

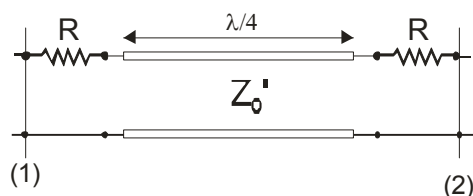
Professors: Albert Aguasca, Núria Duffo, Xavier Fàbregas i Lluís Pradell.

Cal realitzar **només tres** dels quatre problemes proposats
 Temps: 3 hores. Comenci cada exercici en un full apart.

PROBLEMA 1

La xarxa de dos accessos de la figura és un atenuador de banda estreta a la freqüència f_0 . Les impedàncies de referència dels accessos són $Z_0=50\Omega$.

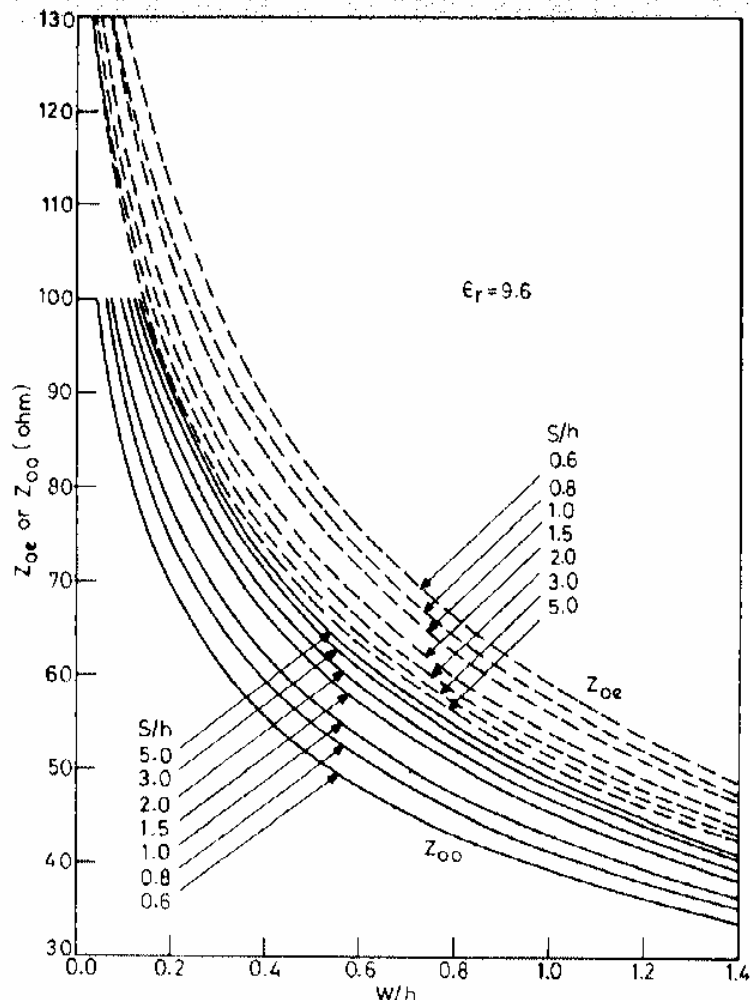
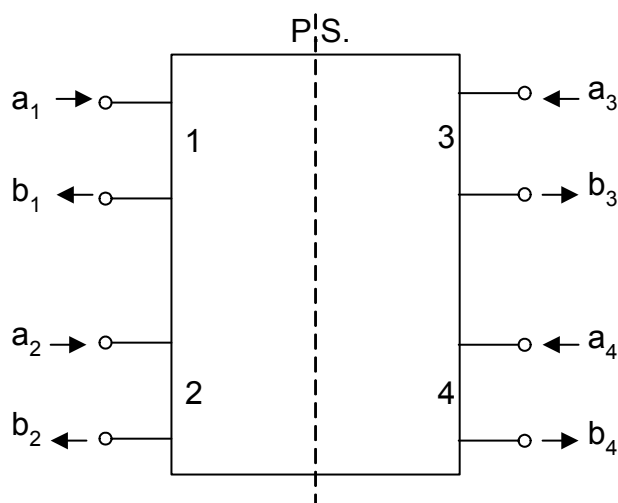
- Trobi la relació entre R i Z_0' perquè la xarxa funcioni com atenuador ideal.
- Calculi la matriu S completa de la xarxa, i concreti els valor de R i el valor de l'atenuació en el cas que $Z_0'=20\Omega$.
- Determini la matriu S en el cas que la freqüència de treball sigui $2f_0$, i amb R i Z_0' de valors segons l'apartat b.



PROBLEMA 2

El circuit de 4 portes de la figura és passiu, sense pèrdues, recíproc, simètric, totalment adaptat i té les portes 1 i 4 aïllades entre sí.

- Es connecta un generador canònic a la porta 1, la porta 2 es deixa en circuit obert, i es connecten càrregues de referència $Z_0 (= 50 \Omega)$ a les portes 3 i 4. En aquestes condicions, es mesura una relació $M = b_4/b_3 = -j 0.990$. Amb la informació anterior, deduïu la matriu de paràmetres S del circuit referida a Z_0 , sabent que S_{13} és real i positiu.
- Si el circuit és en realitat un acoblador direccional ideal realitzat en microstrip, representeu-lo numerant adequadament les portes.
- Si l'acoblador està funcionant a la seva freqüència central (10 GHz), calculeu les impedàncies parell (Z_{0e}) i imparell (Z_{0o}) de l'acoblador i (amb l'ajut de la gràfica adjunta) les seves dimensions (amplada w i separació s) suposant que $h=0.254$ mm. Si $\epsilon_{\text{reff}}= 6.3$, calculeu també la longitud física de l'acoblador.
- Si les càrregues de les portes 3 i 4 passen a ser de 100Ω , mantenint el circuit obert de la porta 2, calculeu la nova relació $M = b_4/b_3$



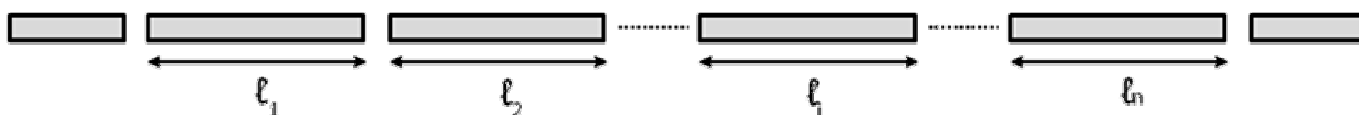
PROBLEMA 3

Es vol dissenyar un filtre passa banda Butterworth (maximalment pla), a connectar entre un generador d'impedància interna de $Z_g = 50\Omega$ i una càrrega $Z_L = 50\Omega$. La banda de pas ha d'estar compresa entre 9,75 GHz i 10,25 GHz i a 9,27 GHz ha d'atenuar com a mínim 45 dB.

