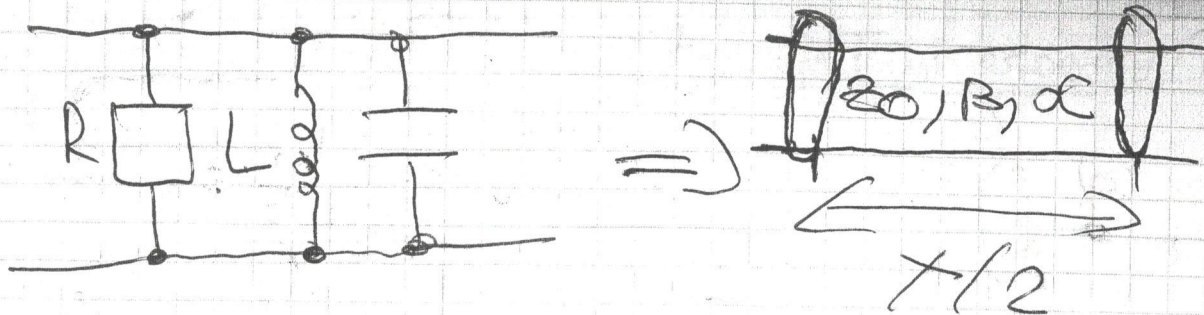


$$Q = \frac{R}{\omega_0 L}$$

$$\frac{BW}{\omega_0} = \frac{1}{Q}$$

$$BW = \omega_H - \omega_L$$

Pentru a realiza un asemenea circuit un tehn. posibil ne folosim de o linie de transmisie cu pierderi de lungime $\lambda/2$, terminată în gol



$$R = \frac{Z_0}{\alpha L}$$

$$L = \frac{Z_0}{\omega_0} \cdot \frac{2}{\pi}$$

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L} = \frac{Z_0 \cdot \omega_0 \cdot \pi}{\alpha L \cdot Z_0 \cdot 2 \cdot \omega_0} = \frac{\pi}{2\alpha L} = \frac{\pi}{2\alpha \lambda} = \frac{B}{2\alpha}$$

Obs / Calcularea factorului de calitate \$Q\$, s-a făcut pt ambele cazuri de mai sus, doar în situația unui rezonator fără sarcină (RL). Adăugarea unei sarcini duce la scăderea factorului de calitate.

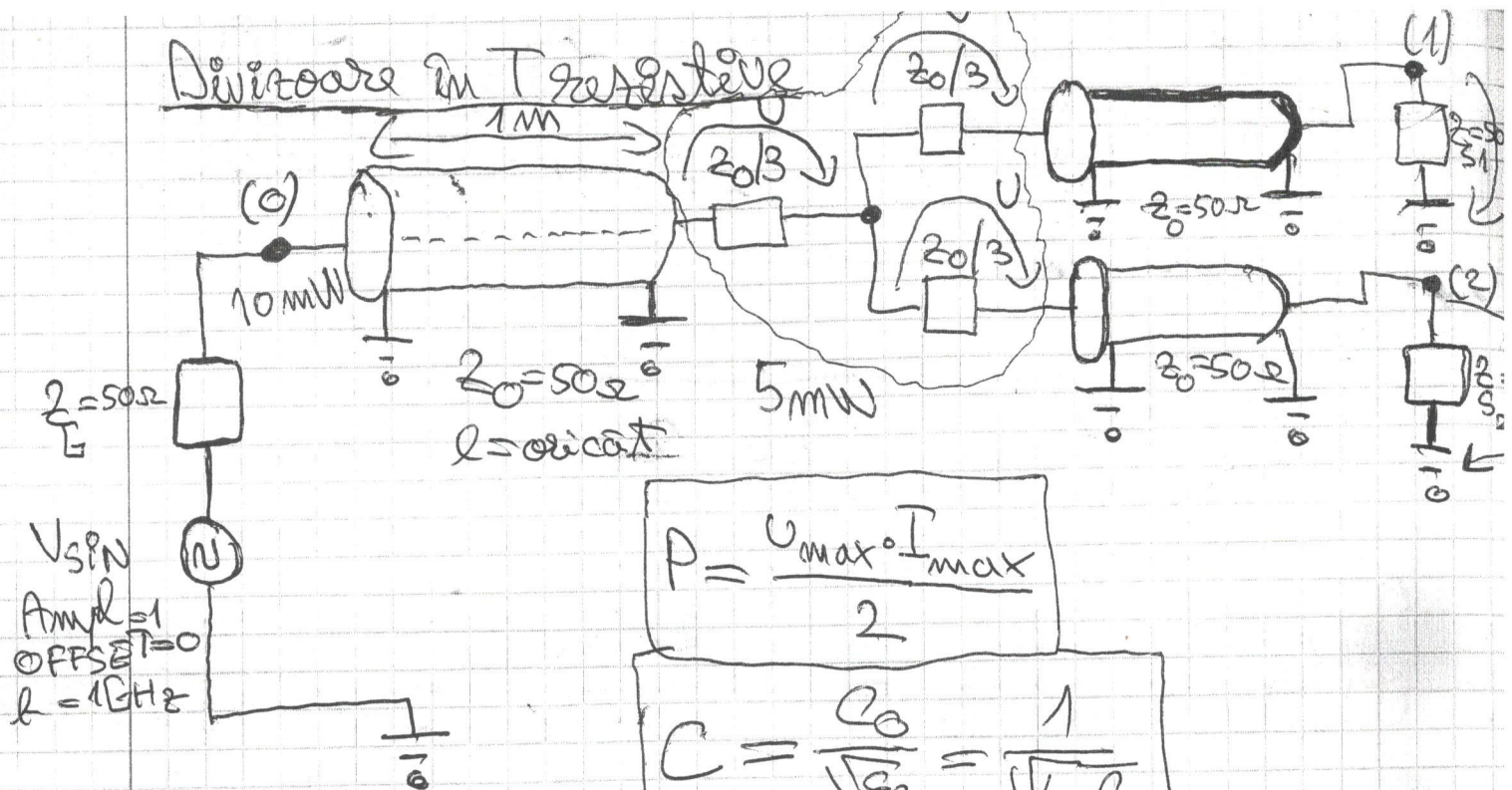
① Să se realizeze un rezonator paralel, pe bază de microstrip, cu \$\epsilon_r = 5\$

Date de proiectare

$$\begin{aligned} f_0 &= 1 \text{ GHz} \\ BW &= 100 \text{ MHz} \\ Z_0 &= 50 \Omega \end{aligned}$$



