

Conception de Circuits HF : Méthodes et Outils de Simulation

Yann MAHE

1 Introduction

2 Propagation

3 Paramètres et représentation

4 La chaîne de conception

 4.1 Outils graphiques

 4.2 Outils logiciels

 4.3 Outils de prototypage et de mesures

5 Exemples

 5.1 Conception d'un amplificateur LNA

 5.2 Optimisation d'une transition SMA / microruban

6 Formation continue

1- Introduction

En électronique, on cherche à transmettre de l'information depuis une source vers un récepteur. Entre les deux entités, il existe un support de transmission qui peut être matériel (lignes cuivre, fibre optique, etc...) ou non (espace libre).



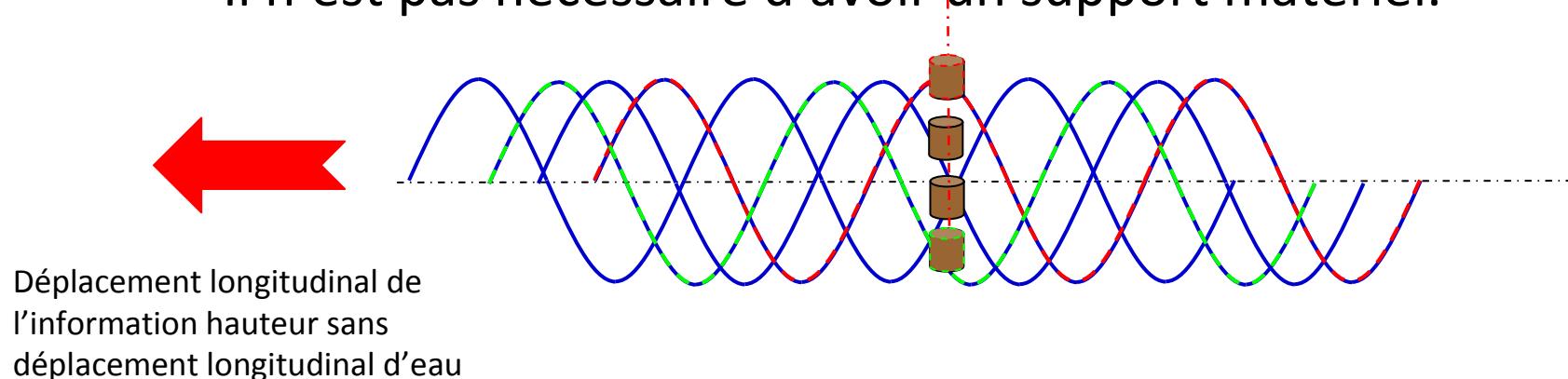
Comment cette information est elle transmise ?

L'information est transportée par une onde électromagnétique.

Définition d'une onde

Une onde est un transfert d'information ne nécessitant pas de mouvement de matière dans la direction de propagation.

Il n'est pas nécessaire d'avoir un support matériel.

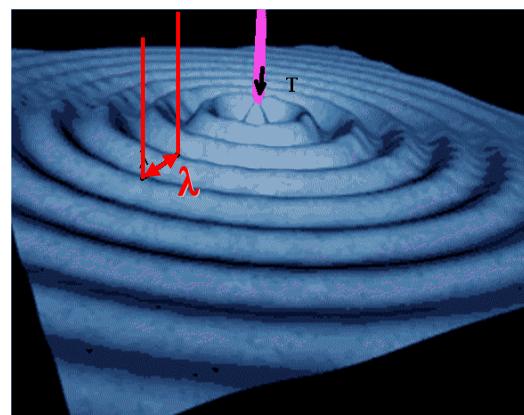


Une onde électromagnétique est un onde dont les informations qui se propagent sont les variations des champs électrique et magnétique.

1- Introduction

Par nature, une onde dépend donc du temps et de l'espace.

Exemple : Une vibration à la surface de l'eau génère un mouvement (déplacement mécanique) de la hauteur d'eau => une onde



Si on observe, en un point donné, la variation de la hauteur d'eau, celle-ci va passer périodiquement par des maxima et des minima. La distance temporelle entre deux maxima représente la période temporelle T .

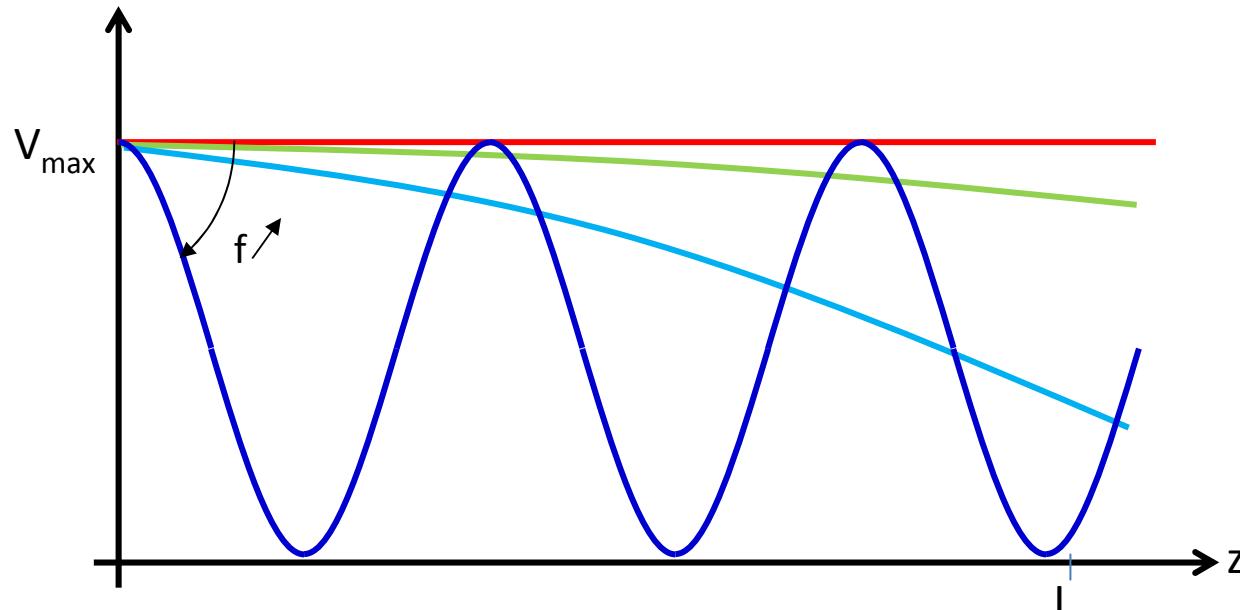
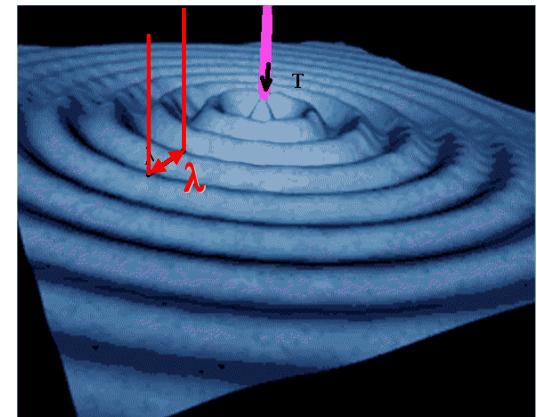
De même, à un instant donné, la hauteur d'eau n'est pas constante dans la direction de propagation. La distance entre deux maxima représente la période spatiale λ .

1- Introduction

Ces deux périodes sont liées par la vitesse de propagation de l'onde :

$$\lambda = v_p \cdot T = \frac{v_p}{f}$$

Longueur d'onde de fonctionnement # Dimensions des dispositifs



Variation de la tension le long de ligne en fonction de la fréquence

Ligne de longueur L



Circuit

1- Introduction

Dès lors que le déphasage spatial du signal dans les liaisons d'un circuit est significatif, le circuit est dit « Circuit HF »

La taille physique du circuit est comparable à la longueur d'onde

Conséquences :

Pas de liaison équipotentielle mais des lignes de propagation

Ordre de grandeur de longueur d'onde en fonction de la fréquence

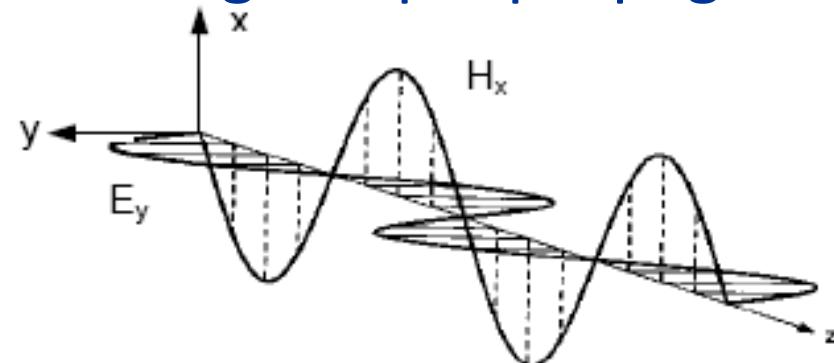
f	1 KHz	1 MHz	1 GHz	10 GHz
λ_0	300 km	300 m	30 cm	3 cm

On ne peut plus s'affranchir du comportement des lignes entre les composants

Description du champ électromagnétique propagatif

$$\vec{E}(z, t) = E_0 \cdot e^{j(\omega t - k_0 \cdot z)} \vec{e}_x$$

$$\vec{H}(z, t) = H_0 \cdot e^{j(\omega t - k_0 \cdot z)} \vec{e}_y$$



On définit pour l'onde la constante de propagation $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \frac{\omega}{v_\phi}$

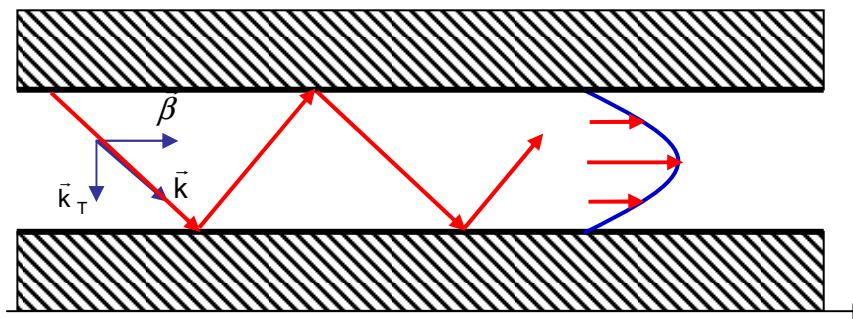
$$\text{avec } v_\phi = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}}$$

$$\text{et l'impédance d'onde } \eta_0 = \frac{E_0}{H_0} = \sqrt{\frac{\mu_0 \cdot \mu_r}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}}$$

Pour le concepteur, il est nécessaire de connaître
les propriétés physiques du milieu dans lequel se fait la propagation.

Propagation dans les guides d'ondes

Pour canaliser la propagation, on impose des conditions réfléchissantes aux composantes du champ normal à la direction de propagation



On introduit donc la constante de propagation longitudinale β et transversale k_T

$$\text{Equation de dispersion : } k_0^2 = k_T^2 + \beta^2$$

$$\iff \left(\frac{2\pi}{\lambda_0} \right)^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2 + \beta^2 \quad \iff \quad \left(\frac{\omega}{v_\phi} \right)^2 = \left(\frac{2\pi}{\lambda_c} \right)^2 + \beta^2$$

Traduit la variation de vitesse effective de propagation en fonction de la fréquence

Propagation dans les guides d'ondes

L'énergie se propage sous forme de modes

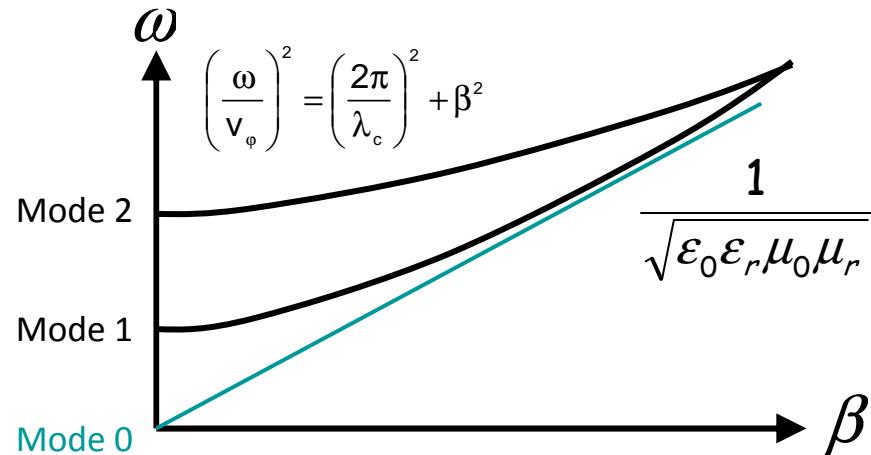
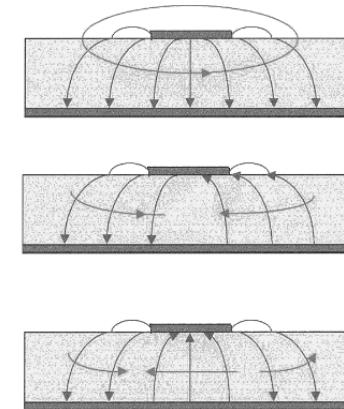


Diagramme de dispersion

- Variation de β en fonction de la fréquence
- fréquence de coupure du mode en deçà de laquelle la propagation ne se fait pas



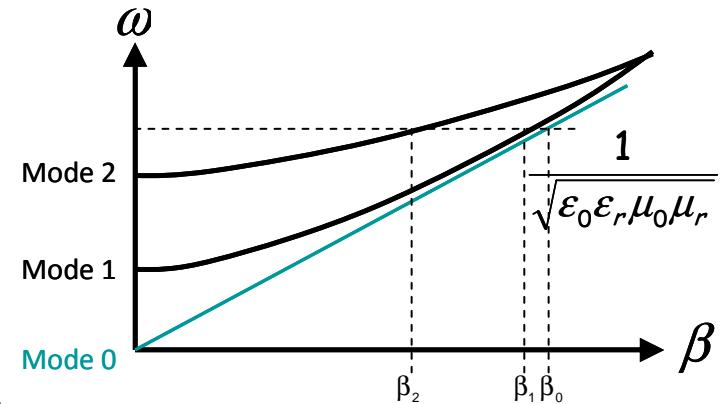
Carte des champs

- Polarisation
- Intensité
- Puissance associée
- ...