- Dibuixeu la plantilla del filtre passa banda i de l'equivalent passa baix aplicant la transformació de freqüències.
- Calculeu l'ordre del filtre i trobeu el valor dels elements del prototipus passa baix
- Calculi l'atenuació del filtre passa banda a 11,05 GHz

Si es realitza el filtre mitjançant gaps microstrip com els de la figura, trobeu:

- La longitud dels trams de línia
- La capacitat en pF associada a cada gap.



$$\bar{J}_{01} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_1}}$$

$$\bar{J}_{i,i+1} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}}$$

$$\bar{J}_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_n g_{n+1}}}$$

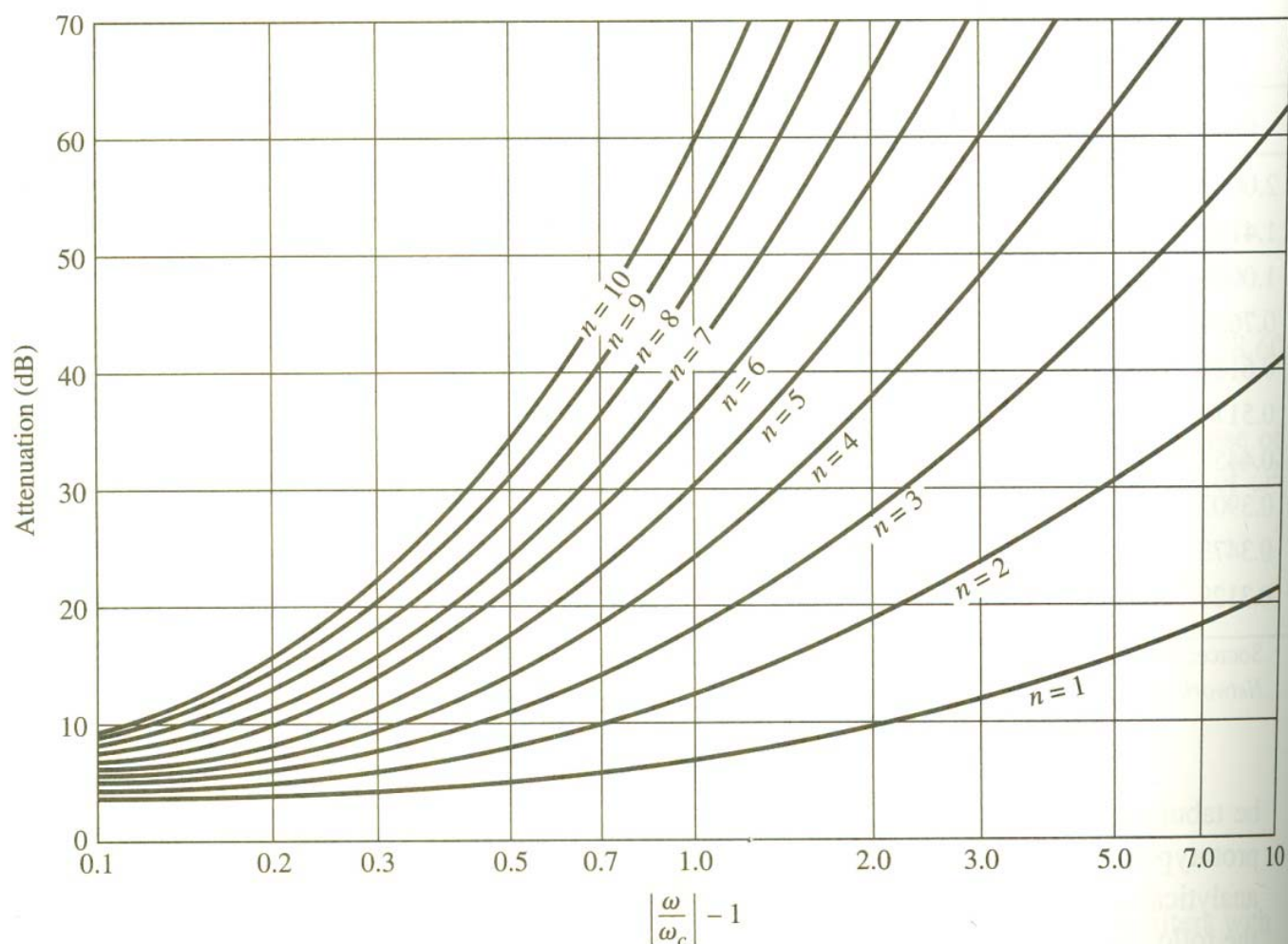
$$|\bar{X}_{i,i+1}| = \frac{1 - \bar{J}_{i,i+1}^2}{\bar{J}_{i,i+1}}$$

$$\ell_{i,i+1} = \frac{1}{2\beta} \arctg \frac{2}{\bar{X}_{i,i+1}}$$

TABLE 8.3 Element Values for Maximally Flat Low-Pass Filter Prototypes ($g_0 = 1$, $\omega_c = 1$, $N = 1$ to 10)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Source: Reprinted from G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* (Dedham, Mass.: Artech House, 1980) with permission.



PROBLEMA 4

El transistor ATF 35143 presenta els següents paràmetres S per $V_{DS}=2V$ i $I_{DS}=5mA$ referits a $Z_0=50\Omega$ i a 4GHz:

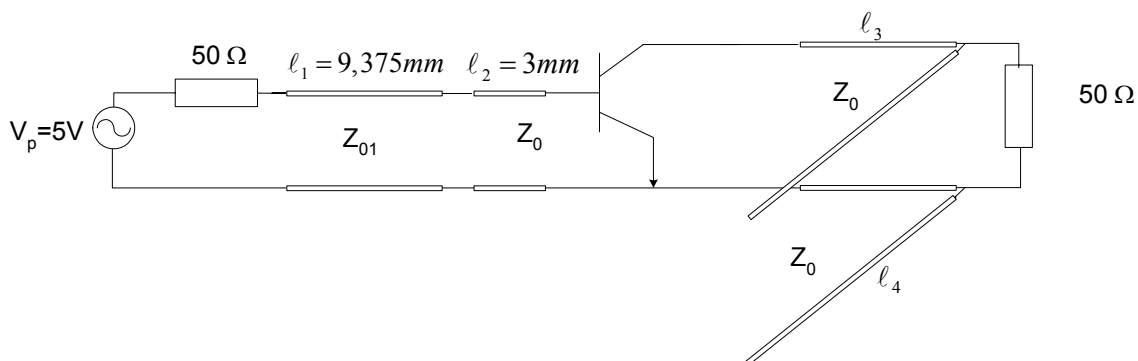
$$\begin{pmatrix} 0,72 \angle -126 & 0,05 \angle 7 \\ 3,0 \angle 76 & 0,52 \angle 151 \end{pmatrix}$$

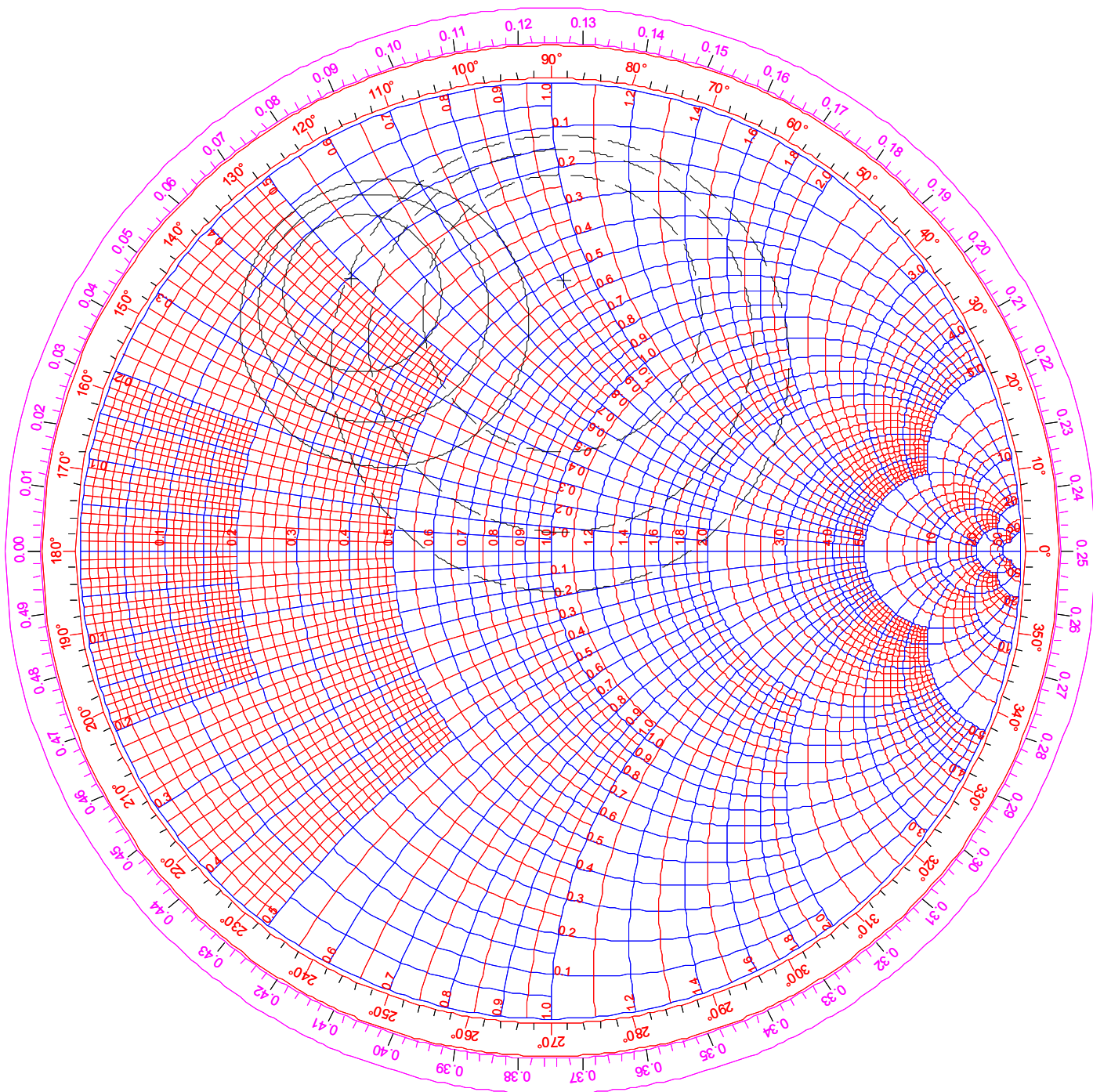
A la carta de Smith adjunta s'indiquen els cercles de guany a l'entrada constant G_S (amb un decrement de 0,5 dB d'un al següent) i Factor de Soroll constant (amb un increment de 0,2dB d'un cercle al següent).

