

102 171  
N° d'ordre :

50376  
2001  
53-1

**THESE**  
**(LABEL EUROPEEN)**

Présentée à

**l'Université des Sciences et Technologies de Lille**

pour obtenir le titre de

**DOCTEUR DE L'UNIVERSITE**  
**Spécialité : ELECTRONIQUE**

par

Marta FERNANDEZ DIEGO



**MULTIPLICATEURS DE FREQUENCE A BASE DE**  
**LIGNES DE TRANSMISSION NON LINEAIRES**

**(NONLINEAR TRANSMISSION LINES FOR FREQUENCY**  
**MULTIPLIER APPLICATIONS)**

soutenue le 6 Juillet 2001 devant la commission d'examen

Membres du jury :	M. Y. Crosnier	Président
	M. D. Lippens	Directeur de thèse
	M. G. Angénieux	Rapporteur
	M. M. Baquero	Rapporteur
	M. R.E. Miles	Rapporteur
	M. P. Ferrari	Examineur
	M. F. Martín	Examineur

# Table des matières

1	Introduction . . . . .	1
2	L'approche NLTL (NonLinear Transmission Line) . . . . .	1
2.1	Les solitons . . . . .	1
2.2	L'équation de dispersion . . . . .	2
2.3	La fréquence de Bragg . . . . .	3
2.4	Les expressions de base pour la modélisation . . . . .	3
3	Applications . . . . .	5
3.1	La compression d'impulsion . . . . .	5
3.2	La multiplication de fréquence . . . . .	6
4	Paramètres S grand signal d'une NLTL . . . . .	8
5	Les diodes HBV (Heterostructure Barrier Varactor) . . . . .	10
6	Projet MULTIS : MULTiplicateur à Lignes de Transmission Intégrant des hétérostructures de Semiconducteurs . . . . .	12
6.1	Conception . . . . .	12
6.1.1	Configuration . . . . .	12
6.1.2	Analyse électromagnétique . . . . .	14
6.1.3	Analyse de circuits . . . . .	15
6.2	Fabrication . . . . .	17
6.2.1	Contact ohmique supérieur . . . . .	17
6.2.2	Gravure RIE (Reactive Ion Etching) . . . . .	17
6.2.3	Contact ohmique inférieur . . . . .	17
6.2.4	Formation des plans de masse . . . . .	17
6.2.5	Isolation . . . . .	18
6.2.5.1	Isolation des lignes de transmission . . . . .	18
6.2.5.2	Isolation des composants non linéaires . . . . .	19
6.3	Caractérisation . . . . .	19
6.3.1	Régime petit signal . . . . .	19
6.3.2	Régime grand signal . . . . .	21
7	Conclusion . . . . .	23

# Multiplicateurs de fréquence à base de lignes de transmission non linéaires

## 1 Introduction

Ce document est une synthèse du travail de thèse effectué dans le département hyperfréquences et semi-conducteurs de l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord sur les multiplicateurs de fréquence à base de lignes de transmission non linéaires.

Les études reportées ici ont fait l'objet de très nombreuses collaborations au niveau de l'Europe, justifiant le label européen, notamment avec mon université d'origine située à Valence (Espagne) et avec l'université de Leeds. En France, nous collaborons par ailleurs avec l'université de Chambéry dans le cadre d'un contrat CNRS Télécommunications (projet MULTIS).

La présentation des résultats sera faite sous cinq thèmes qui traitent respectivement (i) des concepts généraux sur les lignes de transmission non linéaires (ii) de leurs applications (iii) de la définition des paramètres de la matrice de répartition grand signal (iv) des diodes varactors à hétérostructures qui chargent les lignes de transmission et (v) du projet MULTIS.

## 2 L'approche NLTL (NonLinear Transmission Line)

### 2.1 Les solitons

Dans un milieu dispersif et non linéaire, il apparaît nécessaire d'introduire le concept de soliton. Un soliton est une forme d'onde impulsionnelle qui se propage sans subir de dispersion ; l'effet de la non linéarité compense le phénomène de dispersion. Le milieu qui va être considéré ici est la ligne de transmission non linéaire. En effet, il s'agit d'un outil très puissant pour l'étude expérimentale du phénomène de propagation non linéaire en présence de dispersion.

Les trois propriétés fondamentales des solitons sont les suivantes :

- Toute onde à l'entrée se décompose en solitons, chacun ayant une vitesse propre.
- Un soliton de grande amplitude se propage plus vite qu'un soliton de faible amplitude.
- Les solitons conservent leur identité après collision. Pendant l'intervalle d'interaction, l'amplitude conjointe décroît.

## 2.2 L'équation de dispersion

En pratique, une ligne de transmission est chargée par des éléments non linéaires afin d'obtenir une ligne de transmission non linéaire. Il s'agit, pour sa modélisation, de la mise en cascade de cellules LC, dont la capacité est fonction de la tension appliquée à ses bornes, comme le montre la figure 1.

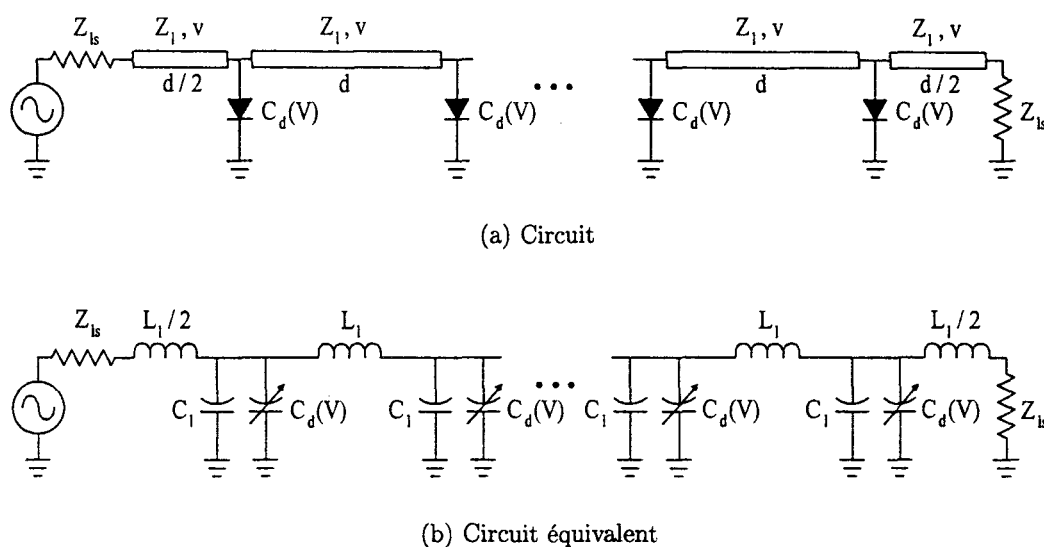


FIG. 1 - Circuit et circuit équivalent correspondant à une NLTL

Les équations qui gèrent le comportement de la tension et du courant dans une ligne de transmission sont les suivantes :

$$lc \frac{\partial^2 V}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} \quad (2.1)$$

$$lc \frac{\partial^2 I}{\partial t^2} = \frac{\partial^2 I}{\partial z^2} \quad (2.2)$$

où  $l = L_1/d$  et  $c = C_1/d$  sont respectivement l'inductance et la capacité par unité de longueur de la ligne de transmission,

et donnent lieu à l'équation de dispersion :

$$\omega^2 = \frac{k^2}{lc} \quad (2.3)$$

indiquant que la ligne n'est pas dispersive, c'est à dire relation linéaire entre  $\omega$  et  $k$ .

Maintenant, si la variable temps reste continue tandis que la variable d'espace est discrétisée, cette discrétisation partielle mène à l'équation de dispersion suivante :

$$\omega^2 d^2 = 2 \frac{1 - \cos kd}{lc} \quad (2.4)$$

qui elle est bien dispersive. En effet, du fait de l'hypothèse de discrétisation, la dérivée spatiale de quatrième ordre et d'ordres supérieurs apparaissent.

### 2.3 La fréquence de Bragg

Il vient d'être démontré que la dispersion résulte du caractère périodique de la ligne de transmission non linéaire. Ainsi, les fréquences proches de la fréquence de coupure de la structure se propagent moins vite que des fréquences inférieures. C'est donc ce caractère périodique qui introduit la notion de fréquence de coupure ou fréquence de Bragg. En effet, à partir de la relation de dispersion 2.4, en imposant  $kd = \pi$  comme condition, l'expression de la fréquence de Bragg est retrouvée :

$$f_B = \frac{1}{\pi d \sqrt{lc}} \quad (2.5)$$

Il s'agit de la fréquence plus grande solution de l'équation de dispersion 2.4.

### 2.4 Les expressions de base pour la modélisation

Les paramètres les plus importants qui interviennent dans la modélisation des lignes de transmission non linéaires sont, tout d'abord, ceux présentés par la ligne de transmission elle-même, son impédance caractéristique  $Z_l$  et sa vitesse de propagation  $v$  :

$$Z_l = \sqrt{\frac{L_l}{C_l}} \quad (2.6)$$

$$v = \frac{d}{\sqrt{L_l C_l}} \quad (2.7)$$

où  $L_l$  et  $C_l$  sont respectivement l'inductance et la capacité de la ligne de transmission.

Une fois les diodes insérées,  $d$  représente la distance entre diodes et  $C_{ls}$  la capacité grand signal de la diode. Cette capacité moyenne est définie de la manière suivante :

$$C_{ls} = \frac{1}{V_h - V_l} \int_{V_l}^{V_h} C_d(V) dV \quad (2.8)$$

où  $V_h$  et  $V_l$  représentent les tensions initiale et finale, respectivement, d'un échelon de tension.

