

# Réalisation d'un doubleur de fréquence, en technologie microstrip. Ou comment utiliser Puff au delà de ses limites.

Par Jean-Marie Mathieu - IUT de Marseille.

## 1\_L'origine du projet :

Il s'agit d'illustrer, sous forme de réalisation, le cours de propagation sur ligne, en très haute fréquence. En se referant à l'article Gesi n° on se remémorera le projet global de récepteur d'image de Meteosat. Le principe du récepteur d'image Meteosat, est rappelé dans son ensemble en figure 1.

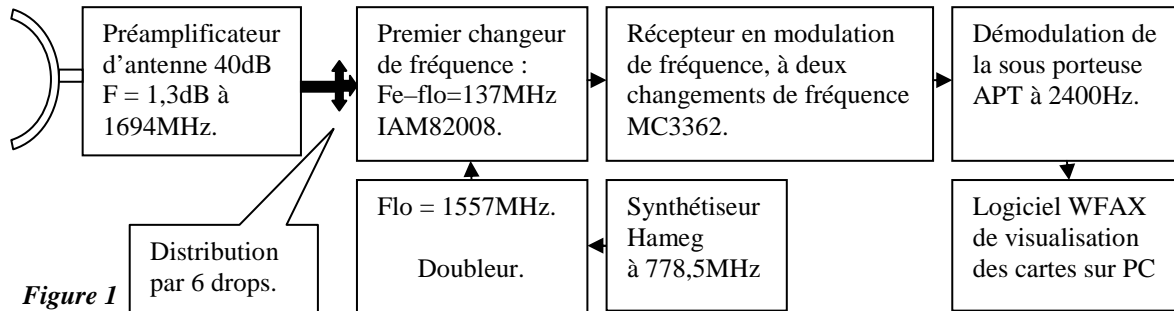


Figure 1

La salle de pratique est, depuis un an, équipée en distribution du signal Meteosat, pour six postes.

La figure 2, donne l'aspect spectrale, vu de l'un des postes, lors d'une transmission APTWFAx.

Le poste élève reçoit par conséquent quelques pW, avec un signal déjà bien au dessus du bruit.

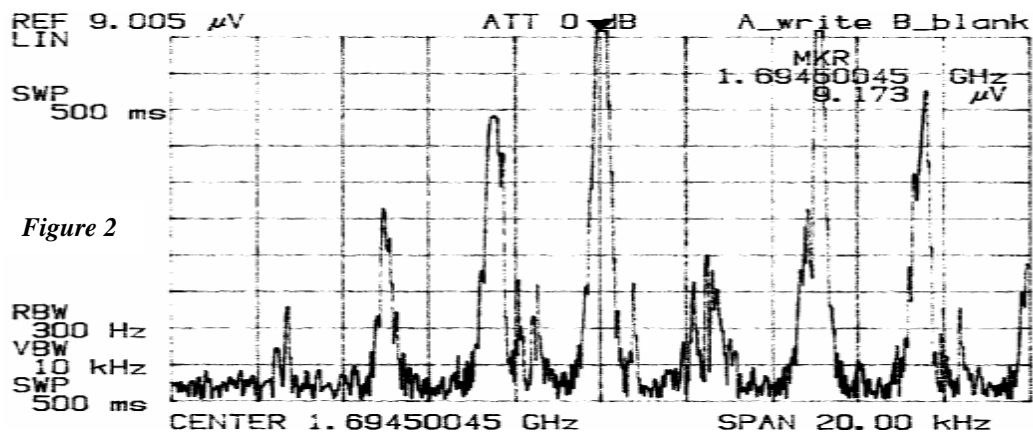


Figure 2

La réalisation décrite ici, concerne le premier changement de fréquence ( 1694MHz >137MHz ).

Pour faciliter la tâche, un mélangeur actif, IAM82008(HP), est fourni aux élèves, déjà monté sur une mini carte (20mm.20mm)

**En bref :** Il reste à leur charge, à fournir le signal local à 1557MHz, avec une puissance suffisante ( ~0dBm ), et surtout une haute stabilité en fréquence ! Nous ne pouvons envisager la réalisation de ce signal local par synthèse, grâce à une boucle PLL, en 3 séances ! Heureusement, chaque poste est équipé d'un generateur- synthetiseur ( Hameg 1GHz ), que les élèves utilisent comme pilote à 778,5MHz, pour alimenter un doubleur de fréquence, de leur conception, et fournir ainsi le signal à nécessaire à 1557MHz.( figure 1 ).