Divisor de T resistive



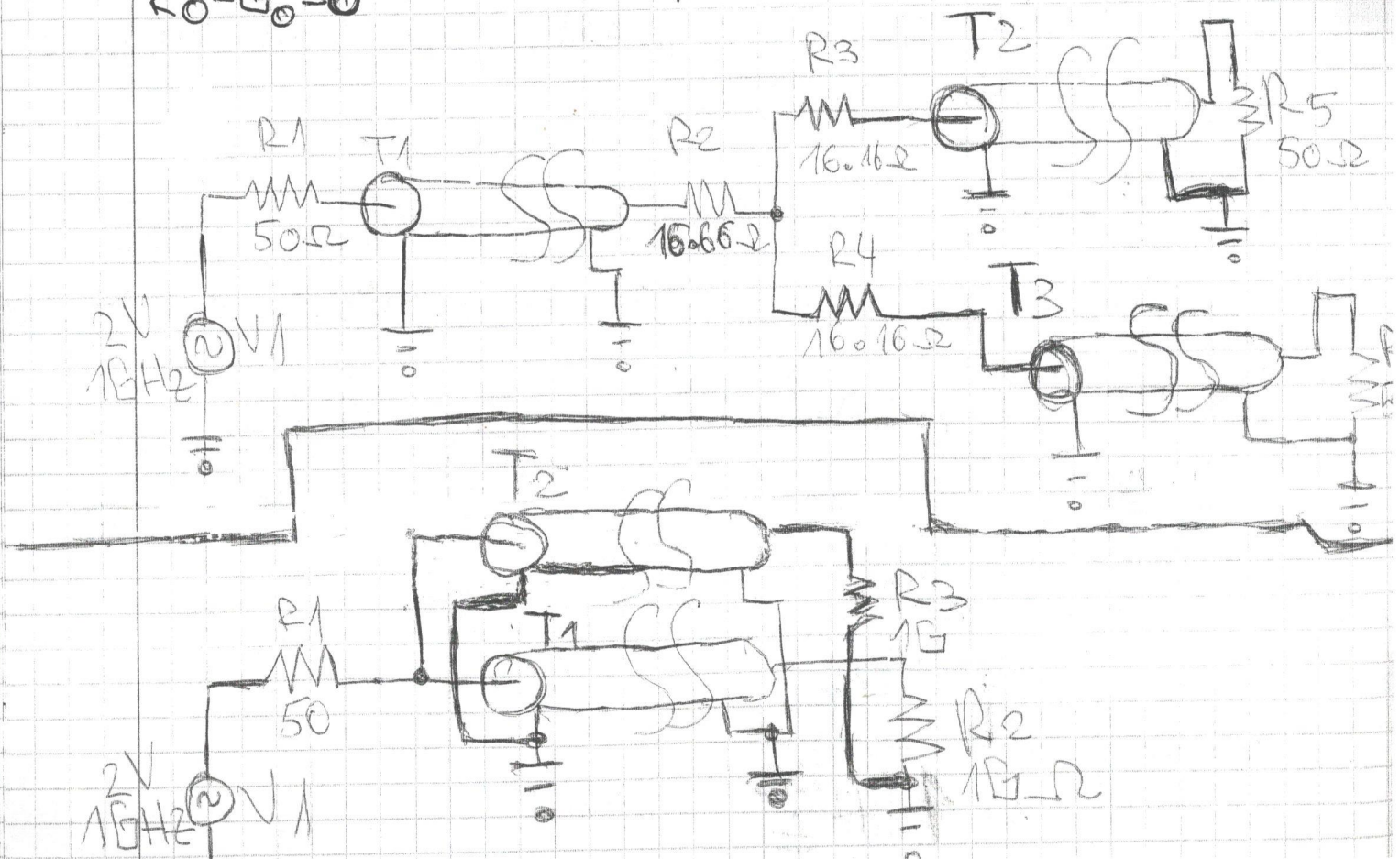
$$1 \text{ ns} \rightarrow D = 0,3 \cdot 10^9 \frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot 10^{-9} \text{ s} = 0,3 \text{ m} // \text{pt } 1 \text{ m}:$$

$$\Rightarrow 3 \text{ ns} = 3 \cdot 0,3 \text{ m} = 0,9 \text{ m}$$

Simulacro
de la 0-5ms
15-20ms

$$Z_0 = 50 \Omega \begin{cases} L_0 = 342 \text{ nH/m} \\ C_0 = 149 \text{ pF/m} \end{cases}$$

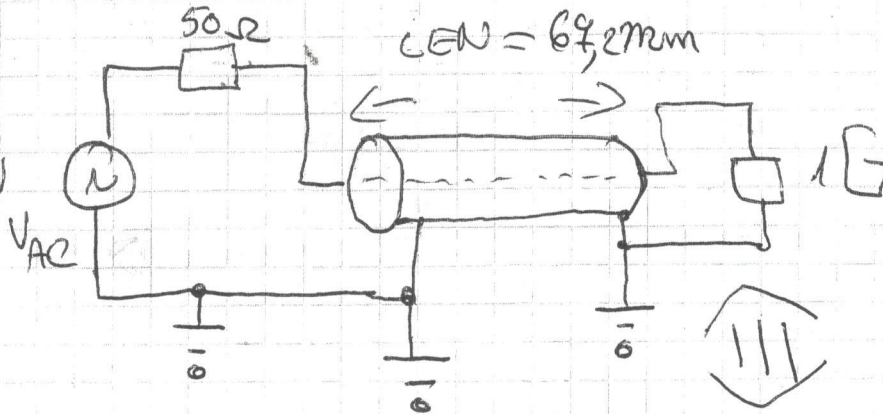
$R_0 = G_0 = 0$



Rezonatoare în linii pește

$$P_1 = 2,5 \text{ mW}$$

$$P_2 = 2,5 \text{ mW}$$



$$Z_0 = 50 \Omega$$

$$L = \lambda/2$$

$$\epsilon_r = 5$$

$$L = 67,2 \text{ mm}$$

$$\lambda = \frac{300 \text{ mm} \cdot 67,2}{\sqrt{5 \cdot 16}} = 13,41 \text{ cm}$$

$$\frac{\lambda}{2} = 67,2 \text{ mm}$$

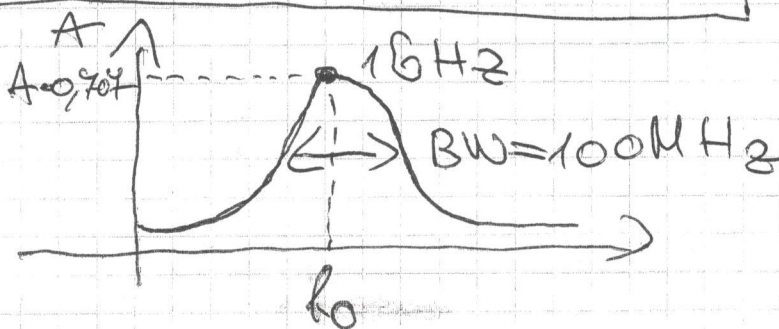
$$R_0 = 0$$

$$G_0 = 0,2 \text{ } [\Omega^{-1} \text{ m}^{-1}]$$

$$L_0 = 392 \text{ nH/m}$$

$$C_0 = 149 \text{ pF}$$

modific lung L_{EN}
⇒ deplasat central



→ măsura A_{max}

→ $A_{\text{max}} = 0,707$

→ măsura la val
 $A_{\text{max}} = 0,707$ și
ceteșe val f_{rec}

→ $(f_0 - \text{val } f_{\text{rec}}) * 2$
= BW

• pentru mai multe rezonatoare în paralel
scad BW

Cur 8

serien $\rightarrow$ sqrt(152) parallel $\rightarrow$ gel (152)