L'ensemble, c'est à dire la ligne de transmission non linéaire, présente une impédance de ligne chargée  $Z_{ls}$  avec  $Z_{ls} < Z_l$  et une fréquence de Bragg  $f_B$  résultant de la périodicité de la structure. La capacité grand signal de la diode est utilisée pour modéliser sa caractéristique de capacité-tension en régime linéaire. Ainsi, l'impédance caractéristique grand signal est définie grâce à cette capacité moyenne de diode :

$$Z_{ls} = \sqrt{\frac{L_l}{C_l + C_{ls}}} \quad (2.9)$$

Finalement, la fréquence de Bragg résultante du modèle discret (figure 1(b)) est définie de la manière suivante :

$$f_B = \frac{1}{\pi \sqrt{L_l (C_l + C_{ls})}} \quad (2.10)$$

Suite à ces résultats, pour une impédance caractéristique grand signal et une fréquence de Bragg données, l'espacement entre diodes doit correspondre à :

$$d = v \frac{Z_{ls}}{Z_l \pi f_B} \quad (2.11)$$

pour une capacité grand signal de la diode définie par :

$$C_{ls} = \frac{1}{Z_{ls} \pi f_B} \left[ 1 - \frac{Z_{ls}^2}{Z_l^2} \right] \quad (2.12)$$

A ce niveau, il est intéressant de préciser qu'un modèle semi-distribué (figure 1(a)) est souvent préféré dans un souci d'une approche plus fidèle à un prototype physique. La figure 2 montre la différence entre les deux modèles en ce qui concerne la détermination de la fréquence de Bragg.

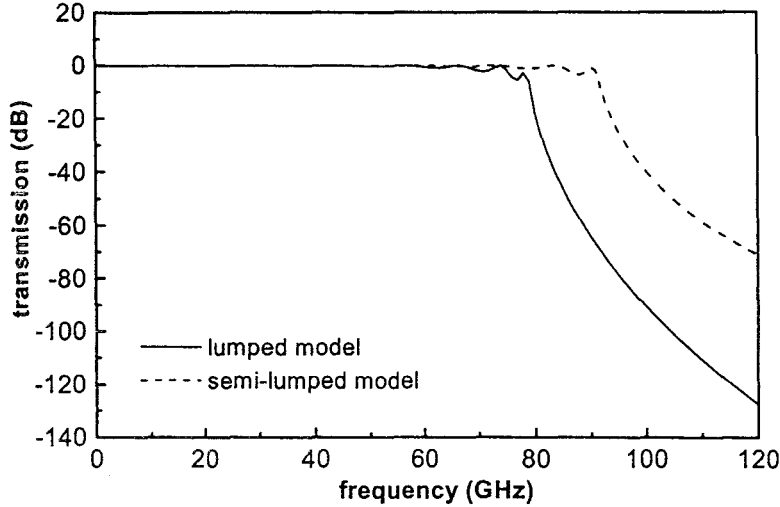


FIG. 2 – Amplitude du paramètre  $S_{21}$  en fonction de la fréquence pour le modèle discret et semi-distribué

### 3 Applications

#### 3.1 La compression d'impulsion

Une des applications les plus développées des lignes de transmission non linéaires est la compression d'impulsion. En effet, la capacité variable de la diode introduit une réduction dans le retard de propagation, d'autant plus importante que la tension inverse appliquée est grande. Ceci est à l'origine d'une réduction du temps de descente des ondes se propageant à travers la ligne de transmission non linéaire.

Comme signal d'entrée, un échelon  $V_{in}(t)$  de tension initiale  $V_h$  et tension finale  $V_l$  (avec  $V_h > V_l$ ) est introduit dans la ligne, le temps de descente de ce signal étant  $T_{f,in}$ . Ainsi, la tension aux bornes de la  $n^{ieme}$  diode peut s'écrire de la façon suivante :

$$V_n(t) = V_{in}(t - nT(V)) \quad (3.1)$$

où  $T(V) = \sqrt{L_l C_T(V)}$  correspond au retard de propagation et  $C_T(V) = C_l + C_d(V)$  représente la capacité totale par section de la ligne de transmission non linéaire.

C'est précisément la variation avec la tension de ce retard qui est à l'origine de la compression du signal pendant la propagation. En effet, le temps de descente du signal au bout de la  $n^{ieme}$  section décroît de façon linéaire avec la distance et dépend du taux de compression du temps de descente  $\Delta t$  :

$$T_{f,n} = T_{f,in} - n\Delta t = T_{f,in} - n(T(V_h) - T(V_l)) \quad (3.2)$$

### 3.2 La multiplication de fréquence

L'autre application importante des lignes de transmission non linéaires est la génération d'harmoniques. C'est celle qui nous occupe plus précisément dans ce travail. Ce phénomène est mis en évidence en introduisant un signal sinusoïdal d'une certaine amplitude et d'une certaine fréquence à l'entrée. La variation avec la tension de la capacité de la ligne de transmission non linéaire conduit à une propagation non linéaire des ondes, de telle façon que des harmoniques multiples de la fréquence d'entrée soient générés. Les harmoniques de fréquence supérieure à la fréquence de Bragg ne pouvant se propager à travers la ligne, cette contrainte peut être utilisée pour favoriser une certaine fréquence de sortie.

Cette génération d'harmoniques peut s'expliquer du fait de la décomposition en solitons du signal d'entrée. Leur forme correspond à l'expression suivante :

$$V_n(t) = V_{max} \operatorname{sech}^2\left(\frac{A(t - nT_D)}{T_{FWHM}}\right) \quad (3.3)$$

Pour une capacité totale  $C(V) = C_o/(1 + V/V_o)$ , les solitons se propageant à travers la ligne de transmission non linéaire ont une largeur de bande :

$$T_{FWHM} = \frac{A}{\pi f_B \sqrt{\ln(1 + \frac{V_{max}}{V_o})}} \quad (3.4)$$

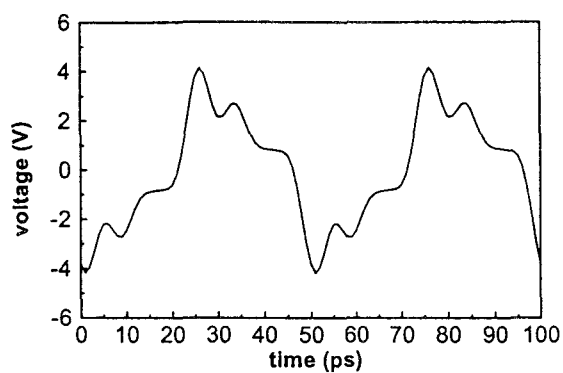
et un retard de propagation par section :

$$T_D = \frac{1}{\pi f_B \sqrt{\ln(1 + \frac{V_{max}}{V_o})}} \sinh^{-1}\left(\sqrt{\frac{V_{max}}{V_o}}\right) \quad (3.5)$$

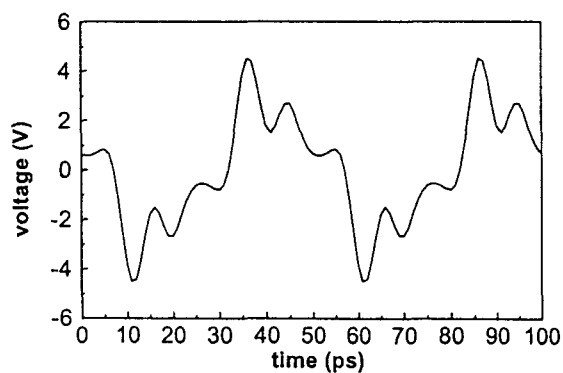
Des impulsions d'amplitude  $V_{max}$  ayant une largeur de bande telle que  $T_{FWHM}$  est supérieure à  $A/(\pi f_B \sqrt{\ln(1 + V_{max}/V_o)})$  correspondent en fait à une superposition de solitons de différentes amplitudes ( $V_{max}$ ) et par conséquent, dont les retards de propagation diffèrent. Ainsi, une telle impulsion se décomposera pendant sa propagation en solitons.

Si au lieu d'introduire à l'entrée une seule impulsion, un signal sinusoïdal est introduit, chaque cycle de largeur de bande correspondant à  $1/2f_{in}$  subira cette décomposition, ce qui est à l'origine de la multiplication de fréquence. Un exemple est proposé sur la figure 3.