Propagation dans les guides d'ondes

A pulsation donnée, l'énergie se propage potentiellement sur plusieurs modes => recombinaison en sortie différente

En régime impulsionnel => étalement temporel



Complexité de modélisation => Exploitation des guides en monomode

Cas particulier du mode TEM :

Pas de fréquence de coupure => pas de dispersion au sein du mode

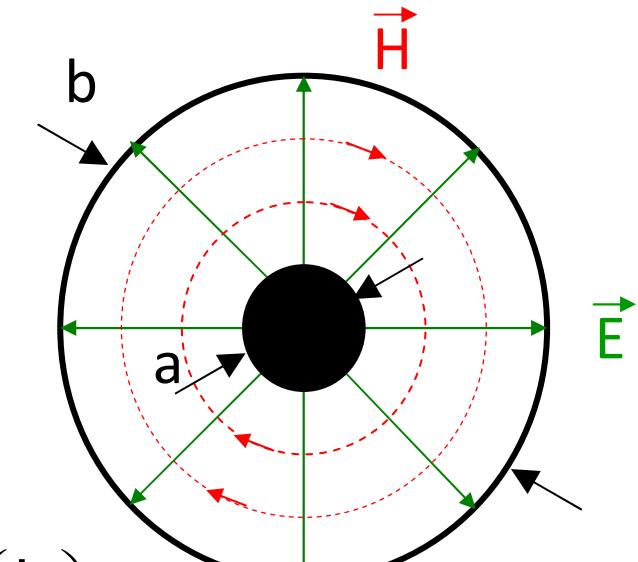
Complètement décrit par l'impédance d'onde et la constante de propagation

Guide en mode TEM : Exemple du coaxial

Guide fermé : toutes les lignes de champ sont dans le diélectrique \Rightarrow

$$\text{propagation à vitesse } V_\phi = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{Tension : } U = \int_a^b \vec{E} \cdot d\vec{x} \\ \text{Courant : } I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{l} \end{array} \right\} Z_c = \frac{U}{I} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$



La propagation est complètement décrite par la géométrie et la constitution physique du guide

Nécessité de connaître les valeurs ϵ_r , μ_r , et les dimensions

2- Propagation

Quelques guides d'ondes classiques des filières électroniques



Ligne triplaque (stripline)

Mode fondamental TEM $\Rightarrow Z_c$



Ligne microruban
(microstrip line)



Ligne coplanaire
(coplanar waveguide)

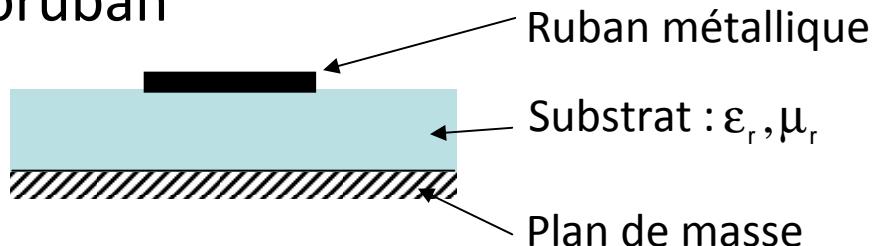


MODES HYBRIDES

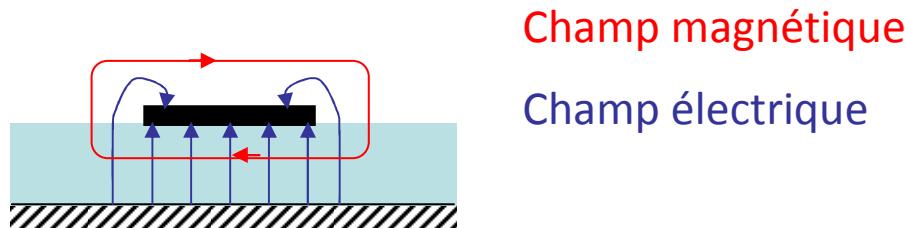
Approximation
quasi TEM

Cas de la ligne microruban

Constitution :



La propagation se fait dans deux milieux différents (l'air et le substrat diélectrique) \Rightarrow pas de mode TEM possible



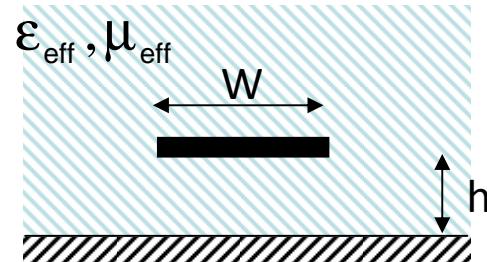
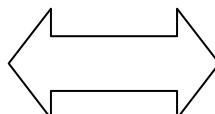
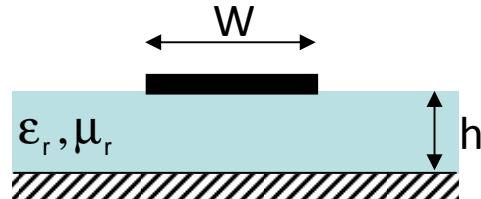
Mais :

- mode fondamental sans fréquence de coupure : on peut transmettre du DC
- les champs électrique et magnétique sont complètement décrits dans le plan de section droite

On peut approximer ce comportement par celui d'un mode TEM :

Approximation quasi-TEM

Cas de la ligne microruban

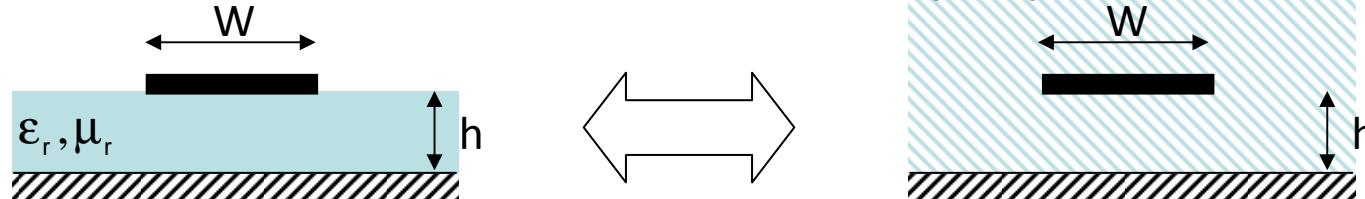


Le modèle quasi-TEM suppose l'homogénéisation du plan de section droite avec ou sans prise en compte de la dispersion (dépendance en fréquence).

Exemple de formule de calcul de ϵ_{eff} :
$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 10 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-0.555}$$

Cette approximation est raisonnable pour des **fréquences typiques inférieures à 10GHz**. Au-delà, il est nécessaire de prendre un modèle dispersif (dépendance en fréquence)

Cas de la ligne microruban



Si on suppose un comportement TEM, on peut donc associer une impédance caractéristique qui va dépendre de la géométrie de la ligne et des propriétés physiques du substrat.

Exemple de formule de calcul de Z_c :

Pour $W/h < 3,3$

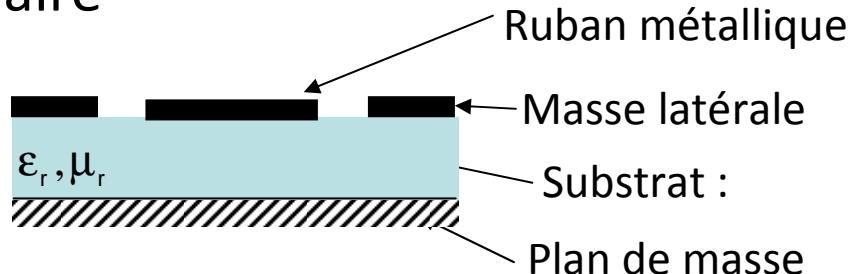
$$Z_c = \frac{119,9}{\sqrt{2(\epsilon_r + 1)}} \left[\ln \left\{ 4 \frac{h}{w} + \sqrt{16 \left(\frac{h}{w} \right)^2 + 2} \right\} - \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \right) \left(\ln \frac{\pi}{2} + \frac{1}{\epsilon_r} \ln \frac{4}{\pi} \right) \right]$$

Pour $W/h > 3,3$

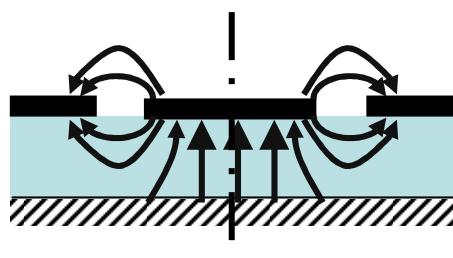
$$Z_c = \frac{119,9\pi}{2\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{w}{2h} + \frac{\ln 4}{\pi} + \frac{\ln(e\pi^2/16)}{2\pi} \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right) + \frac{\epsilon_r + 1}{2\pi\epsilon_r} \left\{ \ln \frac{\pi e}{2} + \ln \left(\frac{w}{2h} + 0,94 \right) \right\} \right]^{-1}$$

Cas de la ligne coplanaire

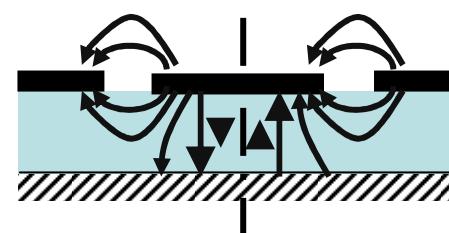
Constitution :



Mode symétrique
mode quasi-TEM



Mode anti-symétrique
mode quasi-TE de la ligne fente



Nécessité de filtrer le mode quasi-TE pour ne conserver que le mode quasi-TEM



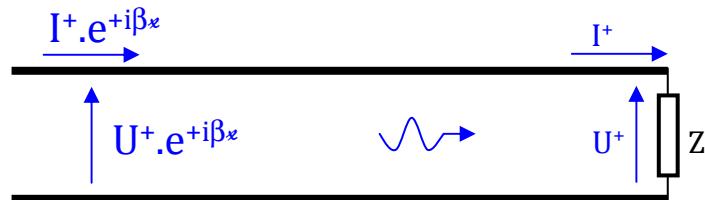
Équilibrer les potentiels des masses latérales par l'insertion de via métallisés avec un écartement inférieur à la longueur d'onde guidée

2- Propagation

Conséquences de la propagation dans une ligne de transmission.