S'ha dissenyat l'etapa d'entrada amb una xarxa de dues línies d'impedàncies $Z_{01}=32,4\Omega$ i $Z_0=50\Omega$ i longituds $\ell_1 = 9,375mm$, $\ell_2 = 3mm$, tal com mostra la figura. La constant dielèctrica de les línies és $\epsilon_r=4$.

- Determineu el valor del guany a l'entrada G_S i el factor de soroll F , tenint en compte que $F_{min}=0,52$ dB.
- Escolliu el valor d'impedància de carrega del transistor (Z_L) que proporcioni màxima transferència de potència a la sortida, fent l'aproximació unilateral.
- Dissenyeu l'etapa de sortida segons el valor escollit a l'apartat anterior i l'esquema de la figura.
- Calculeu la potència que arriba a la càrrega amb i sense les xarxes d'entrada i sortida

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2}$$





Reflection Coefficient $|\Gamma|$

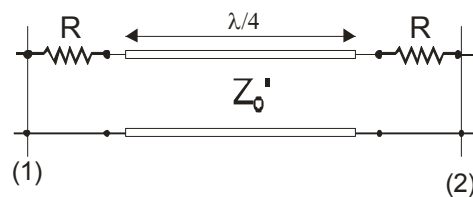


RESOLUCIÓ DE L'EXAMEN FINAL DE MICROONES GENER 08

PROBLEMA 1

La xarxa de dos accessos de la figura és un atenuador de banda estreta a la freqüència f_0 . Les impedàncies de referència dels accessos són $Z_0=50\Omega$.

- Trobi la relació entre R i Z_0' perquè la xarxa funcioni com atenuador ideal.
- Calculi la matriu S completa de la xarxa, i concreti els valor de R i el valor de l'atenuació en el cas que $Z_0'=20\Omega$.
- Determini la matriu S en el cas que la freqüència de treball sigui $2f_0$, i amb R i Z_0' de valors segons l'apartat b.



RESOLUCIÓ PROBLEMA 1

- Trobi la relació entre R i Z_0' perquè la xarxa funcioni com atenuador ideal.

Atenuador ideal, vol dir que $S_{11}=0$, per tant:

$$Z_{in} = R + \frac{Z_0'^2}{R + Z_0} \text{ i això ha de ser igual a } Z_0, \text{ per tant,}$$

$$R + \frac{Z_0'^2}{R + Z_0} = Z_0 \Rightarrow R = \sqrt{2500 - Z_0'^2}$$

- Calculi la matriu S completa de la xarxa, i concreti els valor de R i el valor de l'atenuació en el cas que $Z_0'=20\Omega$.

Ja tenim $S_{11}=0$,

Per simetria: $S_{11}=S_{22}$ i $S_{21}=S_{12}$

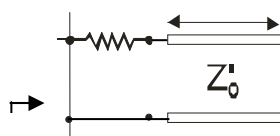
Només ens cal calcular un paràmetre de transmissió, que a més a més aplicant simetria es pot calcular simplement amb el coeficient de reflexió en mode parell:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\Gamma_e - \Gamma_o}{2} = 0 \Rightarrow \Gamma_e = \Gamma_o$$

$$S_{12} = S_{21} = \frac{\Gamma_e + \Gamma_o}{2} = \Gamma_e$$

Coeficient de reflexió en mode parell:

$$\text{La longitud serà } \frac{\ell}{2} = \frac{\lambda}{8}$$



$$Z^e = R - jZ_0'$$

Per tant,

$$S_{21} = \Gamma_e = \frac{Z^e - Z_0}{Z^e + Z_0} = \frac{R - 50 - jZ_0'}{R + 50 - jZ_0'} = \frac{-j100Z_0'}{(R + 50)^2 + Z_0'^2}$$

$$\text{Si } Z_0' = 20\Omega,$$

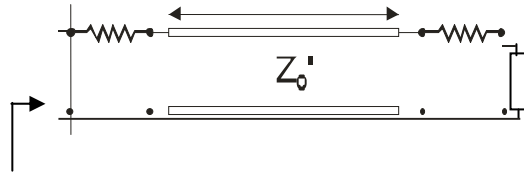
$$R = \sqrt{2500 - 400} = 45,83\Omega$$

$$S_{21} = \frac{-j100Z_0'}{(R + 50)^2 + Z_0'^2} = \frac{-j2000}{9582} = -j0,2087$$

$$L = -10 * \log|S_{21}|^2 = 13,6dB$$

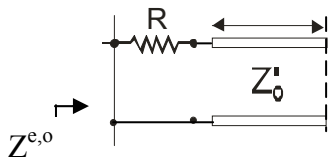
c) Determini la matriu S en el cas que la freqüència de treball sigui $2f_0$, i amb R i Z_0' de valors segons l'apartat b.

$$\text{Si } f=2f_0, \text{ llavors } \ell = \frac{\lambda}{2}$$



$$Z_{in} = 2R + Z_0 \Rightarrow S_{11} = S_{22} = \frac{R}{R + Z_0} = 0,478$$

Per calcular el paràmetre de transmissió fem com abans, amb els circuits en mode parell i imparell:



$$\left. \begin{array}{l} Z^e = R \Rightarrow \Gamma^e = \frac{R - Z_0}{R + Z_0} \\ Z^o = \infty \Rightarrow \Gamma^o = 1 \end{array} \right\} S_{12} = S_{21} = \frac{\Gamma^e - \Gamma^o}{2} = \frac{\frac{R - Z_0}{R + Z_0} - 1}{2} = \frac{-Z_0}{R + Z_0} = -0,521$$

