

## Compte Rendu

Ecole Nationale Supérieure de l'Electronique et de ses Applications

Electronique RF

**TP2-** Paramètres caractéristiques des lignes sur circuit imprimé

2<sup>eme</sup> Année

Année : 2023 - 2024

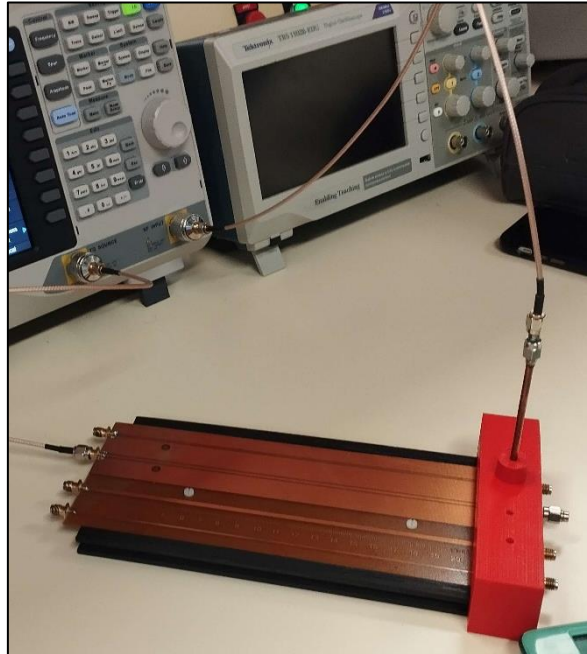
Camille Lanfredi

Rémi Weidle

## 1. Introduction

Lors de ce travail pratique nous utilisons un track generator. C'est un générateur qui à sa fréquence  $f_0$  qui suit la fréquence liée à la fréquence centrale du filtre.

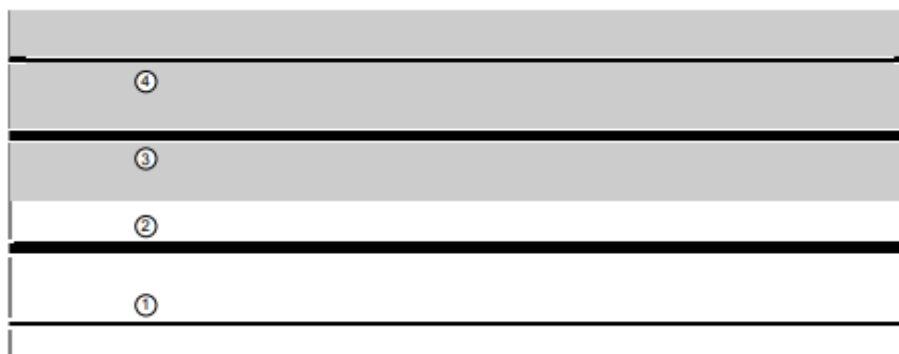
La tige contient une sonde qui mesure les champs électriques aux voisinages de la piste.



Sur l'analyseur de spectre, on se place en "central frequency" à 2GHz avec *Span* à 0.5.

Désormais nous allons étudier les 4 lignes :

- 1<sup>ère</sup> : ligne microstrip de largeur 1mm
- 2<sup>e</sup> : ligne microstrip de largeur 3mm
- 3<sup>e</sup> : ligne coplanaire avec plan de masse (CPWG), de largeur 2,5 mm, avec un « gap » de 0,5 mm
- 4<sup>e</sup> : ligne CPWG de largeur 1 mm, avec un gap de 0,5 mm



## 2. Mesures

Les premières mesures consistent à déterminer les valeurs de la longueur d'onde et de la permittivité relative effective, à l'aide de la distance entre nœuds.