Ce doubleur utilise la technologie microstrip sur cuivre époxy ( économie ! ), il est conçu, simulé, vérifié, masque édité, grâce à un simulateur-routeur utilisant les paramètres S .

( PUFF : Gési n° )

**En bref :** les élèves disposent de trois fois 6 heures pour se familiariser avec le simulateur, démystifier les notions de coefficient de réflexion, de transformation d'impédance, d'adaptation, imprimer le masque du circuit microstrip, vérifier l'efficacité, graver, câbler, tester. Cette épreuve de vitesse est irréalisable avec un simulateur RF professionnel, seul un outil pédagogique bien conçu, simple, à prise en main instantanée, permet d'aboutir.

La réussite est conditionnée par la préparation en cours et en TD, avec un bon entraînement sur l'abaque Smith. La CAO n'est que poudre aux yeux, si elle ne s'appuie sur un cours et des TD bien assimilés.

### Le principe du doubleur de fréquence, en deux mots:

Il s'agit d'un amplificateur "petits signaux", recevant un "fort signal" à la fréquence  $f_p$ , et fonctionnant comme un filtre rejecteur à cette fréquence.

La puissance reçue à  $f_p$  est changée de fréquence du fait des non linéarités.

La puissance refusée (réfléchi) à  $f_p$ , en sortie, contribue à fournir de la puissance aux harmoniques.

Une bonne adaptation à 778,5MHz, à l'entrée, et à 1557MHz, en sortie, optimise le niveau de l'harmonique deux.

## 2\_Progression pédagogique de la conception du doubleur.

Nous présentons rapidement le déroulement de la séance -découverte, du simulateur PUFF et des propriétés fondamentales des lignes.

### Nous commençons par un rappel des règles du jeu traditionnelles :

La représentation polaire classique, du coefficient de réflexion, et de l'impédance réduite, à fréquence figée, le long d'une ligne chargée par  $Z_T$ .

### Puis, présentation des nouvelles règles du jeu pour la simulation et l'analyseur vectoriel :

La représentation polaire du coefficient de réflexion, et de l'impédance réduite, vue à l'entrée d'une ligne, la fréquence variant de zéro à  $F_{max}$ .

Ici on porte la plus grande attention à ce changement de situation, qui perturbe notablement les élèves, qui, au début, mélangent position variable sur la ligne et fréquence variable.

**Ce point est fondamental puisque les analyseurs vectoriels ne peuvent investiguer que à partir du point de connection en faisant varier la fréquence.** C'est aussi la méthode d'analyse des circuits par PUFF.

### Premières vérifications simples, faites grâce à la simulation :

Ici les élèves, en binômes, commencent à poser, définir et simuler des éléments simples : par exemple une ligne quart d'onde à la fréquence de 1557MHz, d'impédance caractéristique  $Z_c = 70\Omega$ .

Sous PUFF cela donne :

$F_d = 1.557\text{GHz}$  (  $F_d$  définit la longueur d'onde, et par conséquent, les longueurs réduites )

Référence  $Z_o = 50\Omega$

TL  $70\Omega$   $90^\circ$  ( PUFF lit les longueurs réduites en degrés :  $360^\circ \cdot (d / \lambda)$  )

Puis on commente les particularités du coefficient de réflexion, vu à l'entrée, nommé  $S_{11}(f)$  : le court circuit ramené à  $F_d$ , le circuit ouvert à  $F_{co}$  etc. ( Figure 3 )

Si, dans la fenêtre F4, l'on a déjà précisé le diélectrique, son épaisseur, la conductivité etc., Puff donne toutes les dimensions !