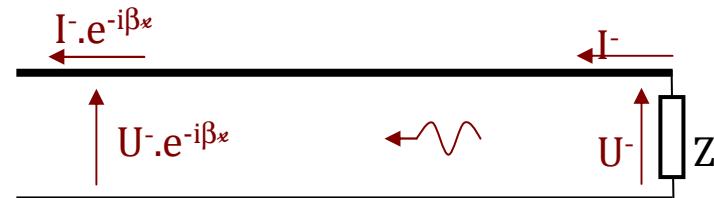
L'onde stationnaire : notion de réflexion

Soit une ligne de transmission caractérisée par son impédance caractéristique Z_c et sa constante de phase β (déphasage par unité de longueur). Le signal est caractérisé par une onde en tension et une onde en courant prenant naissance dans le guide. On a :



$$Z_c = \frac{U_+}{I_+}$$

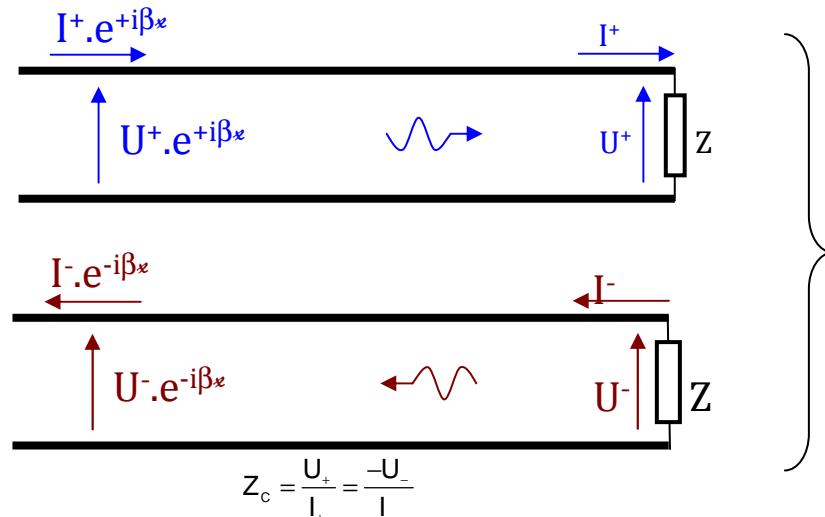
La charge Z impose un rapport $\frac{U}{I}$ qui peut être différent de Z_c . Il va donc avoir création d'une onde rétrograde telle que :



$$Z_c = \frac{U_-}{-I_-}$$

2- Propagation

L'onde stationnaire : notion de réflexion



Coexistence des deux ondes

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{U_+ + U_-}{I_+ - I_-}$$

On définit le coefficient de réflexion comme $\rho = \frac{U_-}{U_+} = \frac{I_-}{I_+}$

$$Z = \frac{U}{I} = \frac{U_+ + U_-}{I_+ - I_-} = Z_c \cdot \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad \Leftrightarrow \quad \rho = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c}$$

A une distance l de la charge : $\rho(l) = |\rho| \cdot e^{-2j\beta l}$



Périodicité spatiale d'une demie longueur d'onde guidée

L'onde stationnaire :

Le long de la ligne, la combinaison des ondes progressive et régressive se traduit par l'existence concurrente d'une onde stationnaire et d'une onde progressive

$$\begin{aligned}
 U &= U_+ \cdot e^{j\beta l} + U_- \cdot e^{-j\beta l} = U_+ \cdot (e^{j\beta l} + \rho \cdot e^{-j\beta l}) \\
 &= (1 - \rho) \cdot U_+ \cdot e^{j\beta l} + \rho \cdot U_+ \cdot (e^{j\beta l} + e^{-j\beta l}) \\
 &= \underbrace{(1 - \rho) \cdot U_+ \cdot e^{j\beta l}}_{\text{Partie progressive}} + \underbrace{2 \cdot \rho \cdot U_+ \cdot \cos(\beta l)}_{\text{Partie stationnaire}}
 \end{aligned}$$

On définit le rapport d'onde stationnaire comme :

$$ROS = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

L'onde stationnaire :

L'enveloppe de la tension et du courant n'est plus constante le long de la ligne. L'impédance effective présentée dépend de l'endroit sur la ligne où l'on observe la charge.

$$Z_{\text{Vue}} = Z_c \cdot \frac{Z + i \cdot Z_c \cdot \tan(\beta l)}{Z_c + i \cdot Z \cdot \tan(\beta l)}$$

l : distance à la charge Z

Si $Z=Z_c$ alors l'impédance vue devient indépendante de la distance.

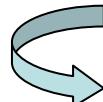
Cas optimal du transfert d'information

Dans les autres cas, il est nécessaire de transformer l'impédance vue pour présenter les conditions optimales de transfert.

Il faut adapter l'impédance au support de transmission.

Les paramètres S :

La notion d'ondes est privilégiée par rapport à la notion tension / courant



Indépendance du mode

Tout dispositif peut alors être représenté par un multi port où chaque port représente un accès du dispositif.

Dans ce formalisme, la **matrice S** fait alors le lien entre les ondes sortantes et les ondes entrantes au niveau des accès du dispositif.



$$a = \frac{U^+}{\sqrt{Zc}} \quad b = \frac{U^-}{\sqrt{Zc}}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Les paramètres S :



$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

$$a = \frac{U^+}{\sqrt{Zc}} \quad b = \frac{U^-}{\sqrt{Zc}}$$

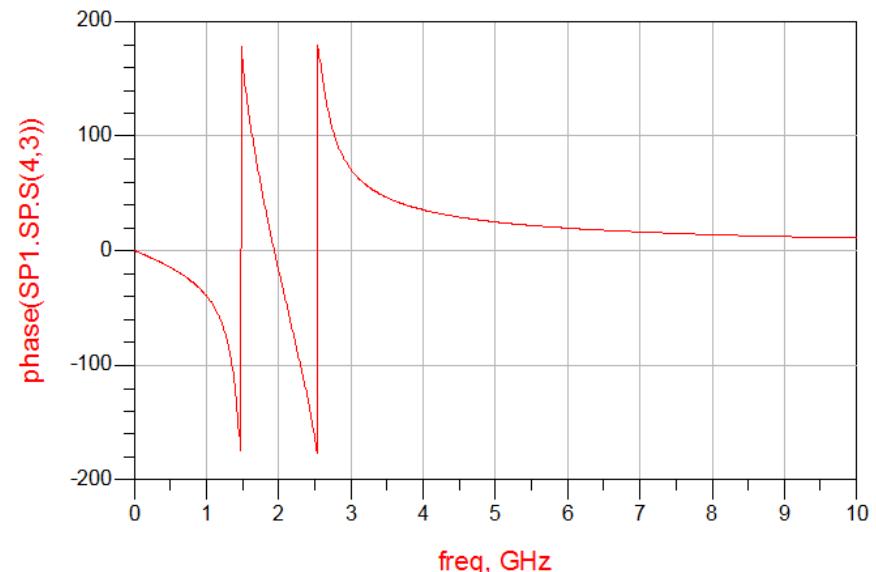
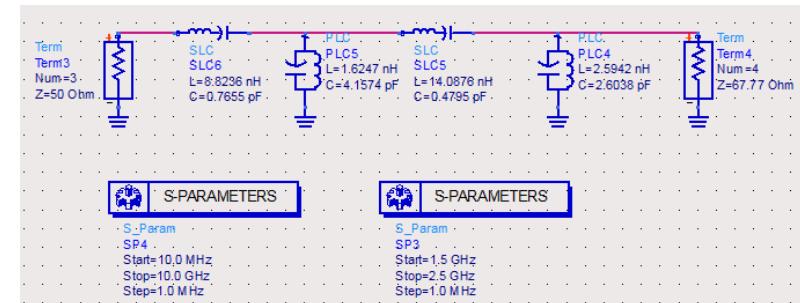
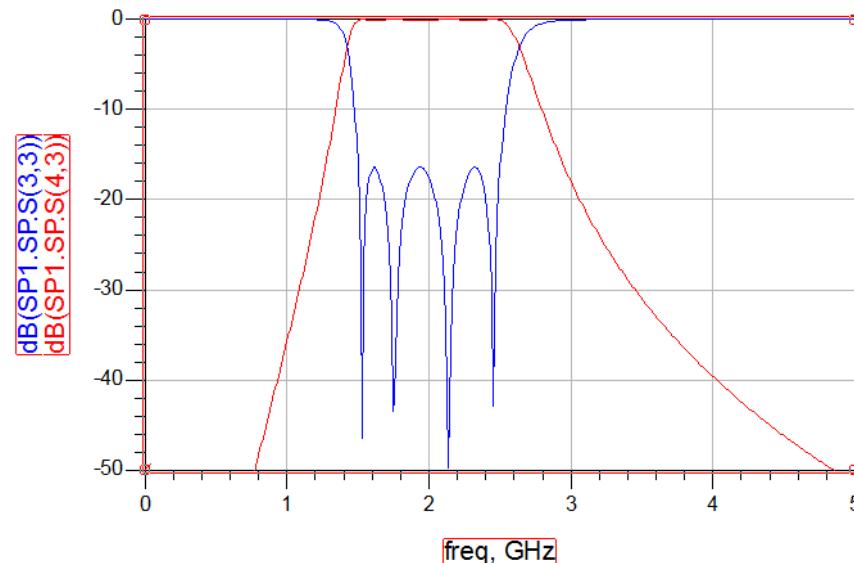
$$\begin{cases} b_1 = S_{11}a_1 + S_{12} \cdot a_2 \\ b_2 = S_{21}a_1 + S_{22} \cdot a_2 \end{cases}$$

- S_{ii} correspond au coefficient de réflexion mesuré sur le port i lorsque **tous les autres ports** sont terminés par des charges adaptées (pas de réflexion au port).
- S_{ij} correspond au coefficient de transmission entre le port i et le port j lorsque **tous les autres ports** sont terminés par des charges adaptées.

En pratique, cette matrice de répartition peut être mesurée directement en utilisant un **analyseur de réseau** vectoriel.

Les outils graphiques :

Exploitation de la matrice S



Extraction de paramètres système tels que :

Gain / Atténuation, Bande passante, impédances vues, ROS, pertes d'insertion, TPG, ...

Les outils graphiques :

L'abaque de Smith : un outil graphique puissant

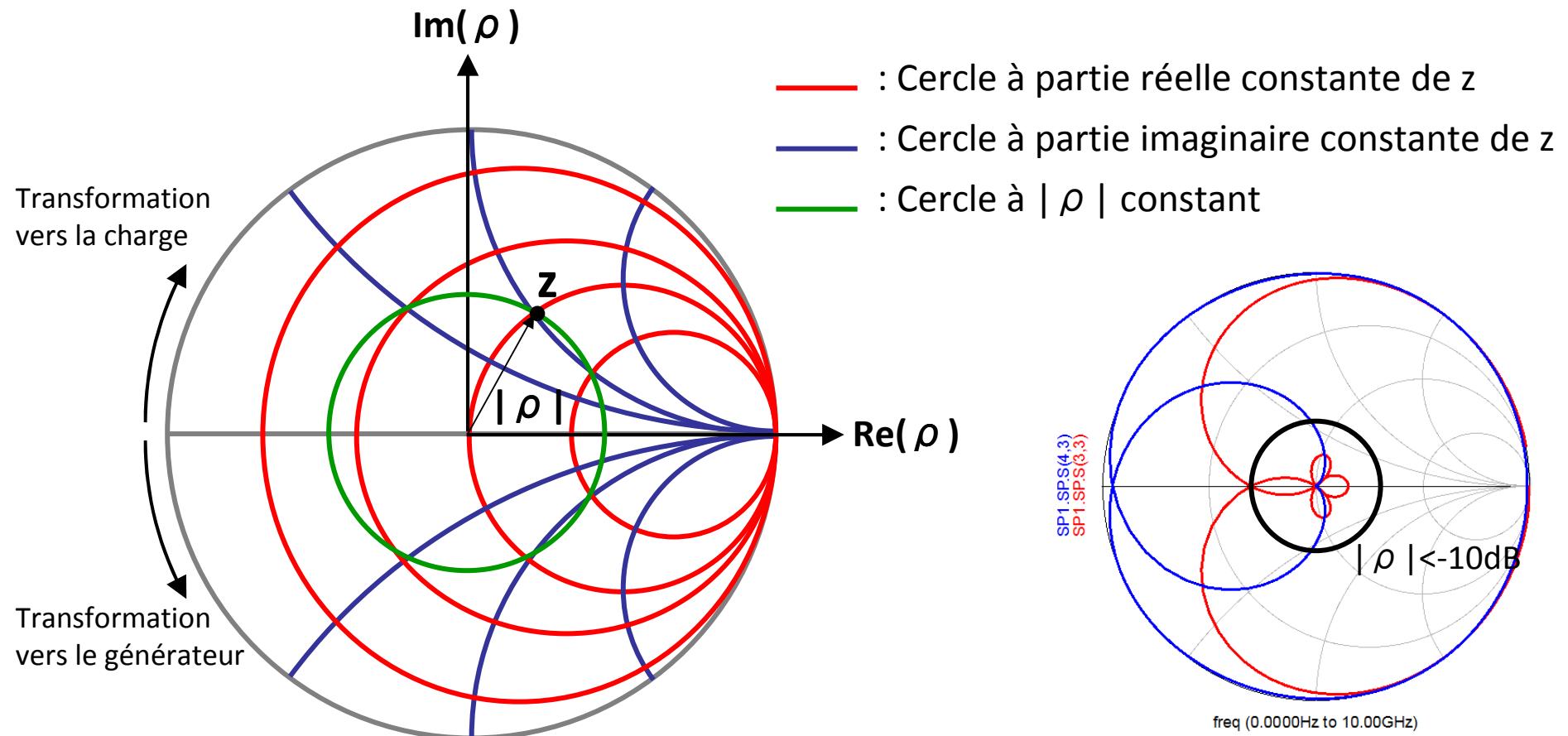
L'abaque de Smith, c'est :

- la représentation du coefficient de réflexion d'une onde guidée dans un plan complexe.
- généralement réduit à un disque tel que le module du coefficient de réflexion est inférieur ou égal à 1 (cas des charges passives : partie réelle positive).