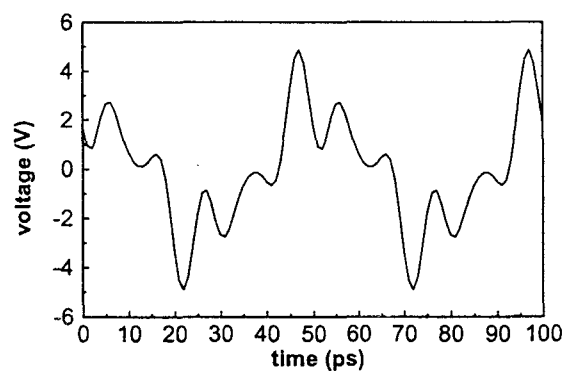




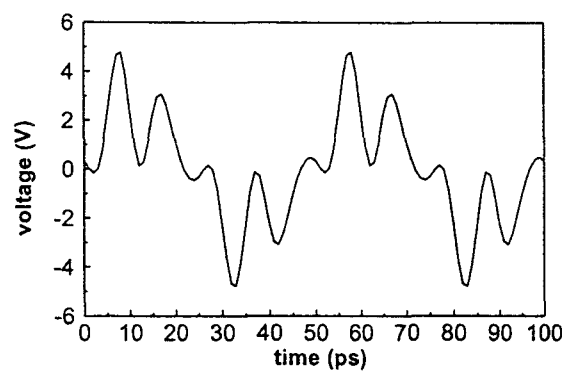
(a) après 12 diodes



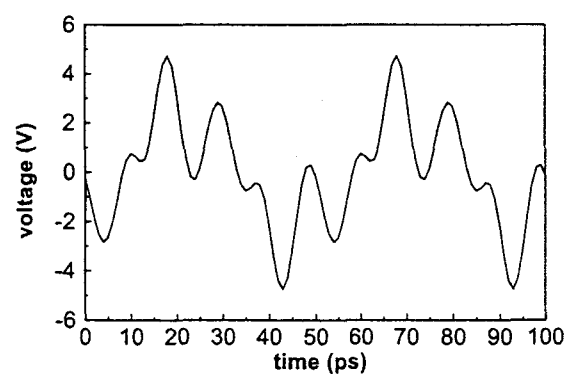
(b) après 16 diodes



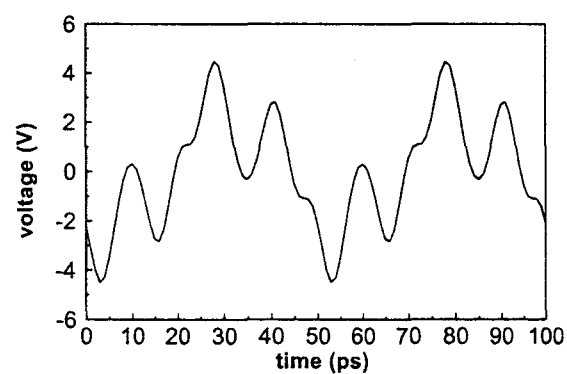
(c) après 20 diodes



(d) après 24 diodes



(e) après 28 diodes



(f) après 32 diodes

FIG. 3 – Generation d'harmoniques le long d'une ligne de transmission non linéaire comportant 32 diodes

## 4 Paramètres S grand signal d'une NLTL

En ce qui concerne la caractéristique de transmission d'une ligne de transmission non linéaire, l'analyse des paramètres S est généralement basée sur la simulation petit signal conventionnelle. A présent, grâce à la simulation grand signal des paramètres S, le caractère intrinsèque non linéaire d'une telle ligne de transmission est préservé même lors de l'analyse des aspects de filtrage en fréquence liés à la périodicité de la structure. En d'autres termes, il n'est plus nécessaire d'avoir recours à l'expression de la capacité grand signal (2.12) lors de la linéarisation, impérative auparavant, du circuit.

La définition des paramètres S grand signal peut être comprise comme une généralisation des paramètres S petit signal, dans le sens où des coefficients de Fourier sont utilisés dans leur calcul. Ainsi, la simulation, mise en place sur le logiciel commercial ADS (Advanced Design System, Agilent Technologies), fait intervenir la technique d'équilibrage harmonique.

La comparaison du paramètre  $S_{21}$  petit signal et grand signal est présentée sur la figure 4. Les résultats confirment la validité, en termes de fréquence de Bragg, de l'utilisation de la capacité grand signal  $C_{1s}$ . La figure 5 montre l'influence des pertes sur ce paramètre  $S_{21}$  grand signal.

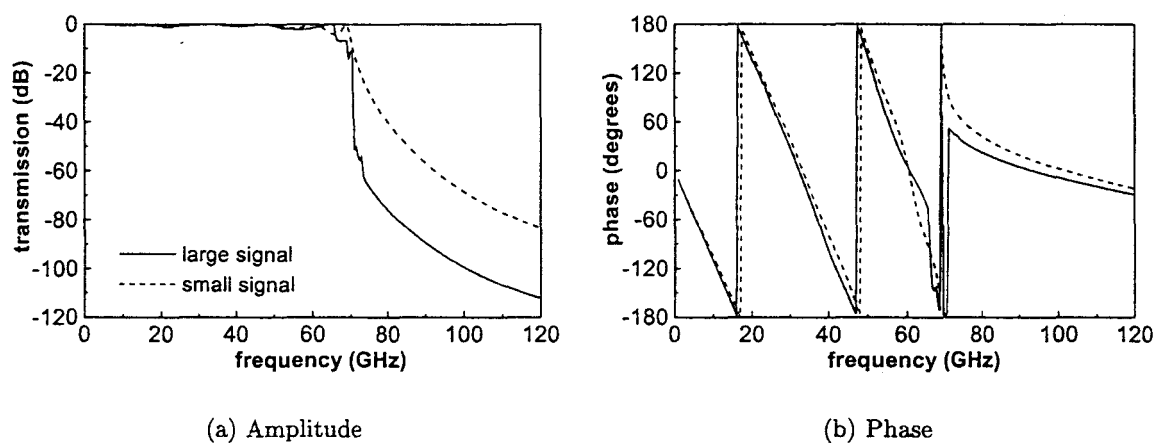


FIG. 4 - Paramètre  $S_{21}$  petit signal et grand signal ( $P_{input} = 20dBm$ ) en fonction de la fréquence en négligeant les pertes

Ce qui vient d'être démontré est que la fréquence de Bragg dépend de la capacité moyenne présentée par la diode. La figure 6 corrobore ce résultat et ajoute une information complémentaire. En effet, trois simulations ont été réalisées en considérant trois caractéristiques de capacité-tension différentes, le dénominateur commun étant la capacité moyenne présentée par chacune d'elles. Comme attendu, la fréquence de Bragg coïncide. En outre, plus la caractéristique de capacité-tension est non linéaire, plus la transition entre la bande passante et interdite est abrupte. Ainsi, contrairement au paramètre  $S_{21}$  petit signal, le paramètre  $S_{21}$  grand signal informe sur la non linéarité de la diode.

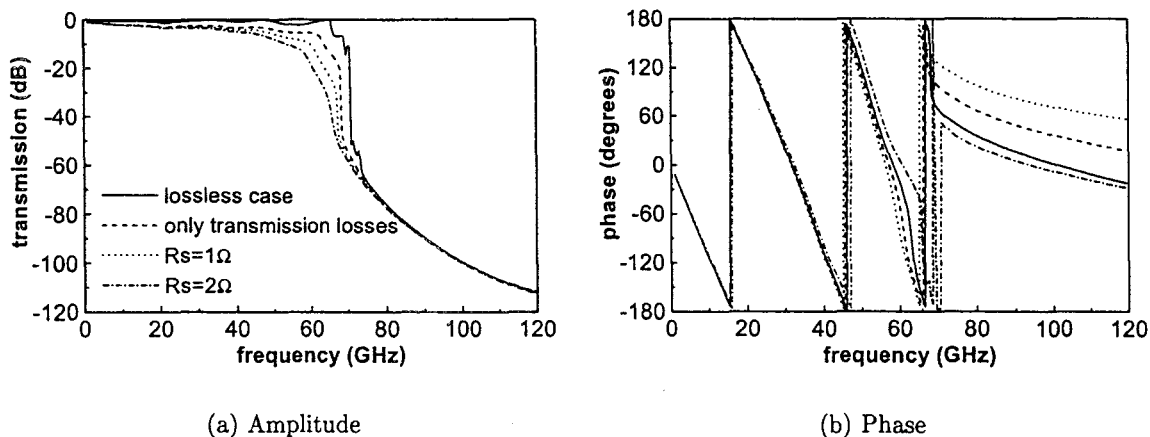


FIG. 5 – Paramètre  $S_{21}$  grand signal ( $P_{input} = 20\text{dBm}$ ) en fonction de la fréquence en considérant les pertes

