

Buu 20200179

50346  
1977  
198

**DIPLOME D'ETUDES APPROFONDIES**

-----  
Mention : ELECTRONIQUE

CARACTERISATION DE DISPOSITIFS HYPERFREQUENCES  
DANS LE DOMAINE TEMPOREL



MOHAMED EL KADIRI

Lille, le 7 juillet 1977

## SOMMAIRE

### INTRODUCTION .

#### I - MONTAGE D'ETUDE ET PRINCIPE DE MESURE

- I.1. Montage d'étude
- I.2. Analyse du fonctionnement
- I.3. Mode opératoire
- I.4. Critique du montage
- I.5. Informations obtenues et leur exploitation

#### II - ETUDE THEORIQUE

##### II.1. Etude analytique

- modèles idéaux
- critique et validité des modèles utilisés
- influence du temps de montée du signal d'entrée
- étude de conversion.

Conclusion.

##### II.2. Simulation sur ordinateur

- introduction
- mode l'étude
- discrétisation des grandeurs
- vérification et validité du calcul numérique.

#### III - ETUDE EXPERIMENTALE

- introduction
- dispositifs passifs
- dispositifs actifs

CONCLUSION.

## I N T R O D U C T I O N

L'étude, dans le domaine temporel, du fonctionnement des dispositifs, a connu un développement considérable depuis l'avènement du RADAR en 1924 [6]. Cependant les difficultés liées à la technologie utilisée n'ont permis la réalisation de dispositifs de mesure à temps de montée très bref (inférieur à la nanoseconde) que vers 1964. Au début, ces dispositifs ont été employés pour la détection et la localisation des défauts dans les câbles. Ensuite, ils ont été utilisés pour la détermination des caractéristiques des diélectriques par NICOLSON and ROSS [1]. Nous avons essayé d'appliquer cette méthode à l'étude de dispositifs hyperfréquences dans le but d'en montrer l'intérêt, la faisabilité et les limitations fondamentales.

Dans ce travail, préliminaire à une étude plus approfondie, nous avons tout d'abord décrit le dispositif de mesure que nous avons utilisé, et donné ses performances. Ensuite, une étude théorique analytique nous a permis de montrer l'influence des divers paramètres. Nous l'avons complété par une étude numérique sur ordinateur afin de permettre une comparaison plus quantitative avec les résultats de l'expérience. Ces résultats expérimentaux, donnés dans une dernière partie, concernent des dispositifs hyperfréquences très variés.

## I - MONTAGE D'ETUDE ET PRINCIPE DE MESURE

Nous nous proposons dans ce chapitre de décrire tout d'abord le montage d'étude utilisé, d'analyser son fonctionnement puis, après avoir indiqué le mode opératoire de la mesure, nous donnons les informations que l'on peut en obtenir et la manière de les traiter.

### I.1. MONTAGE D'ETUDE

Le montage d'étude que nous avons utilisé est représenté figure I.1. Il est réalisé en structure coaxiale. Il a pour but l'analyse complète d'un système comportant soit une entrée, soit une entrée et une sortie, au moyen de deux mesures :

- . en réflexion notée TDR (Time Domain Reflectometry)
- . en transmission notée TDT (Time Domain Transmission)

Il est ainsi possible de déterminer, dans le domaine temporel, les transformées de Fourier inverses des quatre paramètres de la matrice scattering dont nous rappelons la définition fig. I.2.

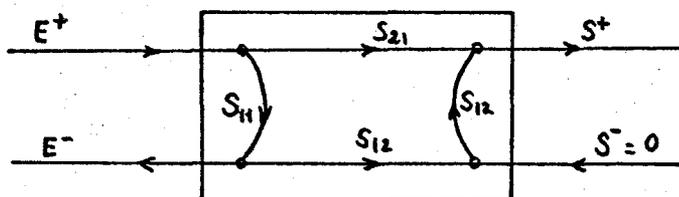
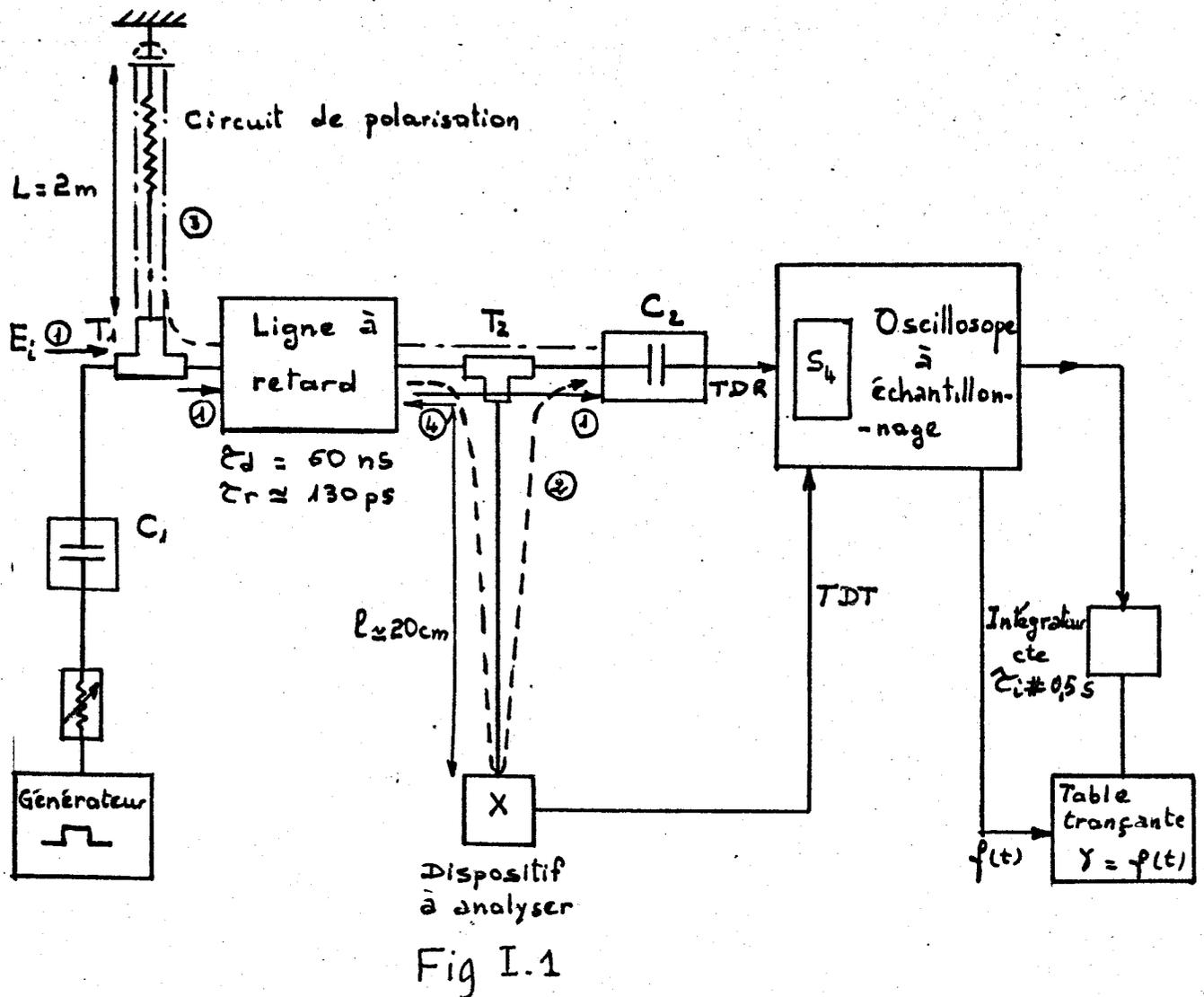


fig I.2.

Indiquons, tout d'abord, les précautions élémentaires qu'il convient de prendre pour la réalisation du montage.

#### a) Précaution de réalisation

Une étude suffisamment précise du dispositif, en particulier de son temps de montée, nécessite un temps de montée propre du montage le plus court possible (voir discussion sur la précision au I.5.). Ceci explique l'utilisation d'un oscilloscope à échantillonnage doté d'une tête  $S_4$  fonctionnant jusqu'à 16 GHz et d'un générateur de temps de montée très bref (inférieur à 250 ps). Le reste du montage comporte des composants à fréquence de coupure élevée (de l'ordre de 16 GHz) afin d'éviter l'existence de modes de propagation parasites, et ils sont par ailleurs choisis à faibles pertes. Les liaisons sont réalisées à l'aide de coaxiaux très courts semi-rigides, type coax UT250 (atténuation 16,2 dB à  $F = 5$  GHz



### Générateurs

#### Tektronix S52

- constitution : oscillateur à diode tunnel
- caractéristiques :
  - . temps de montée  $t_2 \# 25\text{ps}$
  - . tension de sortie fixe  $V_m \# 200\text{ mV sur } 50$
  - . largeur de l'impulsion  $0,8\mu\text{s}$
  - . fréquence de répétition

Dispose d'un pretrigger.

#### Tektronix 109

- constitution : relais Read déchargeant une ligne extérieure
- caractéristiques :
  - . temps de montée  $\tau_r \# 250\text{ ps}$
  - . tension de sortie variable  
(possibilité d'avoir  $V_s = 150\text{V}$  avec alimentation extérieure)
  - . largeur de l'impulsion fixée par la longueur  $l$  de la ligne de charge ( $T = 2l/V$ )
  - . fréquence de répétition  $550\text{Hz} < f < 720\text{Hz}$
  - . polarité positive ou négative par rapport à la masse.