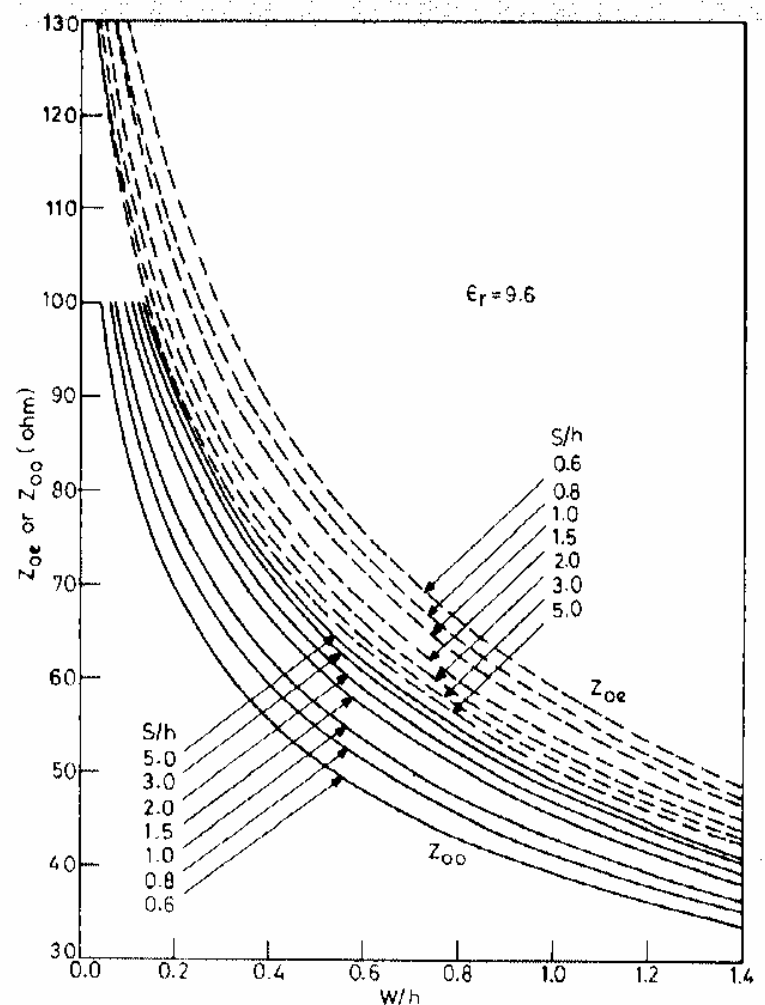
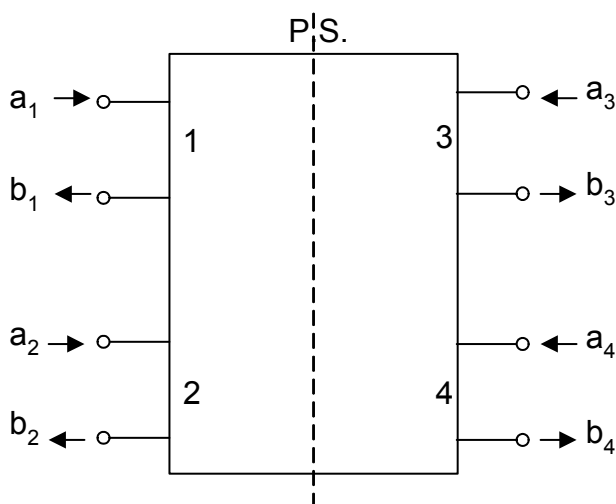
Per tant, la matriu queda:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0,478 & -0,521 \\ -0,521 & 0,478 \end{pmatrix}$$

PROBLEMA 2

El circuit de 4 portes de la figura és passiu, sense pèrdues, recíproc, simètric, totalment adaptat i té les portes 1 i 4 aïllades entre sí.

- Es connecta un generador canònic a la porta 1, la porta 2 es deixa en circuit obert, i es connecten càrregues de referència $Z_0 (= 50 \Omega)$ a les portes 3 i 4. En aquestes condicions, es mesura una relació $M = b_4/b_3 = -j 0.990$. Amb la informació anterior, deduïu la matriu de paràmetres S del circuit referida a Z_0 , sabent que S_{13} és real i positiu.
- Si el circuit és en realitat un acoblador direccional ideal realitzat en microstrip, representeu-lo numerant adequadament les portes.
- Si l'acoblador està funcionant a la seva freqüència central (10 GHz), calculeu les impedàncies parell (Z_{0e}) i imparell (Z_{0o}) de l'acoblador i (amb l'ajut de la gràfica adjunta) les seves dimensions (amplada w i separació s) suposant que $h=0.254$ mm. Si $\epsilon_{\text{reff}} = 6.3$, calculeu també la longitud física de l'acoblador.
- Si les càrregues de les portes 3 i 4 passen a ser de 100Ω , mantenint el circuit obert de la porta 2, calculeu la nova relació $M = b_4/b_3$



RESOLUCIÓ PROBLEMA 2

El circuit de 4 portes de la figura és passiu, sense pèrdues, recíproc, simètric, totalment adaptat i té les portes 1 i 4 aïllades entre sí.

$$\left. \begin{aligned} S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \\ S_{14} = S_{41} = 0 \\ S_{23} = S_{32} = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow [S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix}$$

- a) Es connecta un generador canònic a la porta 1, la porta 2 es deixa en circuit obert, i es connecten càrregues de referència $Z_0 (= 50 \Omega)$ a les portes 3 i 4. En aquestes condicions, es mesura una relació $M = b_4/b_3 = -j 0.990$. Amb la informació anterior, deduïu la matriu de paràmetres S del circuit referida a Z_0 , sabent que S_{13} és real i positiu.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ b_2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Escrivim les equacions que es deriven de l'equació matricial anterior:

$$b_1 = S_{12}b_2$$

$$b_2 = S_{12}a_1$$

$$b_3 = S_{13}a_1$$

$$b_4 = S_{13}b_2$$

I a partir d'aquí:

$$M = \frac{b_4}{b_3} = \frac{S_{13}S_{12}a_1}{S_{13}a_1} = S_{12} \Rightarrow S_{12} = -j0.990$$

$$b_3 = S_{13}a_1$$

$$b_4 = S_{13}b_2 = S_{13}S_{12}a_1$$

Com que la xarxa és passiva i sense pèrdues, podem aplicar unitarietat:

$$\begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix}^* = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

I llavors queda la següent equació:

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1 \Rightarrow |S_{13}| = 0,14$$

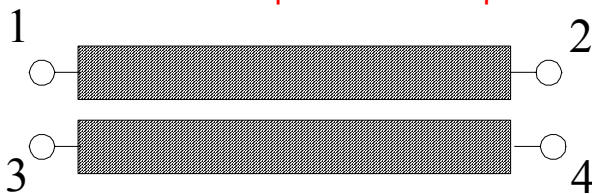
Tenint en compte que segons l'enunciat S_{13} ha de ser real i positiva queda que:

$$S_{13} = 0.14$$

En definitiva:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & -j0,99 & 0,14 & 0 \\ -j0,99 & 0 & 0 & 0,14 \\ 0,14 & 0 & 0 & -j0,99 \\ 0 & 0,14 & -j0,99 & 0 \end{pmatrix}$$

b) Si el circuit és en realitat un acoblador direccional ideal realitzat en microstrip, representeu-lo numerant adequadament les portes.