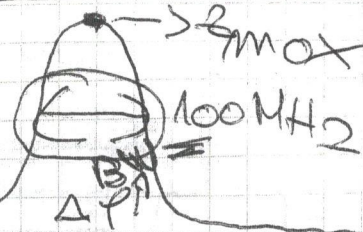
$$\epsilon_r = 5$$

$$f_0 = 1 \text{ GHz}$$

$$\Delta f = \text{BW} = 100 \text{ MHz}$$

$$Z_0 = 50 \Omega$$

$$Z(\omega) \uparrow$$



$$\text{BW}$$

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta f}$$

$$Q = \frac{\Delta \omega}{\omega_0} = \frac{\Delta f}{f_0}$$

$$\begin{aligned} L_0 &=? \\ C_0 &=? \\ R_0 &=? \\ G_0 &=? \end{aligned}$$

$$\frac{1}{Q} = \frac{\text{BW (MHz)}}{f_0 \text{ (MHz)}}$$

$$\Rightarrow Q = 10$$

$$\Rightarrow Q = \frac{B}{2\alpha}$$

$$B = \frac{2\pi}{\gamma}$$

$$\gamma = \frac{c}{l} = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot l}$$

$$Q = \frac{B}{2\alpha} = \frac{2\pi}{\gamma \cdot 2\alpha} \Rightarrow \alpha = \frac{\pi}{\gamma \cdot Q}$$

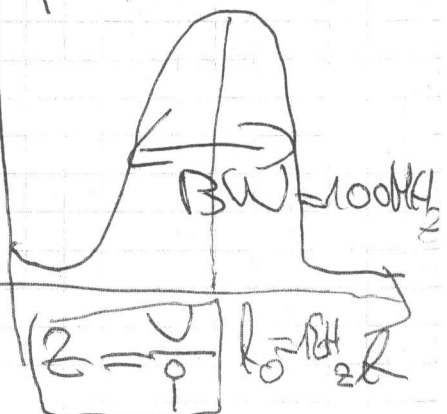
$$\Rightarrow \alpha = \frac{3,141}{13,41 \times 10} \times 100 \text{ m}^{-1} = 2$$

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(\frac{R_0}{Z_0} + G_0 \frac{Z_0}{0} \right)$$

$$\alpha = \frac{G_0 Z_0}{2} \Rightarrow G_0 = \frac{2\alpha}{Z_0}$$

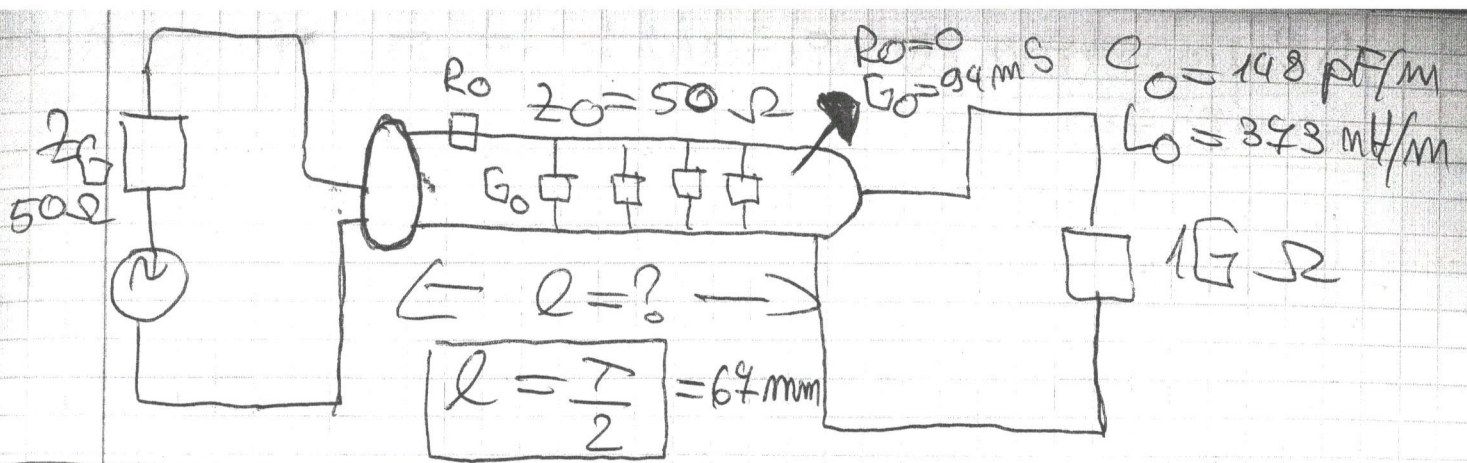
$$\Rightarrow G_0 = \frac{2 \cdot 2 \cdot 34 \text{ m}^{-1}}{50 \Omega} = 9,094 (20 \text{ m})^{-1} = 94 \text{ mS/m}$$

$$Z \times \uparrow$$



$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \Rightarrow L_0 C_0 = \frac{\epsilon_r}{c_0^2}$$

$$\Rightarrow$$



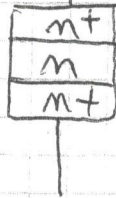
$$\Rightarrow L_0^2 = \frac{\epsilon_r \cdot Z_0^2}{c_0^2} \Rightarrow L_0 = \frac{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{50\Omega \cdot \sqrt{5}}{0,3 \cdot 10^9 \frac{\text{m}}{\text{s}}} = 372 \text{ nH/m}$$

$$\frac{300 \text{ cm} \times \sqrt{5}}{1 \text{ GHz} \cdot \sqrt{5}} = \frac{L_0}{C_0} = Z_0^2 \Rightarrow C_0 = \frac{L_0}{Z_0^2} = \frac{372 \text{ 000} [\text{pF/m}]}{2500} = 148 \text{ pF/m}$$

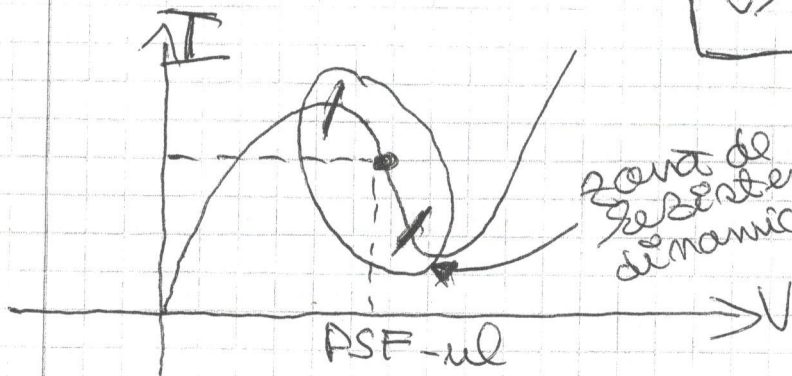
$$\text{BW}^{2x} \Rightarrow Q^{2x} \Rightarrow \alpha^{10x} \Rightarrow G^{10x}$$