### Oscilloscope

Oscilloscope à échantillonnage avec mémoire

Tektronix 564

Tête d'échantillonnage : 54

temps de montée :  $t_r = 25\text{ ps}$

impédance d'entrée  $R_e = 50\Omega (5\%)$

tension maximale  $V_{\text{max}} = 5\text{ V}$

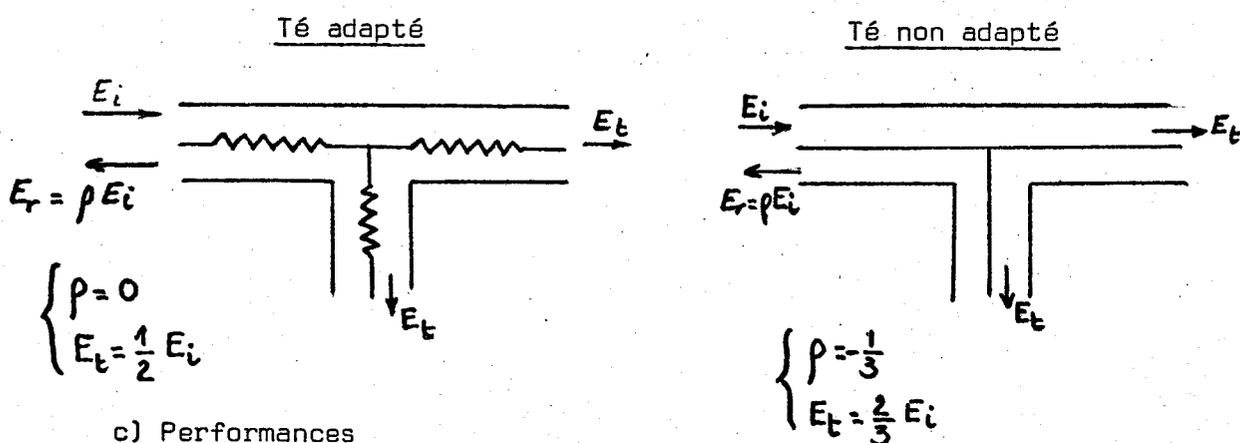
$f_c = 28 \text{ GHz}$ ). En effet, il convient d'éviter l'utilisation de câbles souples dont l'impédance caractéristique n'est pas connue précisément et n'est pas constante en fonction de la distance.

b) Description succincte

Sur le montage de la figure I.1. on remarque en particulier la présence :

- d'un circuit de polarisation, destiné à l'étude des dispositifs nécessitant une tension continue de polarisation. Il se raccorde au circuit principal par le Té non adapté  $T_1$ .
- de deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  dont le rôle est d'éviter de perturber la polarisation continue du dispositif.
- d'une ligne à retard permettant la visualisation du front de montée de l'impulsion sur l'oscilloscope (sauf dans le cas du générateur S52 qui est muni d'un pretrigger).
- d'un Té adapté  $T_2$  dont le rôle est d'une part de dériver une partie du signal vers le système analysé, et d'autre part, de transmettre l'onde réfléchie par l'entrée du système pour l'étude en réflexion TDR.
- d'une sortie éventuelle du système étudié qui est envoyée sur l'oscilloscope pour l'analyse en transmission (TDT).

N.B. Nous rappelons ci-dessous les propriétés respectives du Té adapté et non adapté.



c) Performances

Les performances obtenues avec le montage réalisé sont :

- fréquence de coupure : 16 GHz
- temps de montée  $\approx 360 \text{ ps}$

## I.2. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT

Considérons une impulsion issue du générateur. Elle se propage à travers le montage d'étude à une vitesse  $V$  qui dépend du diélectrique utilisé  $V = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$

où  $c$  = vitesse de la lumière =  $3 \cdot 10^8$  m/s

$\epsilon_r$  = permittivité relative du diélectrique.

Pour le polyéthylène que nous utilisons on a :  $V \approx 2 \cdot 10^8$  m/s d'où un temps de transit d'environ 5 ns par mètre.

La présence du premier Té non adapté provoque une division du signal et une réflexion d'ailleurs absorbée par le générateur. A la sortie de ce Té, on retrouve une partie de l'onde incidente  $E_t = 2E_i/3$  accompagnée d'un écho, noté écho n°1, d'amplitude  $4/9 E_i$ , retardé de  $t = 2L/V = 20$  ns. La longueur  $L$  étant choisie suffisamment longue pour que cet écho ne perturbe pas les mesures. Le second Té, noté  $T_2$ , dérive une partie du signal vers l'entrée du système étudié et transmet l'onde réfléchie, d'une part, en direction de l'oscilloscope, et d'autre part en direction du générateur. Cette dernière onde traverse la ligne à retard et donne lieu à la présence d'un écho très lointain (retard supérieur à 120 ns).

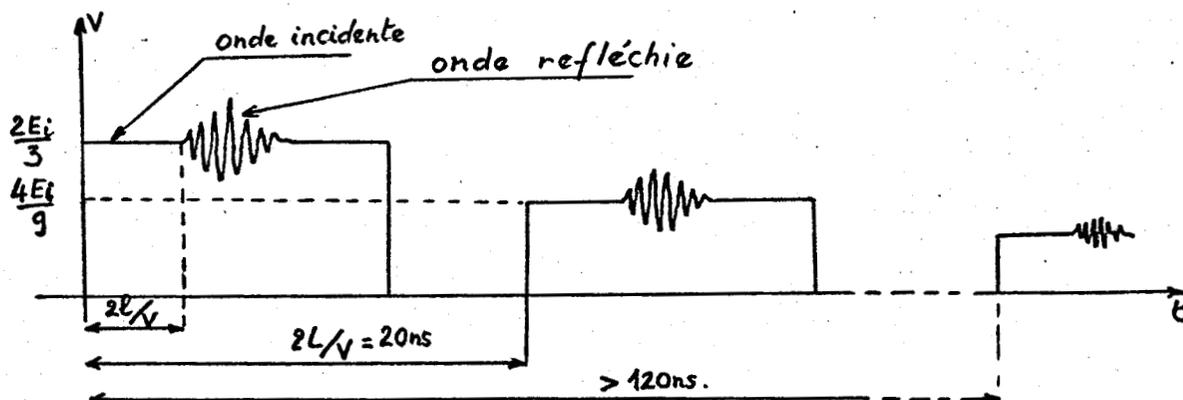


FIGURE 4

Visualisation sur l'oscilloscope des premiers échos.

Bien entendu, il existe une infinité d'échos mais le retard et l'atténuation croissent rapidement avec leur rang, et leur présence n'est nullement gênante.

Il est important de remarquer que la méthode d'étude temporelle utilisée présente un avantage très appréciable par rapport aux méthodes d'étude fréquentielle. En effet, dans cette dernière méthode, il est quasi-impossible de séparer l'information des multiples réflexions parasites dues aux discontinuités et aux TOS résiduels des éléments du montage. On ne peut guère en tenir compte que de façon par-

tielle tandis qu'en étude temporelle, les discontinuités sont parfaitement localisées dans le temps. On peut donc les séparer, déterminer leur position dans le montage et en tenir compte.

Remarque : les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  provoquent une dérivation du signal dont l'effet est ici négligeable.

### I.3. MODE OPERATOIRE

#### I.3.1. Choix de la durée de l'impulsion

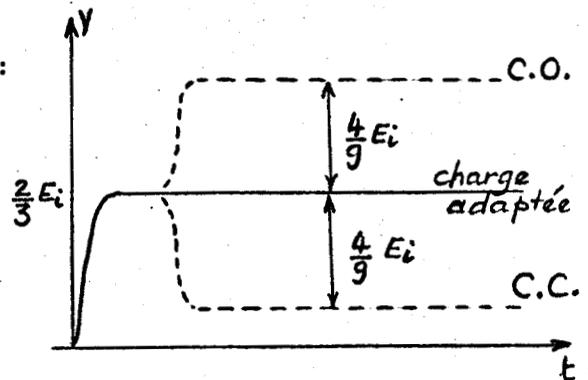
Elle doit être plus longue que la durée de la réponse pour éviter les "empiètements".

Si B est la bande passante, on doit avoir  $T \gg \frac{2}{B}$

#### I.3.2. Etalonnage en TDR

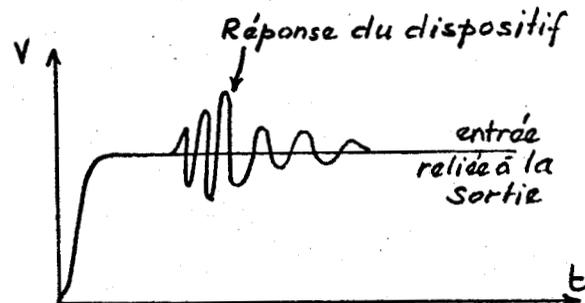
On remplace l'entrée du système par :

- a) une charge adaptée pour fixer les conditions initiales de mesure.
- b) un circuit ouvert ou un court-circuit pour :
  - . déterminer la position du coefficient de réflexion unité,
  - . localiser l'origine du temps,
  - . connaître le temps de montée propre du montage.



#### I.3.3. Etalonnage en TDT

On enlève le système et on relie les connexions d'entrée et de sortie. Ceci permet de localiser l'origine du signal incident ainsi que sa valeur et son temps de montée.



### I.4. CRITIQUE DU MONTAGE PROPOSE

Il serait sans doute préférable de choisir une ligne l telle que la réflexion d'entrée se produise lorsque l'impulsion initiale est retombée à zéro. Cependant avec les générateurs dont on dispose, ceci conduirait à des longueurs souvent importantes susceptibles de dégrader le signal initial.

Exemple : Etude d'un ampli de bande passante  $B = 0,2 \text{ GHz}$

$T \gg 10\text{ns}$  donc :

S 52 : largeur fixe de 0,8 µs il faudrait l = 80 mètres.

T 109: largeur ajustée à 25 ns il faudrait l = 2,5 mètres.

D'autre part, le temps de montée de ce montage est très dégradé à cause des câbles utilisés (flexibles), de la ligne à retard en GR et dans un souci d'amélioration nous avons entrepris de monter un banc entièrement en DSM. Nous aurons ainsi un montage dont le temps de montée ne dépassera pas 300 ps.

### I.5. INFORMATIONS OBTENUES ET LEUR EXPLOITATION

Les informations obtenues à l'aide du montage d'étude sont, d'une part, observées sur l'écran de l'oscilloscope à échantillonnage et, d'autre part, reproduites sur une table traçante.

Ces informations peuvent être traitées numériquement sur ordinateur et nous envisageons l'utilisation ultérieure d'un calculateur associé avec une interface. Le traitement consisterait en l'utilisation de la transformée de Fourier rapide (F.F.T. : Fast Fourier Transformation) pour déterminer les paramètres  $S_{ij}(\omega)$  de la matrice scattering connaissant les paramètres  $s_{ij}(t)$  mesurés. La méthode est séduisante car à l'aide d'un seul générateur d'impulsion, peu coûteux, on pourrait, en une seule mesure, obtenir l'évolution fréquentielle des  $S_{ij}(\omega)$  entre 0 et 12 GHz, l'usage des calculatrices de bureau programmables se répandant d'ailleurs de plus en plus. Par comparaison, l'analyse fréquentielle directe est beaucoup plus longue et coûteuse. Signalons cependant que la méthode temporelle est généralement moins précise en particulier aux fréquences élevées car le rapport signal sur bruit est faible : nous nous proposons donc de poursuivre notre travail dans cette direction.

Actuellement, nous utilisons les définitions généralement admises pour les principales caractéristiques des impulsions. Elles sont données sur la figure 6. Nous nous intéressons essentiellement à trois caractéristiques qui sont :

- Le temps de montée  $\tau_r$  du signal défini par sa pente maximale

$$s = \frac{dv}{dt}_{\max}$$

$$\tau_r = \frac{V_{s \max}}{s}$$

- Le temps de montée  $\tau_r$  défini entre 10 et 90 % de sa valeur maximale.

La figure 7 indique la façon pratique de procéder.

