

NOM Prénom : **BOUZAIEN Mokhles**

## 1. Rappel des paramètres du cahier des charges

$f_0(\text{GHz})$	$Z_0(\Omega)$	$Z_{ch} = R_{ch} + jX_{ch}(\Omega)$	$h(\text{mm})$	$\epsilon_r$
2.35	85	$20 + j5$	1.2	2.4

## 2. Synthèse des déterminations

- $L$  ou  $C$  : élément qui synthétise la partie imaginaire de l'impédance de charge  $Z_{ch}$
- $NL_{co} = \frac{L_{co}}{\lambda}$  et  $NL = \frac{L}{\lambda}$  (détermination à partir de l'abaque de Smith)
- $L_{co}$  et  $L$  : Longueurs des lignes idéales à air ( $L_{co} \rightarrow$  stub en circuit ouvert  $CO$ )
- $W_{z_0}$  : largeur de la ligne microruban qui permet de réaliser  $Z_0$
- $L_{com}$  et  $L_m$  : longueurs des lignes microrubans reliées à  $L_{co}$  et  $L$

L'objectif est l'adaptation d'une impédance  $Z_{ch} = 20 + j5 \Omega$  à celle du générateur, qui est  $Z_0 = 85 \Omega$ , en plaçant un stub de longueur  $L$  en circuit ouvert ( $CO$ ).

On calcule, en procédant aux constructions appropriées sur l'abaque de Smith (Figure 1), les longueurs  $L_{co}$  et  $L$  pour que cette adaptation soit effective à  $f = 2.35GHz$ .

On commence par calculer l'impédance réduite et on lit le coefficient de réflexion :

$$z_{ch} = \frac{Z_{ch}}{Z_0} = \frac{(20 + j5)}{85} = 0.235 + j0.058$$

$$\rho = |\rho|e^{j\phi} \text{ avec } |\rho| = 0.62 \text{ et } \phi = 173^\circ$$

$$\text{Ainsi, on trouve pour } \lambda = \frac{c_0}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.35 \times 10^9} = 12.76 \text{ cm}$$

$$L_{co} = (0.24 + 0.179)\lambda = 0.419\lambda = 53.48 \text{ mm}$$

$$L = 0.339\lambda = 43.27 \text{ mm}$$

On utilise une bobine d'inductance  $L$  pour simuler la partie imaginaire positive de l'impédance comme suit :  $jL\omega = jX_{ch}$  donc  $L = \frac{X_{ch}}{\omega} = \frac{X_{ch}}{2\pi f} = \frac{5}{2\pi \times 2.35 \times 10^9} = 0.338nH$

On peut regrouper les différents paramètres dans le tableau suivant :

$L$	$NL_{co} = L_{co}/\lambda$	$NL = L/\lambda$	$L_{co}$	$L$	$W_{z_0}$	$L_{com}$	$L_m$
0.338	0.339	0.419	53.48	43.27	1.40	38.53	31.21
nH			mm	mm	mm	mm	mm