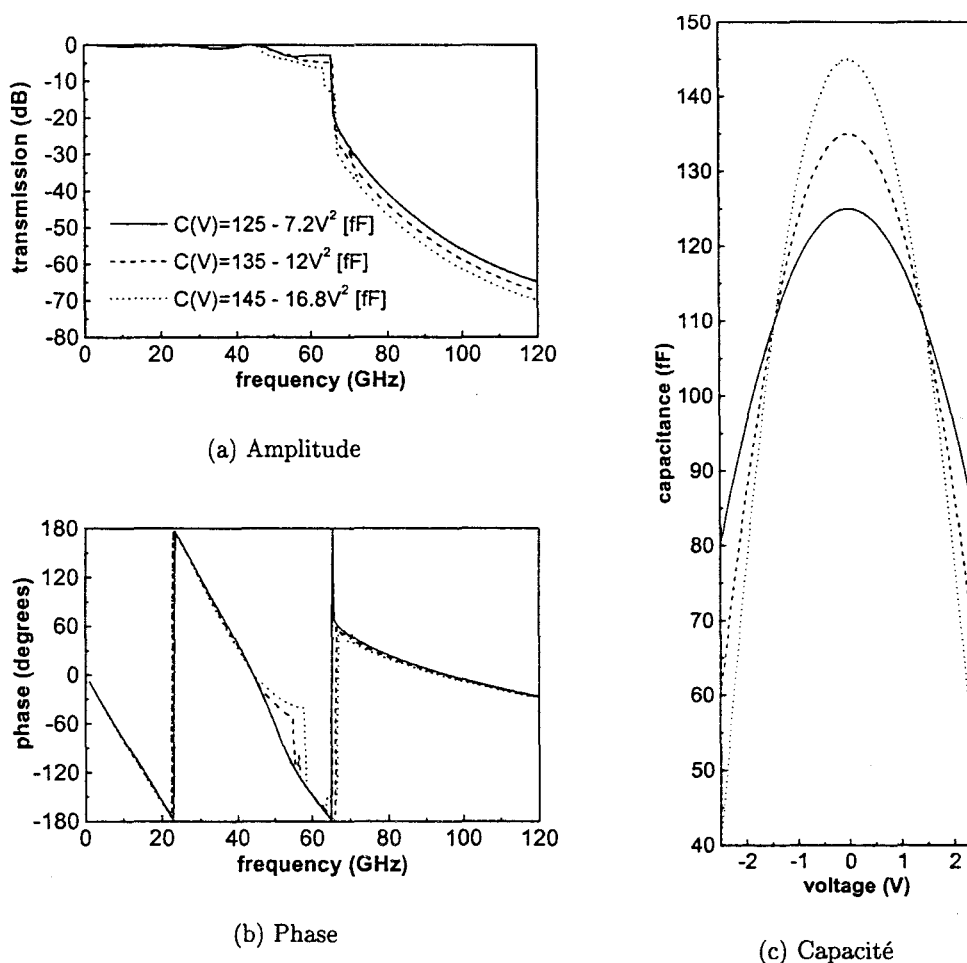


FIG. 6 – Paramètre  $S_{21}$  grand signal ( $P_{input} = 18\text{dBm}$ ) en fonction de la fréquence en variant la non linéarité de la diode

Sur la figure 7 est mise en évidence l'utilisation qui peut être faite du paramètre  $S_{21}$  grand signal pour la détermination de la relation optimale  $f_{in}/f_B$ . En effet, une ondulation importante avant ce qui semble correspondre à la fréquence de Bragg (clairement définie par la transition) pourrait expliquer la marge habituellement laissée entre  $3f_{in}$  et  $f_B$ .

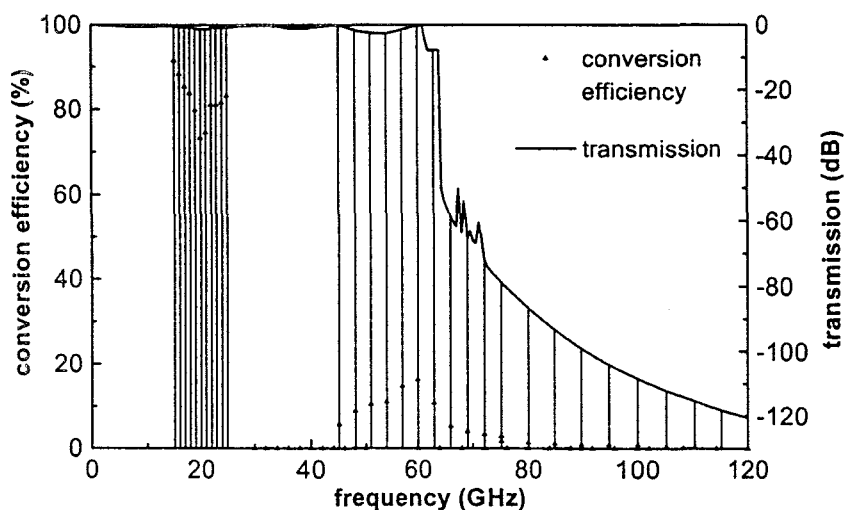


FIG. 7 - Paramètre  $S_{21}$  grand signal ( $P_{input} = 20dBm$ ) et rendement de conversion en fonction de la fréquence en négligeant les pertes

## 5 Les diodes HBV (Heterostructure Barrier Varactor)

Les multiplicateurs conventionnels utilisent généralement des composants à non linéarité réactive, essentiellement capacitive. En effet, un multiplicateur résistif présente un rendement de conversion qui varie en  $1/n^2$  où  $n$  est le rang de l'harmonique considéré. Par ailleurs, les multiplicateurs réactifs sont limités en bande passante, principalement à cause des effets de résonance dans les circuits d'adaptation. En revanche, les multiplicateurs distribués ne souffrent pas de cette limitation. Ces atouts en termes de rendement de conversion et de bande passante ont été démontrés par le passé avec la fabrication de lignes de transmission non linéaires chargées périodiquement par des diodes Schottky. L'originalité des travaux effectués dans le cadre de cette thèse vient de l'utilisation de composants à hétérostructures hautement non linéaires.

Une diode HBV est constituée d'une hétérostructure de semiconducteurs, bloquant la conduction, située entre deux zones adjacentes modérément dopées, permettant la modulation de capacité. La séquence de croissance épitaxiale est montrée sur le tableau 1.

La figure 8 montre la comparaison des caractéristiques de capacité-tension et courant-tension pour une diode Schottky et une diode HBV. Les propriétés remarquables en termes de symétrie, non linéarité et potentiel d'intégration d'une diode HBV permettent d'envisager la réalisation de multiplicateurs de fréquence à haut rang d'harmoniques.

InGaAs	$1 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$	5000Å
InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$	3000Å
InGaAs	undoped	50Å
InAlAs	undoped	50Å
AlAs	undoped	30Å
InAlAs	undoped	50Å
InGaAs	undoped	50Å
InGaAs	$1 \times 10^{17} \text{cm}^{-3}$	3000Å
InGaAs	$1 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$	1µm
InP substrate		

TAB. 1 – Séquence de croissance épitaxiale d'une diode HBV simple barrière

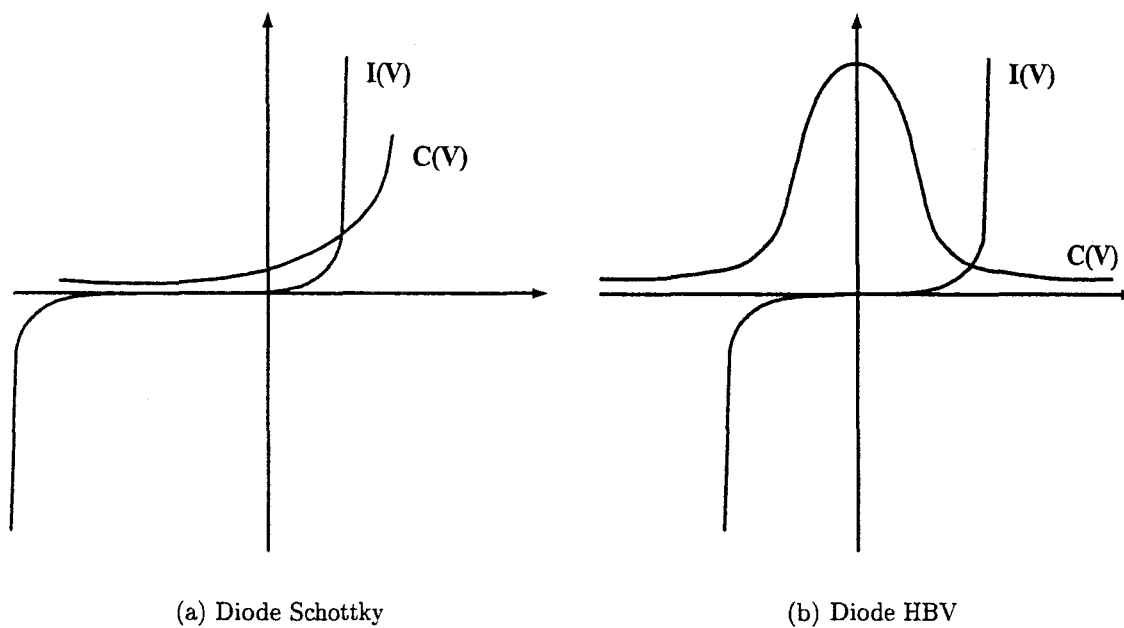


FIG. 8 – Caractéristiques de capacité-tension et courant-tension pour une diode Schottky et une diode HBV

## 6 Projet MULTIS : MULTiplicateur à Lignes de Transmission Intégrant des hétérostructures de Semiconducteurs

Ce projet propose de démontrer les potentialités des dispositifs à lignes de transmission non linéaires pour la multiplication de fréquence, sur la base de diodes varactor à hétérostructures.

En pratique, le but de cette action est de réaliser un prototype monolithique multiplicateur de fréquence en bande V (60GHz).