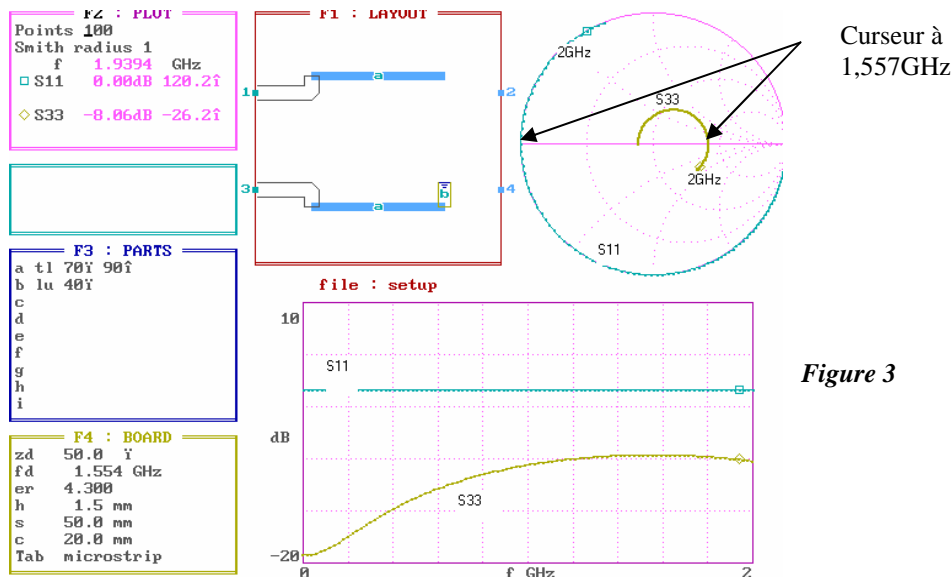


Figure 3

On fait un deuxième essai en ajoutant une terminaison  $Z_t = 40\Omega$ , à la ligne précédente

La figure 3 donne les évolutions du coefficient de réflexion  $S_{33}(f)$ , à l'entrée, dans la gamme 0 à 2GHz.

En particulier, le coefficient  $S_{33}$  à 1557MHz, vaut  $-7,53\text{dB}$   $e^{j0^\circ}$ , soit  $0,42e^{j0^\circ}$ ,

qui donne sur l'abaque de Smith :  $Z = 2,45 \times 50\Omega = 122\Omega$ .

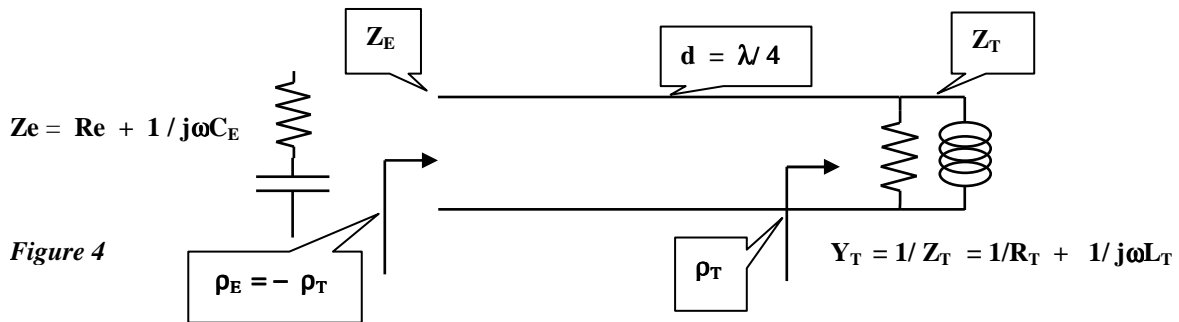
Ceci permet aux élèves de vérifier la loi de transformation d'impédance de la ligne quart d'onde.

$$Z_e = Z_c^2 / Z_T$$

Après cet exemple simple on répète avec une terminaison complexe  $Z_T$ , ce qui permet de vérifier à nouveau la relation de transformation d'impédance.

On commente ce résultat aux conséquences pratiques inépuisables : **on peut transformer un dipôle réactif parallèle  $Z_T$ , en un dipôle réactif de nature opposée et disposé en série,  $Z_E$ .** ( Figure 4 )

$$Z_e = Z_c^2 / Z_T = Z_c^2 \cdot Y_T = Z_c^2 / R_T + Z_c^2 / j\omega L_T = R_e + 1 / j\omega C_E$$



Et vis versa, puisque en remplaçant  $Z_T$  par  $Z_E$ , la nouvelle impédance d'entrée devient  $Z_c^2 / Z_E$  c'est à dire  $Z_T$ . Comme nous ne savons pas réaliser des self ou des capacités indépendantes de la masse, nous pourrons contourner la difficulté en les réalisant avec une extrémité à la masse.