Comme il existe une relation entre impédance et coefficient de réflexion $\rho = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c}$
chaque point du plan complexe est associé à une impédance normalisée par rapport à l'impédance sur laquelle le coefficient de réflexion est calculé.

A fréquence donnée, la périodicité spatiale du coefficient de réflexion est d'une demie longueur d'onde correspondant ainsi à un tour complet de l'abaque.

Les outils graphiques :
L'abaque de Smith : un outil graphique puissant



3- Paramètres et représentation

Exemple : Application à l'adaptation d'impédance

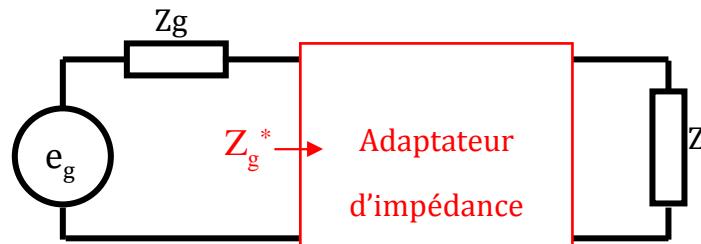
L'adaptation d'impédance : principe

Le maximum de transfert de puissance entre un générateur d'impédance interne Z_g et une charge Z est réalisé lorsque $Z=Z_g^*$.

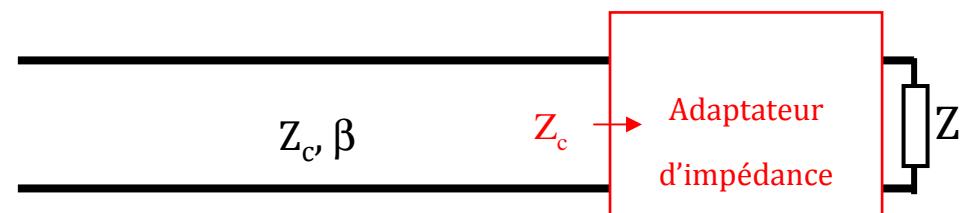
En pratique, ce n'est jamais le cas. De plus, le générateur peut être «loin» de la charge \Rightarrow présence d'une ligne d'interconnexion



On insert un quadripôle qui va transformer l'impédance de la charge pour qu'elle soit vue optimale au niveau du générateur



Adaptation directe sur l'impédance de la source (cas MF)



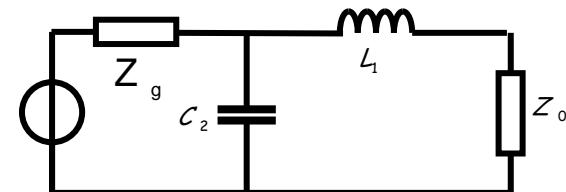
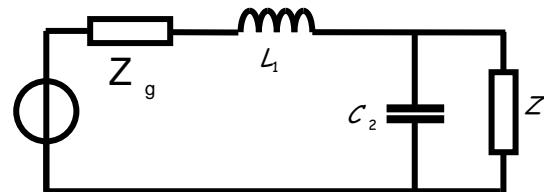
Adaptation sur l'impédance caractéristique de la ligne d'interconnexion (cas HF)

Exemple : Application à l'adaptation d'impédance

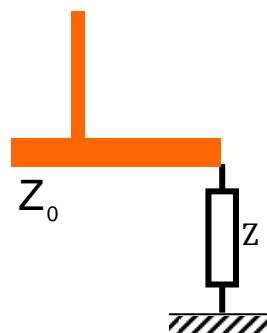
L'adaptation d'impédance : principe

En moyenne fréquence, utilisation de composants réactifs (selfs, capacités)

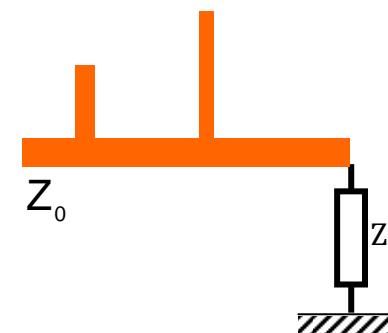
Exemples :



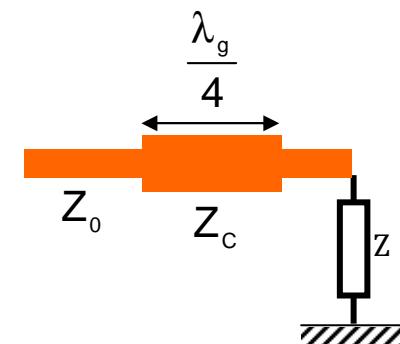
En haute fréquence, possibilité d'utiliser des lignes de transmission pour transformer l'impédance de charge (structure à stubs, ligne quart d'onde)



Simple stub



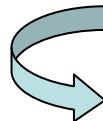
Double stub



Ligne quart d'onde

Une conception se fait de manière séquentielle et structurée

Analyse du besoin :
cahier des charges



Conception et
modélisation

Outils logiciels de conception
et optimisation



Prototypage et
validation

Outils de réalisation et de
mesures

Les outils logiciels : les bons outils au bon moment

Lorsque la propagation de l'information ne se fait que sur un seul mode guidé, on privilégie les logiciels 0D et 1D.

Exemples : ADS (Advanced Design System de Agilent)

Microwave Office (AWR Corporation filiale de NI)

Ansoft Designer (ANSYS)

Ces logiciels permettent :

- La saisie de schémas électriques et leur simulation
- La simulation de circuits linéaires et non linéaires (Analyse DC, AC, S-param, HB, ...)
- La synthèse et l'optimisation des structures
- La génération de layout

Les outils logiciels : les bons outils au bon moment

Pour les structures complexes pour lesquelles aucun modèle comportemental n'est défini, ou pour celles où les variations de champ ne sont plus seulement dans une direction (Antennes, connecteurs, ...), les logiciels 2,5D et 3D sont utilisés.

Exemples : IE3D (Mentor Graphics, anciennement Zeland software) : 2,5D

Momentum (Agilent) : 2,5D

HFSS (ANSYS) : 3D

Microwave Studio (CST) : 3D

EM-Pro (Agilent) : 3D

Ces logiciels permettent :

- La saisie 3D des structures et leur simulation
- La visualisation des paramètres S, des champs électrique et magnétique, des paramètres de rayonnement (3D, 2D polaire et cartésien)
- l'optimisation et des études statistiques, sensibilité aux dimensions, ...

Les outils de prototypage

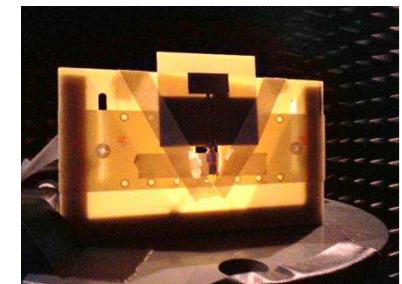
Prototypage :

- Phototraceur : Filmstar (3000x4064dpi) / Chassis d'insolation : DFT3040 / Graveuse chimique (Girojet R3) / Machine de métallisation : Métalab
- Graveuse mécanique (ProtoMat C60) / Fraiseuse 3D (Roland)
- Station Pose CMS : Doseurs Windot200 / Four de refusion : Mistral260



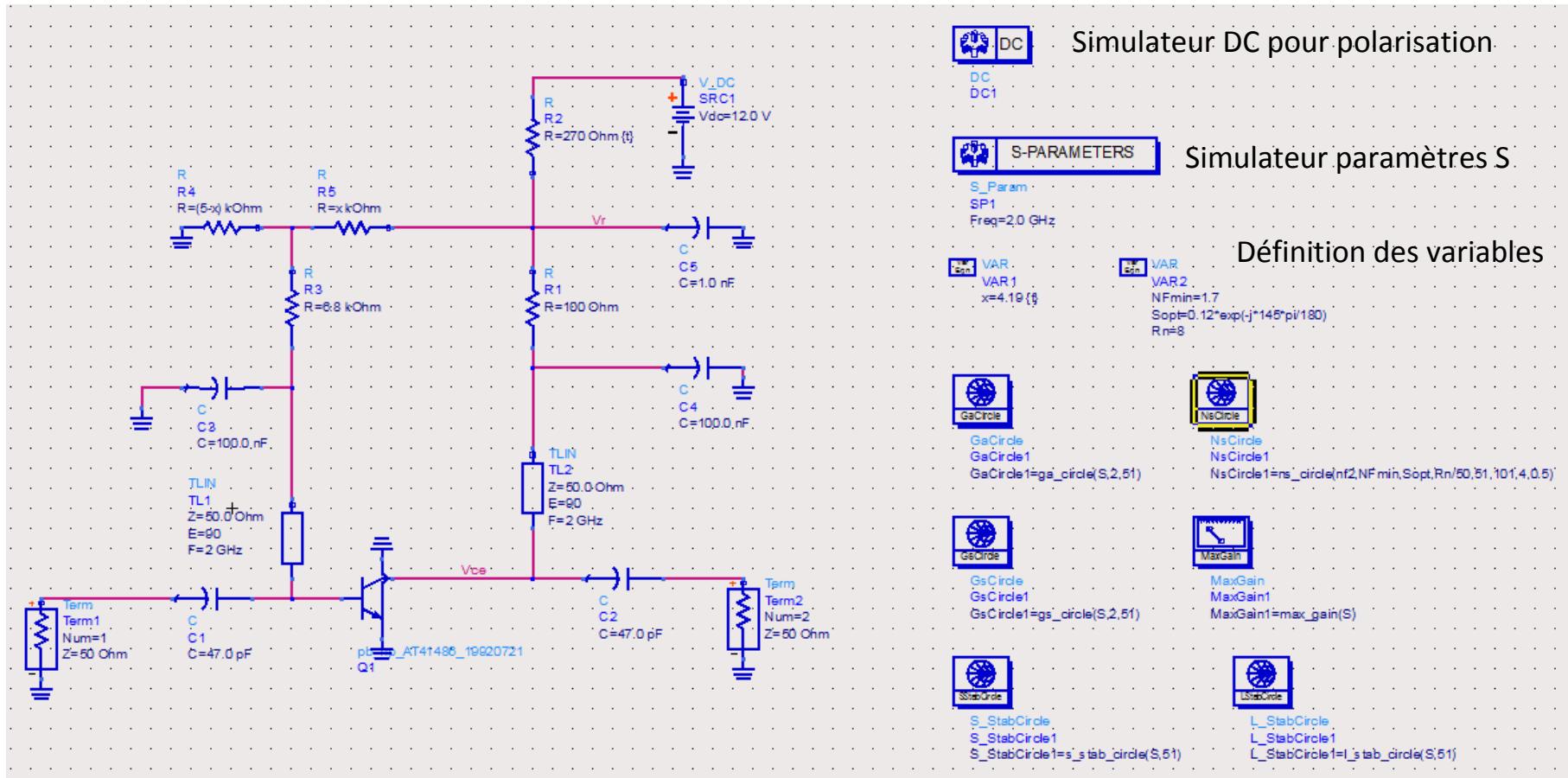
Les outils de mesures

- Chambre anéchoïque
- Systèmes sous pointes (SUSS Microtec)
- Analyseurs vectoriels de réseaux (Agilent 50GHz, R&S ZVA24 4 ports différentiels option NF et IP3)
- Générateurs de signaux vectoriels (R&S SMU200A (100kHz-6GHz) + options modulations (K19, K42, K61, K62))
- Analyseurs de spectre, Oscilloscope numérique, wattmètre, ...