### 3. Construction Abaque de Smith

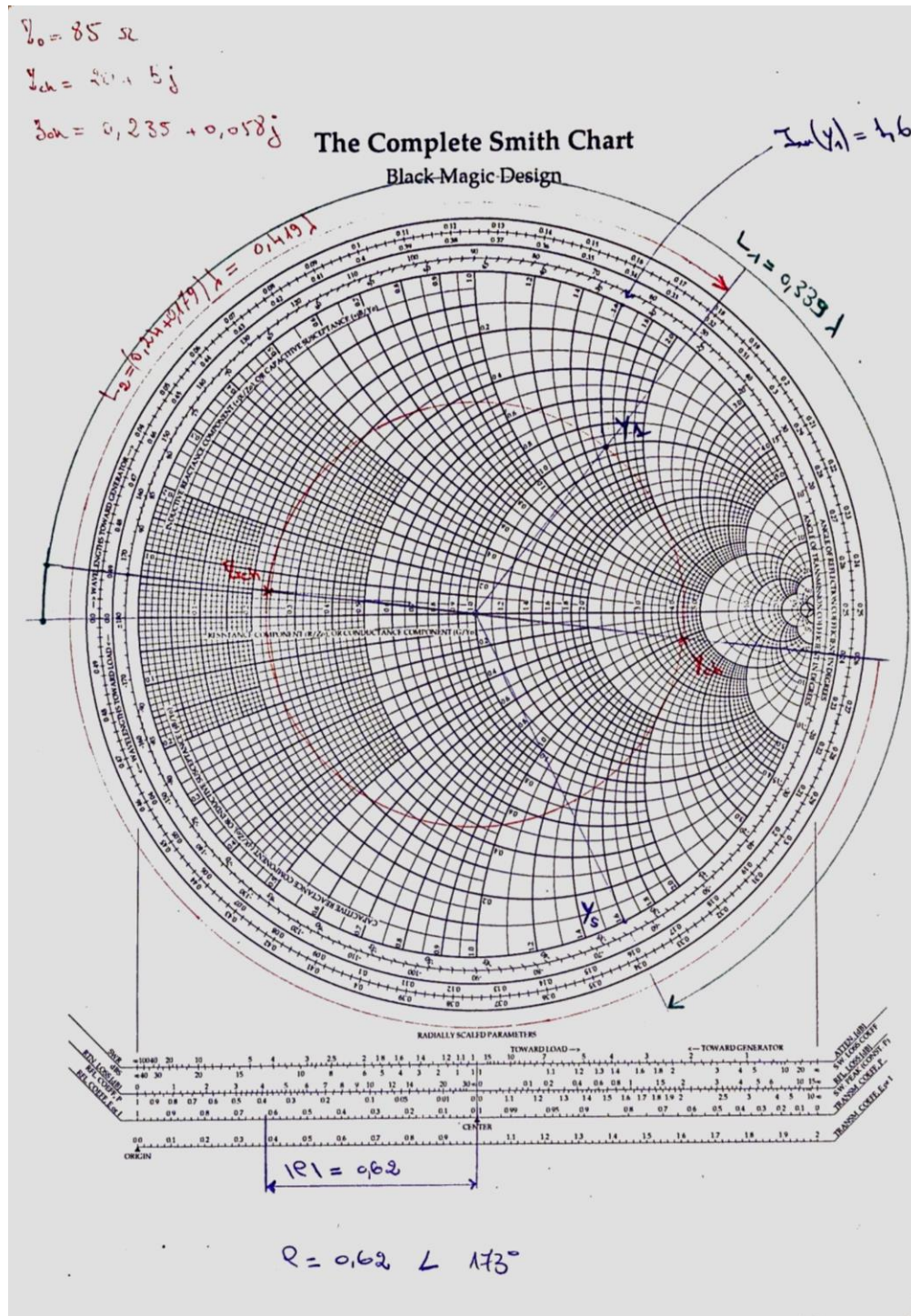


Figure 1 - Construction de l'abaque de Smith

## 4. Simulation Qucs (lignes idéales)

### 4.1. Schéma et courbes

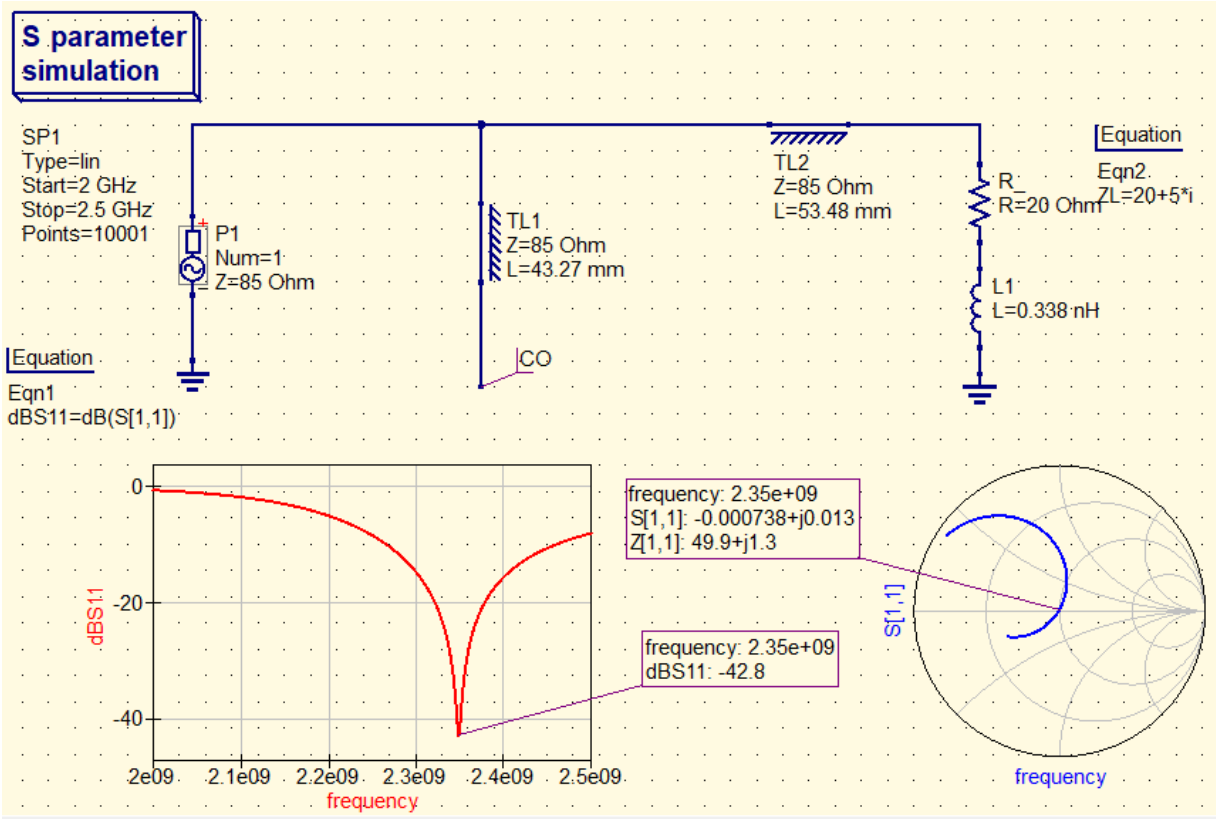


Figure 2 - Simulation Qucs pour une ligne idéale

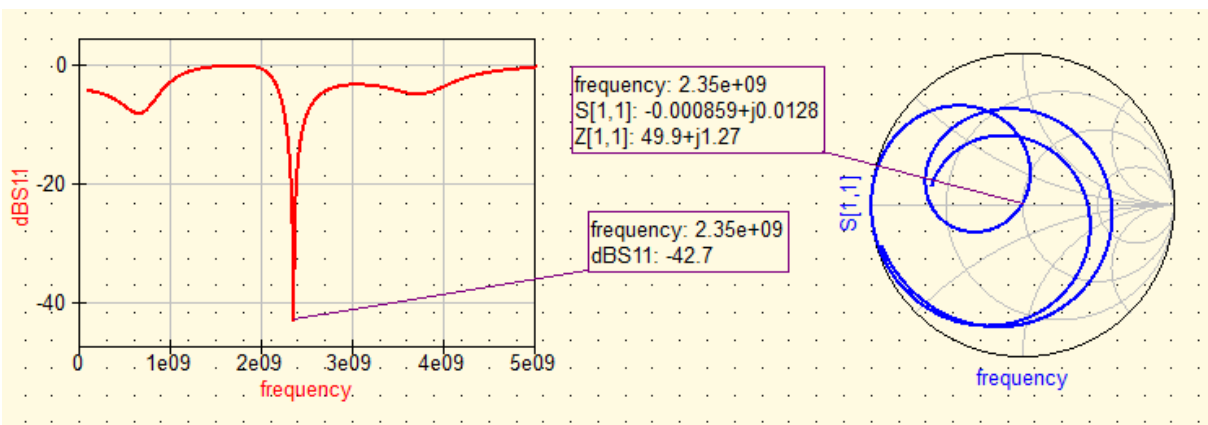


Figure 3 - Traçage du paramètre S et l'abaque de Smith pour des fréquences de 0 à 5GHz

## 4.2. Commentaires

On remarque que le coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée ( $S_{11_{dB}} = 20 \log |\rho|$ ) du système étudié, qui est représenté par la courbe rouge, admet un minimum global (*figure 3*) en  $f = 2.35GHz$  égale à  $-42.7dB$ .

Ce coefficient augmente plus rapidement lorsque l'on s'écarte de cette fréquence, donc on peut considérer que le coefficient de réflexion  $\rho$  s'annule à cette fréquence (vu la valeur du gain, ce qui est bien observé aussi sur l'abaque de Smith par le passage de la courbe  $S_{11} = g(f)$  par le centre. Donc l'onde est transmise sans réflexion majeure et la puissance est totalement transmise, d'où une adaptation.