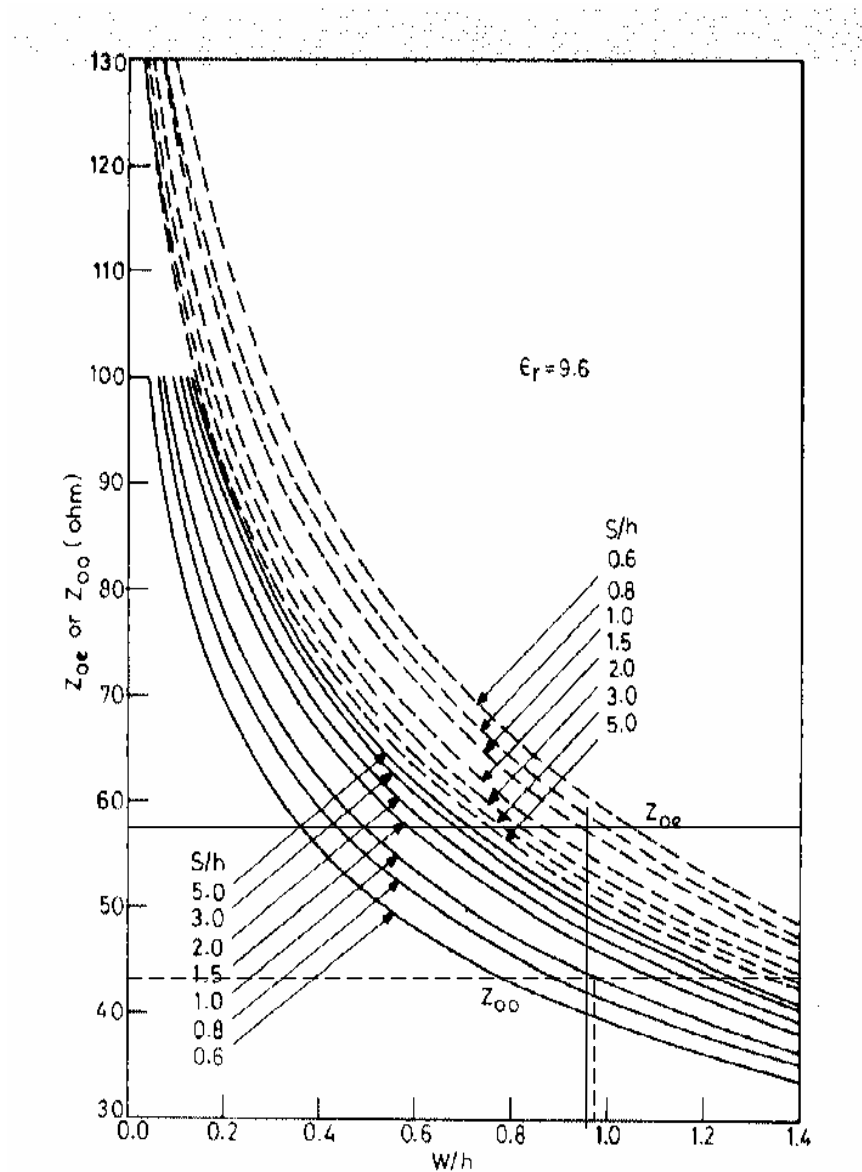
c) Si l'acoblador està funcionant a la seva freqüència central (10 GHz), calculeu les impedàncies parell (Z_{0e}) i imparell (Z_{0o}) de l'acoblador i (amb l'ajut de la gràfica adjunta) les seves dimensions (amplada w i separació s) suposant que $h=0.254$ mm. Si $\epsilon_{\text{reff}}= 6.3$, calculeu també la longitud física de l'acoblador.

El paràmetre S_{13} ens dona l'acoblament, per tant, $\alpha = 0,14$ i les impedàncies seran:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+\alpha}{1-\alpha}} = 57,62\Omega$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-\alpha}{1+\alpha}} = 43,38\Omega$$

Una vegada tenim les dues impedàncies, fem servir la gràfica adjunta per trobar la W/h i la S/h de les línies acoblades: si agafem les corbes corresponents a $s/h=1,0$, s'arriba a una solució i $W/h=0,98$.



Substituint el valor de $h=0,254\text{mm}$, queda: $s=0,254\text{mm}$ i $W=0,249\text{mm}$

d) Si les càrregues de les portes 3 i 4 passen a ser de $100\ \Omega$, mantenint el circuit obert de la porta 2, calculeu la nova relació $M = b_4/b_3$

Llavors a les portes 3 i 4 tenim un coeficient de reflexió igual a $\Gamma=1/3$ i per tant:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ b_2 \\ \frac{1}{3}b_3 \\ \frac{1}{3}b_4 \end{pmatrix}$$

Escrivim les equacions corresponents:

$$b_2 = S_{12}a_1 + S_{13}\frac{1}{3}b_4$$

$$b_3 = S_{13}a_1 + S_{12}\frac{1}{3}b_4$$

$$b_4 = S_{13}b_2 + S_{12}\frac{1}{3}b_3$$

I substituïm la primera i la segona a la tercera i aïllem b_4 :

$$b_4 = S_{13}\left(S_{12}a_1 + S_{13}\frac{1}{3}b_4\right) + S_{12}\frac{1}{3}\left(S_{13}a_1 + S_{12}\frac{1}{3}b_4\right)$$

$$b_4 = \frac{S_{13}S_{12} + S_{12}\frac{1}{3}S_{13}}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}a_1 = \frac{\frac{4}{3}S_{13}S_{12}}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}a_1$$

Ara només resta substituir a l'equació de b_3 el valor de b_4 :

$$b_3 = S_{13}a_1 + S_{12}\frac{1}{3}b_4 = S_{13}a_1 + \frac{\frac{4}{9}S_{13}S_{12}^2}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}a_1$$

Dividint una per l'altre trobem el valor de M:

$$M = \frac{\frac{\frac{4}{3}S_{13}S_{12}}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}}{S_{13} + \frac{\frac{4}{9}S_{13}S_{12}^2}{1 - S_{13}^2\frac{1}{3} - S_{12}^2\frac{1}{9}}} = \frac{4S_{12}}{3 - S_{13}^2 + S_{12}^2} = \frac{-j3,96}{3 - 0,0196 - 0,9801} = -j1,98$$

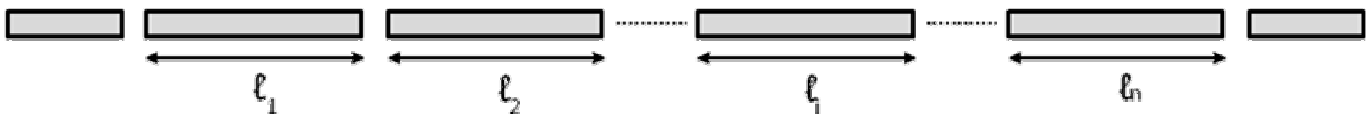
PROBLEMA 3

Es vol dissenyar un filtre passa banda Butterworth (maximalment pla), a connectar entre un generador d'impedància interna de $Z_g = 50\Omega$ i una càrrega $Z_L = 50\Omega$. La banda de pas ha d'estar compresa entre 9,75 GHz i 10,25 GHz i a 9,27 GHz ha d'atenuar com a mínim 45 dB.

- Dibuixeu la plantilla del filtre passa banda i de l'equivalent passa baix aplicant la transformació de freqüències.
- Calculeu l'ordre del filtre i trobeu el valor dels elements del prototipus passa baix
- Calculi l'atenuació del filtre passa banda a 11,05 GHz

Si es realitza el filtre mitjançant gaps microstrip com els de la figura, trobeu:

- La longitud dels trams de línia
- La capacitat en pF associada a cada gap.



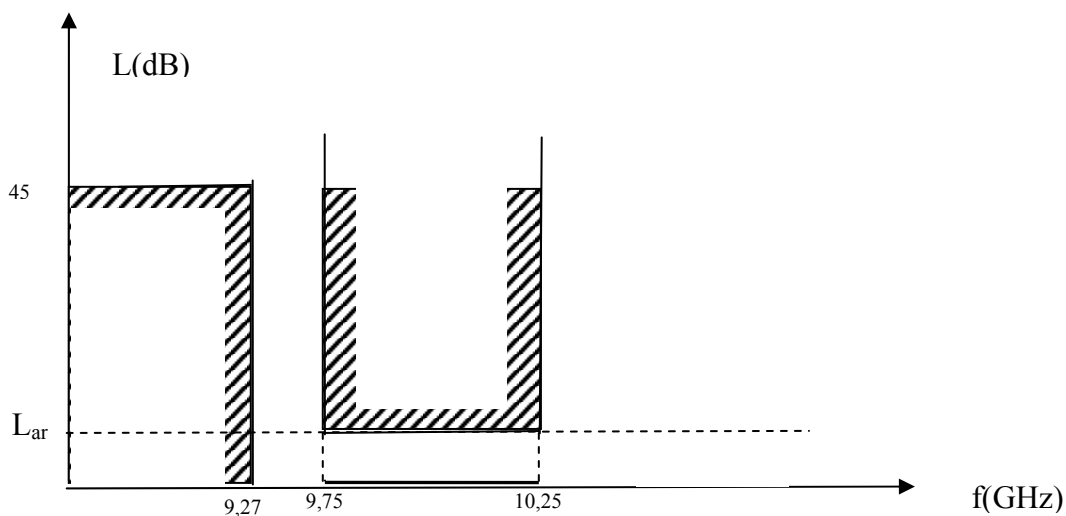
$$\bar{J}_{01} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_1}} \quad \bar{J}_{i,i+1} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_i g_{i+1}}} \quad \bar{J}_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_n g_{n+1}}}$$

$$|\bar{X}_{i,i+1}| = \frac{1 - \bar{J}_{i,i+1}^2}{\bar{J}_{i,i+1}} \quad \ell_{i,i+1} = \frac{1}{2\beta} \arctg \frac{2}{\bar{X}_{i,i+1}}$$

RESOLUCIÓ PROBLEMA 3

- Dibuixeu la plantilla del filtre passa banda i de l'equivalent passa baix aplicant la transformació de freqüències.