**Ces propriétés de la ligne quart d'onde permettront les adaptations d'entrée et de sortie du doubleur.**

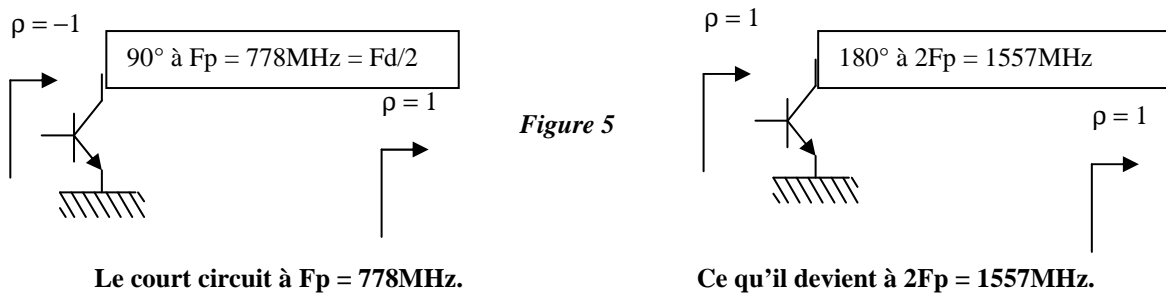
### 3\_L'association transistor et ligne quart d'onde.

On appelle le fichier du transistor choisi :Dev BFR91A.dev ( A, pour  $I_c = 5\text{mA}$  et  $V_{ce} = 5\text{v}$  ).Format **S2Ports**. On peut visualiser ses coefficients de réflexion (  $S_{11}$  ,  $S_{22}$  ) et de transmission (  $S_{12}$  ,  $S_{21}$  ) dans la gamme de fréquence définie par le fichier ( 0,2 à 2 GHz ), et ainsi commenter la méthode du fabricant pour obtenir ce fichier de mesure etc.

**On se souvient que la puissance du fondamental ne doit pas émerger en sortie du transistor, par conséquent, nous provoquerons une réflexion totale au collecteur à cette fréquence ( 778,5 MHz )**

Les élèves trouvent facilement qu'un court circuit, au collecteur, à cette seule fréquence, peut être réalisé par une ligne quart d'onde à  $F_p = 778,5\text{MHz}$ . Attention, PUFF la définit à  $F_d = 2F_p$ , on double donc sa longueur, on en place deux bout à bout! ( Figure 5 ).

On leur propose une impédance caractéristique  $Z_{c1}$ , de l'ordre de  $40\Omega$ , présentant un bon compromis pour réduire les pertes, et augmenter Q.



**Le transistor et son court circuit « sélectif », au collecteur, forme un tout inséparable !**

Nous pouvons caractériser, l'ensemble vu de la base, en particulier à la fréquence du fondamental, 778,5MHz.

La relation donnant le coefficient, vu à l'entrée, lorsque la sortie voit  $\rho_L$ , se simplifie pour  $\rho_L = 0$ .

$$\rho_{\text{base}} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \rho_L}{1 - S_{22} \rho_L} = S_{11} - \frac{S_{12} S_{21}}{1 + S_{22}}$$

La simulation, montre le comportement de  $\rho_{\text{base}}(f)$  dans toute la gamme de fréquence.

On note l'angle et le module de  $\rho_{\text{base}}$  à 778,5MHz : soit -8,18dB et  $-140^\circ$ , c'est à dire  $0,39 e^{-j140^\circ}$ .

Une lecture de l'abaque donne  $Z_{\text{base}}(778,5\text{MHz}) = (0,49 - j 0,29) 50 \Omega = 24,5 \Omega - j 14,5 \Omega$

#### 4\_L' adaptation du générateur ( 50Ω ) à la base du transistor, à Fp = 778MHz.

C'est l'occasion de se familiariser avec l'inversion d'impédance du quart d'onde à 778MHz ! Ainsi l'impédance capacitive à la base, devient un dipôle parallèle selfique, que nous compenserons par une capacité parallèle, donc définie par rapport à la masse. **La seule impédance caractéristique qui le permet est :**

$$Z_{c2} = ( 24,5 \cdot 50 )^{0,5} = 35 \Omega .$$

Attention, à ne pas aller trop vite avec les élèves pour définir  $\lambda / 4$  à 778MHz ! Pour les mêmes raisons qu'au collecteur, il faudra placer bout à bout deux lignes de  $35 \Omega$  et  $90^\circ$  ( élément b de la figure 6 ).