Une fois la distance obtenue, nous pouvons calculer la longueur d'onde  $\lambda$  :

$$\lambda(m) = Distance_{Noeud} - Distance_{Ventre} * 2 * 0,01$$

Et à partir de la longueur d'onde, nous pouvons en déduire la permittivité  $\epsilon$  :

$$\epsilon = \left( \frac{c}{f\lambda} \right)^2$$

Tous les résultats obtenus sur les 4 lignes sont présentés sous le tableau ci-dessous :

Lignes	Distance Ventre (cm)	Distance Nœud (cm)	$\Delta$ (cm)	$\lambda$ (m)	Sqrt( $\epsilon$ )	$\epsilon$
1	5,3	9,5	4,2	0,084	1,785714286	3,18877551
2	5,5	9,55	4,05	0,081	1,851851852	3,429355281
3	8,7	13	4,3	0,086	1,744186047	3,042184965
4	4,1	8,5	4,4	0,088	1,704545455	2,905475207

Avec  $c = 3 \times 10^8$  et  $f = 2\text{GHz}$

*Vous pouvez retrouver les courbes en Annexe : « [Lien](#) ».*

Puis, nous ajoutons une charge de 50 Ohms à l'extrémité de chaque ligne et mesurons pour chaque ligne, la valeur du « taux d'ondes stationnaires ».

La charge permet de déterminer l'impédance caractéristique :

$$\Gamma = \frac{50 - Rc}{50 + Rc}$$

$$si Rc < 50\Omega \Leftrightarrow coeff_{reflex}(\Gamma) > 0$$

$$si Rc > 50\Omega \Leftrightarrow coeff_{reflex}(\Gamma) < 0$$

$$\text{De plus le Taux d'Onde Stationnaire : } TOS_{en\ dB} = \frac{Amplitude_{Ventre}}{Amplitude_{Noeud}} = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$

Cependant, sur l'analyseur de spectre nous observons  $20\log(TOS)$ .

Donc pour déterminer le TOS en Volt, nous appliquons le calcul suivant :  $10^{\frac{V_{VENTRE} - V_{NOEUD}}{20}}$

Cela nous donne les résultats suivants :

Lignes	Ampli_ventre(dB)	Ampli_noeud(dB)	TOS
1	-22	-27,6	1,905460718
2	-31	-33,5	1,333521432
3	-34	-37,8	1,548816619
4	-33,7	-36,4	1,364583137

Puis pour déterminer le signe de Gamma  $\Gamma$ , nous nous plaçons au plus près de la charge et nous reculons. Si la valeur de la sortie augmente, nous sommes sur un nœud et le coefficient de réflexion ( $\Gamma$ ) est négatif. Si la valeur de la sortie diminue, nous sommes sur un ventre et le coefficient de réflexion est positif.

Type	Signe de $\Gamma$
Noeud	$\Gamma -$
Ventre	$\Gamma +$

Une fois le signe du coefficient de réflexion déduit, nous pouvons déterminer la valeur de la résistance de charge.