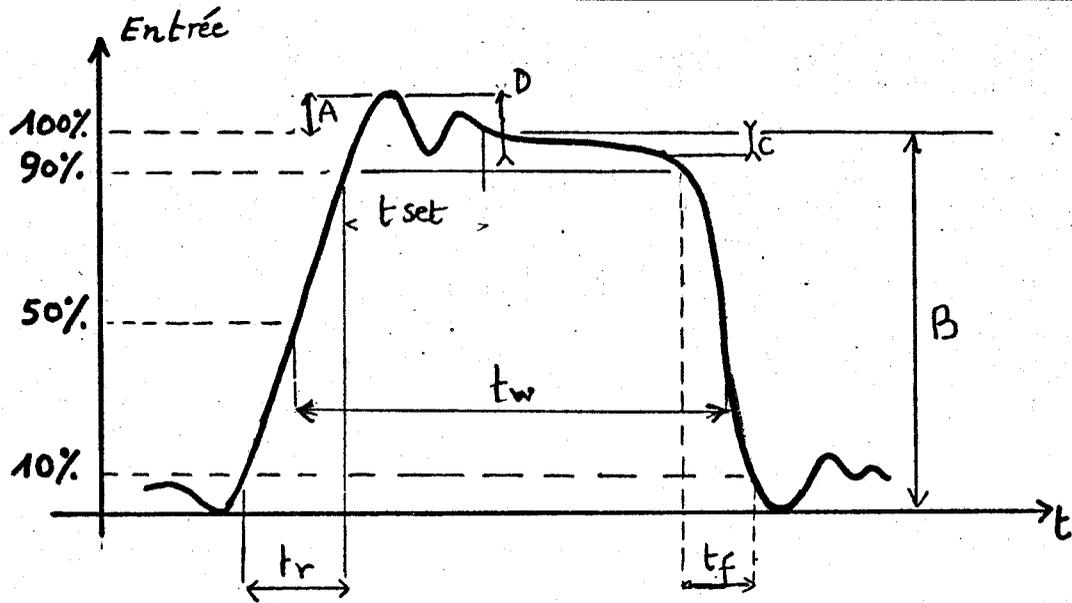


fig: 6

$t_r$  = rise time

$t_f$  = fall time

$t_w$  = pulse width

$t_{set}$  = settling time

A = overshoot

C = sag or droop

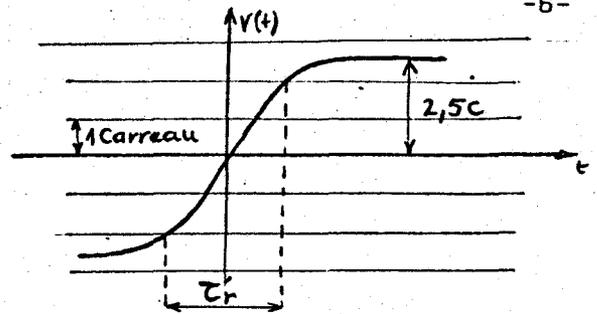
D = ringing

% d'overshoot =  $\frac{A}{B}$

% de Tilt =  $\frac{C}{B}$

	Symétriques				Assymétriques	
Désignation	de Gauss	rampe	de Cauchy	Sinusoidal	exponentiel	exponentiel
Expression mathématique de $e(t)$	$\frac{1}{\sigma_r} \int_{-\infty}^t e^{-\frac{\pi}{4}(\frac{u}{\sigma_r})^2} du$	$\frac{t}{\sigma_r}$	$\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \text{Arctg} \frac{\pi t}{\sigma_r}$	$\frac{1}{2} (1 - \cos \frac{2t}{\sigma_r})$	$1 - e^{-t/\sigma_r}$	$(1 + e^{-\frac{8t}{\sigma_r}})^{-1/2}$
Domaine de définition	$-\infty, +\infty$	$0, \sigma_r$	$-\infty, +\infty$	$0, \frac{\pi}{2} \sigma_r$	$0, +\infty$	$-\infty, +\infty$
$e(t)$						
$\frac{d}{dt} e(t)$						
Rapport $\frac{\sigma'_r}{\sigma_r}$		0,8	1,96	0,93	2,2	0,55

Figure 7 : Mesure de  $\tau'_r$   
Unité : le "carreau" : C



- La forme du signal.

On peut éventuellement l'assimiler à celle de l'un des modèles idéaux représentés sur le tableau I.1. Le choix du modèle étant guidé par la valeur du rapport  $v_r/\tau_r$ .

Remarquons que si la mesure de  $\tau'_r$  est la plus courante car la plus facile et la plus précise, celle de  $\tau_r$  paraît sans doute plus importante. En effet,  $\tau_r$  est liée au taux de croissance maximum du signal et à sa bande passante en fréquence.

Si l'on connaît le temps de montée du signal d'entrée et celui du signal de sortie, on peut obtenir une estimation du temps de montée du dispositif en admettant qu'ils obéissent à une loi gaussienne :

$$\tau_r \text{ dispositif} \approx \sqrt{\tau_{r \text{ sortie}}^2 - \tau_{r \text{ entrée}}^2}$$

Signalons que la mesure des différents temps de montée doit s'effectuer en tenant compte du temps de montée propre du montage. On utilise la même hypothèse pour écrire que :

$$\tau_r \neq \sqrt{\tau_{r \text{ mesuré}}^2 - \tau_{r \text{ montage}}^2}$$

Enfin, une mesure précise du temps de montée  $\tau_x$  d'un signal ne peut être obtenue que si le temps de montée propre du montage  $\tau_g$  lui est bien inférieur. Ainsi, on montre que l'erreur de méthode  $\Delta\tau_x/\tau_x$  s'écrit :

$$\frac{\Delta\tau_x}{\tau_x} = \left[ 1 + 2 \left( \frac{\tau_g}{\tau_x} \right)^2 \right] \frac{\Delta\tau}{\tau}$$

où  $\Delta\tau/\tau$  est l'erreur de mesure admise identique sur  $\tau_g$  et  $\tau_x$ .

D'autres informations peuvent encore être obtenues à partir de la réponse du système comme nous le verrons par la suite. Citons en particulier :

- . la bande passante
- . la fréquence centrale
- . les conversions modulation-amplitude modulation-fréquence
- . les non linéarités.

## II - ETUDE THEORIQUE

Dans une première partie de ce chapitre, nous effectuerons une étude analytique pour déterminer les propriétés des systèmes en régime impulsionnel. Cette étude nous permettra de mieux comprendre les phénomènes observés en pratique mais elle ne permet que de traiter des cas simples proches des modèles idéaux envisagés.

Pour permettre une étude plus complète et plus exacte, nous avons mis au point un traitement numérique que nous décrirons dans la seconde partie de ce chapitre.

Nous étudions dans cette partie théorique, les systèmes permanents et linéaires et nous nous intéressons à leur fonction de transfert  $H(\omega)$  ou leur réponse impulsionnelle  $h(t)$  pour l'étude en transmission (paramètres  $S_{12}$  ou  $S_{21}$ ). Rappelons au passage que  $h(t)$  et  $H(\omega)$  sont transformées de Fourier l'une de l'autre.

### II.1. ETUDE ANALYTIQUE

#### 1°) Modèles idéaux

Nous avons défini un certain nombre de modèles idéaux et nous avons admis que le signal d'entrée est un échelon idéal de temps de montée infiniment court. Dans ces conditions, nous obtenons la réponse indicielle  $r_u(t)$  indiquée dans le tableau II.1.

En particulier pour un filtre passe-bande, on s'aperçoit qu'en pratique sa bande passante  $B$  sera donnée par les points d'intersection avec l'axe des temps, c'est à dire :

$$2\pi B t_0 = k\pi$$

et que le gain  $A_0$  s'obtiendra à partir de la valeur maximale de la réponse qui s'écrit :  $2A_0 B \longrightarrow A_0$

#### 2°) Critique et validité des modèles utilisés

Il est évident que ces modèles idéaux ne sont que des cas particuliers et que les systèmes utilisés en pratique en diffèrent sensiblement. En effet, rappelons qu'ils doivent satisfaire à deux conditions :