### 6.1 Conception

#### 6.1.1 Configuration

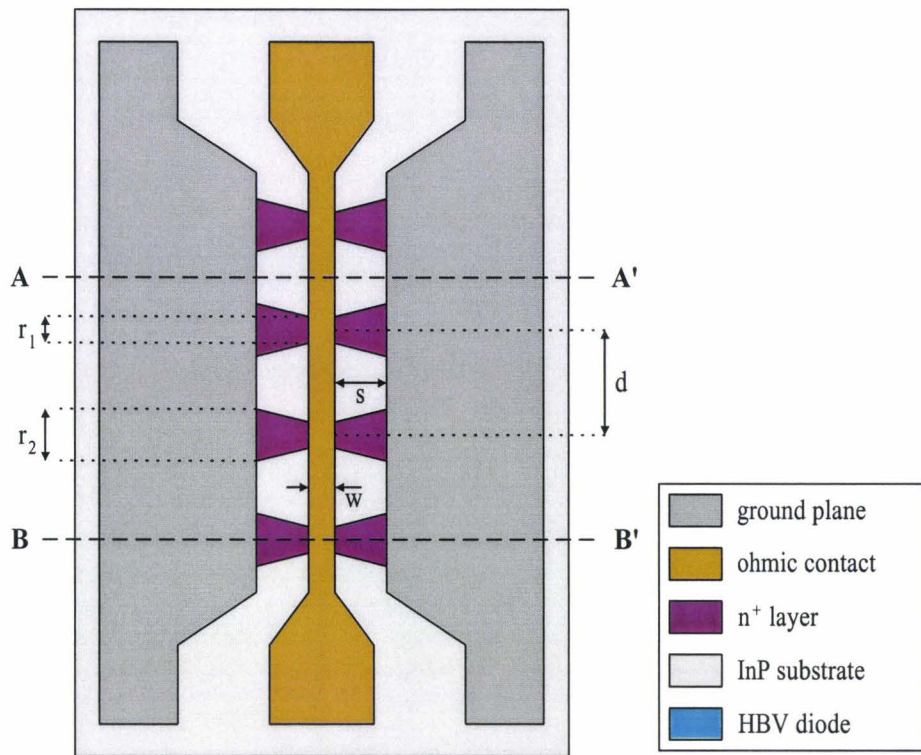
La configuration choisie est montrée sur la figure 9 et sera justifiée par la suite. D'après la définition de la ligne de transmission non linéaire, une ligne de transmission non chargée et un composant non linéaire sont les deux éléments essentiels intégrant une ligne de transmission non linéaire. Dans cet exemple, une ligne de transmission coplanaire et une diode HBV double barrière sur substrat InP sont choisies. Plus précisément, le ruban central de la ligne de transmission coplanaire repose tout au long de la couche active. Des contacts périodiques sont en outre réalisés par des accès trapézoïdaux dans la couche  $n^+$  inférieure. Ainsi, l'isolation des diodes est assurée par un effet de sous-gravure prévoyant des gaps d'air sous le ruban central, comme le montre la coupe transversale A-A' de la figure 9(b).

Les différents paramètres intervenant dans la modélisation de la ligne de transmission non linéaire sont présentés sur le tableau 2.

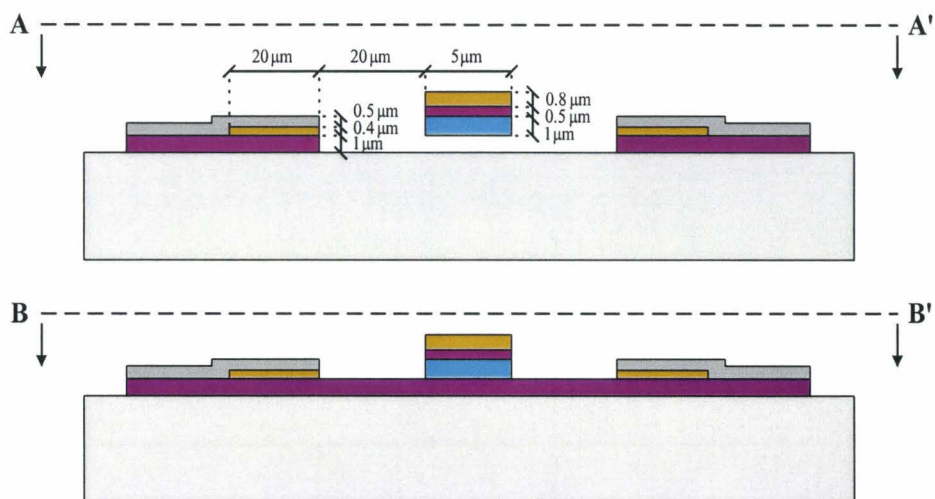
$Z_{ls}(\Omega)$	$f_B(GHz)$	$Z_l(\Omega)$	$d(\mu m)$	$C_{ls}(fF)$
50	80	80	292.4	48.5

TAB. 2 – Paramètres de modélisation de la ligne de transmission non linéaire

Une ligne de transmission coplanaire, dont les paramètres physiques sont présentés sur le tableau 3, est ainsi déterminée. Finalement, le tableau 4 montre les valeurs des éléments électriques équivalents.



(a) Vue de dessus



(b) Coupes transversales

FIG. 9 – Vue de dessus et coupes transversales d'une NLTL en technologie coplanaire

$Z_l(\Omega)$	$w(\mu m)$	$s(\mu m)$	$\epsilon_{eff}$
80	5	20	6.5

TAB. 3 – Paramètres physiques de la ligne de transmission coplanaire

$Z_l(\Omega)$	$L_l(pF)$	$C_l(fF)$	$R_l(\Omega)$	$G_l(\Omega)$
80	199	31.2	3.8	312500

TAB. 4 – Éléments électriques équivalents de la ligne de transmission coplanaire

### 6.1.2 Analyse électromagnétique

L'analyse électromagnétique de la structure non chargée a été réalisée grâce au logiciel commercial HFSS (High-Frequency Structure Simulator, Hewlett-Packard).

Tout d'abord, la figure 10 montre la comparaison des paramètres S en fonction de la fréquence pour une ligne de transmission coplanaire où la couche  $n^+$  inférieure serait présente ou absente dans toute la longueur de la ligne.

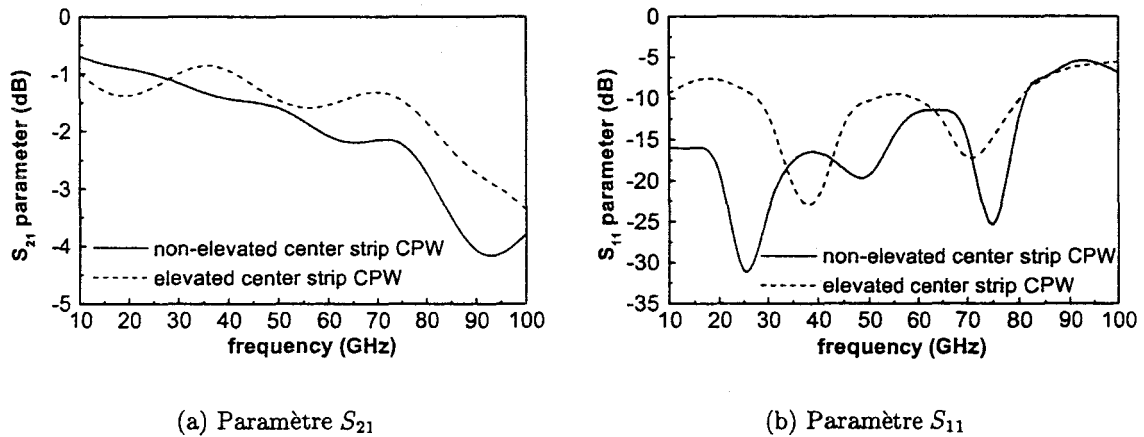


FIG. 10 – Amplitude des paramètres S en fonction de la fréquence pour une ligne de transmission coplanaire à ruban central surélevé et non surélevé

Ensuite, les paramètres S en fonction de la fréquence sont comparés sur la figure 11 pour la ligne de transmission coplanaire avec et sans les accès trapézoïdaux de  $n^+$ .



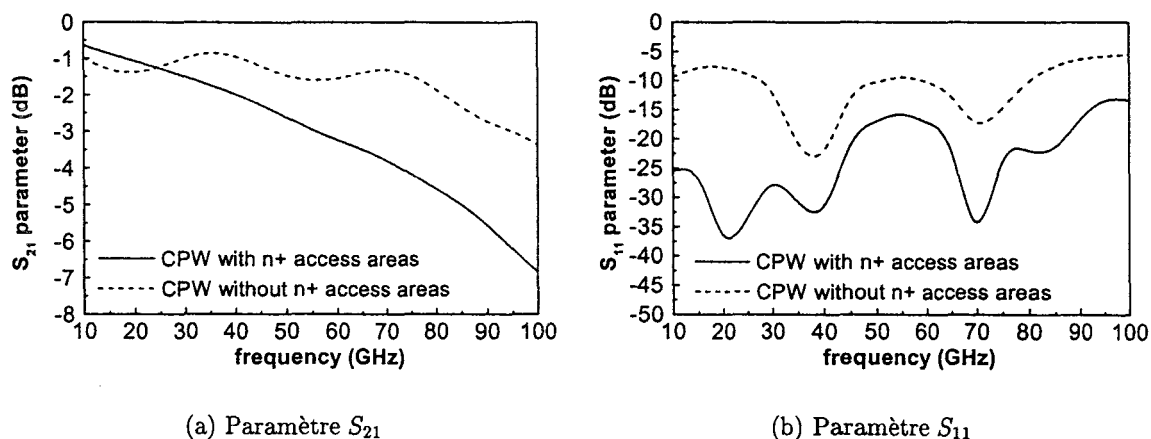


FIG. 11 – Amplitude des paramètres S en fonction de la fréquence pour la ligne de transmission coplanaire avec et sans les accès de  $n^+$

### 6.1.3 Analyse de circuits

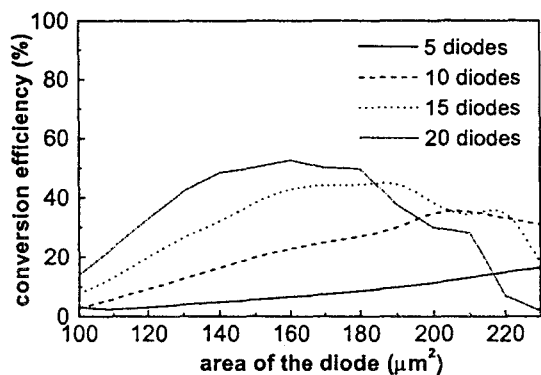
Les simulations utilisant la technique d'équilibrage harmonique ont été réalisées grâce au logiciel commercial MDS (Microwave Design System, Hewlett-Packard).