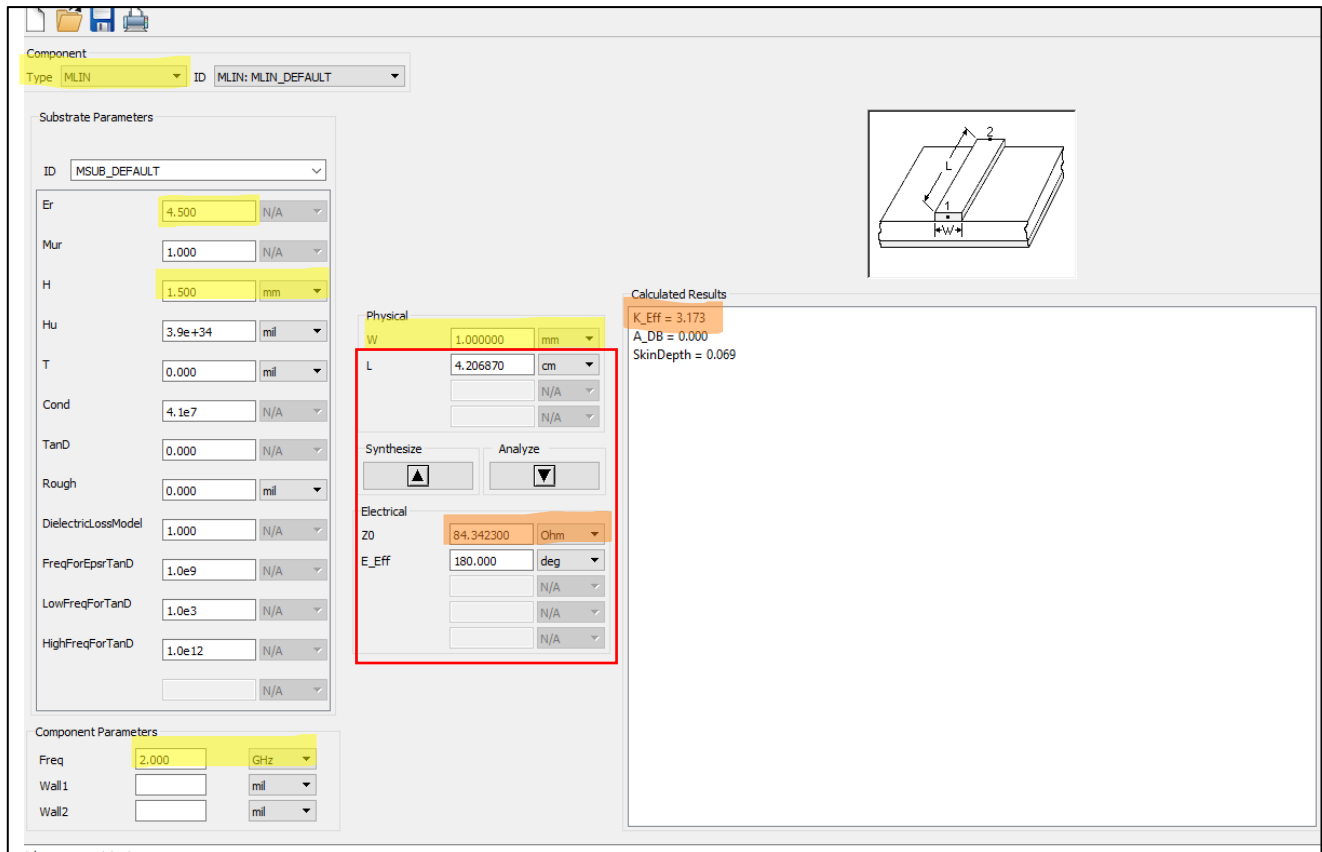
$$R_c = 50 * \frac{1 - \Gamma}{\Gamma + 1}$$

Tous les résultats obtenus sur les 4 lignes sont présentés sous le tableau ci-dessous :

Lignes	$\Gamma$	Signe de $\Gamma$	Rc mesurée( $\Omega$ )
1	0,311641012	-	95,2730359
2	0,142926235	-	66,67607161
3	0,215322128	+	32,28271145
4	0,154184952	-	68,22915683

Une fois toutes les valeurs trouvées mais principalement  $\epsilon_{\text{eff}}$  et  $R_c$ , nous pouvons les comparer celles obtenues par le logiciel **ADS**. Nous simulons donc les 4 lignes sur **ADS**.

Pour plus de clarté sur les captures d'écran, les paramètres des lignes seront surlignés en jaune et les valeurs obtenues en orange.



Simulation de la LIGNE 1 microstrip de largeur  $w = 1$  mm

Sur cette capture d'écran, nous pouvons voir que la longueur de la ligne n'est absolument pas la bonne (4,2 cm au lieu de 24). Cela est normal car sur cette capture, nous nous situons en aval de la mesure. Nous cherchons à confirmer si celle-ci est correcte et pour y parvenir, nous modifions la valeur de la permittivité à 180 degré pour mesurer la distance entre nœuds.