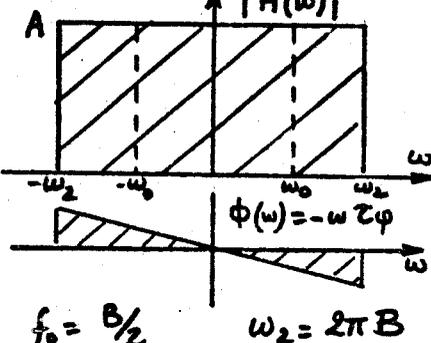
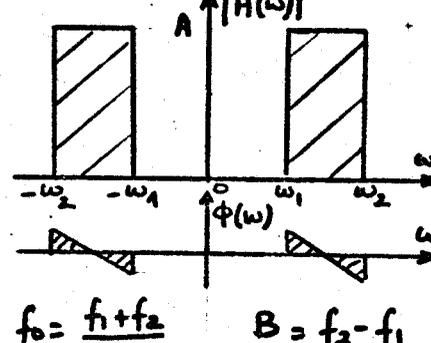
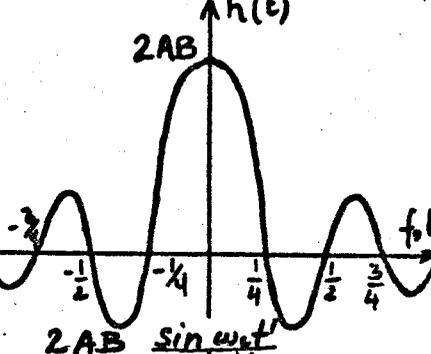
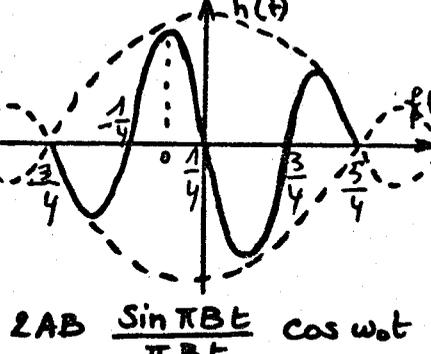
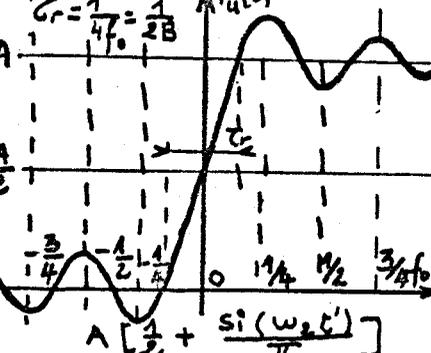
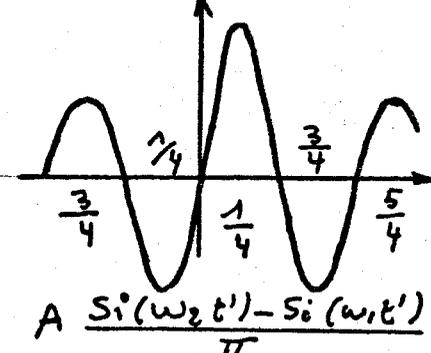
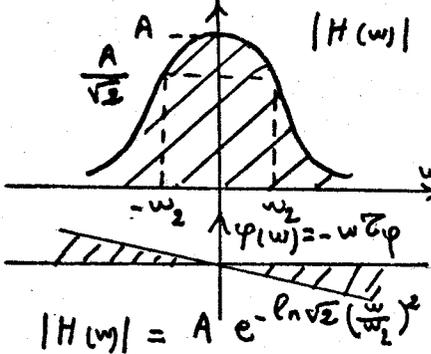
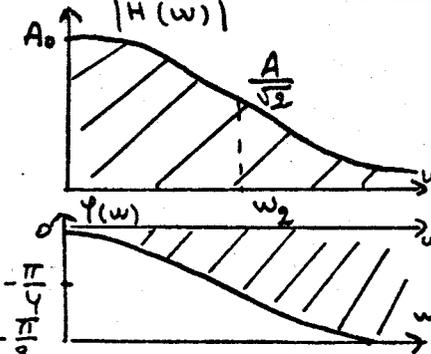
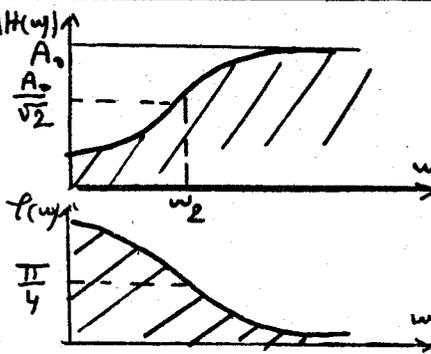
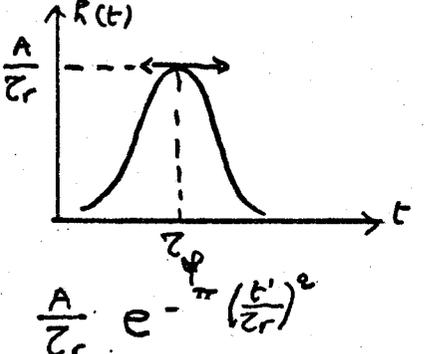
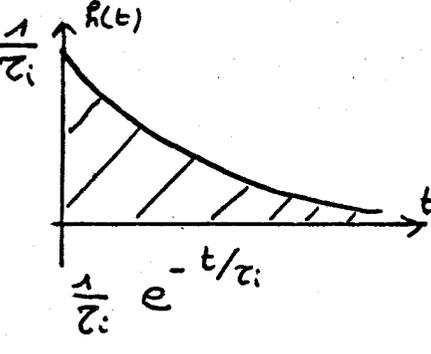
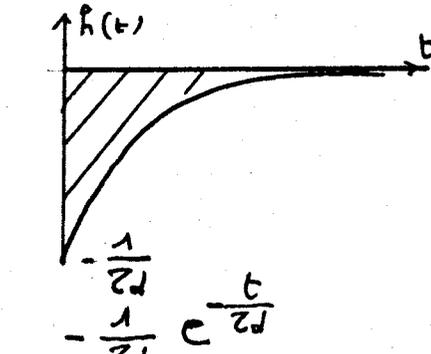
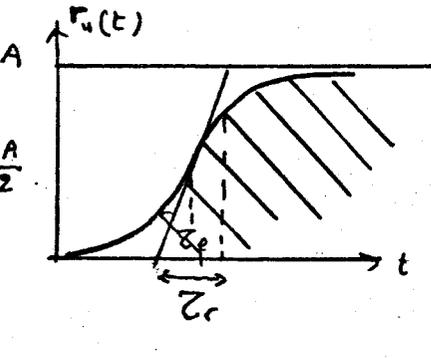
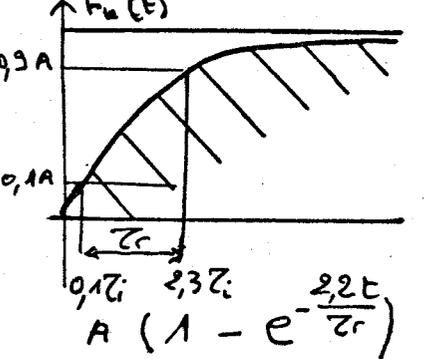
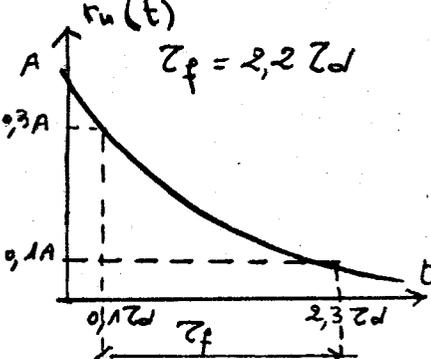
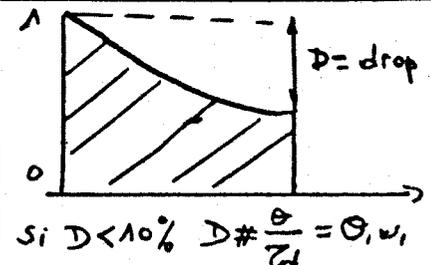
Modèles	Passe bas idéal	Passe bande idéal
Réalizable	Non	Non
Fonction du transfert dans le domaine de la fréquence $H(\omega) =  H(\omega)  \cdot e^{j\phi(\omega)}$		
Domaine du temps réponse impulsionnelle $h(t)$ $t' = t - \tau_\phi$		
réponse indicielle $r_u(t)$ $r_u(t) = \int_{-\infty}^t h(\tau) d\tau$		
Relation DT ↔ DF  Produit $f \cdot \tau_r$	$\omega_2 \tau_r = \pi$  $f_2 \tau_r = 0,5$	
Observations	Utilisable dans le cas d'overshots Pour la réponse indicielle centre de symétrie $(0, \frac{1}{2}A)$	Pour la réponse indicielle fonction impaire de t

Tableau II-1 (4)

Filtre Gaussien	Passe bas du 1 <sup>er</sup> Ordre	Passe haut du 1 <sup>er</sup> Ordre
OUI	OUI	OUI
 <p><math> H(w)  = A e^{-\ln 2 \sqrt{2} \left(\frac{w}{w_2}\right)^2}</math></p>		
 <p><math>\frac{A}{\tau_r} e^{-\pi \left(\frac{t}{\tau_r}\right)^2}</math></p>	 <p><math>\frac{1}{\tau_i} e^{-t/\tau_i}</math></p>	 <p><math>-\frac{1}{\tau_d} e^{-\frac{t}{\tau_d}}</math></p>
	 <p><math>A \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right)</math></p>	 <p><math>\tau_f = 2,2 \tau_d</math></p>
<p><math>w_2 \tau_r = 2 \sqrt{\ln 2}</math></p> <p><math>f_c \tau_r = 0,332</math></p>	<p><math>w_2 \tau_i = 1</math></p> <p><math>w_2 \tau_r = 2,2</math></p> <p><math>f_c \tau_r = 0,35</math></p>	<p><math>w_1 \tau_d = 1</math></p> <p><math>w_1 \tau_f = 2,2</math></p> <p><math>f_c \tau_f = 0,35</math></p>
<p>Utilisable s'il n'y a pas d'overshots.</p> <p>Pour la réponse indicielle centre de symétrie <math>(\tau_p, \frac{A}{2})</math></p>		 <p><math>D = \text{drop}</math></p> <p>Si <math>D &lt; 10\%</math> <math>D \approx \frac{\theta}{\tau_d} = 0, w_1</math></p>

a) la condition de stabilité

$$H(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t) dt < +\infty$$

b) la condition de réalisation : le système doit être "causal"

$$h(t) = 0 \text{ pour } t < 0 \quad \text{ou} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\ln |H(\omega)|}{1+\omega^2} d\omega < \infty \quad (\text{Relation de Paley-Wiener})$$

Si un système est à la fois stable et réalisable on dit qu'il est physiquement réalisable.

Par ailleurs, les signaux d'entrée utilisés présentent certes une durée grande par rapport à la durée de la réponse transitoire mais ont un temps de montée non négligeable par rapport à celui du système.

### 3°) Influence du temps de montée du signal d'entrée

L'étude générale étant très complexe, nous avons choisi trois cas particuliers :

a) réponse d'un passe-bas idéal à une rampe

La réponse impulsionnelle  $h(t)$  d'un filtre passe-bas idéal est :

$$h(t) = 2AB \frac{\sin \omega_2 t}{\omega_2 t}$$

La réponse à un signal d'entrée  $e(t)$  sera :

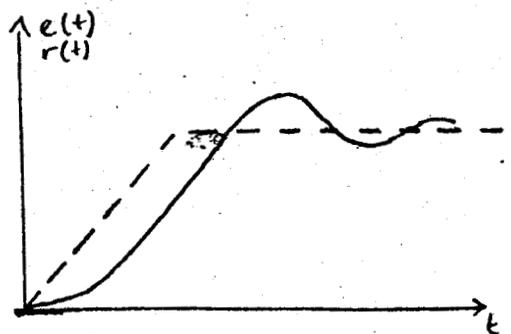
$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} e(t-\tau) h(\tau) d\tau \quad \text{soit pour } t < m$$

$$r(t) = \int_0^t m(t-\tau) 2AB \frac{\sin \omega_2 \tau}{\omega_2 \tau} d\tau$$

soit en intégrant :

$$r(t) = \frac{A}{\pi} \left[ \text{Si}(\omega_2 t) + \frac{\cos \omega_2 t - 1}{\omega_2 t} \right] m t$$

$$\lim_{t \rightarrow 0} r(t) = AB m t^2$$



Le temps de montée est supérieur à celui de l'excitation.

b) réponse d'un filtre gaussien à une rampe

Nous avons :  $r(t) = \int_{-\infty}^t e(\tau) h(t-\tau) d\tau$  avec :

$$\Rightarrow r(t) = \frac{m}{\tau_r} \int_{-\infty}^t \tau e^{-\frac{\pi}{4} \left( \frac{t-\tau}{\tau_r} \right)^2} d\tau$$

$$\begin{cases} h(t) = \frac{1}{\tau_r} e^{-\frac{\pi}{4} \left( \frac{t}{\tau_r} \right)^2} \\ e(\tau) = m\tau \text{ pour } \tau < \frac{1}{m} \end{cases}$$

soit en faisant le changement de variable  $u = t - \tau$  et en intégrant par partie

On obtient :

$$r(t) = \frac{m}{2} \left( t - \frac{4\tau_r}{\pi} \right)$$

en tenant compte de :

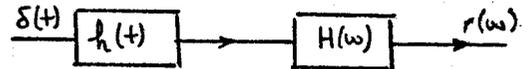
$$\int_0^{\infty} h(t) dt = \frac{1}{\tau} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\pi/4 \left(\frac{t}{\tau}\right)^2} dt = 1$$

On voit que le temps de montée de la réponse est  $2/\omega$  et est donc le double du temps de montée de l'excitation.

c) Réponse d'un filtre gaussien à un signal gaussien

Un signal gaussien peut être considéré comme la réponse d'un filtre gaussien à une impulsion de Dirac.

$$h(t) = \frac{1}{\tau} e^{-\pi/4 \left(\frac{t}{\tau}\right)^2} \Rightarrow h(\omega) = k_1 e^{-\left(\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2}$$



$$r(\omega) = h(\omega) \cdot H(\omega) = K e^{-\left(\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{\omega_a}\right)^2} = K e^{-\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2}$$

$$\left(\frac{1}{\omega_s}\right)^2 = \left(\frac{1}{\omega_e}\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega_a}\right)^2$$

soit

$$\tau_{rs}^2 = \tau_{re}^2 + \tau_{ra}^2$$

- $r_s$  = temps montée sortie
- $r_e$  = " " entrée
- $r_a$  = " " Ampli.