Les principaux paramètres intervenant sur le rendement de conversion sont le nombre de sections, la capacité non linéaire de la diode, la fréquence d'entrée ainsi que la puissance d'entrée. La figure 12(a) représente le rendement de conversion en fonction de l'aire de la diode et du nombre de sections pour une fréquence d'entrée de  $20\text{GHz}$  et une puissance, également d'entrée, de  $30\text{dBm}$ . Cette puissance de  $30\text{dBm}$  suppose une excursion totale en tension de  $20\text{V}$  et donc une capacité de diode moyenne de  $0.47\text{fF}/\mu\text{m}^2$ . En conséquence, une aire de  $100\mu\text{m}^2$  peut être calculée pour adaptation de la ligne de transmission non linéaire à  $50\Omega$ . Cependant, les aires obtenues par simulation sont bien supérieures du fait de la propagation non linéaire, même s'il y a une tendance vers cette valeur calculée en augmentant le nombre de sections.

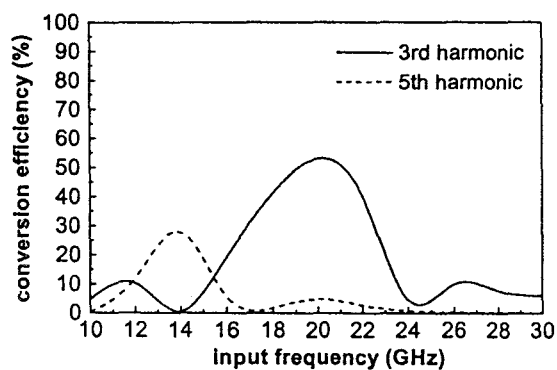
En ce qui concerne les aspects de bande passante, le rendement de conversion pour l'harmonique trois et cinq est présenté sur la figure 12(b). Une bande passante en entrée de 30% est obtenue centrée sur  $20\text{GHz}$ .

La figure 13(a) montre le rendement de conversion en fonction de la résistance série de la diode et du nombre de sections pour les correspondantes aires optimales.

Finalement, une fois les pertes de transmission aussi considérées, la figure 13(b) montre le rendement de conversion en fonction du nombre de sections. Un rendement de conversion de 10% peut être obtenu pour une ligne de transmission non linéaire composée de 8 sections.

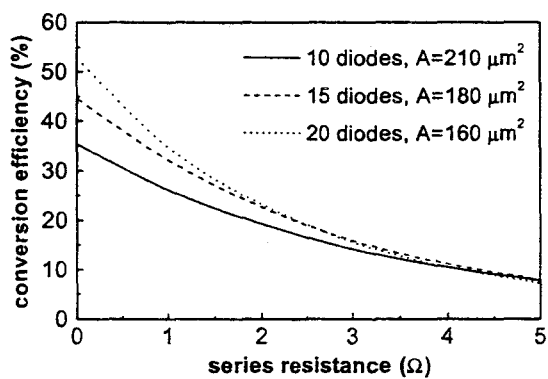


(a) En fonction de l'aire de la diode et du nombre de sections

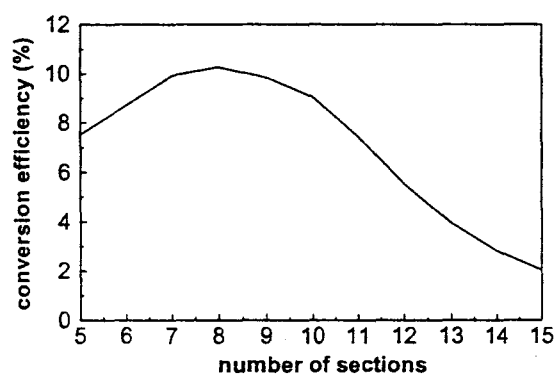


(b) En fonction de la fréquence d'entrée

FIG. 12 – Rendement de conversion en négligeant les pertes



(a) En fonction de la résistance série de la diode



(b) En fonction du nombre de sections

FIG. 13 – Rendement de conversion en considérant les pertes

## 6.2 Fabrication

### 6.2.1 Contact ohmique supérieur

Pour la réalisation du contact ohmique supérieur, l'alliage Ni(150Å) /Ge(195Å) /Au(390Å) /Ti(500Å) /Au(8000Å) a été choisi. L'épaissement du contact de 8000Å assure des niveaux raisonnables de pertes dues à la transmission. Apparemment, il est nécessaire de séparer l'or participant à l'épaissement du contact de celui de la séquence ohmique proprement dite, c'est à dire *Ni/Ge/Au*, expliquant la présence du Ti. Finalement, une couche supplémentaire de Ti de 150Å est aussi déposée, servant de masque amovible pour l'étape de gravure de la couche active et protégeant l'épaissement d'or.

Un procédé standard de résinage avec profil en casquette, utilisant un premier masque optique, précède le dépôt du contact ohmique supérieur. Au total, quatre masques optiques seront utilisés pour la fabrication des lignes de transmission non linéaires.

### 6.2.2 Gravure RIE (Reactive Ion Etching)

Cette étape consiste à graver la couche active. La gravure ionique réactive, aussi appelée gravure sèche, produit des espèces actives à partir de décharges électriques dans un gaz initialement neutre. Des réactions physico-chimiques se déclenchent alors, permettant d'obtenir une plus importante anisotropie tout en gardant une certaine sélectivité.

La RIE à base de Méthane/Argon/Hydrogène est actuellement très utilisée pour des composés de la filière InP. Cependant, les temps et les profils de gravure sont souvent limités par l'apparition de polymères, accentuée pour des matériaux contenant de l'aluminium. Ainsi, il devient alors nécessaire d'alterner des séquences de gravure Méthane/Argon/Hydrogène et des plasmas Oxygène.

Une certaine inhomogénéité en fin de gravure ajoute également de l'imprécision dans la détermination de la hauteur gravée.

### 6.2.3 Contact ohmique inférieur

Le contact ohmique inférieur repose sur la couche  $n^+$  inférieure. La réalisation de ce second contact précise d'un deuxième masque. L'alliage Ni(150Å) /Ge(195Å) /Au(390Å) /Ti(500Å) /Au(2000Å) est déposé après un procédé standard de résinage en casquette. Ce n'est qu'après le dépôt du contact ohmique inférieur, qu'est réalisé le recuit des contacts ohmiques.

### 6.2.4 Formation des plans de masse

La formation des plans de masse, où un troisième masque est utilisé, se fait par un procédé standard de résinage en casquette suivi d'une évaporation sous vide de l'épaissement suivant : Ti (1000Å)/Au (4000Å).

## 6.2.5 Isolation

Cette étape, qui fait appel à un quatrième masque, se réalise en deux phases, l'isolation des lignes de transmission suivie de l'isolation des composants non linéaires.

### 6.2.5.1 Isolation des lignes de transmission

Cette étape est nécessaire pour isoler électriquement les différentes lignes de transmission non linéaires. Elle consiste à venir graver jusqu'au substrat semi-isolant la couche  $n^+$  inférieure à l'aide de la solution chimique  $H_3PO_4/H_2O_2/H_2O$ . Dû à la selectivité de cette gravure entre les matériaux InGaAs et InP, l'attaque s'arrête d'elle même sur le substrat semi-isolant.

La figure 14 montre quatre vues optiques d'une ligne de transmission non linéaire après isolation, où les accès trapézoïdaux de  $n^+$  sont bien définis.