## 5. Simulation Qucs (lignes microrubans sans les effets de transition)

### 5.1. Schéma et courbes

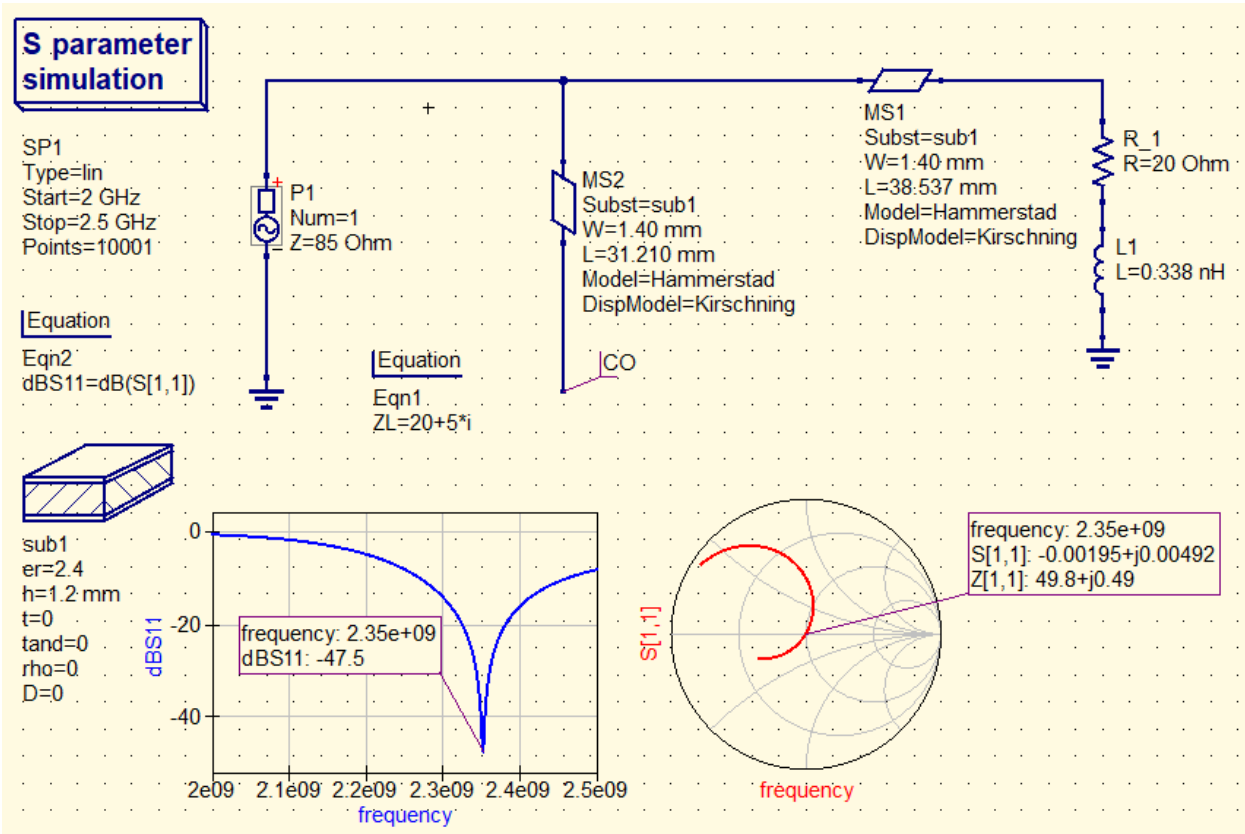


Figure 4 - Simulation Qucs pour une ligne microruban sans les effets de transition