Donc, le temps de montée augmente.

En conclusion : il apparait que le temps de montée du signal d'entrée dégrade le temps de montée de la réponse, résultat qui était d'ailleurs parfaitement prévisible. En pratique, les signaux d'entrée s'apparentent plutôt à un signal gaussien et par ailleurs la fonction de transfert peut être considérée comme gaussienne en première approximation. C'est ce qui justifie l'emploi fréquent de la formule :

$$\tau_{rs}^2 \neq \tau_{re}^2 + \tau_{r \text{ syst.}}^2$$

4°) Etude des conversions

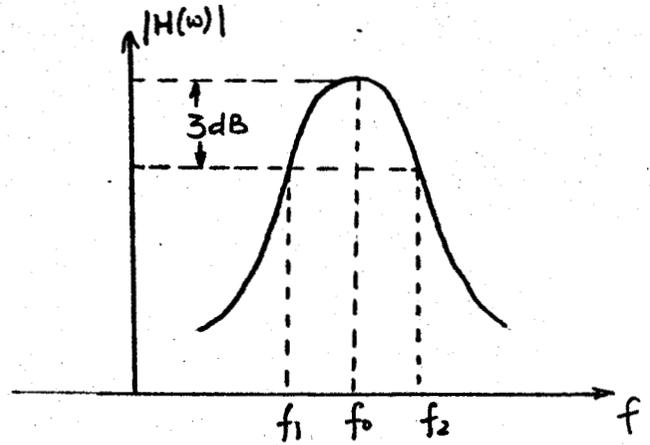
On distingue les conversions de modulation de fréquence en modulation d'amplitude (MF-MA) et les conversions de modulation de fréquence en modulation de phase (MF-MP). Ces conversions s'accompagnent de distorsions du signal transmis.

a) Conversion MF-MA

Elles sont dues à la variation du gain (module de la fonction de transfert) avec la fréquence.

Leur importance dépend de la rapidité de cette variation qui s'exprime en général en décibel par décade.

Le signal de sortie présente alors une forme différente de celle d'entrée due aux distorsions de gain. Néanmoins si le signal d'entrée présente une symétrie, le signal de sortie présentera la même symétrie.



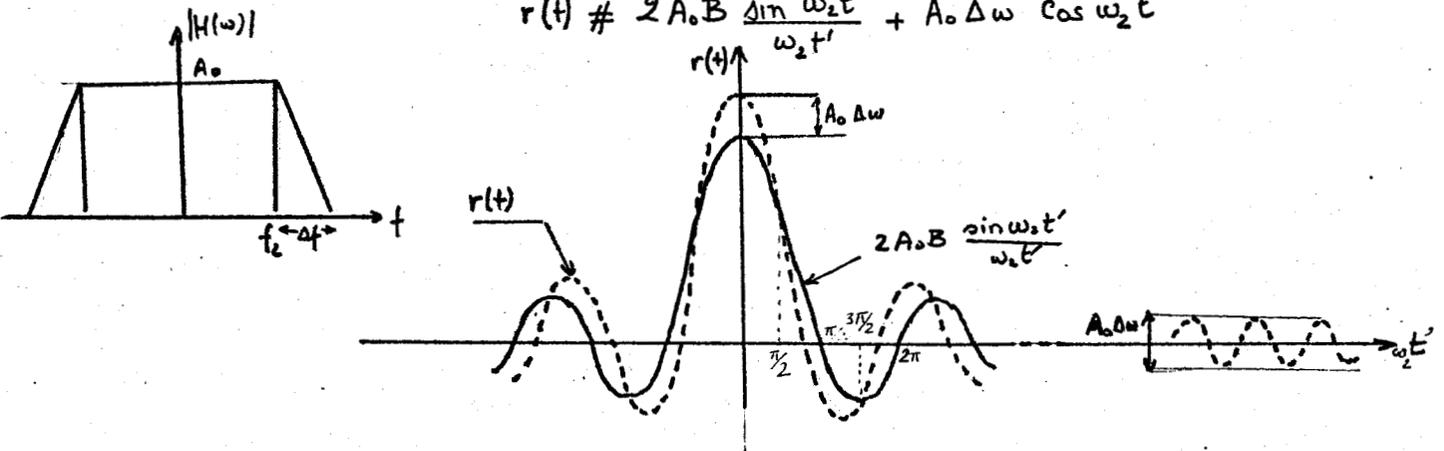
Pour étudier l'influence de la conversion MF-MA, nous avons considéré deux types d'amplificateurs de gain variable et de phase linéaire :

*Reponse*

\* C'est la réponse d'un ampli trapézoïdal à une impulsion (cf fig. ci-dessous)

Pour  $\Delta\omega$  petit, on aura :

$$r(t) \approx 2A_0B \frac{\sin \omega_2 t'}{\omega_2 t'} + A_0 \Delta\omega \cos \omega_2 t'$$



On voit donc qu'il y a une conversion MF-MA s'accompagnant de la déformation de la réponse.

Ainsi, pour les temps suffisamment longs, la réponse ne tend plus vers zéro mais vers une sinusoïde d'amplitude :

$$a = A_0 \Delta\omega = 2\pi A_0 \Delta f$$

On pourra donc expérimentalement en déduire la pente  $m$  de la fonction de transfert :

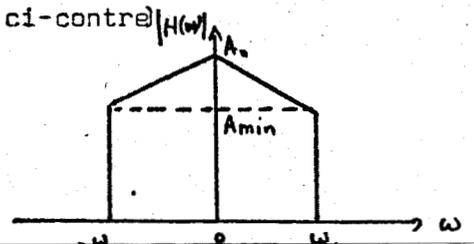
$$m = \frac{A_0}{\Delta f} = \frac{A_0^2}{a} \cdot 2\pi$$

Rappelons que la bande passante  $B$  est trouvée en première approximation par les points d'intersection avec l'axe des temps  $\implies 2\pi B t_0 = k\pi$

et que le gain est obtenu par la valeur maximale de la réponse qui s'écrit  $2A_0B$ .

\* Réponse d'un ampli à gain variable. (cf. fig. ci-contre)

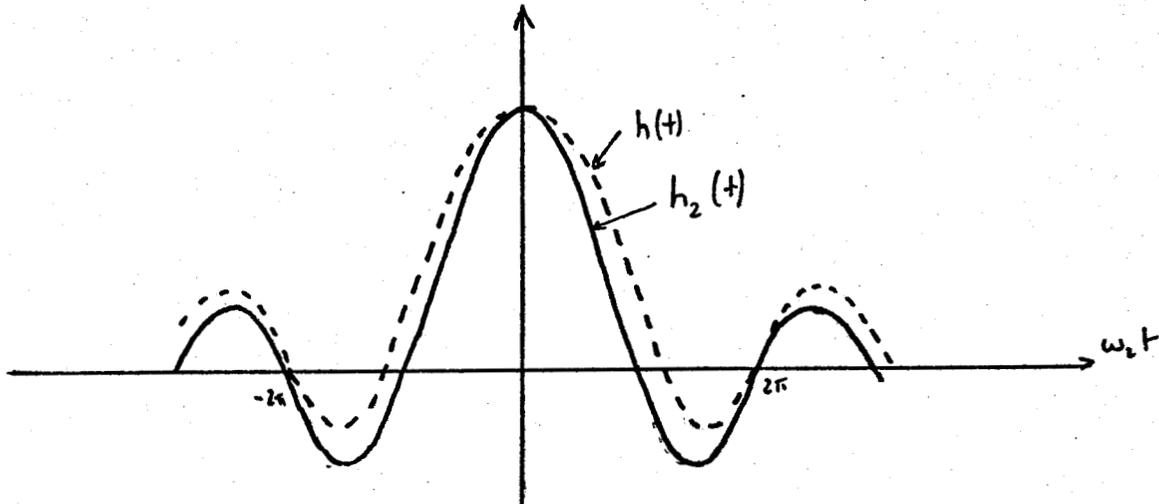
$$h(t) = h_1(t) - \frac{b\omega_2^2}{\pi} \left[ \frac{\cos \omega_2 t - 1}{(\omega_2 t)^2} + \frac{\sin \omega_2 t}{\omega_2 t} \right]$$



avec  $h_1(t)$  = réponse d'un ampli passe-bas idéal, de gain constant et égal à  $A_0$ .  
ou bien :

$$h(t) = h_2(t) - 2 f_2 \Delta A \frac{\cos \omega_2 t - 1}{(\omega_2 t)^2} \quad \text{où } \Delta A = A_0 - A_{\min}$$

où  $h_2(t)$  = réponse d'un ampli passe-bas idéal de gain  $A_{\min}$ .

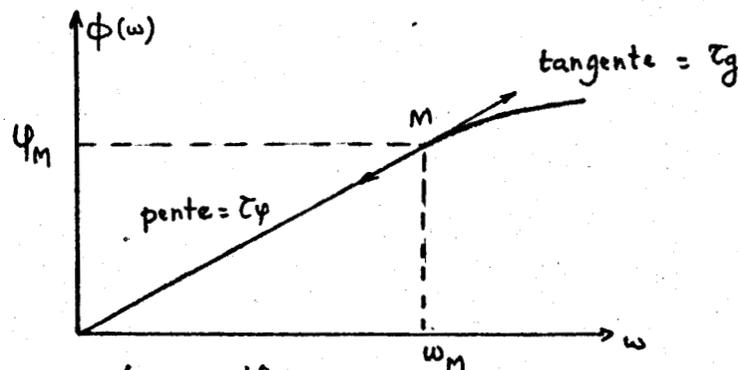


Nous voyons donc fig. ci-dessus, que la réponse s'élargie au fur et à mesure que la bande passante se rétrécit. Le point fixe  $2\pi$  nous permet d'avoir la bande passante de l'ampli idéal équivalent de gain  $A_{\min}$ .

En conclusion, la conversion AM-FM déforme la réponse. Elle permet de voir l'évolution de la bande passante.

b) Conversion MF-MP

\* Dans le cas d'un système non dispersif, le temps de phase et le temps de groupe  $\tau_g$  sont égaux et constants. La variation de la phase en fonction de la fréquence est linéaire.  $\phi(\omega) = \omega \tau_\phi$  (cf. figure ci-dessous) :



au point M :

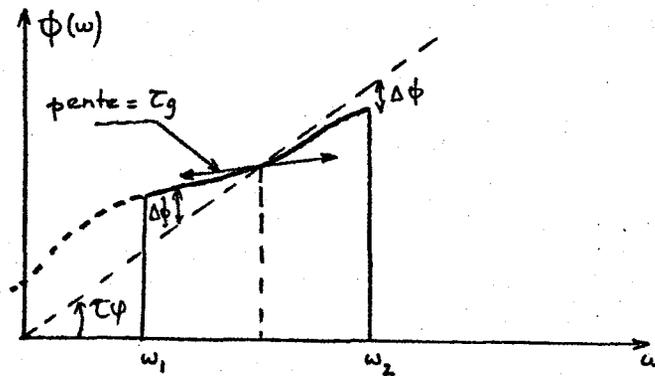
$$\begin{cases} \tau_\phi = \frac{\phi_M}{\omega_M} \\ \tau_g = \left. \frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_M} \end{cases}$$

Dans ces conditions, le signal de sortie présente avec un retard temporel égal à  $\tau_\varphi$  une forme semblable à celle d'entrée. En particulier si le signal d'entrée possède une symétrie, il en sera de même pour le signal à la sortie.