Diferența dintre [circuitul și rezonator]
 Asemănări
 - circuit pasiv
 - are 2 porturi intrare / ieșire (kettre)
 - rezonatorul are o singură
 portă

Structura:

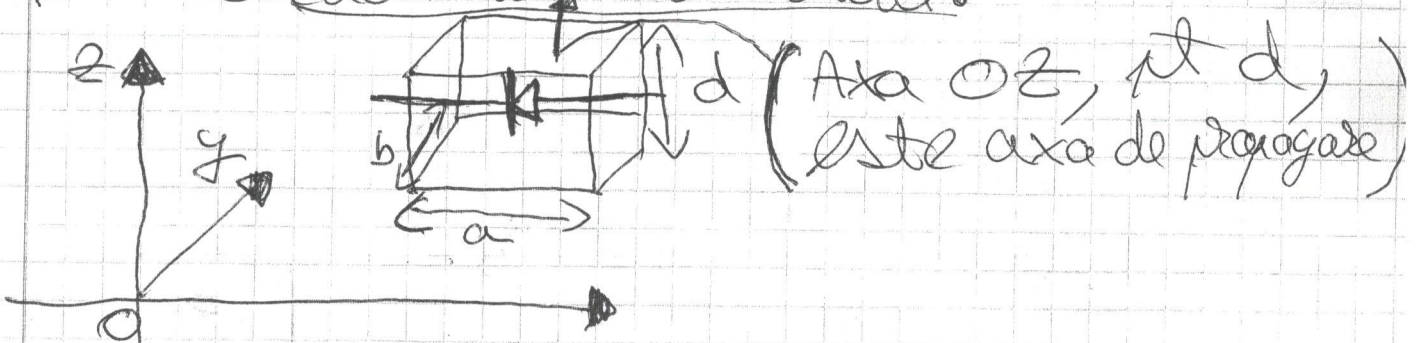


Caracteristică:



$V \nearrow \Rightarrow I \searrow$ în zona de rezistență dinamică negativă
 $\bar{v}$ [8 - 10 V]

Dioda Gunn pt a emite microunde, tb polarizată în zona de rezistență dinamică negativă
 Pt a fixa frecv. de osc. încadrăm dioda într-o cavitate rezonantă.



oare)

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

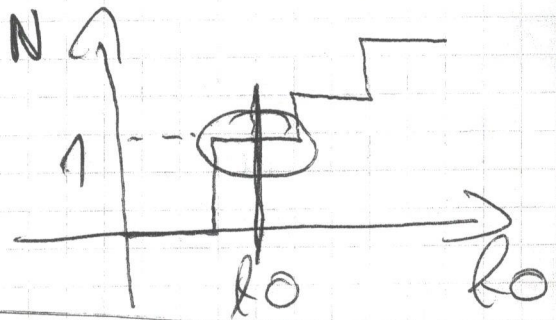
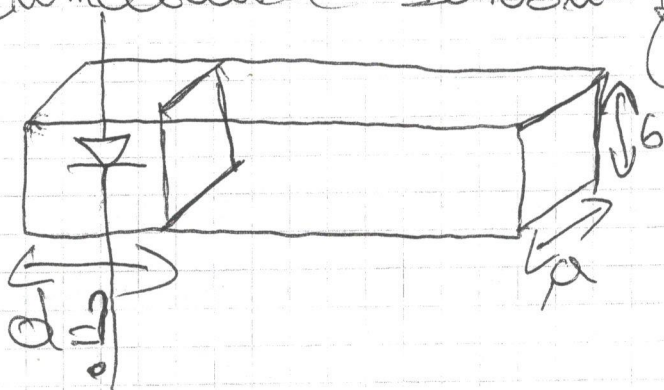
la T.E. nu se poate ca m și n să fie simultan 0.

la T.M. niciuna nu tb să fie 0.

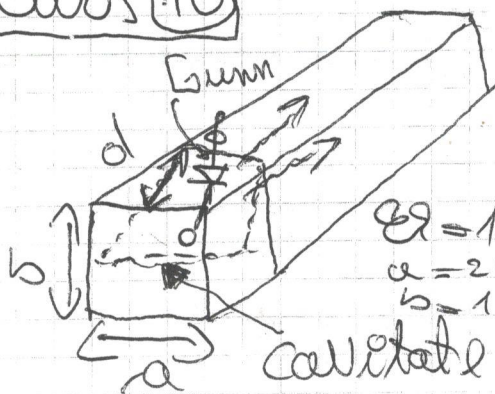
! frecv. de tlcă = frecv min de la care pot funcționa

$$f_{Lm,m} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{l}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \rightarrow \text{frecv de oscilatie}$$

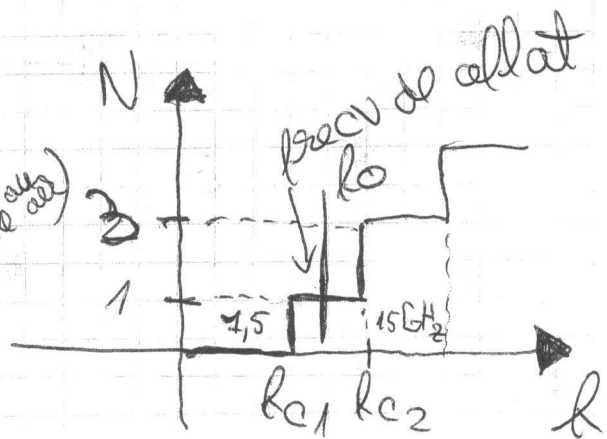
Se da un ghid de unda cu $\epsilon_r = 1.5$ param geometrice $a = 2\text{cm}$, $b = 1\text{cm}$. Cat l sa fie lungimea d a unei cavitati rezonante reale pe acest ghid pt ca frecv de osc a diodei Gunn pt ca frecv. de osc. sa fie la jumatatea sensu manamodal a ghidului (un singur ~~ghid~~ mod)



Curs 10



$\epsilon_r = 1$ (pt ca ghidul e aer)
 $a = 2\text{cm}$
 $b = 1\text{cm}$



Banda manamod este mca drata, intre frecv. critica a primului mod ($l_{c,1}$), si frecv. critica a modului 2 ($l_{c,2}$)

$$l_{c,2} = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

	m	1	2	3
0	—	7.5 GHz	15 GHz	$3 \times 7.5 \text{ GHz}$
1	15 GHz	$> 15 \text{ GHz}$		
2	30 GHz			

$$C = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$k_c(1,0) = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{a}\right)^2} = \frac{c}{2a} = \frac{30 \text{ cm} \cdot \text{GHz}}{2 \cdot 2 \text{ cm}} = 7.5 \text{ GHz}$$

$$k_c(2,0) = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{2}{a}\right)^2} = \frac{c}{2} \cdot \frac{2}{a} = 2 \cdot k_c(1,0) = 15 \text{ GHz}$$

$$k_c(0,1) = \frac{c}{2b} = \frac{30 \text{ cm} \cdot \text{GHz}}{2 \cdot 1 \text{ cm}} = 15 \text{ GHz}$$