Component  
Type: MLIN ID: MLIN: MLIN\_DEFAULT

Substrate Parameters

ID: MSUB\_DEFAULT

Er: 4.500 N/A

Mur: 1.000 N/A

H: 1.500 mm

Hu: 3.9e+34 mil

T: 0.000 mil

Cond: 4.1e7 N/A

TanD: 0.000 N/A

Rough: 0.000 mil

DielectricLossModel: 1.000 N/A

FreqForEpsrTanD: 1.0e9 N/A

LowFreqForTanD: 1.0e3 N/A

HighFreqForTanD: 1.0e12 N/A

Component Parameters

Freq: 2.000 GHz

Wall1: mil

Wall2: mil

Physical

W: 3.000000 mm

L: 4.034310 cm

Synthesize Analyze

Electrical

Z0: 48.187300 Ohm

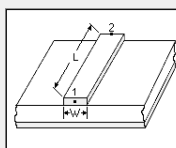
E\_Eff: 180.000 deg

Calculated Results

K\_Eff = 3.451

A\_DB = 0.000

SkinDepth = 0.069



*Simulation LIGNE 2 microstrip de largeur  $w = 3 \text{ mm}$*

Substrate Parameters

ID: CPWSUB\_DEFAULT

Er: 4.500 N/A

Mur: 1.000 N/A

H: 1.500 mm

T: 0.000 mil

Cond: 4.1e7 N/A

TanD: 0.000 N/A

Rough: 0.000 mil

DielectricLossModel: 1.000 N/A

FreqForEpsrTanD: 1.0e9 N/A