\* Dans le cas d'un système dispersif,  $\tau_g$  et  $\tau_\varphi$  sont différents et varient avec la fréquence. Il apparaît des distorsions de phase. Dans ces conditions, même en l'absence de distorsion de gain, si le signal d'entrée présente une symétrie, celle-ci ne se retrouve plus à la sortie.

Dans le domaine fréquentiel, les distorsions de phase s'accompagnent d'une conversion MF-MP, on les exprime généralement en  $\Delta\phi$  degré par décade ( $\Delta\phi = \varphi(\omega) - \omega\tau_\varphi$  où  $\tau_\varphi$  est le retard moyen).

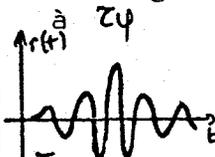
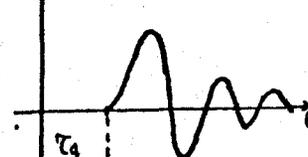
On montre [2] que la réponse d'un amplificateur passe-bande présente un déphasage égal à  $\omega_0\tau_\varphi$  et un retard égal à  $\tau_g$ .



CONCLUSION

Nous avons résumé dans le tableau II.2. l'influence des conversions sur la réponse temporelle à partir de la forme et de la position de la réponse d'un système à une excitation présentant une symétrie, on peut donc connaître l'existence de conversion MF-MA et MF-MP et apprécier leur importance.

Nous avons séparé les deux effets pour mieux faire apparaître leur influence mais en pratique, ces effets existent simultanément.

Signal d'entrée	symétrique			
Fonction de transfert	Distorsion de gain; $\tau_\varphi = \tau_g$		Distorsion de phase mais gain linéaire.	
Signal de sortie	DF conversion MF-MA	DT symétrie retard égal à $\tau_\varphi$ 	DF conversion MF-MP en degré/décade	DT dissymétrie 

## II.2. SIMULATION SUR ORDINATEUR

### 1°) Introduction

Le principe de la simulation consiste en l'utilisation d'un modèle théorique représentatif du système étudié. On obtient généralement une réponse différente de celle du système. Cependant, par modification du modèle, on parvient à faire coïncider les deux réponses et de là, à identifier le système c'est à dire à déterminer sa fonction de transfert complexe  $H(\omega)$  ou sa réponse impulsionnelle  $h(t)$ .

Cette simulation peut être faite de façon numérique ou analogique. Nous avons utilisé la première possibilité. Une méthode plus directe d'identification est sans doute souhaitable car plus précise. Néanmoins, nous avons choisi la simulation pour plusieurs raisons :

- . facilité de mise en oeuvre et grande souplesse d'utilisation ;
- . mise en évidence aisée de l'influence respective de chaque paramètre en facilitant ainsi la compréhension des phénomènes ;
- . on appréhende plus facilement les problèmes liés à la discrétisation des grandeurs et à la précision des résultats.

### 2°) Mode d'étude

Le mode d'étude habituellement utilisé, consiste à partir de la connaissance de l'excitation  $e(t)$ , à déterminer la réponse  $r(t)$  en choisissant un modèle défini dans le domaine fréquentiel et en effectuant deux transformations de FOURIER successives (figure I.a). Ce procédé est relativement long, malgré l'utilisation de la transformée de Fourier rapide (F.F.T), complexe et finalement imprécise.

L'intérêt de notre mode d'étude et son originalité, consistent à passer directement de l'excitation  $e(t)$  à la réponse  $r(t)$  tout en gardant le modèle défini dans le domaine fréquentiel (figure I.b). Pour cela, on décompose le modèle en un ensemble de modèles élémentaires dont on connaît de façon exacte, la réponse à une excitation quelconque.

En effet, on connaît la réponse d'un amplificateur passe-bande non dispersif ( $\tau_p = \tau_g = c^{te}$ ) à un échelon unité  $u(t)$  avec  $u(t)$  défini :

$$u(t) : \begin{cases} u(t) = 0 & \text{pour } t < 0 \\ u(t) = 1 & \text{pour } t \geq 0 \end{cases}$$