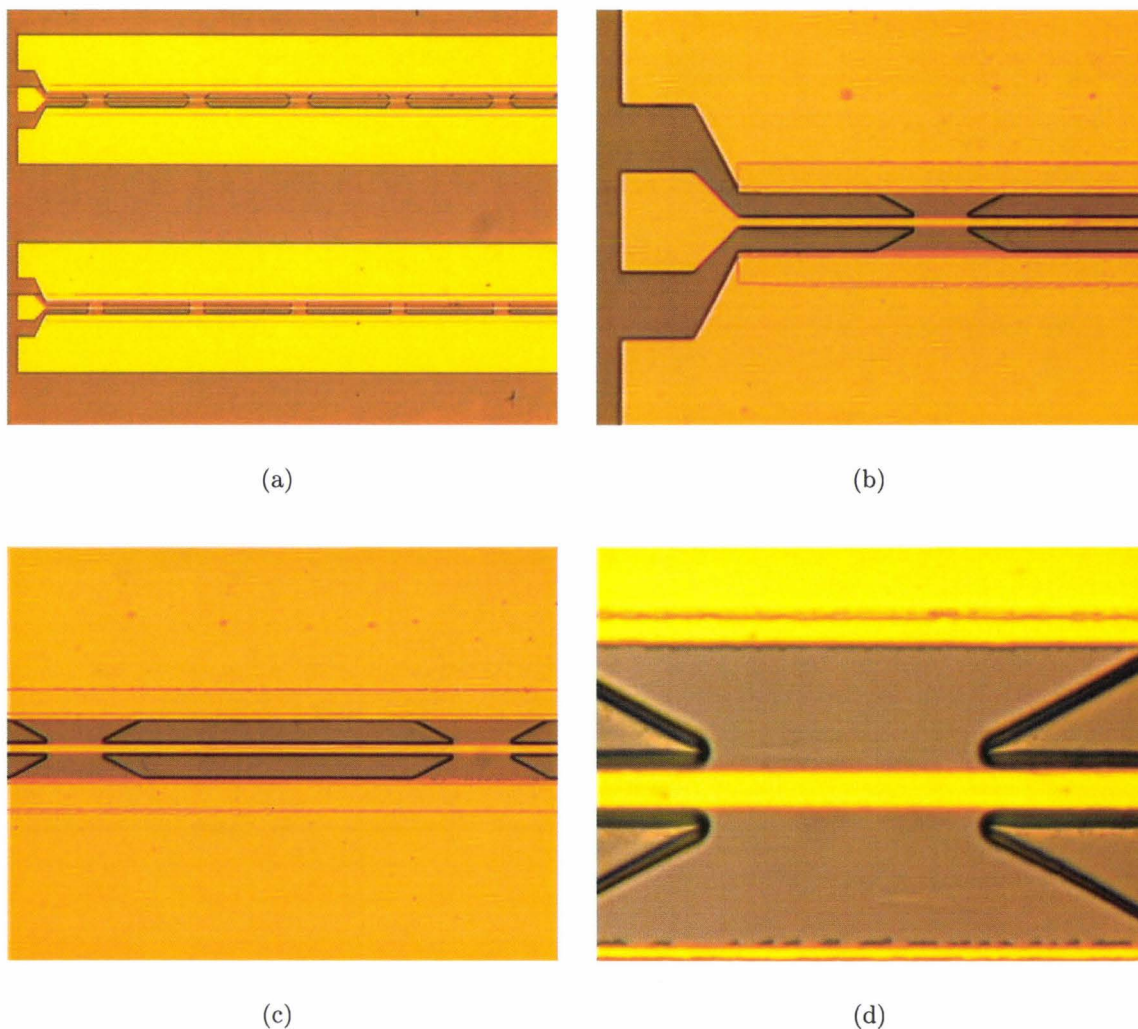


FIG. 14 – Vues optiques d'une ligne de transmission non linéaire

### 6.2.5.2 Isolation des composants non linéaires

Pour la définition des composants non linéaires, l'excès de  $n^+$  sous le ruban central est éliminé en prolongeant l'attaque chimique. Ainsi, l'effet de sous-gravure, basé sur la selectivité entre les matériaux InGaAs et InP, produit des gaps d'air sous le ruban central, assurant l'isolation des diodes. Des vues au MEB (Microscope Electronique à Balayage) d'une ligne de transmission non linéaire sont présentées sur la figure 15.

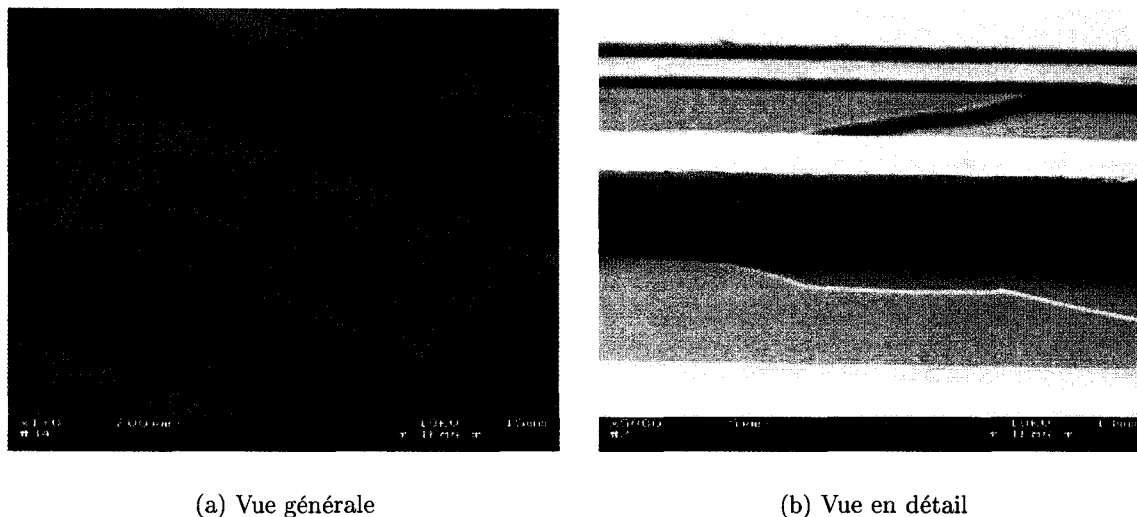


FIG. 15 – Vues au MEB d'une ligne de transmission non linéaire

## 6.3 Caractérisation

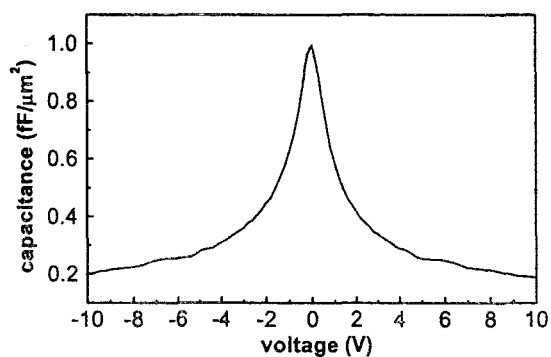
### 6.3.1 Régime petit signal

Plusieurs motifs de test ont été prévus dans le masque. Tout d'abord, la couche épitaxiale peut être facilement testée grâce à des diodes en configuration anneau. Ainsi, les caractéristiques intrinsèques de capacité-tension et courant-tension sont montrées sur la figure 16.

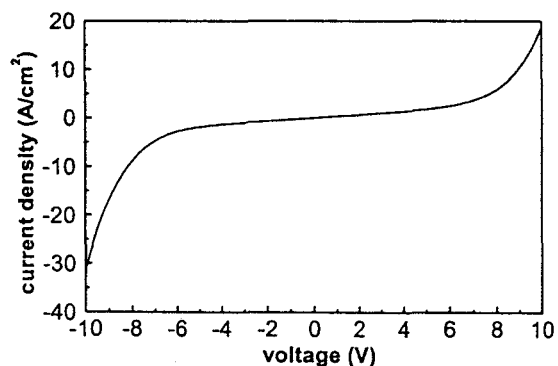
La diode HBV double barrière présente une capacité maximale de  $1fF/\mu m^2$ , le rapport  $C_{max}/C_{min}$  étant 5 : 1.

Ensuite, la ligne d'accès  $50\Omega$  ainsi que la ligne de transmission  $80\Omega$  non chargée ont été testées entre  $40MHz$  et  $65GHz$  à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel. Les résultats sont montrés sur la figure 17.

Finalement, la figure 18 montre la caractéristique de transmission d'une ligne de transmission non linéaire en régime petit signal à différentes polarisations.

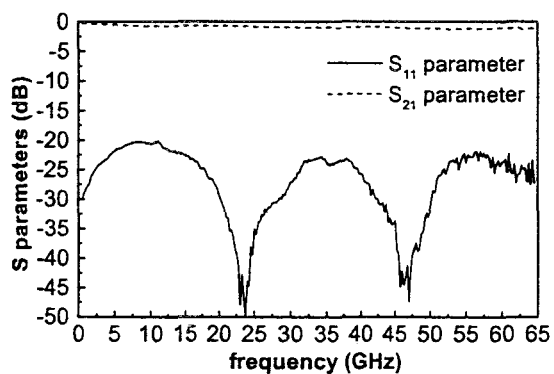


(a) Caractéristique de capacité-tension

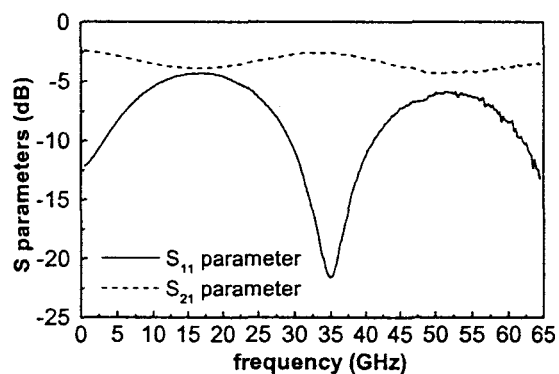


(b) Caractéristique de courant-tension

FIG. 16 – Caractéristiques d'une diode HBV double barrière



(a) Ligne d'accès 50Ω



(b) Ligne de transmission 80Ω non chargée

FIG. 17 – Paramètres S en fonction de la fréquence pour la ligne d'accès 50Ω et la ligne de transmission 80Ω non chargée

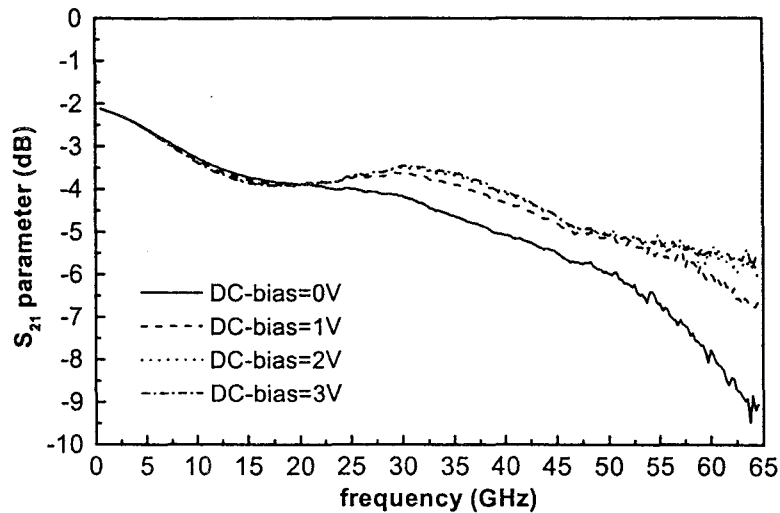


FIG. 18 – Amplitude du paramètre  $S_{21}$  en fonction de la fréquence à différentes polarisations

Deux remarques peuvent être faites. D'une part, une meilleure transmission avec la polarisation s'explique du fait que la ligne de transmission non linéaire est adaptée en fonctionnement grand signal. D'autre part, une pente plus abrupte de la transmission annonce une fréquence de Bragg plus faible, ce qui est, en effet, attendu à polarisation nulle.