5 – Exemple : Conception d'un amplificateur LNA

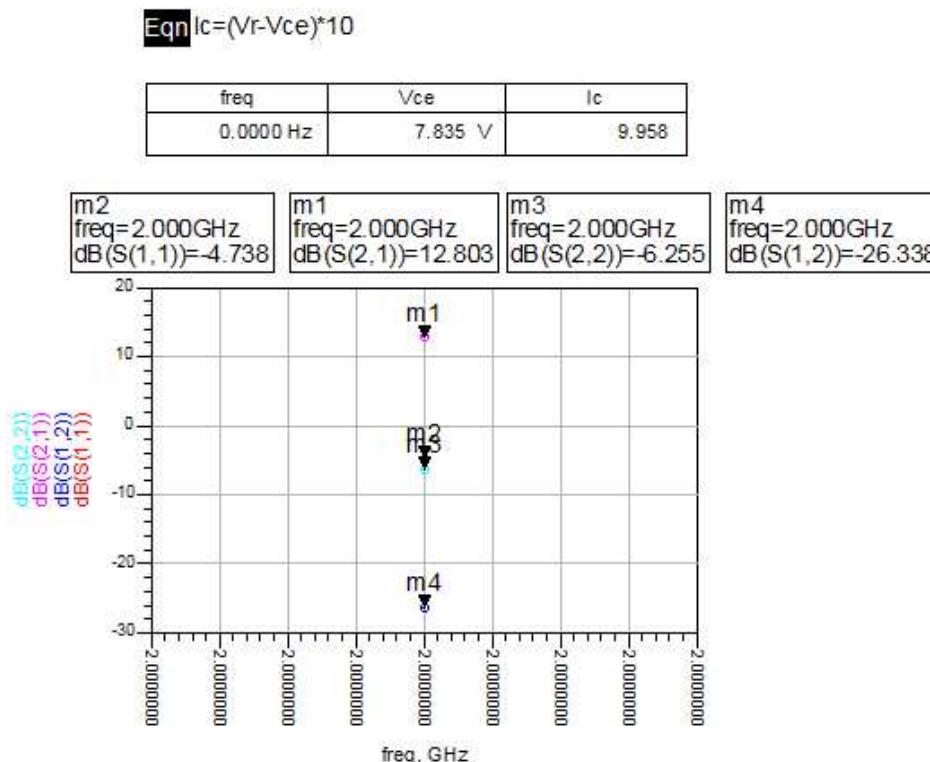
Polarisation et vérification des propriétés du transistor



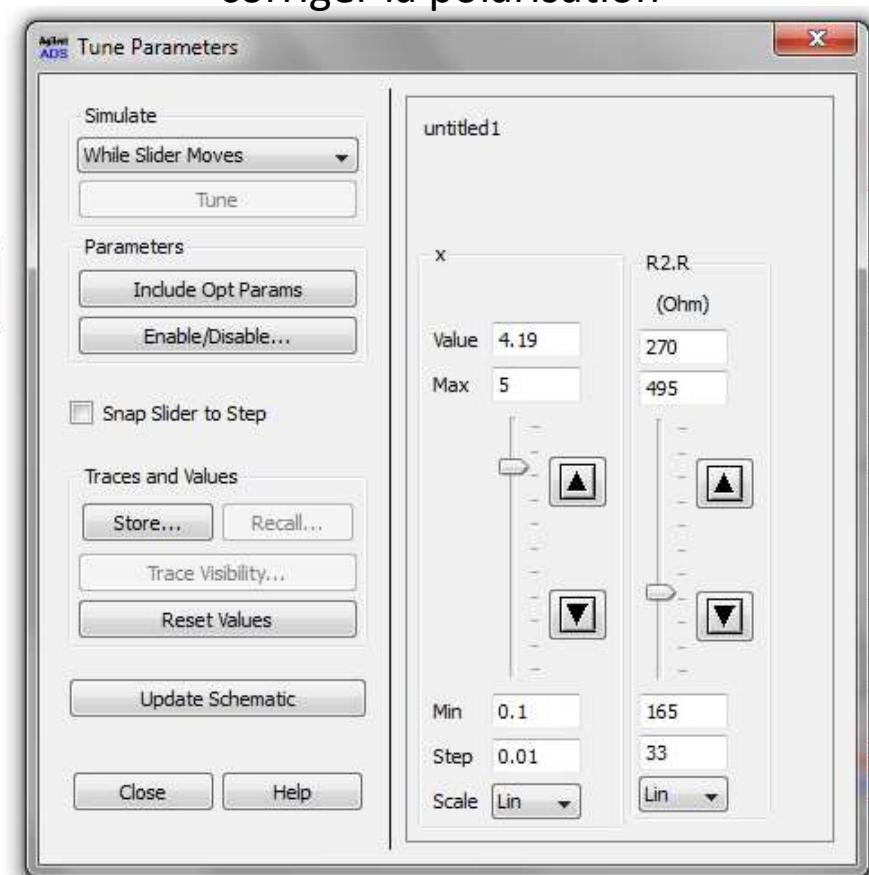
Polarisation et vérification des propriétés du transistor

Simulations DC et Sparam

Tuning sur le potentiomètre pour corriger la polarisation



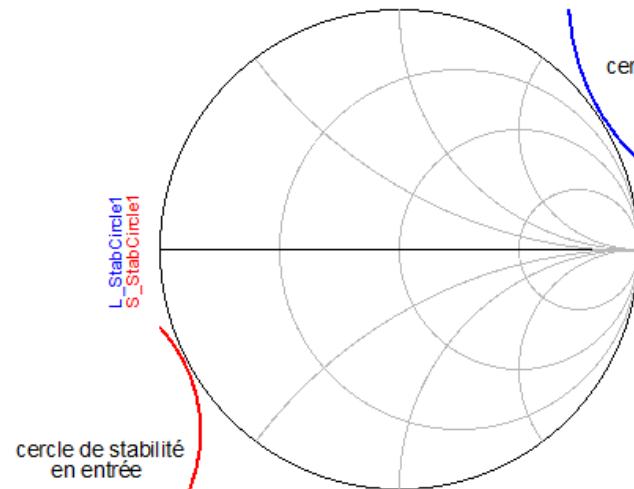
Valeur des éléments de la matrice S du transistor à la fréquence d'intérêt



5 – Exemple : Conception d'un amplificateur LNA

Vérification des conditions de stabilité et cercle à Gain constant et à NF constant

Transistor inconditionnellement stable
(cercle en dehors de l'abaque)



paramètres de bruit calculés

freq	NFmin	Rn	Sopt
2.000 GHz	2.593	8.763	0.347 / -156.270

$$\text{Eqn } \Gamma_{\text{opt}} = m5[0]$$

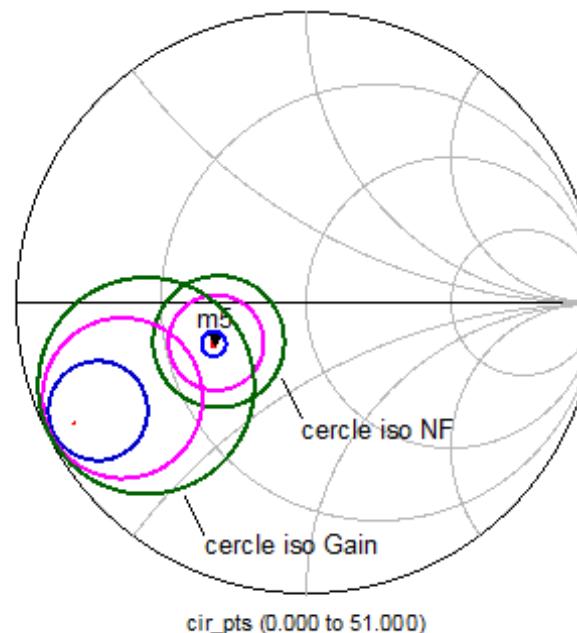
$$\text{Eqn } Z_{\text{opt}} = 50 * (1 + S_{\text{opt}}) / (1 - S_{\text{opt}})$$

freq	Zopt
2.000 GHz	26.258 / -17.644

$$\begin{aligned} \text{Eqn } NF1 &= ns_circle(2.593, NFmin, Sopt, Rn/50, 51) \\ \text{Eqn } NF2 &= ns_circle(2.6, NFmin, Sopt, Rn/50, 51) \\ \text{Eqn } NF3 &= ns_circle(2.7, NFmin, Sopt, Rn/50, 51) \\ \text{Eqn } NF4 &= ns_circle(2.8, NFmin, Sopt, Rn/50, 51) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Eqn } Circ_max_gain &= ga_circle(S, MaxGain1-0.0001, 51) \\ \text{Eqn } Circ_max_gain1 &= ga_circle(S, MaxGain1-1, 51) \\ \text{Eqn } Circ_max_gain2 &= ga_circle(S, MaxGain1-2, 51) \\ \text{Eqn } Circ_max_gain3 &= ga_circle(S, MaxGain1-3, 51) \end{aligned}$$

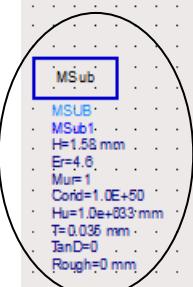
Circ_max_gain3
Circ_max_gain2
Circ_max_gain1
Circ_max_gain
NF4
NF3
NF2
NF1



m5
indep(m5)=48
NF1=0.343 / -155.454
ns figure=2.593000
impedance = $Z_0 * (0.507 - j0.164)$

Adaptation d'impédance

Définition de la technologie microruban



```

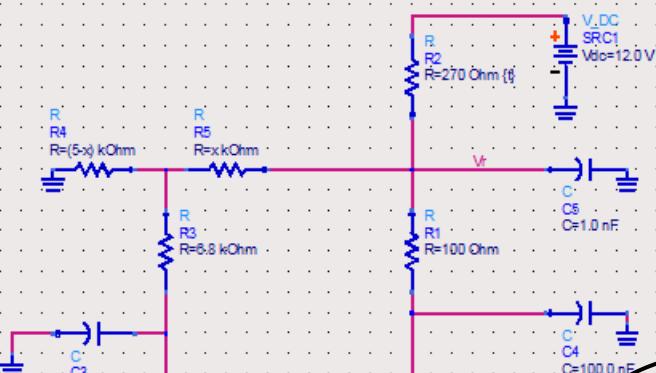
VAR1
VAR3
Ls=10 [o]
Lp=10 [o]
W50=3

```

```

VAR4
Lso=10 [o]
Lpo=10 [o]

```



Modélisation de l'adaptation en entrée



```

OPTIM
Optim
Optim1
OptimType=Quasi-Newton : SaveCurrentEP=nd
MaxIter=200
DesiredError=0.0
StatusLevel=4
FinalAnalysis=None
NormalizeGoals=no
SetBestValues=yes
SaveSims=yes
SaveGoals=yes
SaveOptimVars=no
UpdateDataset=yes
SaveNominal=no

```

```

GOAL
Goal
OptimGoal1
Expr=dB(S(2,1))
SimInstanceName="SP1"
Min=15
Max=
Weight=1
RangeVar[1]=""freq"
RangeMin[1]=1.99 GHz
RangeMax[1]=2.01 GHz

```

```

GOAL
Goal
OptimGoal2
Expr="n[2]"
SimInstanceName="SP1"
Min=
Max=2.7
Weight=1
RangeVar[1]=""freq"
RangeMin[1]=1.99 GHz
RangeMax[1]=2.01 GHz

```

```

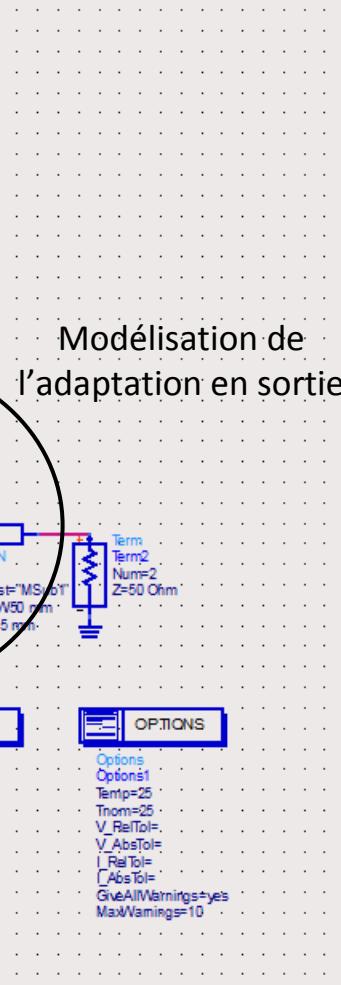
S-PARAMETERS
S_Param
SP1
Start=1.8 GHz
Stop=2.2 GHz
Step=1.0 MHz

```

```

OPTIONS
Options
Options1
Temp=25
Thom=25
V_RefTol=
V_AbsTol=
I_RefTol=
I_AbsTol=
GueAllWarnings=yes
MaxWarning=10