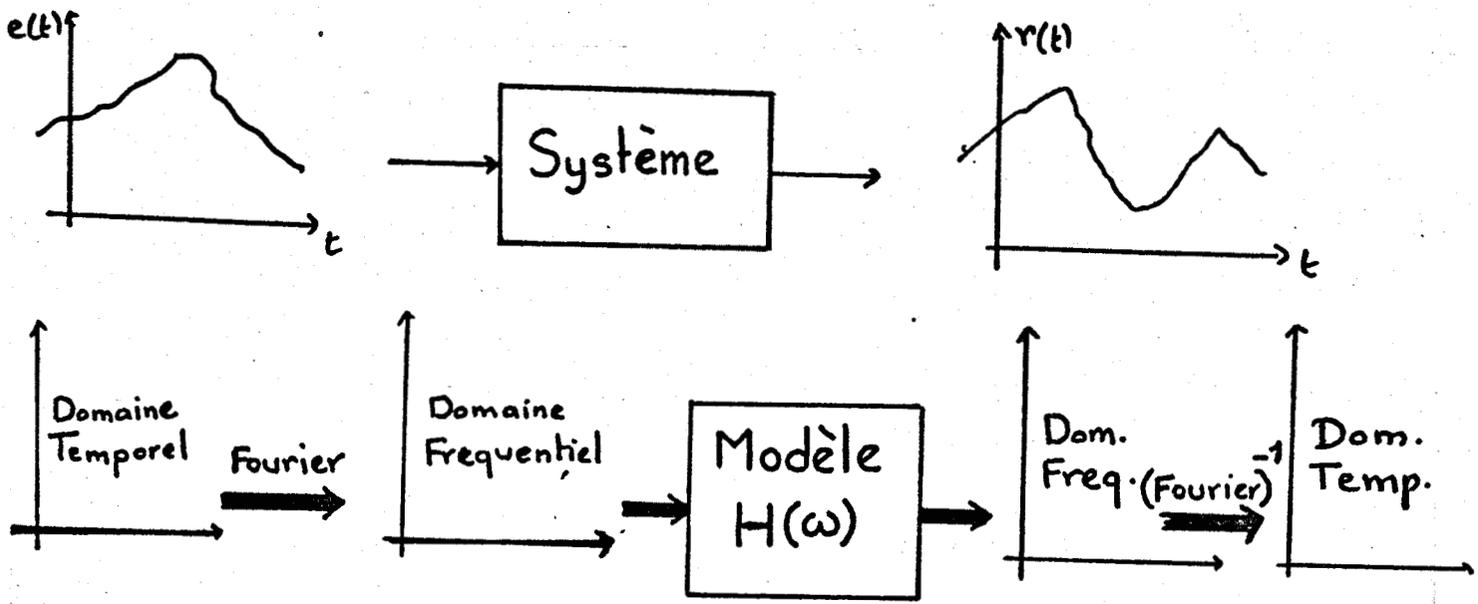


Fig II.a

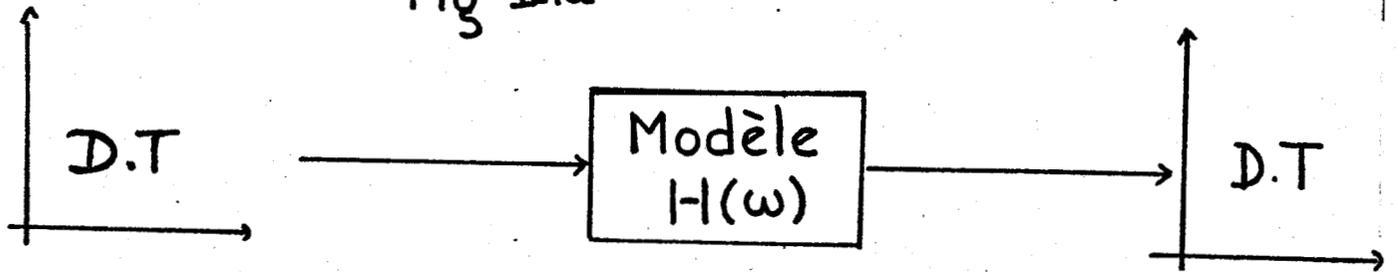


Fig II.b

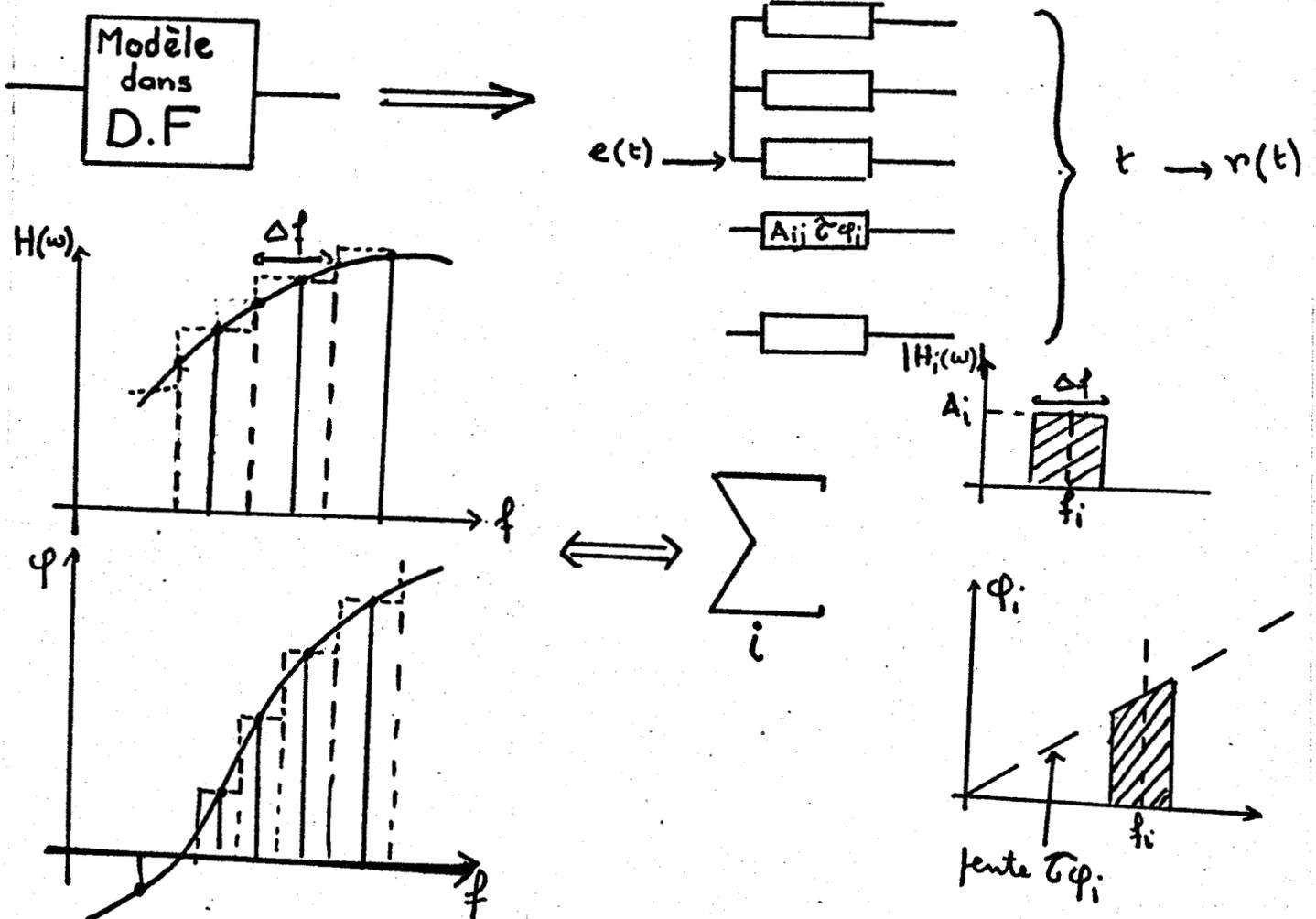


Fig III

Décomposition du modèle en modèles élémentaires

fluence de la discutisation en fréquence

résultat sur ordinateur avec 25 amplificateurs

bande passante 0,2 GHz ( $\tau_r = 347$  ps)

résultat sur ordinateur avec 10 amplificateurs

bande passante 0,2 GHz ( $\tau_r = 375$  ps)

résultat sur ordinateur avec 5 amplificateurs de

bande passante 0,2 GHz ( $\tau_r = 560,2$  ps)

Figure II.2' :

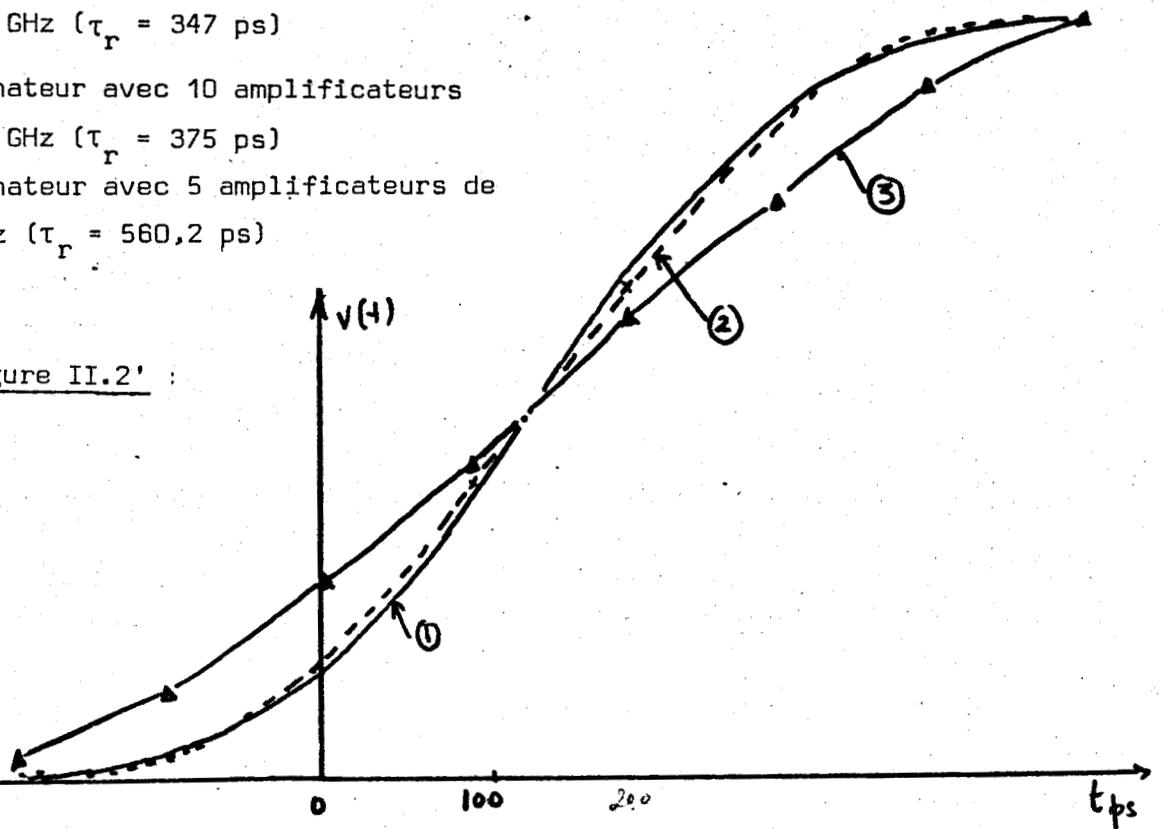
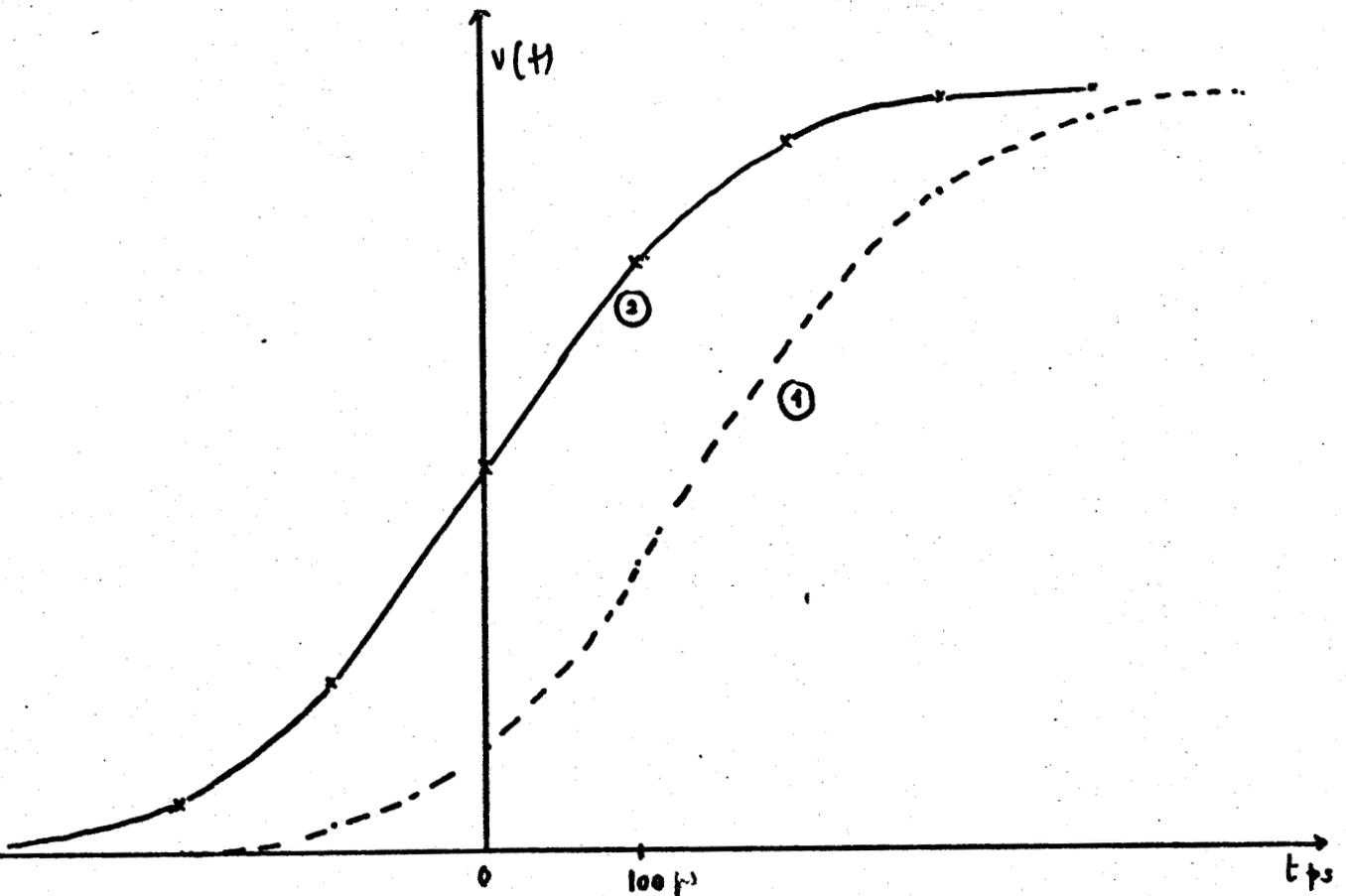


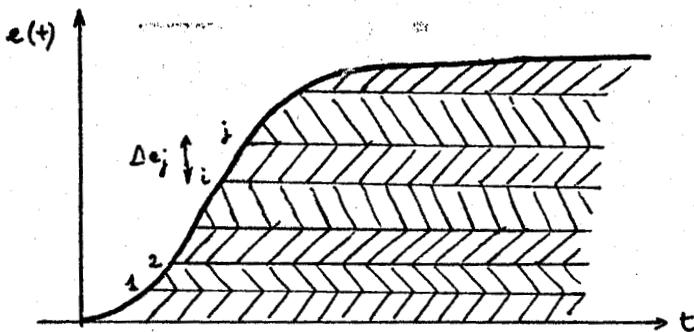
Figure II.1' : Influence du temps de montée (1) et vérification de l'exactitude de la simulation (2)



alors :  $r_u(t) = A [ Si(\omega_1 t') - Si(\omega_2 t') ]$   
 avec  $t' = t - \tau_\varphi$  et  $Si(\omega_2 t') = \int_0^{\omega_2 t'} \frac{\sin x}{x} dx$ .

où :  $\omega_1$  et  $\omega_2$  sont les pulsations de coupure  
 A est le gain (constant).

Lorsque l'excitation est différente d'un échelon, il suffit de la décomposer en une somme d'échelons (figure 4)



$$e(t) = \sum_j \Delta e_j u(t-t_j)$$

### 3°) Discrétisation des grandeurs

D'après ce que nous venons de voir, il apparaît nécessaire d'effectuer deux types de discrétisations :

- une discrétisation temporelle de l'excitation  $e(t)$  ;
- une discrétisation fréquentielle de la fonction de transfert complexe  $H(\omega)$ .