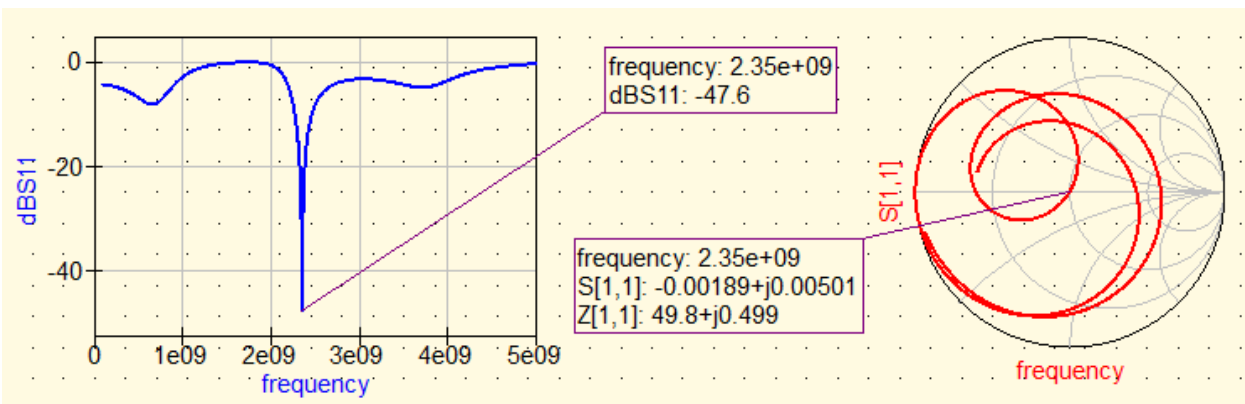
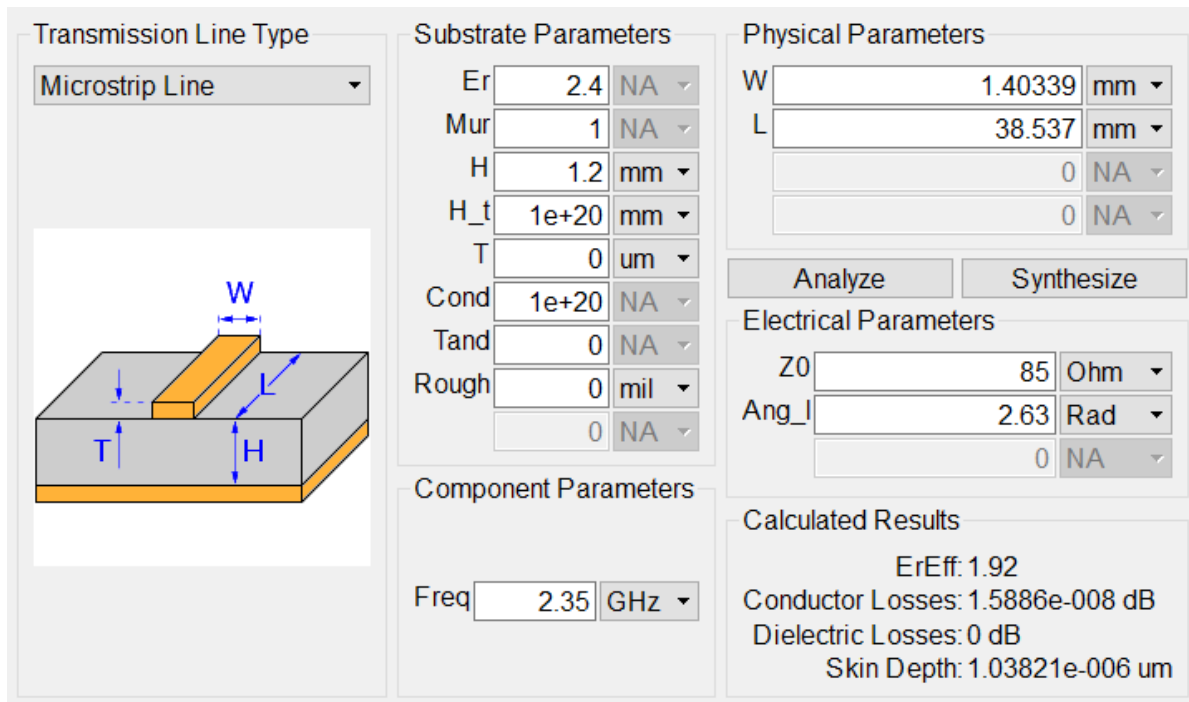


Figure 5 - Traçage du paramètre S et l'abaque de Smith pour des fréquences de 0 à 5GHz

De la même manière, le coefficient de réflexion s'annule pour la fréquence d'adaptation  $f = 2.35\text{GHz}$  comme présenté dans l'abaque de Smith, on est donc assez proche du cas idéal présenté précédemment.