```



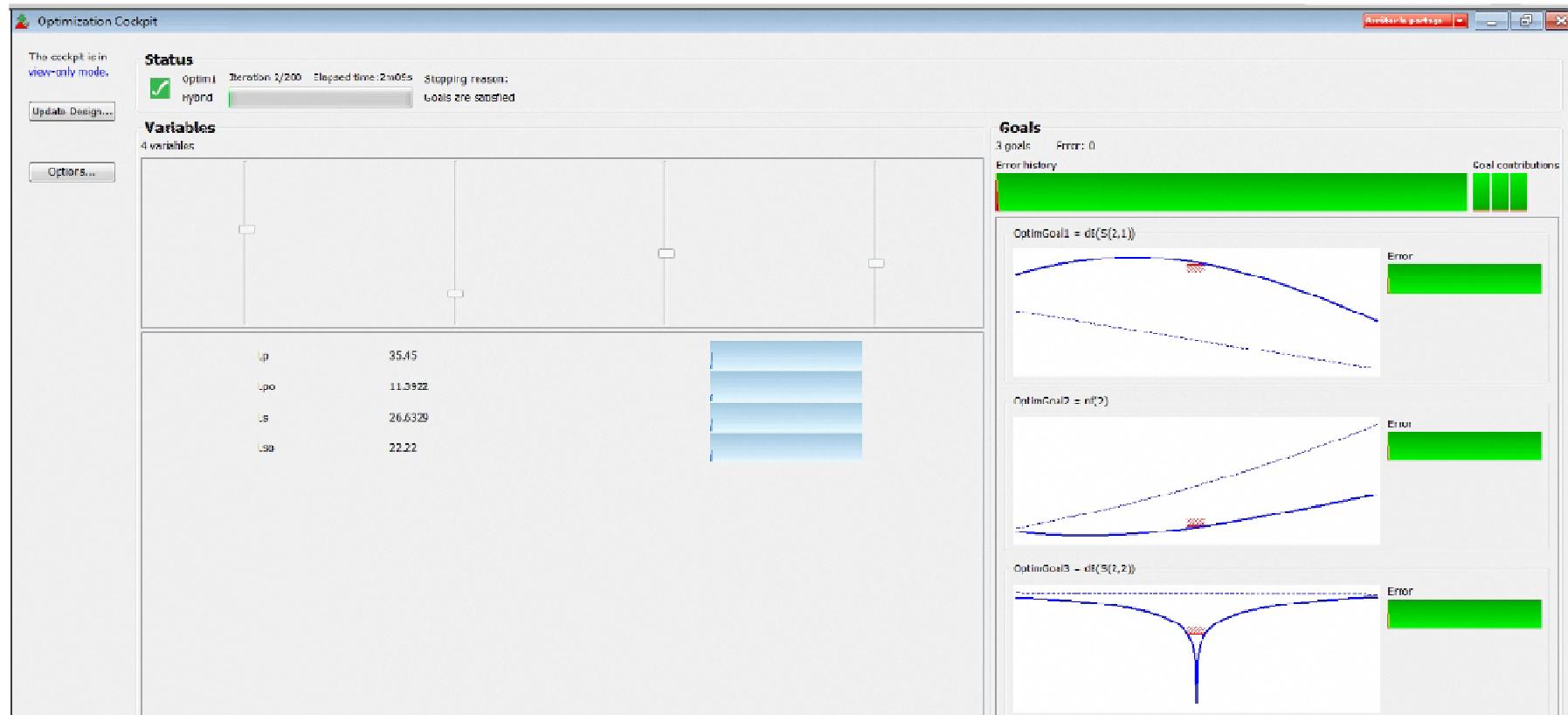
Modélisation de l'adaptation en sortie

Bloc optimisation

Adaptation d'impédance

Optimisation sur :

- gain minimum de 15dB
- réflexion en sortie inférieure à -30dB
- NF en sortie inférieur à 2.7



Adaptation d'impédance

Optimisation sur :

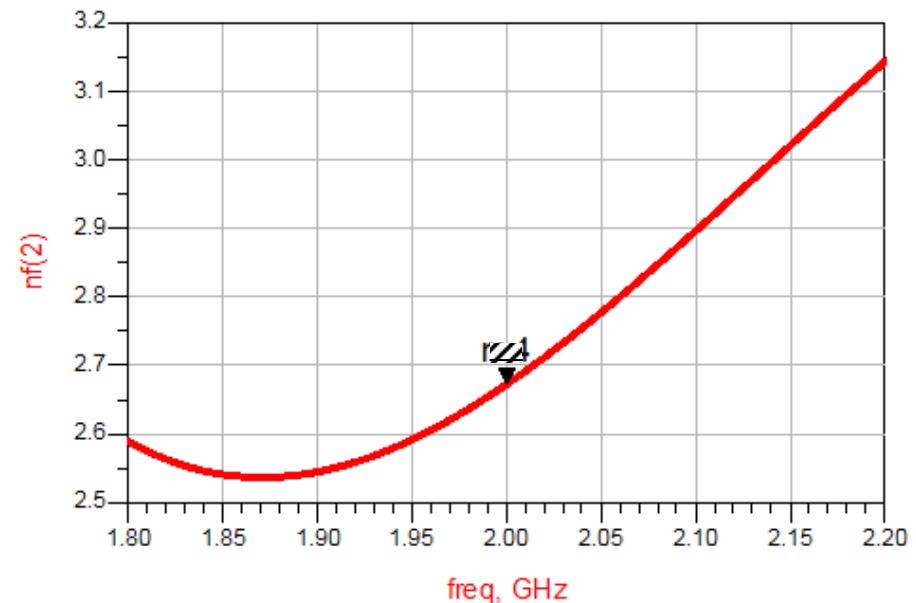
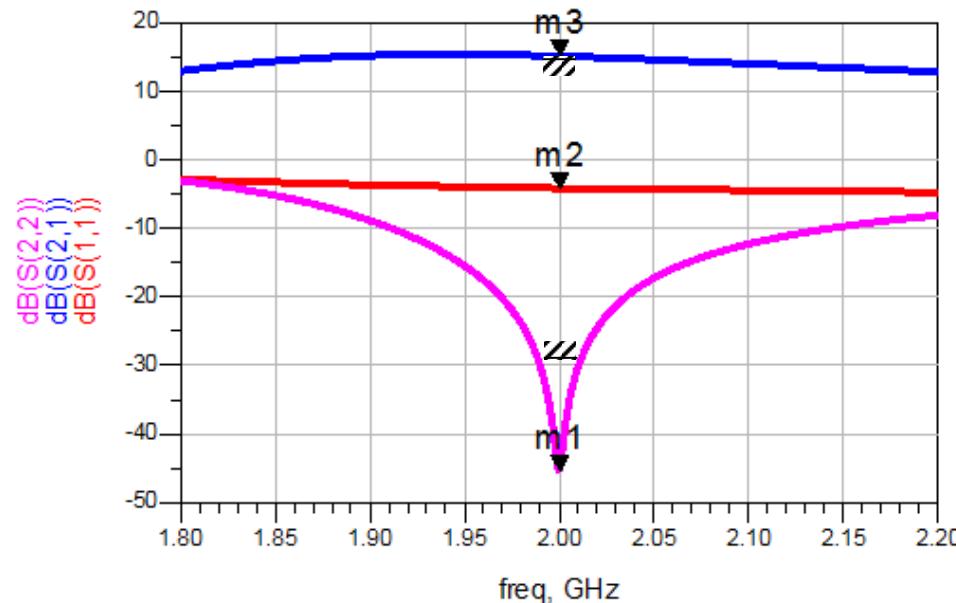
- gain minimum de 15dB
- réflexion en sortie inférieure à -30dB
- NF en sortie inférieur à 2.7

m2
freq=2.000GHz
dB(S(1,1))=-4.142
optIter=8

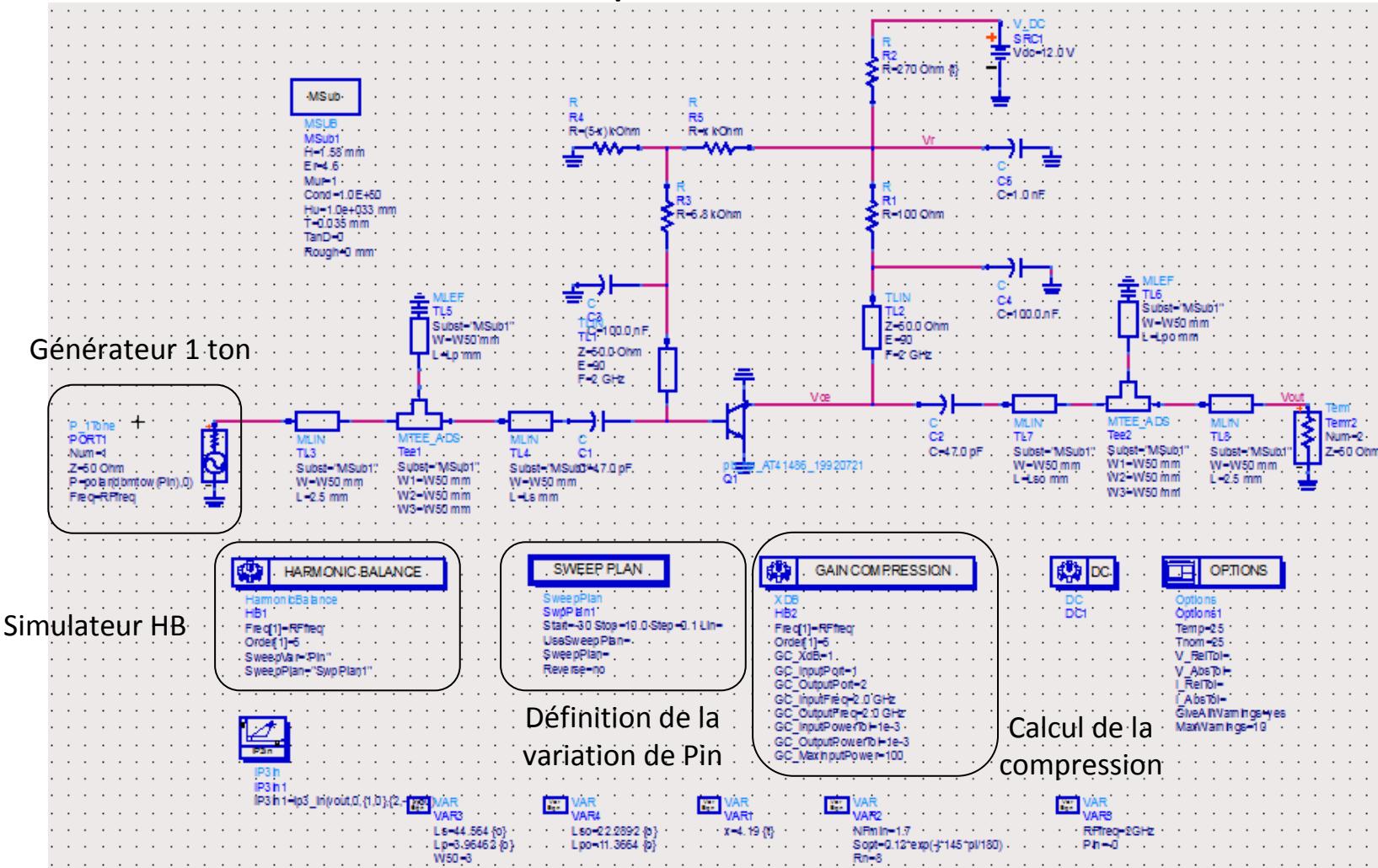
m1
freq=2.000GHz
dB(S(2,2))=-45.476
optIter=8

m3
freq=2.000GHz
dB(S(2,1))=15.132
optIter=8

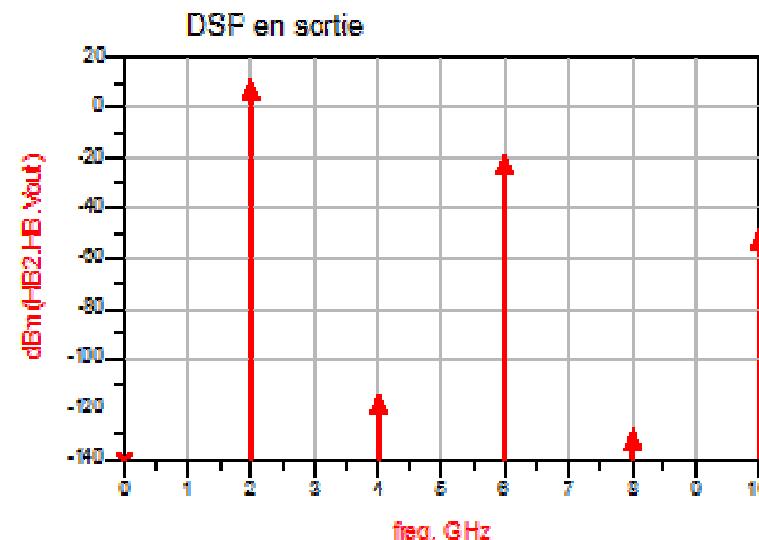
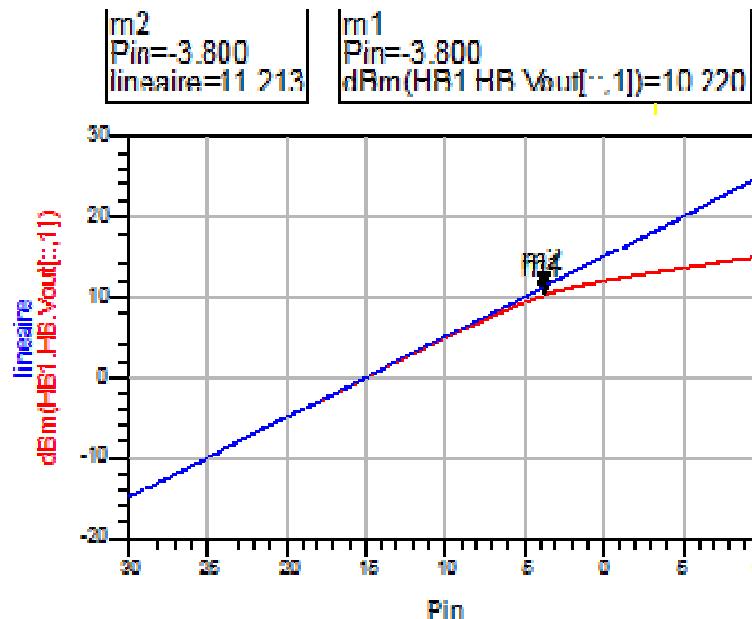
m4
freq=2.000GHz
nf(2)=2.672
optIter=8