LowFreqForTanD: 1.0e3 N/A

HighFreqForTanD: 1.0e12 N/A

Component Parameters

Freq: 2.000 GHz

Physical

W: 2.500 mm Fix

G: 0.500 mm Fixed

L: 4.641210 cm

Synthesize Analyze

Electrical

Z0: 14.654500 Ohm

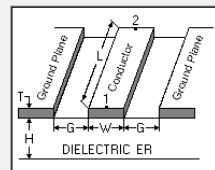
E\_Eff: 194.368000 deg

Calculated Results

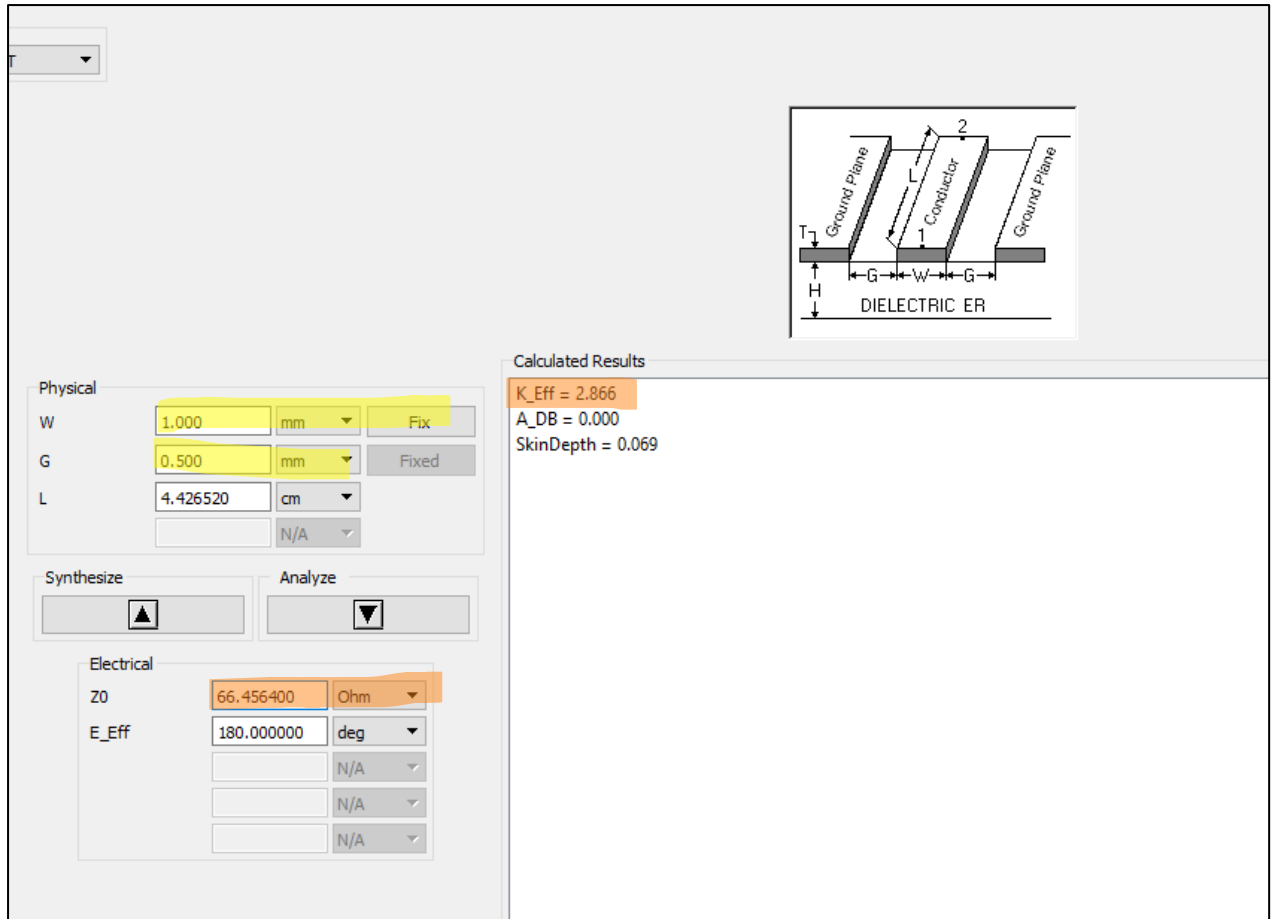
K\_Eff = 3.040

A\_DB = 0.000

SkinDepth = 0.069



*Simulation Ligne 3 coplanaire avec plan de masse (CPWG), de largeur 2,5 mm, avec un « gap » de 0,5 mm*



Physical

W: 1.000 mm (Fix)

G: 0.500 mm (Fixed)

L: 4.426520 cm

Synthesize

Analyze

Electrical

Z0: 66.456400 Ohm

E\_Eff: 180.000000 deg

Calculated Results

K\_Eff = 2.866

A\_DB = 0.000

SkinDepth = 0.069

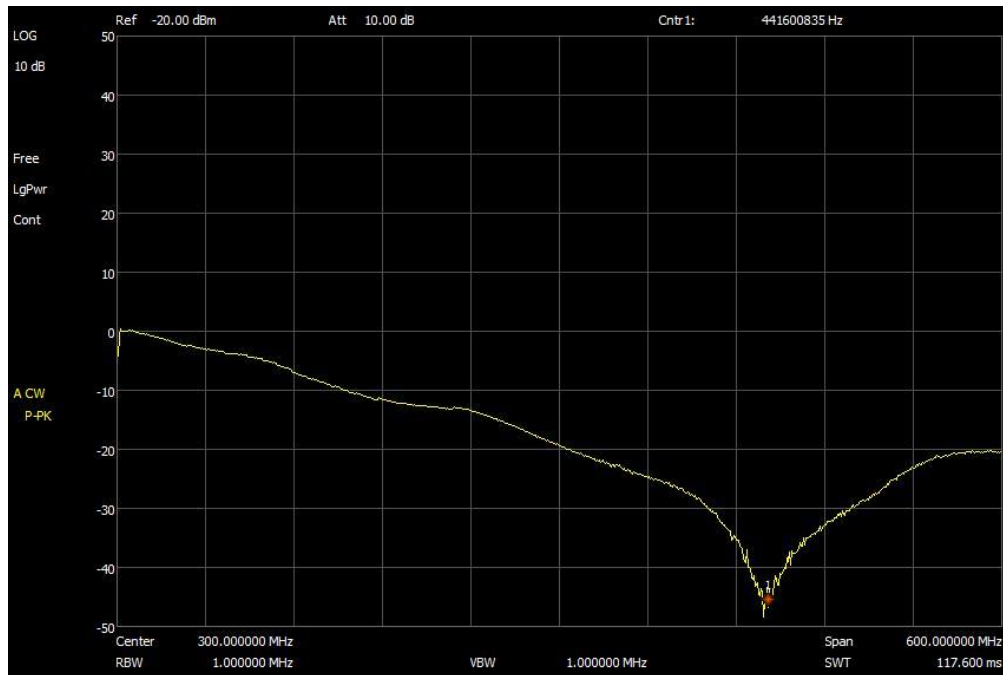
Simulation Ligne 4 CPWG de largeur 1 mm, avec un gap de 0,5 mm

A partir des simulations de lignes, nous pouvons comparais les mesures.