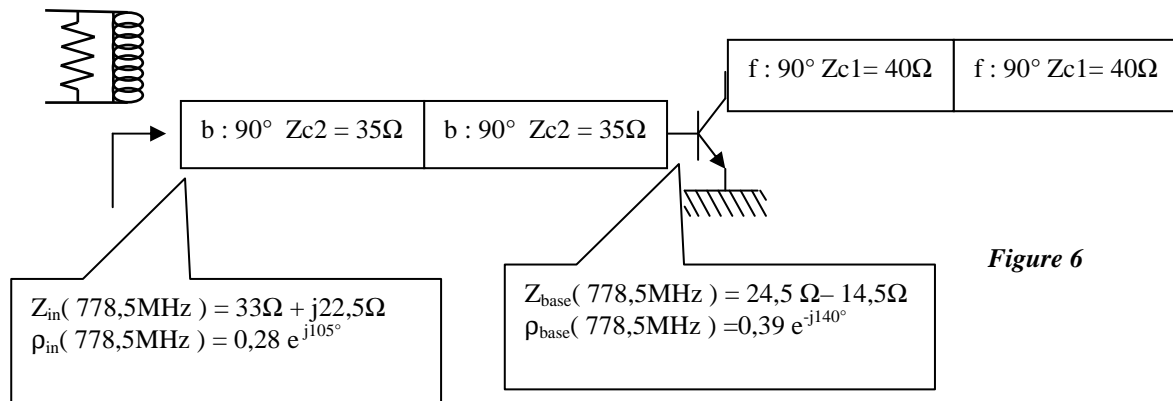


Figure 6

La simulation donne, à 778MHz, la valeur du coefficient transformé,  $\rho_{in}( 778,5\text{MHz} ) = 0,28 e^{j105^\circ}$ , qui correspond à  $33\Omega + j22,5\Omega$ , qui sous forme parallèle, correspond à une self de réactance  $j83,3\Omega$  en parallèle avec  $50\Omega$ . ( encore un petit exercice sur l'abaque ! ) Il ne reste plus qu'à ajouter un bout de ligne capacitive, donc ouverte, élément h de l'écran DOUB1 ( figure

Une simulation permet de vérifier la parfaite adaptation au générateur à 778MHz. ( **-44dB sur l'écran DOUB5** figure 7 ).

Le montage d'entrée est maintenant parfaitement défini dans toute la gamme de fréquences, il ne reste plus qu'à tester le comportement de l'ensemble, en regardant le collecteur.

#### 5\_L'adaptation du collecteur à la charge normalisée ( 50Ω ), à l'harmonique 2 .

L'équation qui précise  $\rho_{coll}( 1557\text{MHz} )$ , est évidemment la même que celle utilisée pour la base, en permutant les indices 1 et 2 . Ici encore, nous évitons les calculs en complexe, en faisant confiance au simulateur.

A 1557MHz la simulation donne  $\rho_{coll} = - 5,35\text{dB } e^{-j51^\circ}$ , ou  $0,53 e^{-j51^\circ}$ , soit une impédance de sortie  $Z_{coll}( 1557\text{MHz} ) = 57,5\Omega - j67,5\Omega$  .

Au risque de lasser le lecteur ( voir l'étudiant ! ), c'est encore une inversion d'impédance par ligne quart d'onde, d'impédance caractéristique  $Z_{c4} = ( 57,5 \cdot 50 )^{0,5} = 53,6\Omega$ , qui fera l'affaire.

La transformation donne encore un dipôle parallèle selfique, qui devra être compensé par un élément de ligne ouverte, donc capacitif, ( élément i de la figure 7 ).

#### 6\_L'étude complète du doubleur , résumée par l'écran de simulation ( figure 7 ).

L'assemblage définitif de tous les éléments est testé une dernière fois et peut être vérifié sur l'écran DOUB5. Le curseur étant mis à la fréquence de l'harmonique 2. On note ainsi deux valeurs essentielles:

**Adaptation de sortie à 1557MHz = - 38dB**

**Gain du montage adapté à 1557MHz = 3,6dB**

**On lit également l'adaptation au fondamental 778MHz = - 44dB.**

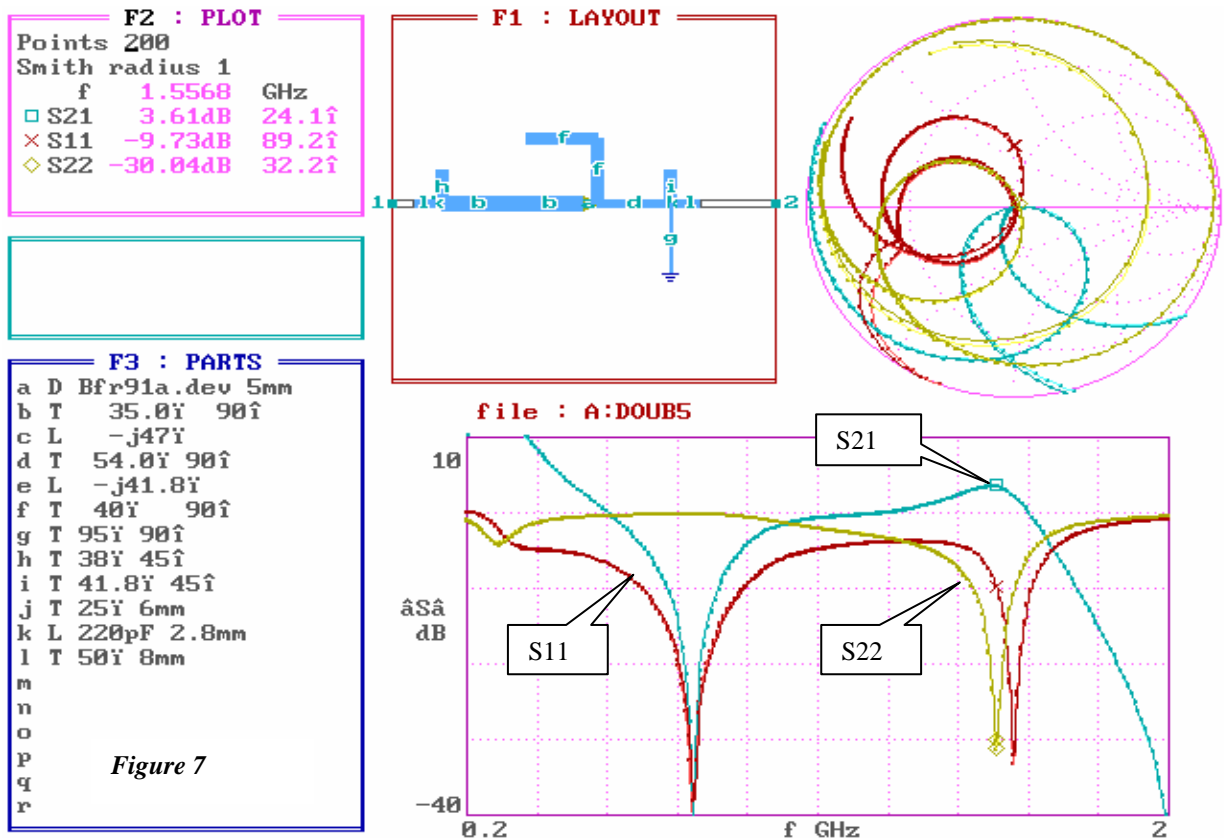


Figure 7

## 7\_La realisation pratique du circuit microstrip doubleur.

Nous quittons enfin le monde virtuel, c'est bien la moindre des choses, quand on pretant assumer la vocation initiale des departements GEII !

On rappelle aux reveurs que le transistor n'existe qu'à condition de lui fournir  $I_c = 5\text{mA}$  et  $V_{ce} = 5\text{V}$ .

Il faut donc penser à ajouter un pont réglable et une forte resistance  $R_b$  ( composant CMS ), alimentant un point froid de la ligne d'entrée.

On pense egalement à alimenter le collecteur par un quart d'onde d'impedance elevee ( element g ).

Enfin on isole entrée et sortie par des condensateurs CMS de 220pF.

**A partir d'ici l'erreur n'est plus permise à nos chers eleves, grands specialistes en jeux virtuels !**

Il faut introduire des valeurs realistes pour caracteriser le support dielectrique, son epaisseur, ses pertes, la conductivité et l'epaisseur du cuivre etc. Les parametres les plus critiques sont la permittivité relative de l'epoxy et son epaisseur. On dispose de litterature variées, scientifiques et commerciales pour le dielectrique, pour ma part l'experience semble conduire à une permittivité typique située entre 4 et 4,5 selon les livraisons. On propose de l'ordre de 4,3. **Pour la realisation qui a servi d'illustration à ce texte, les mesures finales conduisent plutot à 4.** En effet pour obtenir une rejection de 40dB du fondamental, à 778MHz, il a fallu allonger la ligne " court circuit " de 5%, c'est à dire qu'on aurait du definir une permittivité reduite de 8%, soit environ 4.