Plantilla del filtre passa banda:



Característiques del filtre passa banda:

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} = 10 \text{ GHz}$$

$$W = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0,05$$

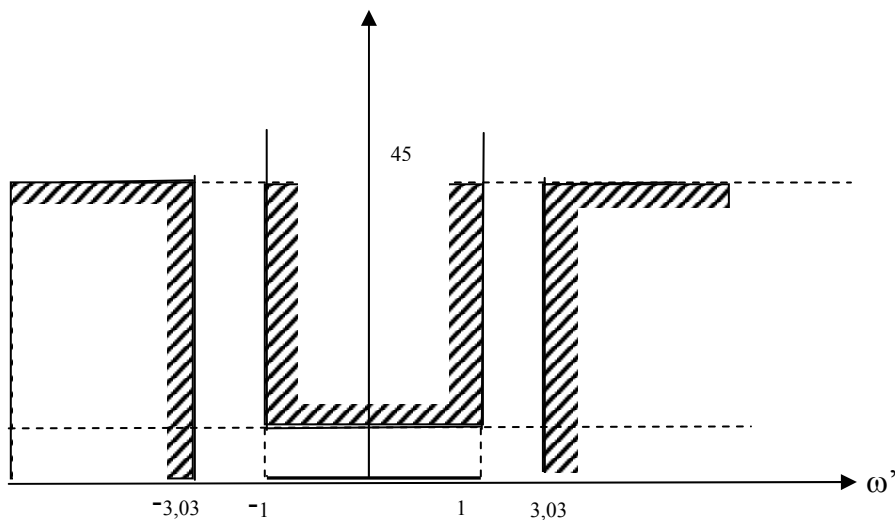
Equivalent passa baix: apliquem la transformació de freqüències:

$$\omega' = \frac{1}{W} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$$

I trobem:

$$\omega'_a = \frac{1}{0,05} \left(\frac{9,27}{10} - \frac{10}{9,27} \right) = -3,03$$

Per tant, l'equivalent serà:



on hem fet $\omega_1' = 1$

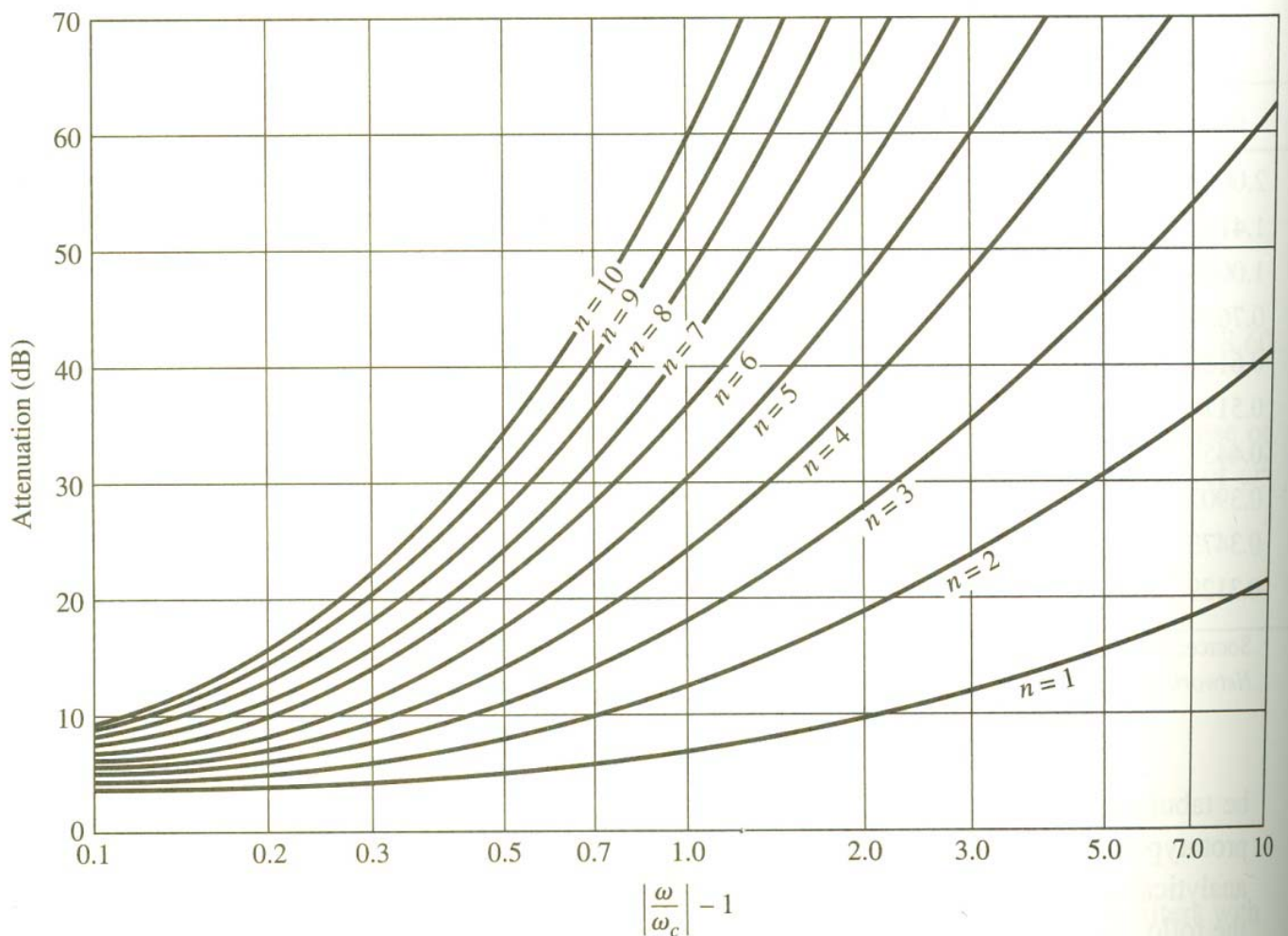
b) Calculeu l'ordre del filtre i trobeu el valor dels elements del prototipus passa baix

Sobre la gràfica representem $\left| \frac{\omega'_a}{\omega_1'} \right| - 1 = 2,03$ i veiem que per tenir una atenuació de 45 dB necessitem com a mínim un filtre d'ordre 5.

TABLE 8.3 Element Values for Maximally Flat Low-Pass Filter Prototypes ($g_0 = 1$, $\omega_c = 1$, $N = 1$ to 10)

N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	2.0000	1.0000									
2	1.4142	1.4142	1.0000								
3	1.0000	2.0000	1.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654	1.0000						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180	1.0000					
6	0.5176	1.4142	1.9318	1.9318	1.4142	0.5176	1.0000				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450	1.0000			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9615	1.9615	1.6629	1.1111	0.3902	1.0000		
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	1.0000	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129	1.0000

Source: Reprinted from G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures* (Dedham, Mass.: Artech House, 1980) with permission.



Per tant, els valors dels elements els treiem de la taula adjunta:

$$g_1 = g_5 = 0,618$$

$$g_2 = g_4 = 1,618$$

$$g_3 = 2$$

$$g_6 = 1$$

c) Calculi l'atenuació del filtre passa banda a 11,05 GHz

Fem la transformació de freqüències:

$$\omega_b' = \frac{1}{0,05} \left(\frac{11,05}{10} - \frac{10}{11,05} \right) = 4$$

I per aquesta freqüència equivalent, de la gràfica trobem que l'atenuació per a $\left| \frac{\omega_a'}{\omega_1'} \right| - 1 = 3$, és igual a 60dB.