$TE(1,0) \rightarrow \text{modul 1}$

$TE(2,0) \rightarrow \text{modul 2}$

$$k_0 = \frac{k_{c1} + k_{c2}}{2} = \frac{7.5 + 15 \text{ GHz}}{2} = 11.25 \text{ GHz}$$

The proceed at 1st break $TE(x,y)$
 1st case $k_{TE(x,y)} \text{ s\u00e5 } k_c < k_0$

$$7.5 \text{ GHz} < 11.25 \text{ GHz}$$

$$k_0(l,m,n) = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{l}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

$m=1$
 $2m=0$
 18a luna
 in mananad
 TEL 19

$$\Rightarrow k_0(l, 0) = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{l}{a}\right)^2 + \left(\frac{1}{a}\right)^2} \Rightarrow$$

$$\left(\frac{l}{a}\right)^2 = \left(\frac{2k_0}{c}\right)^2 - \left(\frac{1}{a}\right)^2$$

$$\frac{l}{a} = \sqrt{\left(\frac{2k_0}{c}\right)^2 - \left(\frac{1}{a}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{22,5 \cdot 642}{30 \text{ cm} \cdot 642}\right)^2 - \left(\frac{1}{a}\right)^2}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{0,45}{\text{cm}}\right)^2 - \left(\frac{0,5}{\text{cm}}\right)^2} = \sqrt{0,3125} = \frac{0,559}{\text{cm}}$$

$$\frac{d}{l} = \frac{1}{0,559} \Rightarrow \frac{d}{l} = 1,79 \text{ cm} \Rightarrow \boxed{d = l \cdot 1,79}$$

! ca sa emita pe frecv de 11,25 kHz
 sa fie multiplu de 1,79

$$l = 1 \cdot 1,79$$

$$l = 2 \cdot 1,79$$

Cel mai indicat este ca indicele
 l sa fie 1 pt a nu ~~exista~~ alte
 moduri superioare

$$\Rightarrow \boxed{d = 1 \cdot 1,79 \text{ cm}}$$

Diode detectoare

Diode Schottky

Structura: jonctiune metal-semiconductor _(M)

De ce nu folosim o jonctiune pn simplă pt detectia microundelor?

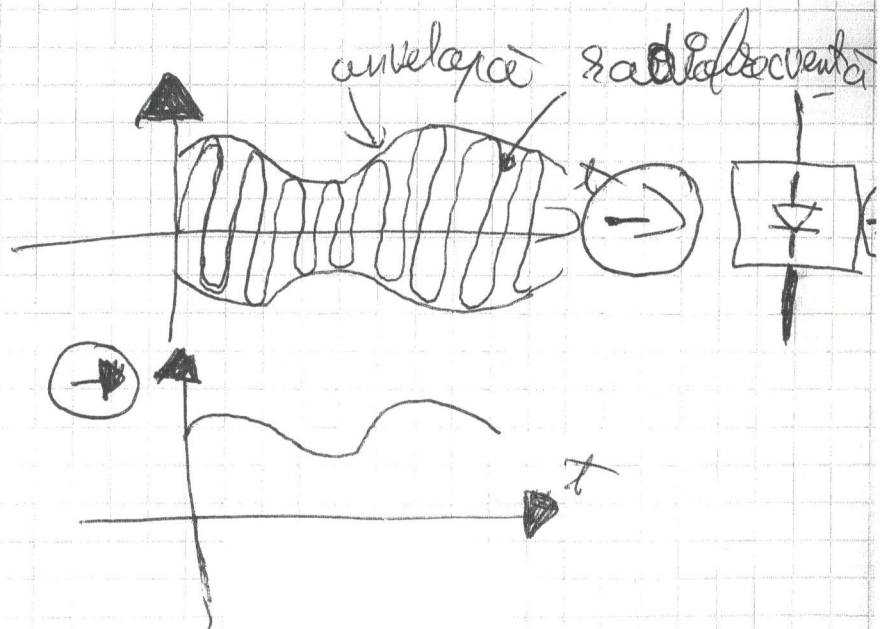
⇒ Din cauza capacității sale ridicate, astfel capacitatea limitază frecv. și nu putem lucra la frecv. înalte.

Pentru semiconductorul folosit pt frecv. medii de microunde este Si
frecv. înalte de microunde este Ga-As
ca semiconductor

Aplicații:

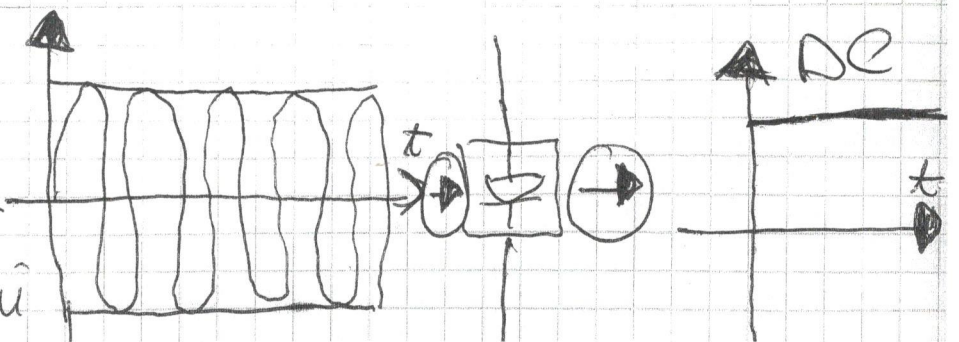
Detectie:

generarea unei
unui semnal este
proporțională cu
amplasa

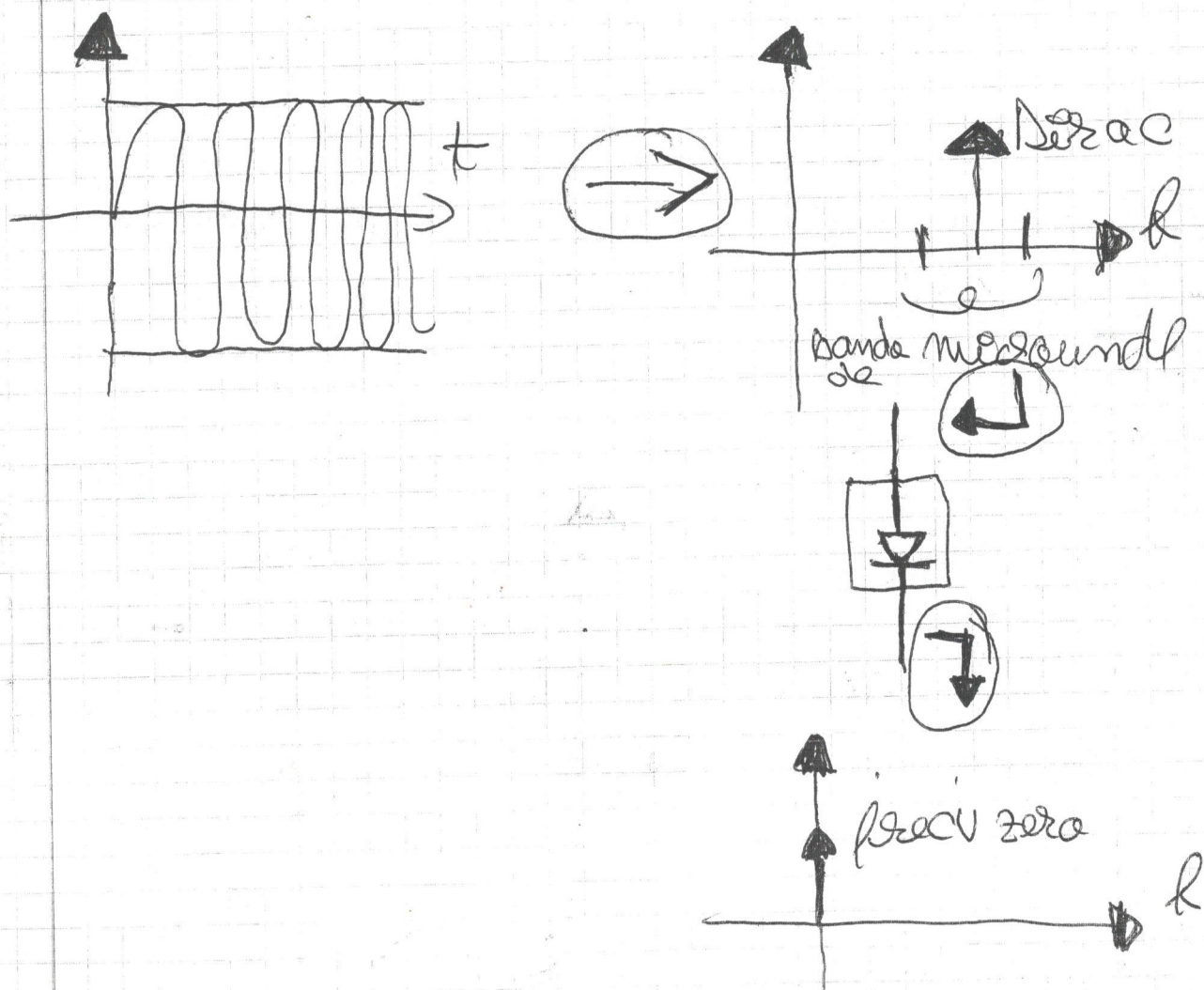
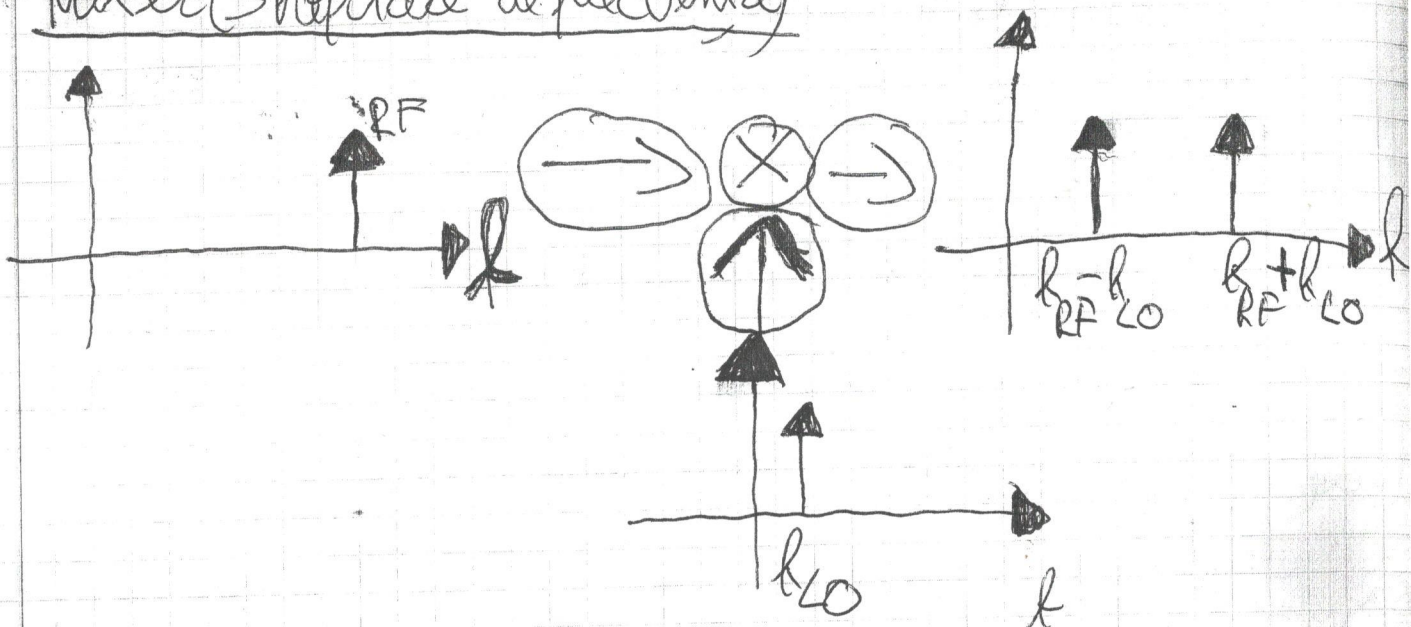


Rectificare:

generarea unei
tensiuni continue
de valoare proporțională
cu ampl. semnalului



Mixer (Shiftare de frecvență)



Curs 11

Sisteme de micraunde.

Este un ansamblu de componente active si pasive, grupate pentru a indeplini o functie practica.