Non linéarité : Gain de compression



Non linéarité : Gain de compression



Pin	compression
-3.800	-0.993

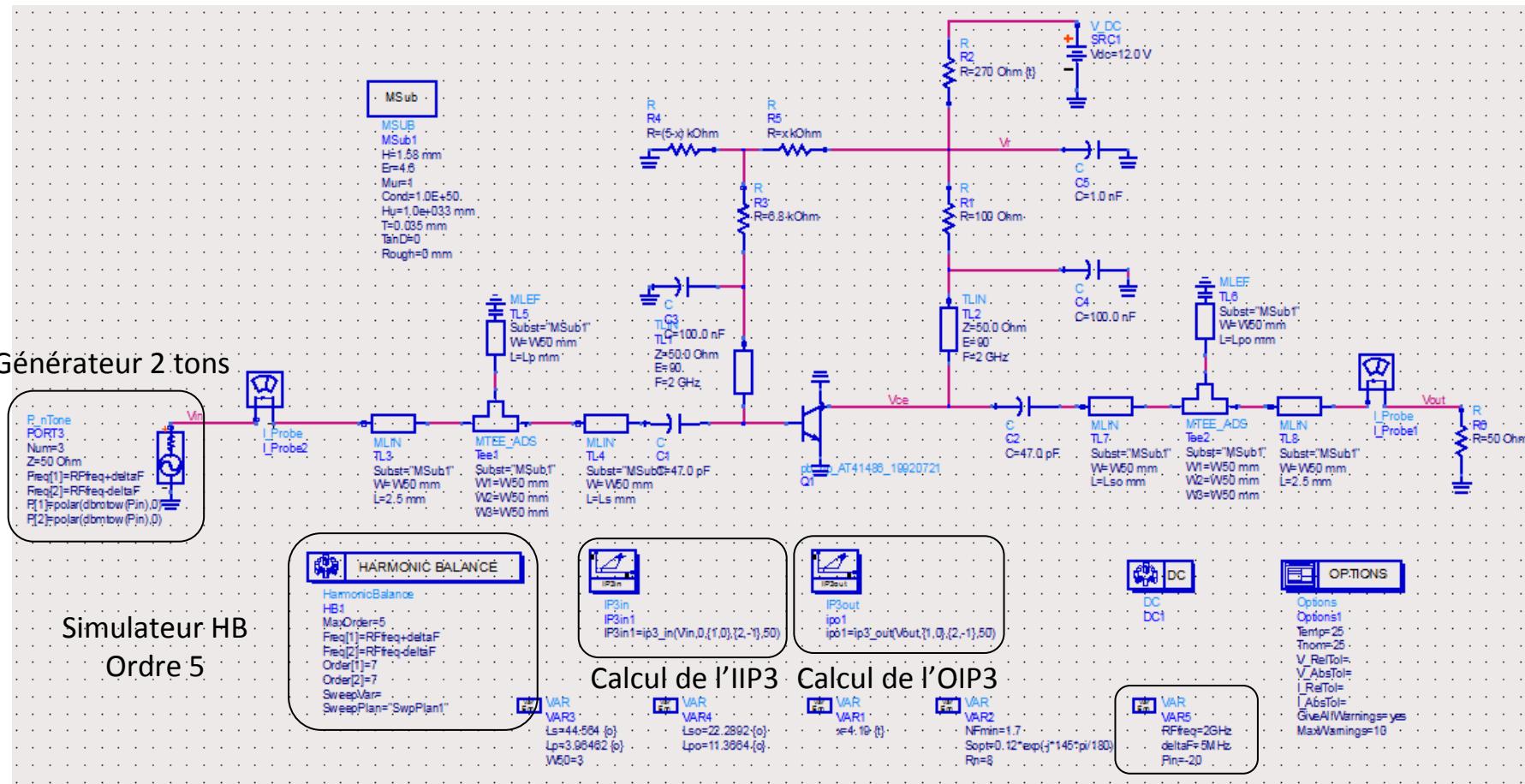
Eqn Gain=dBm(HB1.HB.Vout[1])-HB1.HB.Pin

Eqn linéaire=Gain[0]+HB1.HB.Pin

Eqn compression=m1-m2

5 – Exemple : Conception d'un amplificateur LNA

Non linéarité : Evaluation de l'IP3



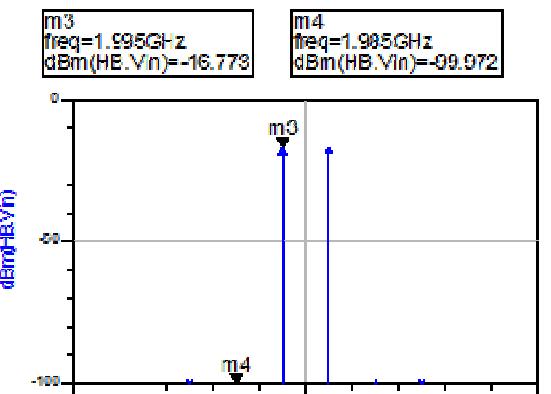
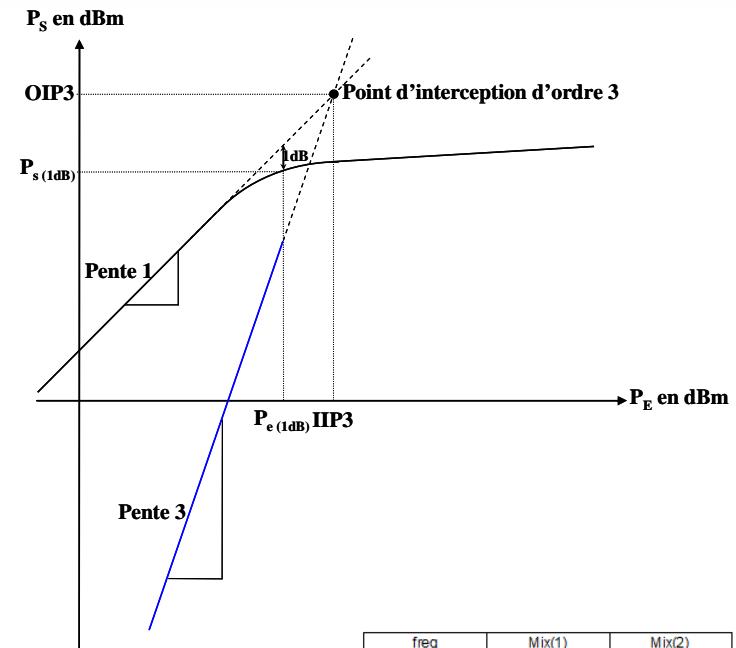
Définition de la
RFfreq, Pin, déviation

Non linéarité : Evaluation de l'IP3

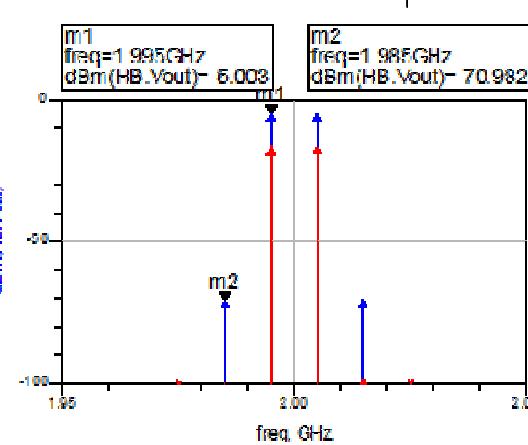
$$IIP3 = \frac{C}{\frac{I_3}{2} + P_{in}}$$

$$OIP3 = \frac{C}{\frac{I_3}{2} + P_{out}}$$

$$OIP3 = IIP3 + G$$



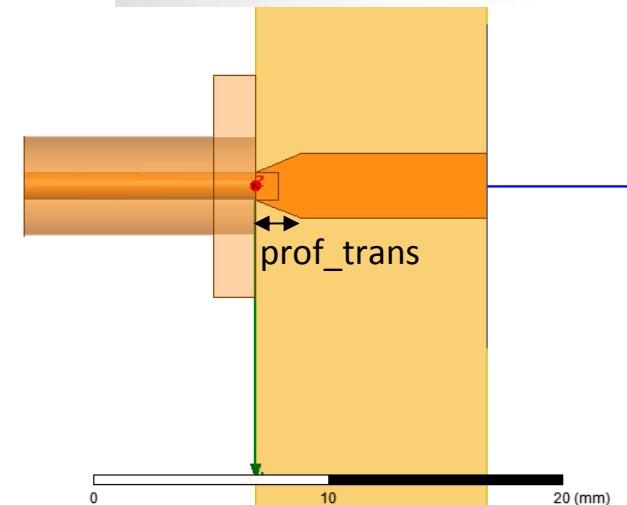
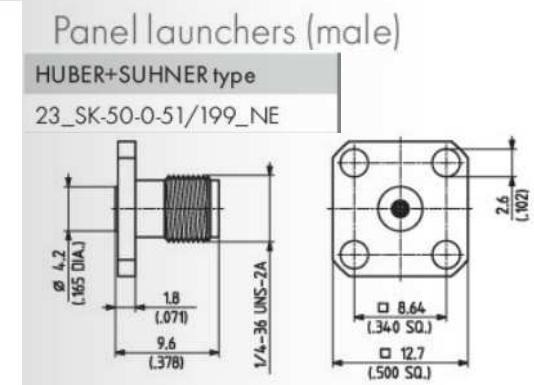
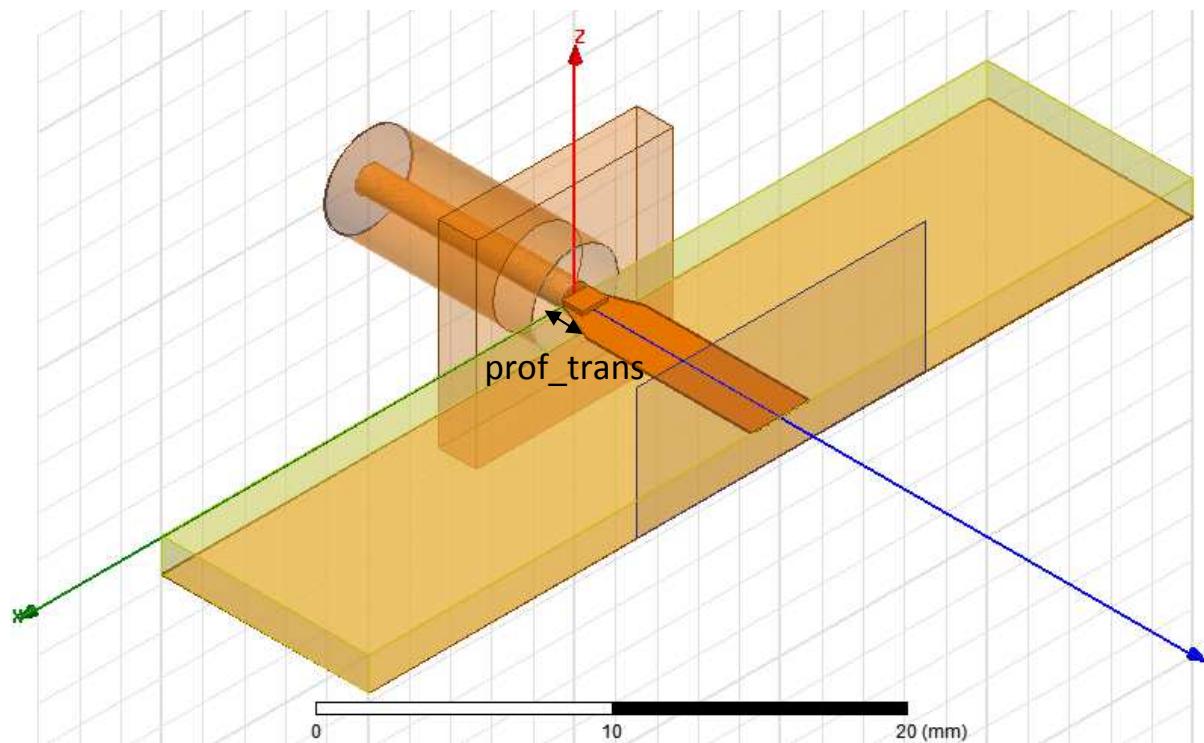
	IIP3	OIP3	freq
	16.138	27.908	1.995 GHz