Si es realitza el filtre mitjançant gaps microstrip com els de la figura, trobeu:

d) La longitud dels trams de línia

De les equacions trobem primer el valor de les constants dels inversors d'admitàncies:

$$\bar{J}_{01} = \bar{J}_{56} = \sqrt{\frac{\pi W}{2g_1}} = 0,356$$

$$\bar{J}_{12} = \bar{J}_{45} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_1 g_2}} = 0,078$$

$$\bar{J}_{23} = \bar{J}_{34} = \frac{\pi W}{2\sqrt{g_2 g_3}} = 0,044$$

Ara ja podem calcular les reactàncies i a més a més com són condensadors seran negatives:

$$|\bar{X}_{01}| = |\bar{X}_{56}| = \frac{1 - \bar{J}_{01}^2}{\bar{J}_{01}} = 2,45 \Rightarrow \bar{X}_{01} = \bar{X}_{56} = -2,45$$

$$|\bar{X}_{12}| = |\bar{X}_{45}| = \frac{1 - \bar{J}_{12}^2}{\bar{J}_{12}} = 12,65 \Rightarrow \bar{X}_{12} = \bar{X}_{45} = -12,65$$

$$|\bar{X}_{23}| = |\bar{X}_{34}| = \frac{1 - \bar{J}_{23}^2}{\bar{J}_{23}} = 22,86 \Rightarrow \bar{X}_{23} = \bar{X}_{34} = -22,86$$

I finalment les longituds queden (suposant $\epsilon_r = 1$):

$$\ell_1 = \ell_5 = \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4\pi} \operatorname{arctg} \frac{2}{\bar{X}_{01}} + \frac{\lambda}{4\pi} \operatorname{arctg} \frac{2}{\bar{X}_{12}} = 0,434\lambda = 13mm$$

$$\ell_2 = \ell_4 = \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4\pi} \operatorname{arctg} \frac{2}{\bar{X}_{12}} + \frac{\lambda}{4\pi} \operatorname{arctg} \frac{2}{\bar{X}_{23}} = 0,481\lambda = 14,4mm$$

$$\ell_3 = \frac{\lambda}{2} + \frac{\lambda}{4\pi} \operatorname{arctg} \frac{2}{\bar{X}_{23}} + \frac{\lambda}{4\pi} \operatorname{arctg} \frac{2}{\bar{X}_{34}} = 0,486\lambda = 14,6mm$$

e) La capacitat en pF associada a cada gap.

$$C_{01} = C_{56} = \frac{1}{2\pi f_0 50 \bar{X}_{01}} = 0,13 pF$$

$$C_{12} = C_{45} = \frac{1}{2\pi f_0 50 \bar{X}_{12}} = 0,025 pF$$

$$C_{23} = C_{34} = \frac{1}{2\pi f_0 50 \bar{X}_{23}} = 0,014 pF$$

PROBLEMA 4

El transistor ATF 35143 presenta els següents paràmetres S per $V_{DS}=2V$ i $I_{DS}=5mA$ referits a $Z_0=50\Omega$ i a 4GHz:

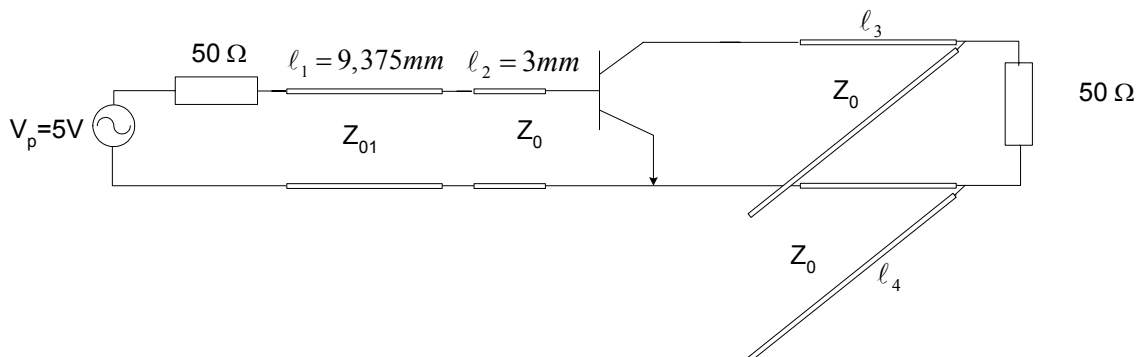
$$\begin{pmatrix} 0,72_{\angle -126} & 0,05_{\angle 7} \\ 3,0_{\angle 76} & 0,52_{\angle 151} \end{pmatrix}$$

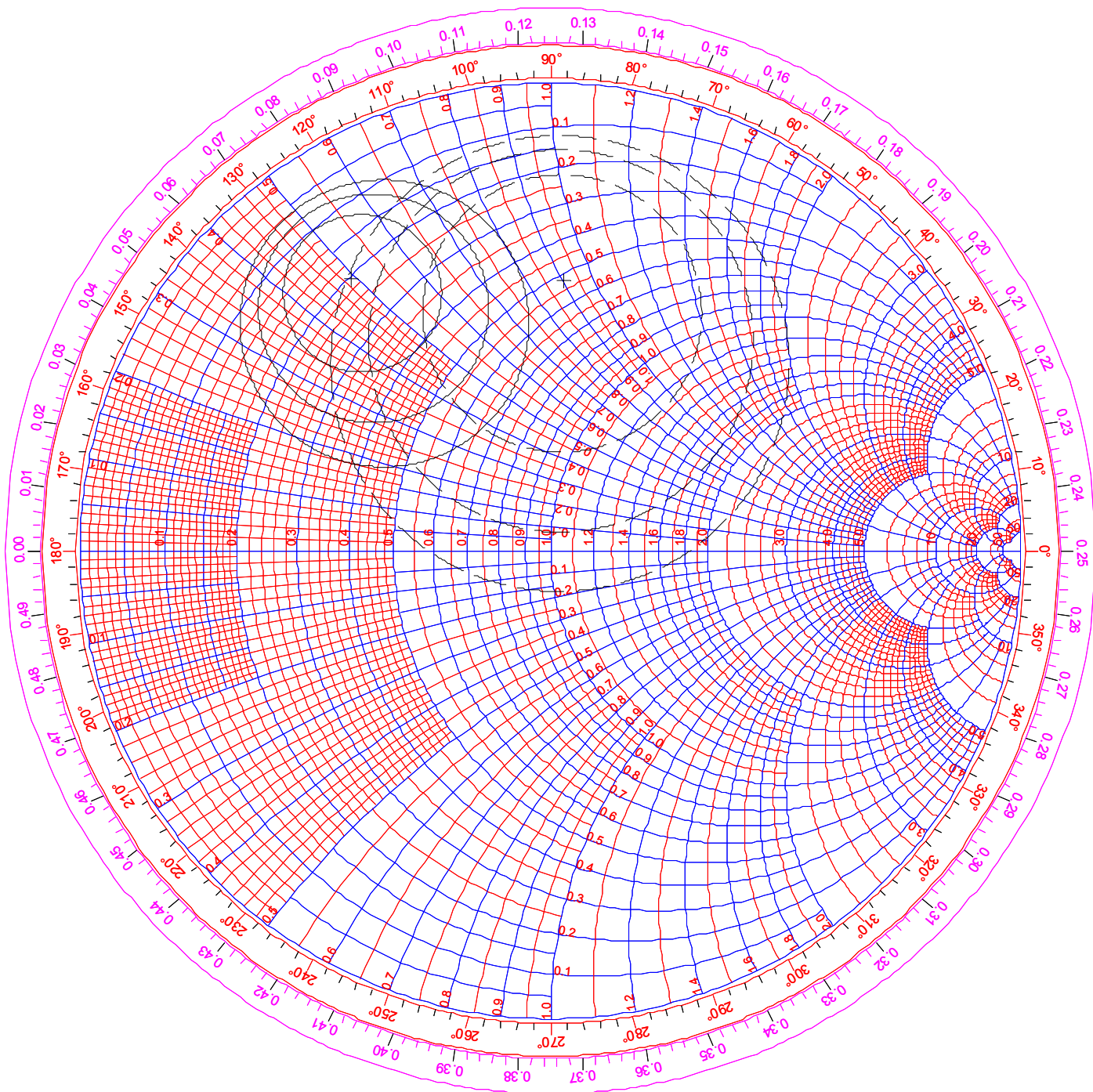
A la carta de Smith adjunta s'indiquen els cercles de guany a l'entrada constant G_S (amb un decrement de 0,5 dB d'un al següent) i Factor de Soroll constant (amb un increment de 0,2dB d'un cercle al següent).