Ex. de sisteme: $\rightarrow$ telecomunicatii
 $\rightarrow$ radar

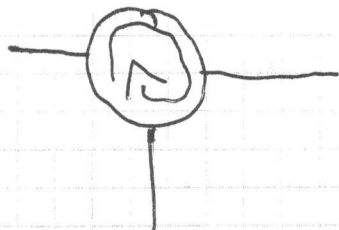
Componente de micraunde:

Passive

$\rightarrow$ **filtere** (FTJ, FTB)
 $\rightarrow$ **FTJ** / **FTB** (coaxial, strip)

$\rightarrow$ **divizoare de putere**
 (in T fara pierdere, rezistive)

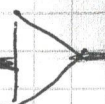
$\rightarrow$ **circulatori** (nu sunt simetrici)



Antene

Active

$\rightarrow$ **mixer** (PIN, Schottky)
 $\rightarrow$ **modulatoare** (PIN)
 $\rightarrow$ **generatoare** (Gunn, IM)
 $\rightarrow$ **amplificatoare** (Gunn)
 $\rightarrow$ **detectoare** (Schottky)

Generatoare  $\rightarrow$
Amplificatoare $\rightarrow$ 

Detectoare $\rightarrow$ 

Modulatoare f_{RF}  f_{LO}

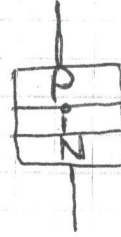
Mixer f_{RF}  f_{LO}

Antenele sunt comp. pasive, care fac trecerea de la ^{la} campul electromagnetic, care o ~~transmisiune~~ prin ghiduri de unda, sau linii

Modulatoare de microunde

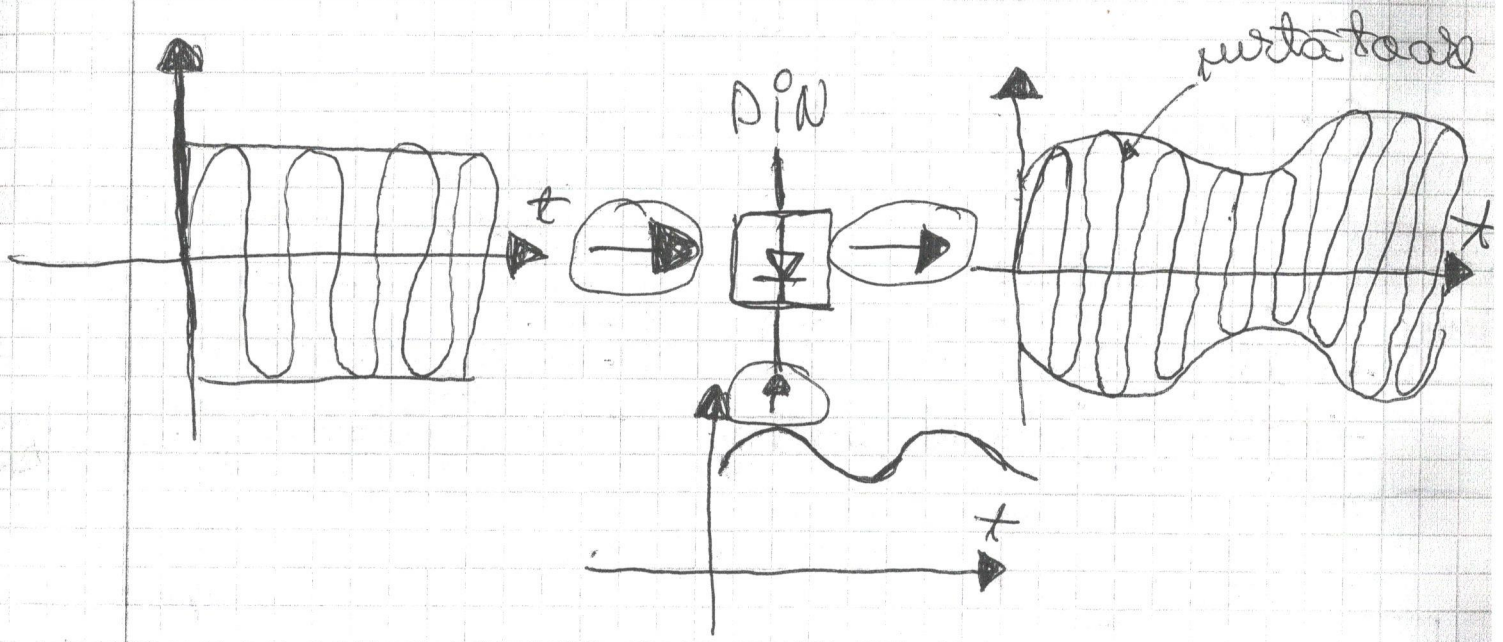
Model PDM

Structură: PIN



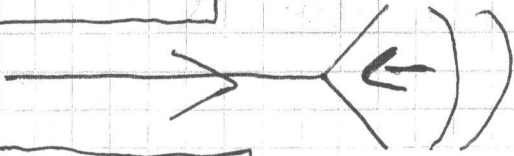
Aplicații: mixer

modulare în amplitudine

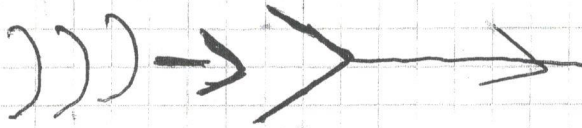


la câmpul electromagnetic care se propaga în aer liber.

Emisie:



Receptie:



În general u. e. lung. pară sursă antenă ca undă sferice. După o anumită distanță

R_{ff} , forma undei poate fi aproximată ca a fi undă plană.



$R_{ff} = \frac{2D^2}{\lambda}$, unde D este dimensiunea antenei de emisie și de receptie.

① Antena paraboloidică polarizată la recepție are un diam. de 18 inch și operează la frec. de 12,4 GHz. Găsește distanța de la care radiația emisă de această antenă poate fi considerată o undă plană.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{30 \text{ cm} \cdot \text{GHz}}{12,4 \text{ GHz}} = 2,42 \text{ cm}$$

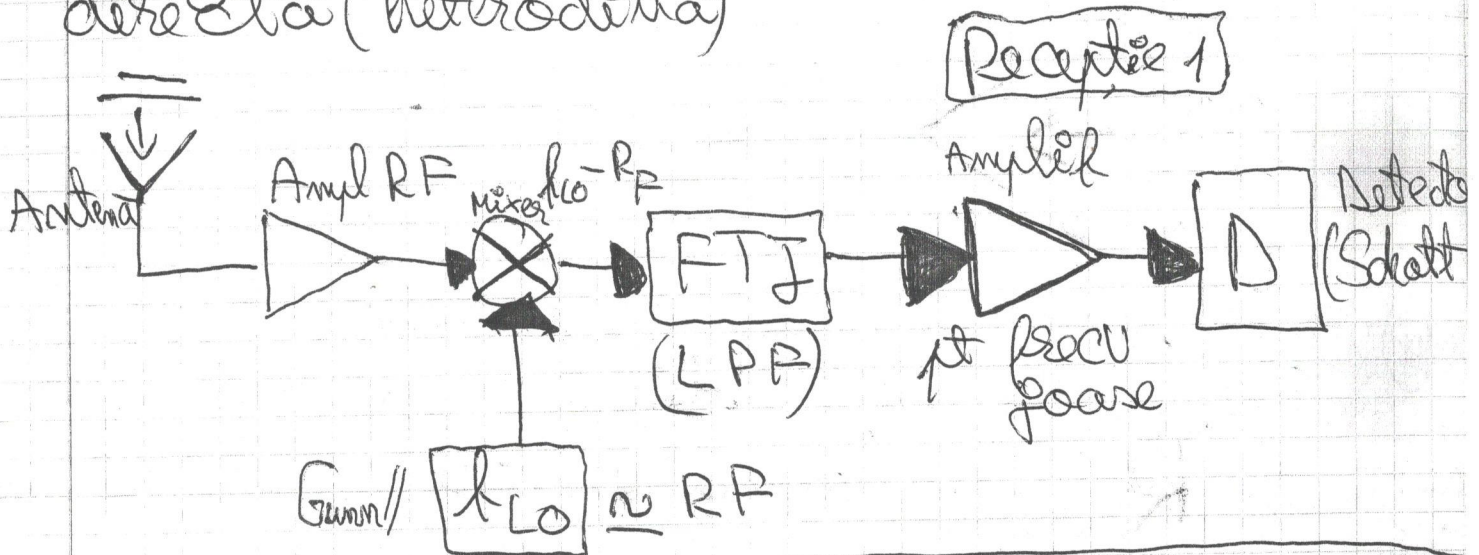
la transmisie, $R^2 = \dots = 500 \cdot 2,50^2 = 3125 \text{ km}$