Quant tous les parametre physiques sont precisés et controlés, ilsuffit de lancer **l'impression du masque à l'echelle 1**. Nous disposons d'une modeste imprimante à jet d'encre 300dpi, qui imprime sur calque fin, en vu de l'insolation. On peut aussi imprimer sur papier et passer par la photocopie sur support transparent. La decoupe chimique classique, se fait sous l'œil du technicien responsable du laboratoire de circuits imprimés.

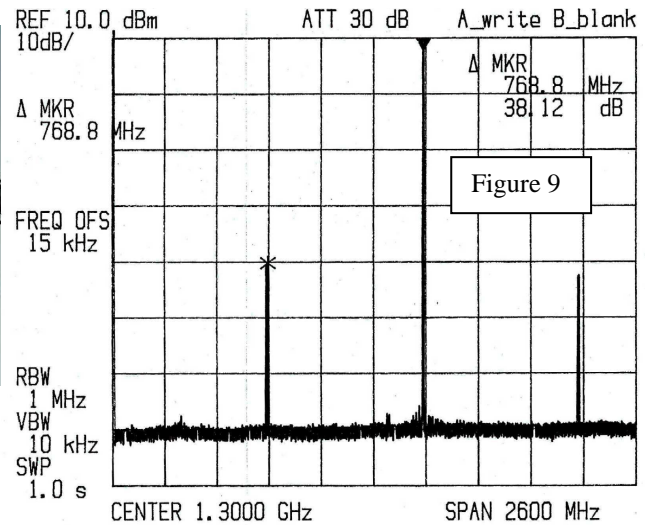
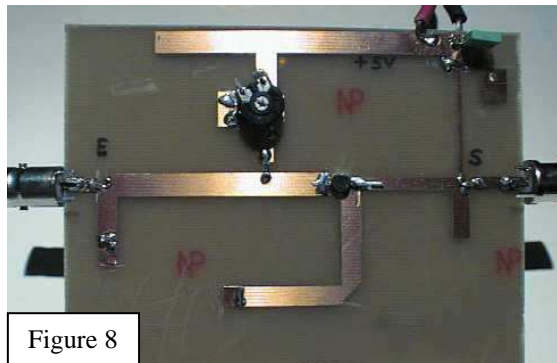
La photo ( figure 8 ) donne une idée du montage operationnel.

## 8\_Les performances mesurées.

C'est evidement le spectre de sortie qui permet d'estimer la qualité de l'etude conduite par l'eleve.

L'entrée est soumise au fort signal du synthetiseur Hameg, réglé à 10 ou 13dBm et 778MHz.

On obtient, apres ajustage de la longueur du rejecteur ( cutter ou autocollant cuivre, selon ), un rapport consequent entre l'harmonique 2 et le fondamental, ici, **de l'ordre de 40dB !** ( figure 9 ).  
 On obtient une puissance disponible de 8dBm ( 6mW ), meme trop genereuse pour le signal local destine au melangeur HP IAM82008.



### 9\_Le regard de l'enseignant, en guise de conclusion.

Cette realisation, faite par les eleves de l'option Electronique, est un accompagnement riche du cours de lignes en hautes frequences, ainsi que des TD d'entrainement sur l'AS.  
 Elle a le gros avantage d'etre cablee en moins d'une heure: un transistor, et 4 composants CMS!

Le choix du transistor

Le choix du point de polar

Le fichier etendu par nos soins.

Je crains que les theoriciens puristes n'apprcient pas du tout l'utilisation d'un simulateur 'lineaire', pour traiter un mecanisme base sur l'existence de non linearites. Qu'ils me remercient de leur fournir le baton!

### Annexes

```
! BFR91A.DEV Device S-Parameters
! F      S11      S21      S12      S22
! GHZ   M   A   M   A   M   A   M   A
# GHZ S M A R 50
f      s11      s21      s12      s22
0.2 0.72 -65 5.3 130 0.08 55 0.83 -25
0.5 0.51 -125 3.1 95 0.11 45 0.62 -35
0.8 0.46 -165 2.1 75 0.12 50 0.55 -40
1 0.47 170 1.7 65 0.14 55 0.51 -45
1.5 0.51 145 1.2 50 0.17 65 0.49 -60
1.55 .514 139 1.11 48 .175 66 .481 -62
2. .539 68 .05 22 .24 78 .347 -74
```