S'ha dissenyat l'etapa d'entrada amb una xarxa de dues línies d'impedàncies $Z_{01}=32,4\Omega$ i $Z_0=50\Omega$ i longituds $\ell_1 = 9,375mm$, $\ell_2 = 3mm$, tal com mostra la figura. La constant dielèctrica de les línies és $\epsilon_r=4$.

- Determineu el valor del guany a l'entrada G_S i el factor de soroll F , tenint en compte que $F_{min}=0,52$ dB.
- Escolliu el valor d'impedància de carrega del transistor (Z_L) que proporcioni màxima transferència de potència a la sortida, fent l'aproximació unilateral.
- Dissenyau l'etapa de sortida segons el valor escollit a l'apartat anterior i l'esquema de la figura.
- Calculeu la potència que arriba a la càrrega amb i sense les xarxes d'entrada i sortida

$$G_T = \frac{(1 - |\Gamma_s|^2) |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|(1 - S_{11}\Gamma_s)(1 - S_{22}\Gamma_L) - S_{12}S_{21}\Gamma_s\Gamma_L|^2}$$





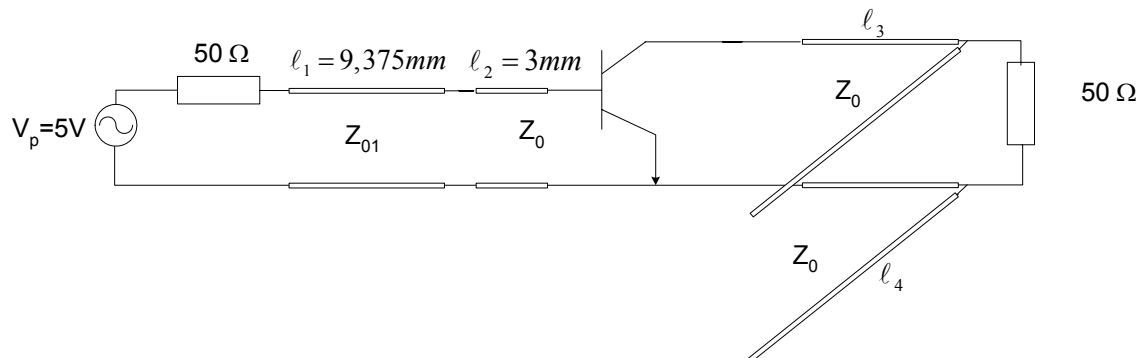
Reflection Coefficient $|\Gamma|$



RESOLUCIÓ PROBLEMA 4

a) Determineu el valor del guany a l'entrada G_S i el factor de soroll F , tenint en compte que $F_{\min}=0,52 \text{ dB}$.

Hem de calcular el valor del coeficient de reflexió que tenim a l'entrada Γ_S :



Determinem les longituds de les línies en termes de λ . Per tant,

$$\lambda = \frac{c_0}{f \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{310^8}{410^9 \sqrt{4}} = 37,5 \text{ mm}$$

i les línies serien :

$$\frac{9,375}{37,5} = 0,25\lambda$$

$$\frac{3}{37,5} = 0,08\lambda$$

La impedància real que es veu tot just davant de la línia de longitud $\lambda/4$ es igual a:

$$Z_1 = \frac{Z_{01}^2}{50} = \frac{(32,4)^2}{50} = 21\Omega$$

$$\bar{Z}_1 = \frac{21}{50} = 0,42$$

Ens situem a la carta de Smith en aquest valor real i ens movem cap a generador $0,08\lambda$ per saber la impedància a l'entrada Z_S :

$$\bar{Z}_s = 0,5 + j0,4$$

que com a coeficient de reflexió és:

$$\Gamma_S = \frac{\bar{Z}_s - 1}{\bar{Z}_s + 1} = 0,42 \angle 126^\circ$$

Per saber quin és el valor del guany d'entrada, calculem primer el valor del guany màxim a l'entrada:

$$G_S = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} = \frac{1}{1 - 0,72^2} = 2,076$$

$$G_{S_{\max}} (\text{dB}) = 3,17 \text{ dB}$$

Com que el punt trobat està aprox. sobre el segon cercle, el guany ha baixat 1 dB, per tant serà igual a 2,17dB:

$$G_S = G_{S_{\max}}(dB) - 1dB = 2,17dB$$

En quant al factor de soroll, està pràcticament sobre el primer cercle, per tant ha pujat 0,2dB respecte al mínim, per tant el factor de soroll és igual a 0,72dB.

$$F = F_{\min}(dB) + 0,2 = 0,72dB$$

b) Escolliu el valor d'impedància de càrrega del transistor (Z_L) que proporcioni màxima transferència de potència a la sortida, fent l'aproximació unilateral.

$$\text{Ha de ser } \Gamma_L = S_{22}^* = 0,52 \angle -151^\circ$$

Aquest valor dóna un guany a la sortida de :

$$G_L = \frac{1}{1 - |S_{22}|^2} = \frac{1}{1 - 0,52^2} = 1,37$$

$$G_L(dB) = 1,37dB$$

Ho situem sobre la Carta de Smith per trobar el valor de la impedància:

$$\Gamma_L = 0,52 \angle 209^\circ$$

$$\bar{Z}_L = 0,34 - j0,22 \Rightarrow \bar{Y}_L = 2 + j1,4$$

$$Z_L = 17 - j11(\Omega)$$

c) Dissenyeu l'etapa de sortida segons el valor escollit a l'apartat anterior i l'esquema de la figura.

L'esquema de la figura, implica primer una línia i després un stub en paral·lel. És per això que treballem amb admitàncies i ens movem cap a càrrega fins que la part real sigui igual a 1.

Agafem la longitud més curta que és:

$$\ell_3 = (0,21 - 0,168)\lambda = 0,042\lambda = 1,575mm$$

I arribem al punt d'admitància igual a:

$$\bar{Y}_1 = 1 + j1,2$$

Per tant el stub ha de ser de valor:

$$\bar{B}_s = 1,2$$

Tal com mostra la figura, el stub és una línia acabada en circuit obert. Per tant, per sintetitzar-ho, ens posem a la carta de Smith en el punt de c.obert d'admitàncies i ens movem cap a generador fins a aquest valor. Ha de ser:

$$\ell_4 = 0,14\lambda = 5,25mm$$

d) Calculeu la potència que arriba a la càrrega amb i sense les xarxes d'entrada i sortida

Sense les xarxes d'entrada i sortida, ens queda només el guany intrínsec:

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} = G_I = |S_{21}|^2 = 9$$

$$G_I(dB) = 9,54dB$$

I per tant,

$$P_L = |S_{21}|^2 P_{avs}$$

Primer calculem la potència disponible de generador:

$$P_{avs} = \frac{1}{2} |b_s|^2 = \frac{1}{8} \frac{|V_g|^2}{Z_0} = 62,5 mW$$

$$P_{avs} = 17,96 dBm$$

Per tant,

$$P_L = |S_{21}|^2 P_{avs} = 562,5 mW$$

$$P_L (dBm) = 27,5 dBm$$

Amb les xarxes d'entrada i sortida, el guany total queda:

$$G_T (dB) = 2,17 + 9,54 + 1,37 dB = 13,08 dB$$

I per tant, la potència que arriba a la càrrega és:

$$P_L = G_T P_{avs} = 1270,22 mW$$

$$P_L (dBm) = G_T (dB) + P_{avs} (dBm) = 31,04 dBm$$