## 5.2. Justification des dimensions des lignes microruban

### a) Stub en circuit ouvert



The screenshot shows a software interface for calculating microstrip line parameters. It includes a 3D diagram of a microstrip line on a substrate with dimensions  $W$ ,  $L$ ,  $H$ , and  $T$ . The interface is divided into several sections:

- Transmission Line Type:** Microstrip Line
- Substrate Parameters:**
  - Er: 2.4 NA
  - Mur: 1 NA
  - H: 1.2 mm
  - H\_t: 1e+20 mm
  - T: 0 um
  - Cond: 1e+20 NA
  - Tand: 0 NA
  - Rough: 0 mil
- Physical Parameters:**
  - W: 1.40339 mm
  - L: 38.537 mm
- Electrical Parameters:**
  - Z0: 85 Ohm
  - Ang\_l: 2.63 Rad
- Calculated Results:**
  - ErEff: 1.92
  - Conductor Losses: 1.5886e-008 dB
  - Dielectric Losses: 0 dB
  - Skin Depth: 1.03821e-006 um

Figure 6 - Calcul de la longueur  $L_{com}$  du microruban

## b) Ligne devant la charge

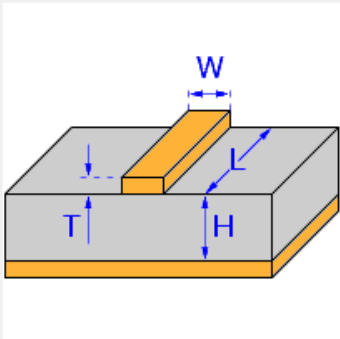
Transmission Line Type	Substrate Parameters	Physical Parameters																																							
Microstrip Line	<table border="1"> <tr><td>Er</td><td>2.4</td><td>NA</td></tr> <tr><td>Mur</td><td>1</td><td>NA</td></tr> <tr><td>H</td><td>1.2</td><td>mm</td></tr> <tr><td>H_t</td><td>1e+20</td><td>mm</td></tr> <tr><td>T</td><td>0</td><td>um</td></tr> <tr><td>Cond</td><td>1e+20</td><td>NA</td></tr> <tr><td>Tand</td><td>0</td><td>NA</td></tr> <tr><td>Rough</td><td>0</td><td>mil</td></tr> <tr><td></td><td>0</td><td>NA</td></tr> </table>	Er	2.4	NA	Mur	1	NA	H	1.2	mm	H_t	1e+20	mm	T	0	um	Cond	1e+20	NA	Tand	0	NA	Rough	0	mil		0	NA	<table border="1"> <tr><td>W</td><td>1.40339</td><td>mm</td></tr> <tr><td>L</td><td>31.2106</td><td>mm</td></tr> <tr><td></td><td>0</td><td>NA</td></tr> <tr><td></td><td>0</td><td>NA</td></tr> </table>	W	1.40339	mm	L	31.2106	mm		0	NA		0	NA
Er	2.4	NA																																							
Mur	1	NA																																							
H	1.2	mm																																							
H_t	1e+20	mm																																							
T	0	um																																							
Cond	1e+20	NA																																							
Tand	0	NA																																							
Rough	0	mil																																							
	0	NA																																							
W	1.40339	mm																																							
L	31.2106	mm																																							
	0	NA																																							
	0	NA																																							
	<table border="1"> <tr><td>Component Parameters</td><td></td></tr> <tr><td>Freq</td><td>2.35 GHz</td></tr> </table>	Component Parameters		Freq	2.35 GHz	<table border="1"> <tr><td colspan="3">Electrical Parameters</td></tr> <tr><td>Z0</td><td>85</td><td>Ohm</td></tr> <tr><td>Ang_l</td><td>2.13</td><td>Rad</td></tr> <tr><td></td><td>0</td><td>NA</td></tr> <tr><td colspan="3">Calculated Results</td></tr> <tr><td colspan="3">ErEff: 1.92</td></tr> <tr><td colspan="3">Conductor Losses: 1.28659e-008 dB</td></tr> <tr><td colspan="3">Dielectric Losses: 0 dB</td></tr> <tr><td colspan="3">Skin Depth: 1.03821e-006 um</td></tr> </table>	Electrical Parameters			Z0	85	Ohm	Ang_l	2.13	Rad		0	NA	Calculated Results			ErEff: 1.92			Conductor Losses: 1.28659e-008 dB			Dielectric Losses: 0 dB			Skin Depth: 1.03821e-006 um										
Component Parameters																																									
Freq	2.35 GHz																																								
Electrical Parameters																																									
Z0	85	Ohm																																							
Ang_l	2.13	Rad																																							
	0	NA																																							
Calculated Results																																									
ErEff: 1.92																																									
Conductor Losses: 1.28659e-008 dB																																									
Dielectric Losses: 0 dB																																									
Skin Depth: 1.03821e-006 um																																									