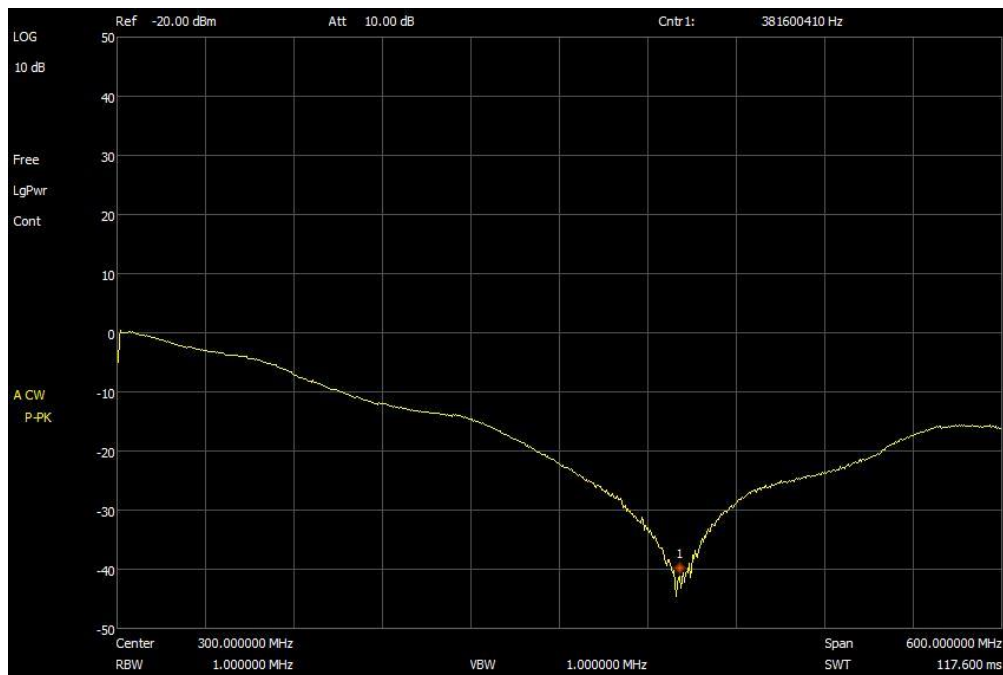
Rc mesurée( $\Omega$ )	RC_ADS( $\Omega$ )	$\epsilon$	$\epsilon$ (ADS)
95,2730359	84	3,18877551	3.173
66,67607161	48	3,429355281	3.451
32,28271145	44	3,042184965	3.040
68,22915683	66,45	2,905475207	2.866

Comme nous pouvons le voir, la permittivité effective (epsilon) est quasiment identique entre l'étude ADS et l'expérimentation. Cependant nous pouvons noter une importante différence d'impédance caractéristique sur certaines lignes, probablement dû à des approximations de mesures.