### 6.3.2 Régime grand signal

Le banc de mesures en régime grand signal est montré sur la figure 19.

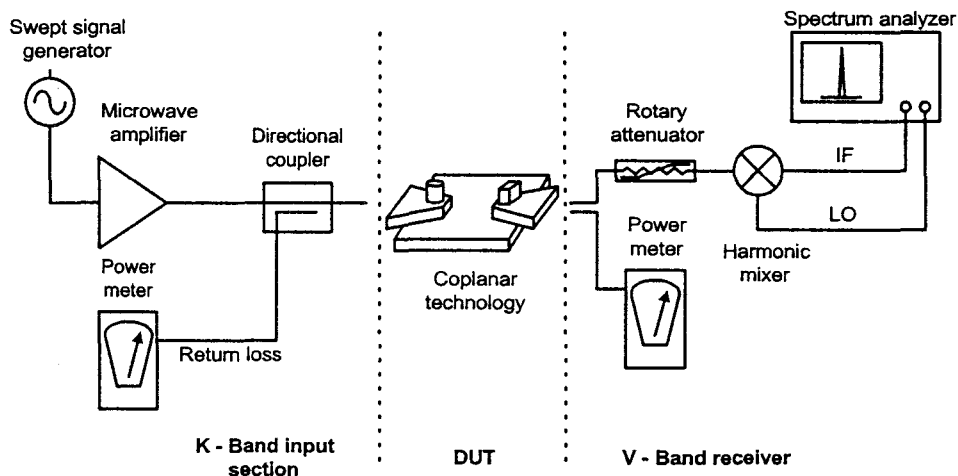


FIG. 19 – Schéma du banc de mesures en régime grand signal

Les performances de la ligne de transmission non linéaire en multiplicateur de fréquence ont pu être ainsi évaluées. Néanmoins, pour ces mesures préliminaires, la limitation venait de

l'amplificateur de puissance, capable de ne délivrer que  $20\text{dBm}$  à  $20\text{GHz}$ .

La figure 20 montre le pic, bien centré à  $60\text{GHz}$ , visualisé à l'analyseur de spectre sous des conditions de pompage modérées.

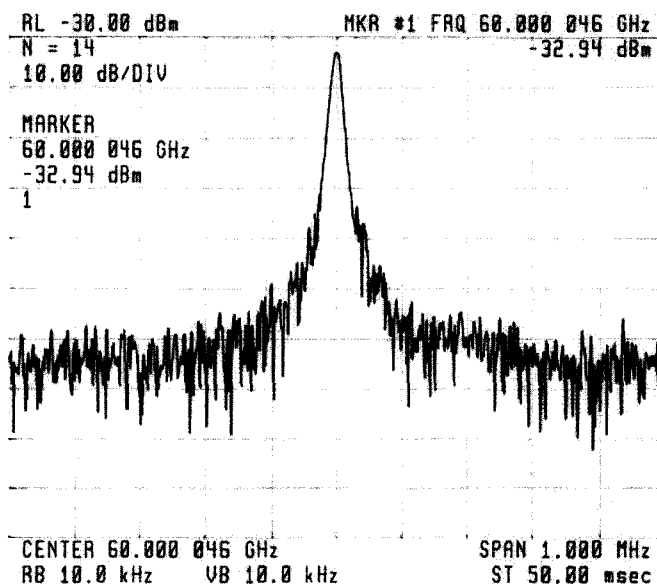
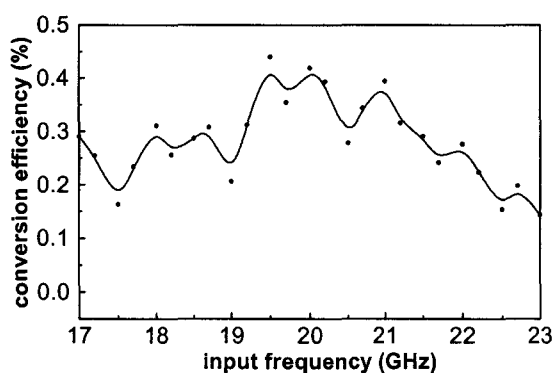


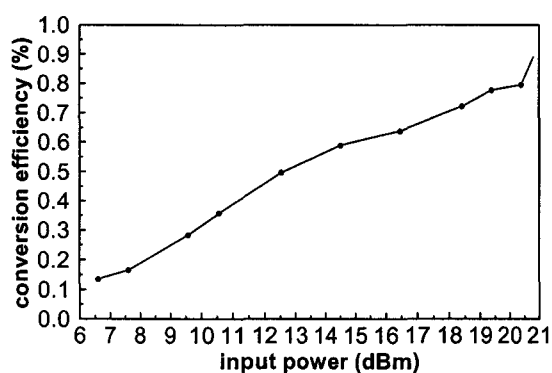
FIG. 20 – Pic visualisé à l'analyseur de spectre

Sous ces mêmes conditions, la figure 21(a) a été obtenue. Elle représente le rendement de conversion en fonction de la fréquence d'entrée.

Finalement, la figure 21(b) montre le rendement de conversion en fonction de la puissance d'entrée jusqu'à la limite de l'amplificateur de puissance.



(a) En fonction de la fréquence d'entrée



(b) En fonction de la puissance d'entrée

FIG. 21 – Rendement de conversion en fonction de la fréquence et de la puissance d'entrée



## 7 Conclusion

Des lignes de transmission non linéaires, en technologie coplanaire, chargées périodiquement par des diodes HBV ont été fabriquées monolithiquement pour la première fois à notre connaissance. Sous des conditions de pompage modérées ( $20dBm$ ), un rendement de conversion en tripleur ( $60GHz$  de fréquence de sortie) de 1% a pu être mesuré, ainsi qu'une bande passante en entrée de 30% centrée sur  $20GHz$ .

Ces résultats préliminaires, en accord avec les résultats de simulation, font prévoir de bien meilleurs rendements de conversion sous des conditions de pompage mieux adaptées ( $30dBm$ ). Ces mesures sont en cours. De plus, une technologie optimisée faisant appel à des épaisseurs de métallisation plus importantes, des doigts métalliques pour l'interconnection des diodes et, finalement, l'utilisation de ponts à air pour la réalisation du ruban central, est envisageable à présent.

Au niveau de la simulation, il apparaît qu'un des apports essentiels de ce travail vient de la mise en oeuvre de procédures de simulation capables de déterminer les paramètres de la matrice de répartition en régime grand signal. A notre connaissance, ce type d'approche, testé lors d'un stage de quatre mois à l'université de Leeds, est nouveau en ce qui concerne les lignes de transmission non linéaires. Ensuite, il semble que l'approche globale, car non seulement les propriétés électriques mais également les propriétés électromagnétiques sont étudiées, devient de plus en plus nécessaire. Ceci est d'autant plus vrai que les fréquences de fonctionnement visées sont élevées et que les procédés technologiques se démarquent des procédés classiques. Enfin, nous constatons qu'il faut être très prudent dans l'utilisation des outils de description théorique basés dans leur grande majorité sur la simulation numérique avec l'apparition d'artefacts liés à la discrétisation.

## Résumé

La caractéristique de capacité-tension d'une diode varactor est utilisée en électronique dans plusieurs applications, parmi lesquelles la multiplication de fréquence est la plus immédiate. En hautes fréquences, la diode Schottky est l'un des composants les plus utilisés pour la multiplication de fréquence. Cependant, les diodes HBV (Heterostructure Barrier Varactor) sont à présent une alternative prometteuse. Si cette diode est intégrée dans une ligne de transmission, la structure résultante correspond plutôt à une ligne de transmission non linéaire (NonLinear Transmission Line). Le principal avantage des NLTLs, par rapport aux composants discrets, est un fonctionnement en hautes fréquences sur une très large bande de fréquences, la NLTL ne nécessitant pas en outre de circuits d'adaptation.

Dans ce contexte, les travaux effectués dans le cadre de cette thèse vont de la conception jusqu'à la fabrication et caractérisation de NLTLs chargées périodiquement par des diodes HBV sur substrat InP, l'objectif étant un multiplicateur de fréquence en bande V. Un effort important a été accordé à la détermination de la fréquence de Bragg grand signal et à la caractéristique de la ligne de transmission proprement dite, grâce à l'analyse des paramètres S grand signal.

En ce qui concerne les aspects technologiques, des NLTLs en technologie coplanaire, chargées périodiquement par des diodes HBV hautement non linéaires, ont été fabriquées monolithiquement pour la première fois à notre connaissance. Comme alternative à l'isolation par implantation, l'effet de sous-gravure utilisé pour l'isolation des diodes a conduit à un prototype qui est à mi chemin entre un prototype complètement distribué ou périodiquement chargé.

Enfin, les résultats préliminaires expérimentaux, sous des conditions de pompage modérées, sont en accord avec les résultats de simulation. Ils permettent par ailleurs de prévoir de bons rendements de conversion dans des conditions de fort pompage électrique.