Eqn IIP3 = OP3 Gain
 Eqn OIP3 = ipn(HB.Vout,0,HB.I_Probe1,i,{1,0},{2,-1},3)
 Eqn Gain = (m1-m2)

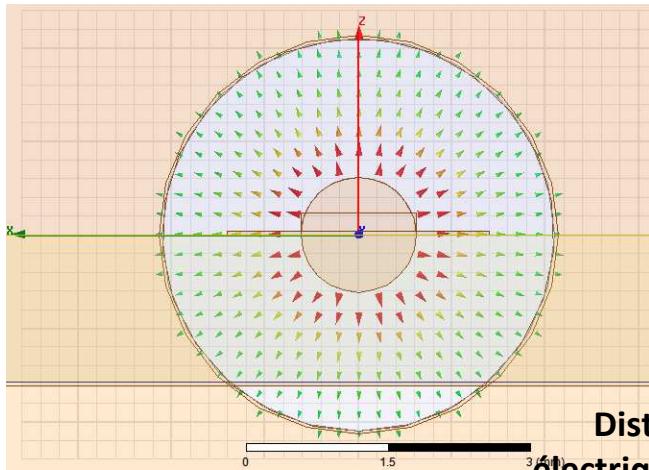
freq	Mix(1)	Mix(2)
0.0000 Hz	0	0
10.00 MHz	1	-1
20.00 MHz	2	-2
1.975 GHz	-2	3
1.985 GHz	-1	2
1.995 GHz	0	1
2.005 GHz	1	0
2.015 GHz	2	-1
2.025 GHz	3	-2
3.980 GHz	-1	3
3.990 GHz	0	2
4.000 GHz	1	1
4.010 GHz	2	0
4.020 GHz	3	-1
5.975 GHz	-1	4
5.985 GHz	0	3
5.995 GHz	1	2
6.005 GHz	2	1
6.015 GHz	3	0
6.025 GHz	4	-1
7.980 GHz	0	4
7.990 GHz	1	3
8.000 GHz	2	2
8.010 GHz	3	1
8.020 GHz	4	0
9.975 GHz	0	5
9.985 GHz	1	4
9.995 GHz	2	3
10.01 GHz	3	2
10.02 GHz	4	1

Modélisation 3D

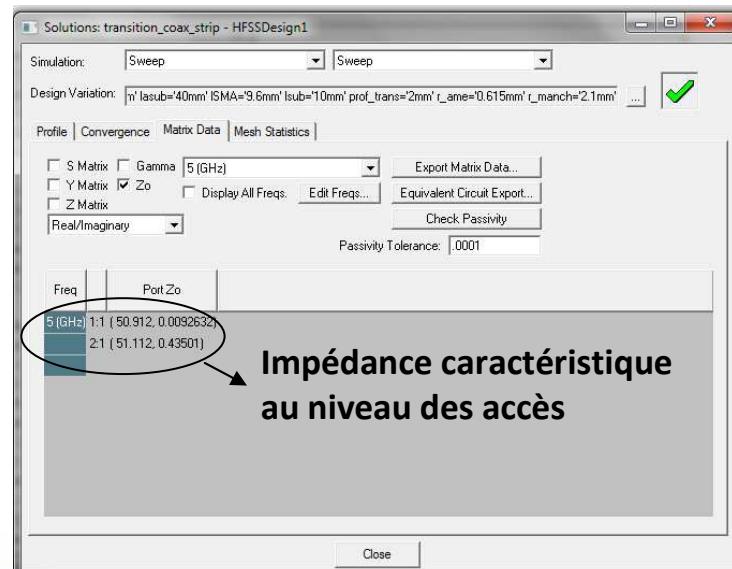
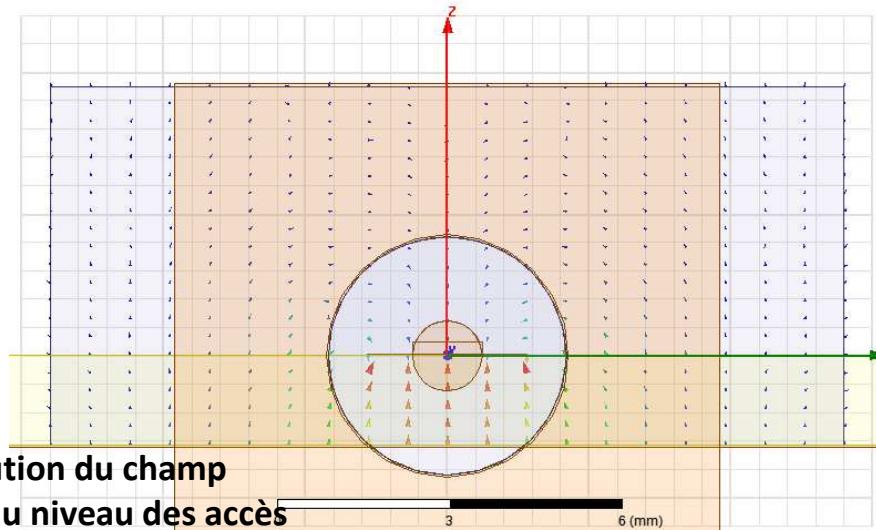


Etude de l'effet d'une transition douce entre un connecteur SMA HUBER+SUHNER et une ligne microruban (50Ω)

Validation des modes aux accès

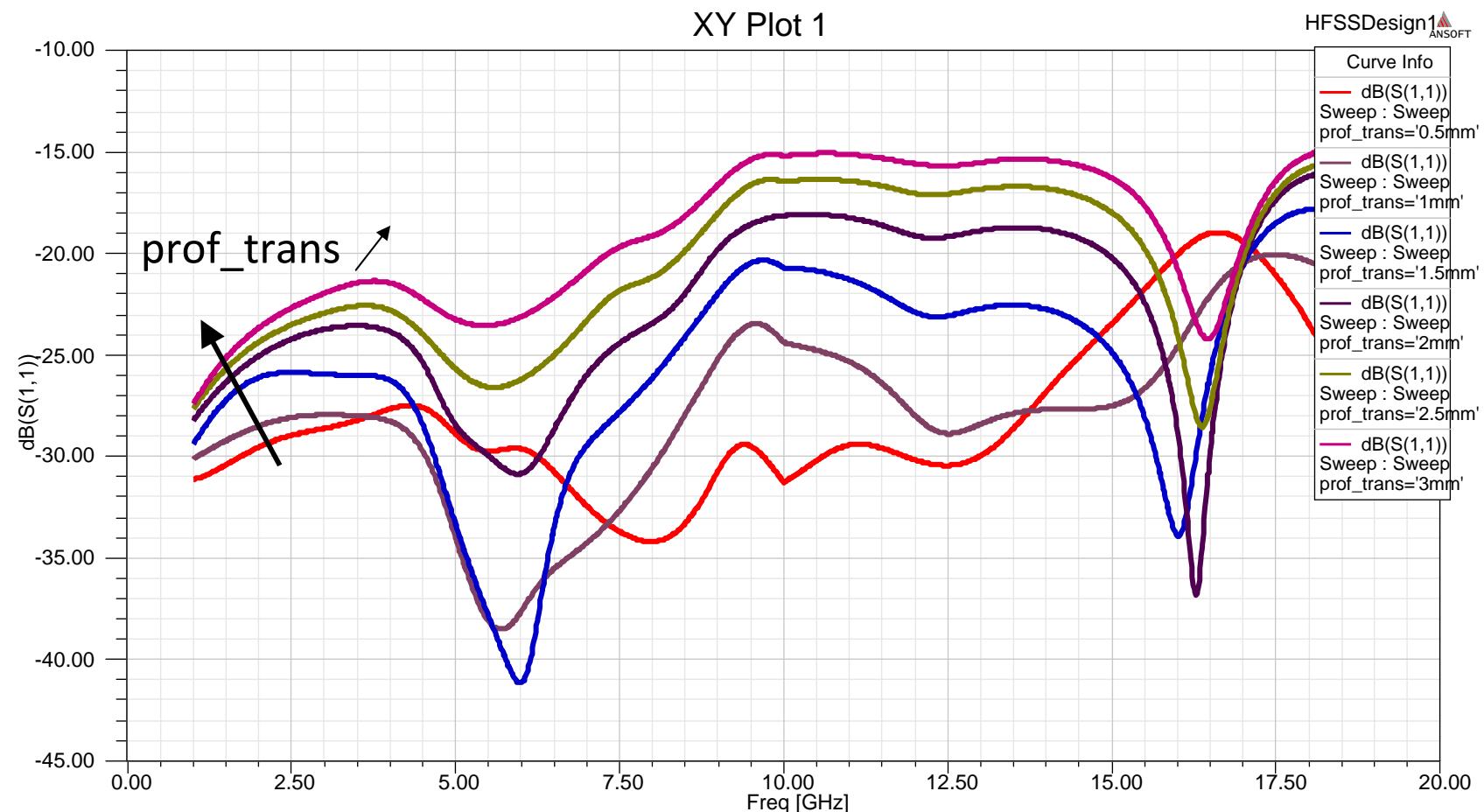


Distribution du champ électrique au niveau des accès

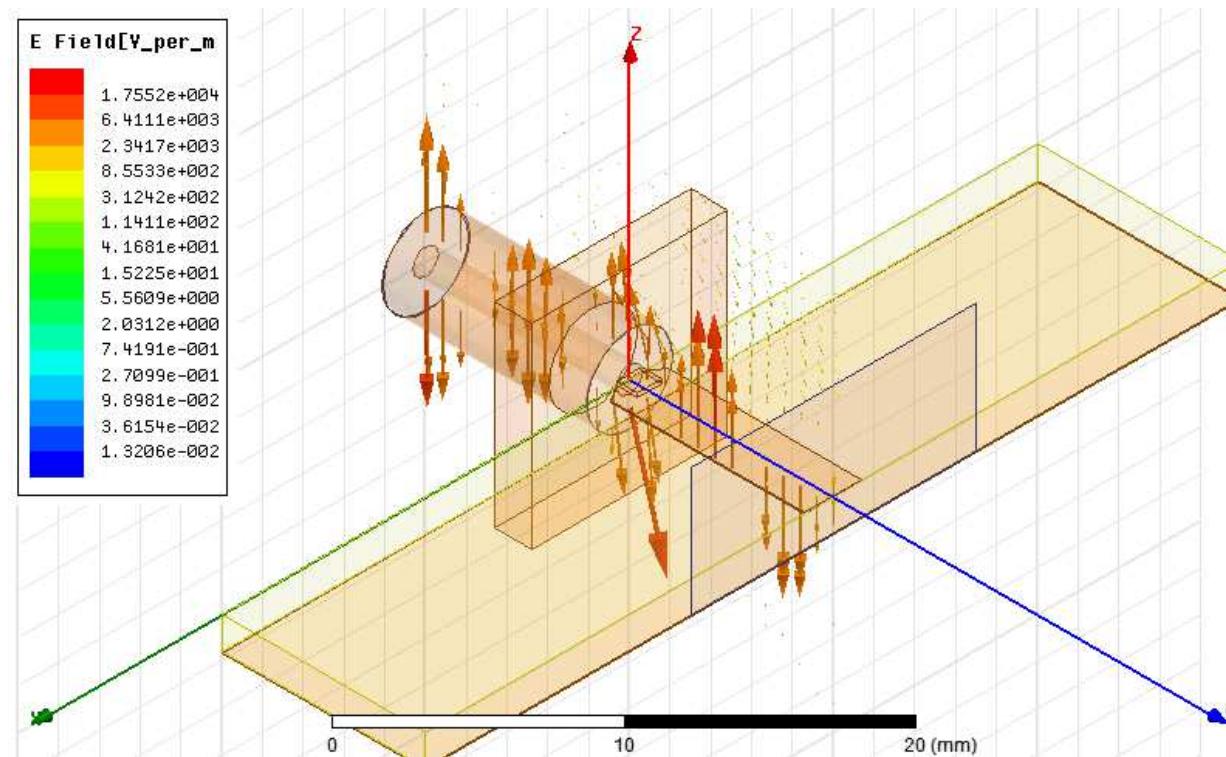


Sous HFSS, cette étape préliminaire est importante pour savoir quel(s) mode(s) est(sont) couplé(s) sur chacun des ports.

Etude paramétrique : $\text{prof_trans} \in [0.5\text{mm}, 3\text{mm}]$



Propagation du champ électrique



Champ électrique complètement propagatif

Jour 1 : 6 heures

Techniques de conception de circuits HF

Jour 2 : 6 heures

CAO et techniques de mesures des circuits HF