$$R_{fl} = \frac{2 \cdot 2090}{2,42} = 1727 \text{ cm} =$$

$$17,27 \text{ m}$$

Exemple de sisteme de micraunde:

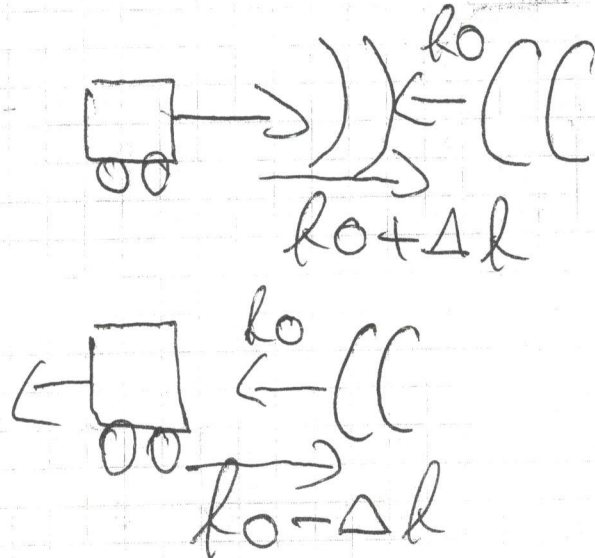
Ex 1: Receptor de micraunde folosind conversie directă (heterodină)



Receptie 2 Schema unui circuit radar pe baza de efect Doppler

$$\Delta f = \frac{2v \cdot f_0}{c}$$

↓
deplasare în
frecvență



Ex: $f_0 = 10 \text{ GHz}$

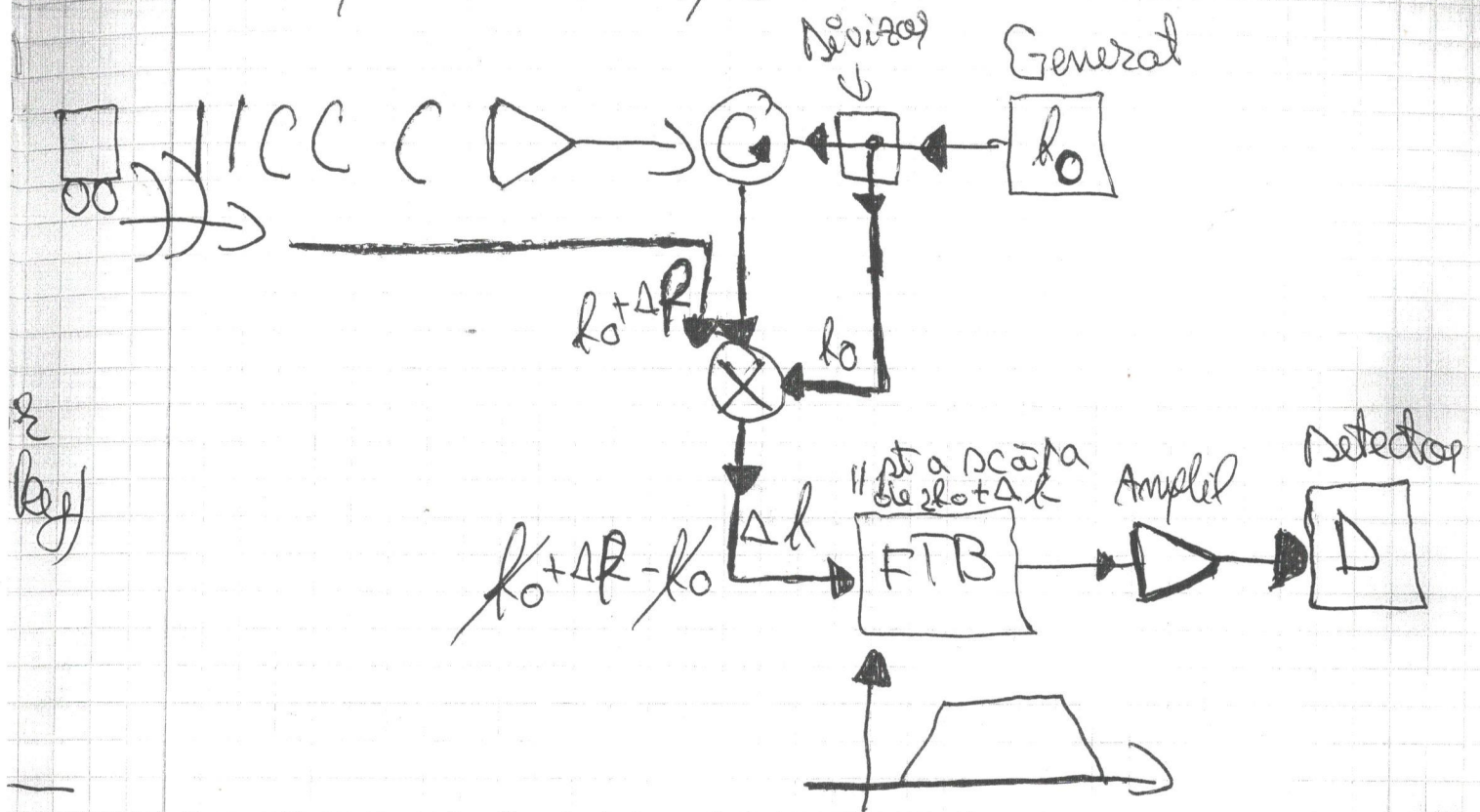
$v = 100 \text{ km/h}$

$\Delta f \Rightarrow \Delta f =$

$\Rightarrow \Delta f \approx 70 \frac{\text{km}}{\text{h}} \Rightarrow \Delta f = \frac{2 \cdot 100 \frac{\text{km}}{\text{h}} \cdot 10 \text{ GHz}}{300000 \frac{\text{km}}{\text{s}}} = 54$

$$1 \text{ Km/H} \rightarrow \frac{1000 \text{ m}}{3600 \text{ s}} = 0,27 \text{ m/s}$$

$$100 \text{ Km/h} = 27 \text{ m/s}$$



$$f = 1,8 \text{ kHz}$$