Figure 7 - Calcul de la longueur  $L_m$  du microruban

### 5.3. Commentaires

On obtient les valeurs suivantes :

$L_{com} = 38.53 \text{ mm}$ ,  $L_m = 31.21 \text{ mm}$  qui correspondent respectivement à  $L_{CO}$  et  $L$ , et une largeur de la ligne microruban  $W_{Z_0} = 1.40 \text{ mm}$ .

On remarque une absence des pertes diélectriques : il s'agit d'un bon isolant électrique traduit par une valeur relativement faible de la permittivité relative  $\epsilon_r = 2.4$ .

Une puissance faible qui entre dans le conducteur (profondeur de peau  $\delta = 10^{-6} \mu\text{m}$ ), donc des pertes ohmiques négligeables.



## 6. Simulation Qucs (lignes microrubans avec effets de transition)

### 6.1. Schéma et courbes

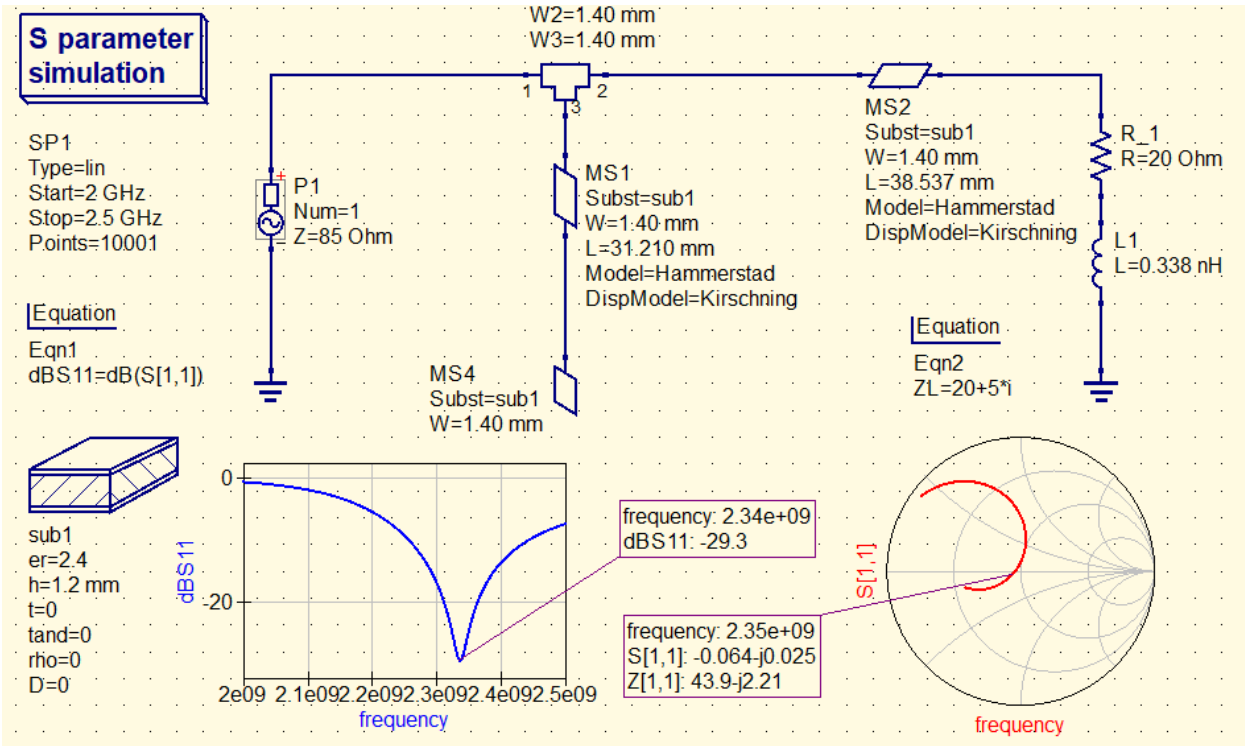


Figure 8 - Simulation Qucs pour une ligne microruban avec les effets de transition