### 3. FRÉQUENCES DE RÉSONANCE DE DIFFÉRENTS TYPES DE CONDENSATEURS

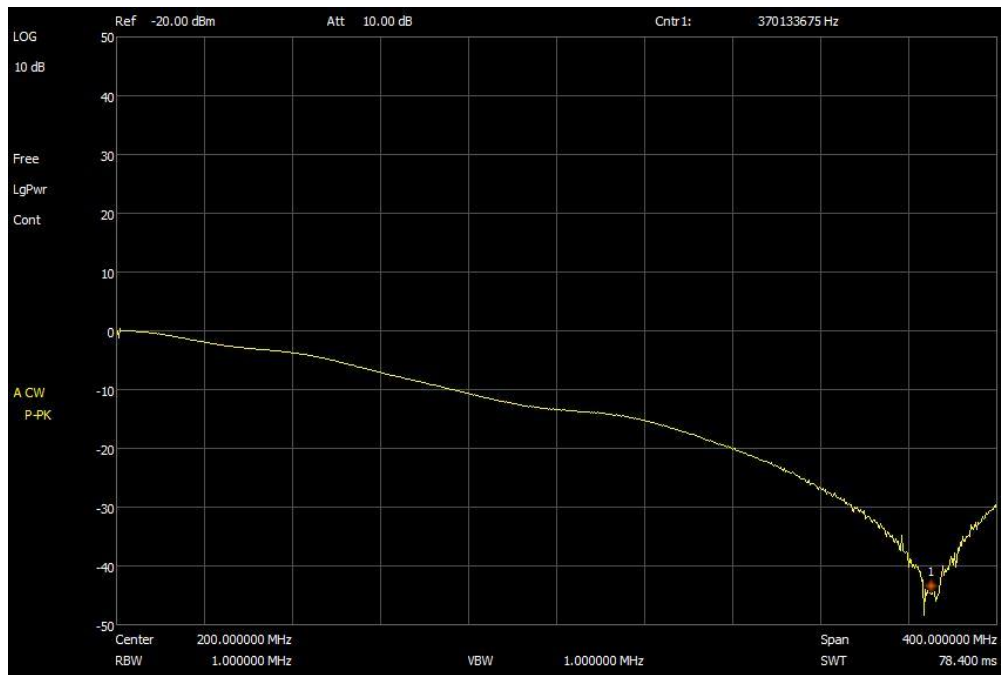


**CONDENSATEUR 0603**

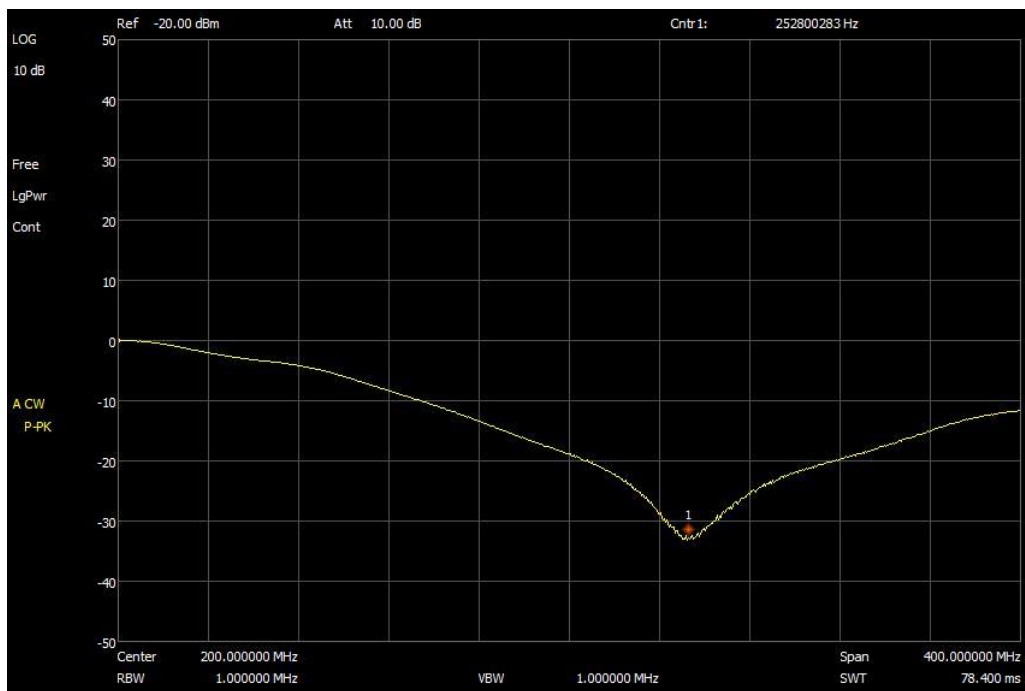


**CONDENSATEUR 0805**





CONDENSATEUR 1206



CONDENSATEUR TRAVERSANT

Toutes ces captures nous permettent de démontrer que l'utilisation de la miniaturisation des condensateurs permet de décaler la fréquence de résonance vers des fréquences plus élevées. Ceci permet de travailler sur du HF. Cependant cela demande de plus grandes compétences techniques du fait que la miniaturisation nécessite une production de composants plus précise. Ceci pose le souci de la limitation technique la miniaturisation possède ses limites ce qui peut bloquer le travail a de très hautes fréquences du moins avec les compétences techniques actuelles.

#### 4. Conclusion

Lors de ce travail pratique, nous avons été amenés à étudier différentes lignes de transmission à l'aide d'un analyseur de spectre et nous avons mesuré différentes caractéristiques. Puis nous avons comparé les résultats expérimentaux avec les résultats obtenus par simulation. Et enfin, nous avons enfin déterminé la fréquence de résonance d'un condensateur et déterminé son inductance série équivalente.

## 5. Annexes