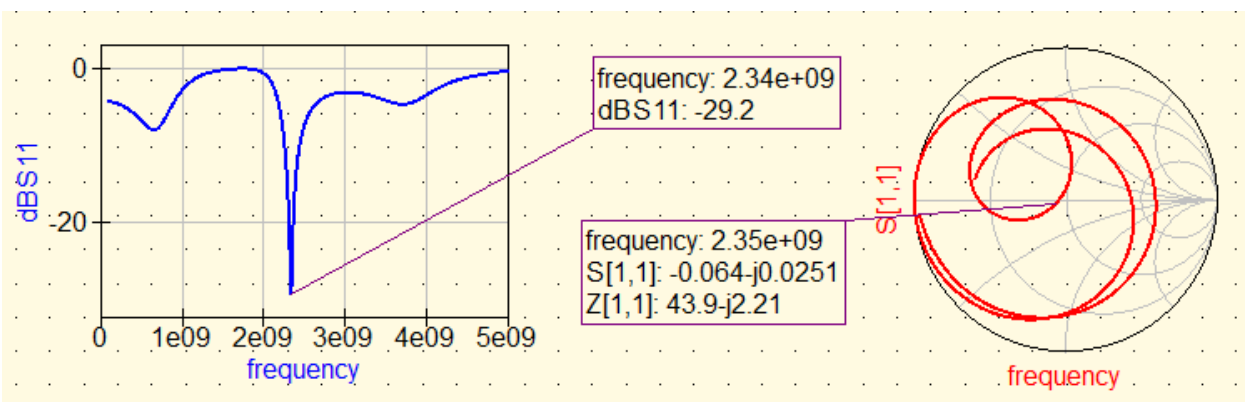


Figure 9 - Traçage du paramètre S et l'abaque de Smith pour des fréquences de 0 à 5GHz

## 6.2. Commentaires

En essayant de se rapprocher du cas réel, on a pris en compte dans cette dernière simulation l'effet de transition en introduisant la jonction microruban en T de largeur  $W_{z_0} = 1.40 \text{ mm}$  qui modélise une discontinuité des impédances.

On remarque que le coefficient de réflexion à l'entrée lorsque la sortie est adaptée  $S_{11_{dB}}$  passe à une valeur minimale de  $-29.2 \text{ dB}$  ( $-42.7 \text{ dB}$  pour une ligne idéale) donc la réflexion est **10** fois plus considérable dans ce cas.

Ce résultat est encore observé sur l'abaque de Smith :  $|S_{11}| \neq 0$  pour la fréquence  $f = 2.35 \text{ GHz}$ .

De plus, les variations de ce coefficient sont moins remarquables autour de la fréquence considérée si on les compare avec les variations autour de la même fréquence dans les simulations précédentes.

Ainsi, on peut affirmer la présence des pertes et des perturbations qui sont liées aux discontinuités qui consistent en un changement brutal de la géométrie du ruban donc la présence des sauts d'impédance. Par conséquent, une partie de l'énergie peut être perdue (par rayonnement par exemple) à ce niveau comme l'indique la *figure 10*.

Pour résoudre même partiellement ces problèmes, des solutions d'optimisation des ligne de transmission basées sur des variations continues d'impédance peuvent être mis en œuvre.

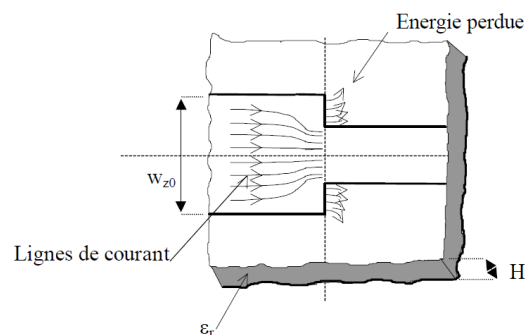


Figure 10 - Structure microruban d'une discontinuité