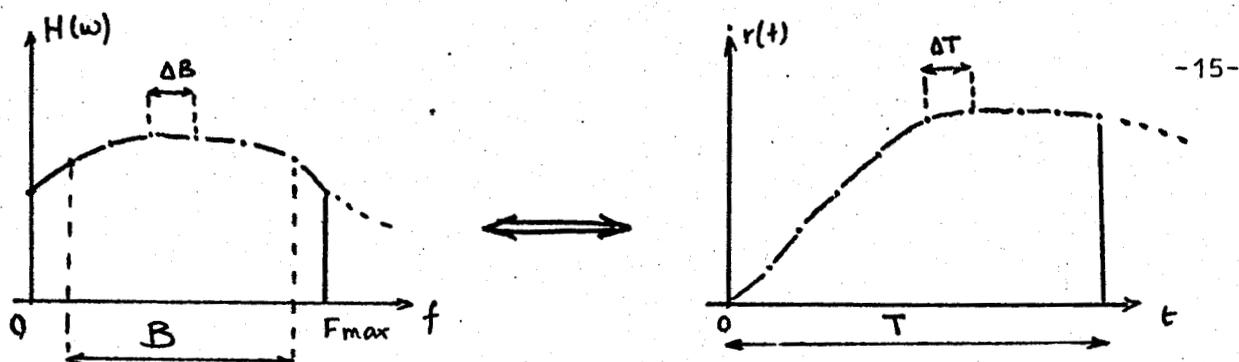
Des considérations d'exactitudes et de précisions nous imposent le choix des incréments : temporel  $\Delta t$  et fréquentiel  $\Delta B$ .

- \* La discrétisation temporelle nécessite un intervalle  $\Delta t$  beaucoup plus petit que le temps de montée du signal  $\tau_r$  (défini par sa pente maximale). Nous avons utilisé en ce qui nous concerne :

$$\Delta t = \frac{\tau_r}{12}$$

- \* La discrétisation fréquentielle s'effectue sur un domaine (ou fenêtre) s'étendant de zéro à  $F_{max}$  avec un incrément  $\Delta B$ . En appliquant le théorème de l'échantillonnage à cette discrétisation, il apparaît que la réponse ne sera connue que dans un domaine limité à  $T = \frac{1}{\Delta B}$  et que la résolution  $\Delta T$  sur la réponse sera au mieux égale à :

$$\Delta T = \frac{1}{2 F_{max}}$$



Ce résultat se conçoit aisément ; Il s'apparente au principe d'incertitude :

$$F_{\max} \cdot \Delta T \approx 1 \quad \text{et} \quad \Delta B \cdot T \approx 1$$

#### 4°) Vérification de la validité du calcul numérique

Pour vérifier la validité du calcul numérique, nous avons considéré le cas d'un amplificateur gaussien passe-bas de fréquence de coupure 1 GHz. Pour un tel amplificateur, on connaît de façon exacte la réponse  $r(t)$  à une excitation en échelon unité (cf. tableau II.1) ou à une excitation en forme de Gauss (cf. ). Nous avons tracé figure II.1' la réponse obtenue numériquement pour une excitation en échelon unitaire. Cette réponse est sensiblement gaussienne avec un temps de montée de 334,5 ps en bon accord avec la valeur théorique exacte. En effet, l'amplificateur présente un temps de montée  $\tau_{ra}$  égal à  $\tau_{ra} = \frac{0,332}{10^9} = 332 \text{ ps}$  (cf. tableau ).

Sur la figure II.2', nous avons vérifié une des conditions à satisfaire sur la discrétisation fréquentielle. On remarque en effet qu'une bonne résolution temporelle nécessite un domaine de connaissance important en fréquence pour la fonction de transfert.

Enfin, sur la figure II.1', nous avons vérifié la validité de la discrétisation temporelle. Nous avons tracé la réponse donnée toujours par un amplificateur gaussien passe-bas ( $f_c = 1 \text{ GHz}$ ), à une excitation correspondant au signal fourni par le générateur S52. Ce signal est sensiblement gaussien de temps de montée  $\tau_{re} = 62 \text{ ps}$ . D'après

, on doit donc obtenir une réponse gaussienne de temps de montée  $\tau_s = \sqrt{\tau_e^2 + \tau_a^2} = 340 \text{ ps}$ . C'est bien ce que l'on observe avec un temps de montée de 347 ps, l'accord est satisfaisant compte tenu de l'excitation utilisée.

### III - ETUDE EXPERIMENTALE

#### INTRODUCTION

L'étude expérimentale a été effectuée en utilisant le dispositif de mesure représenté fig. I.1. chapitre I. Elle doit permettre, d'une part la caractérisation, dans le domaine temporel, des dispositifs étudiés, et d'autre part la caractérisation, dans le domaine fréquentiel,. Cette caractérisation sera effectuée tout d'abord de façon approchée en utilisant les résultats de l'étude analytique (cf. chapitre II) ensuite de façon plus exacte au moyen de la simulation sur ordinateur (cf. II.2).

Nous nous sommes limités ici essentiellement au régime linéaire. Nous avons étudié des dispositifs très divers tant en ce qui concerne leurs caractéristiques (fréquence, bande passante etc.) que leur constitution (passifs, actifs, transistors etc.) afin de tester le plus complètement possible notre méthode de caractérisation. Nous donnons dans le tableau III.1. l'ensemble des dispositifs étudiés que nous allons examiner successivement.

#### III.1. Dispositifs passifs

Deux filtres ont été étudiés, un filtre 0 à 1 GHz et un filtre 4 à 8 GHz Le générateur utilisé est le TEK type S52 (cf. chapitre I).

##### 1°) Filtre 0-1 GHz

Nous avons représenté figure III.1. la réponse expérimentale et la réponse théorique obtenues au moyen de la simulation sur ordinateur; On trouve un temps de montée expérimental de 521 ps ce qui représente une fréquence de coupure de 0,958 GHz (cf. chapitre II) en bon accord avec l'indication du constructeur. On observe un assez bon accord entre la courbe expérimentale et la courbe théorique obtenue en utilisant la fonction de transfert  $H(\omega)$  mesurée par ailleurs. Les écarts étant probablement dus à la résolution trop faible, adoptée lors du calcul numérique.

Signalons qu'une étude effectuée sur un filtre 0-2 GHz a donné des résultats similaires.

##### 2°) Filtre 4-8 GHz

Nous présentons figure III.2. les réponses expérimentales et théoriques. On trouve une fréquence centrale de  $f_0 = 5,75$  GHz en bon accord avec l'indication du constructeur. L'accord est également satisfaisant

Tableau III.1

Type	Désignation	B.P	Non linéarité	Résultats fig.	Constitution	Constructeur
Dispositifs Passifs	filtre 0-1 GHz	large	Non	III 1		G.R.
	filtre 0-2 GHz	large	Non			G.R.
	filtre 4-8 GHz	Très large	Non	III 2		H.P.
Dispositifs Actifs	Ampli n°1	étroite 1,275 - 1,625 GHz	Oui	III 3, 4, 5 et 6	transistor	E.T.T.
	Ampli n°2	étroite 1,060 - 1,540 GHz	Oui	III 7, 8 et 9	transistor avec linéariseur	C.N.E.T.
	Ampli n°3	large	Oui	III 10	transposeur	C.N.E.T.
	Ampli n°4	large TPO 1-2 GHz	Oui	III 11	tube à ondes progressives	C.S.F.

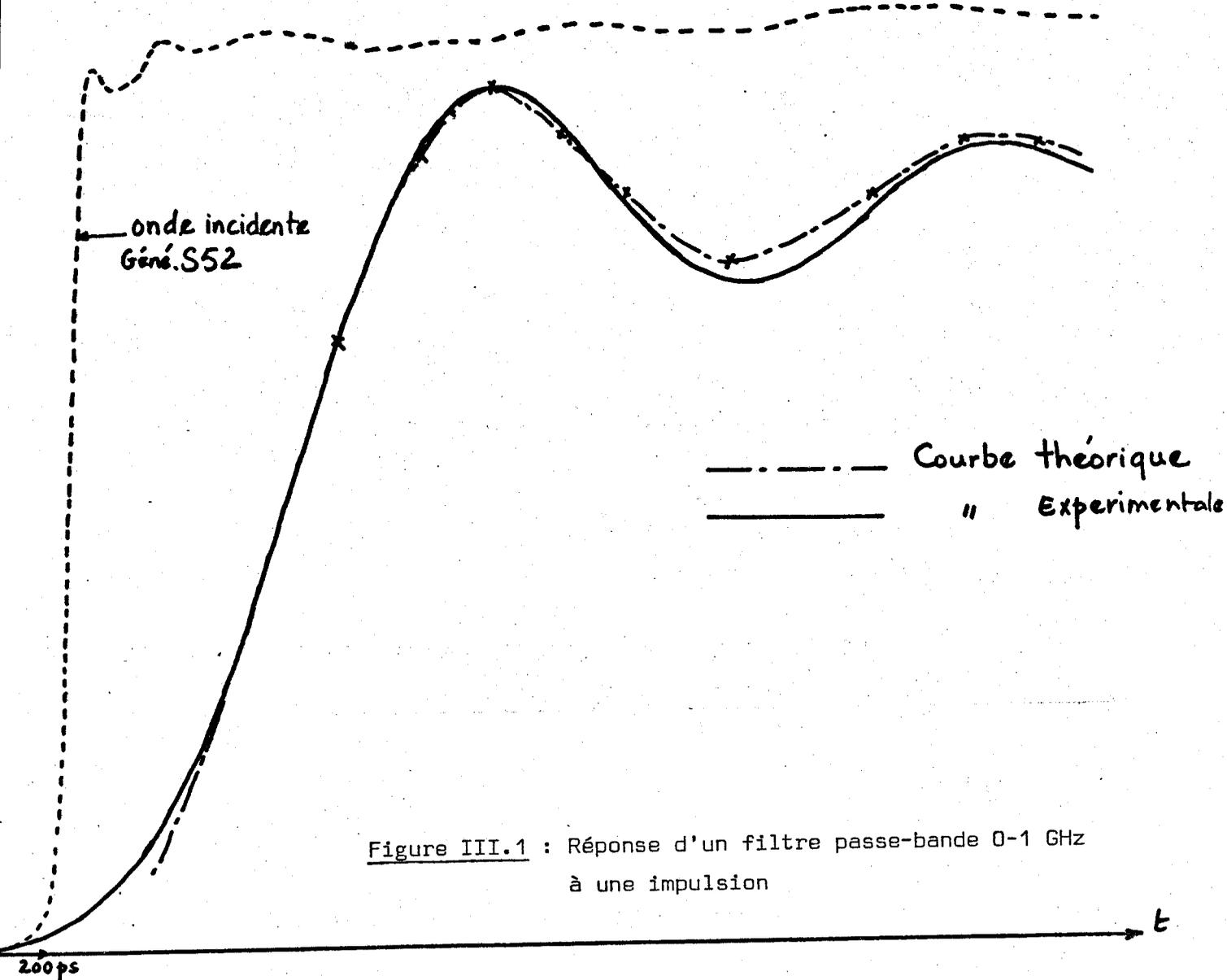


Figure III.1 : Réponse d'un filtre passe-bande 0-1 GHz à une impulsion

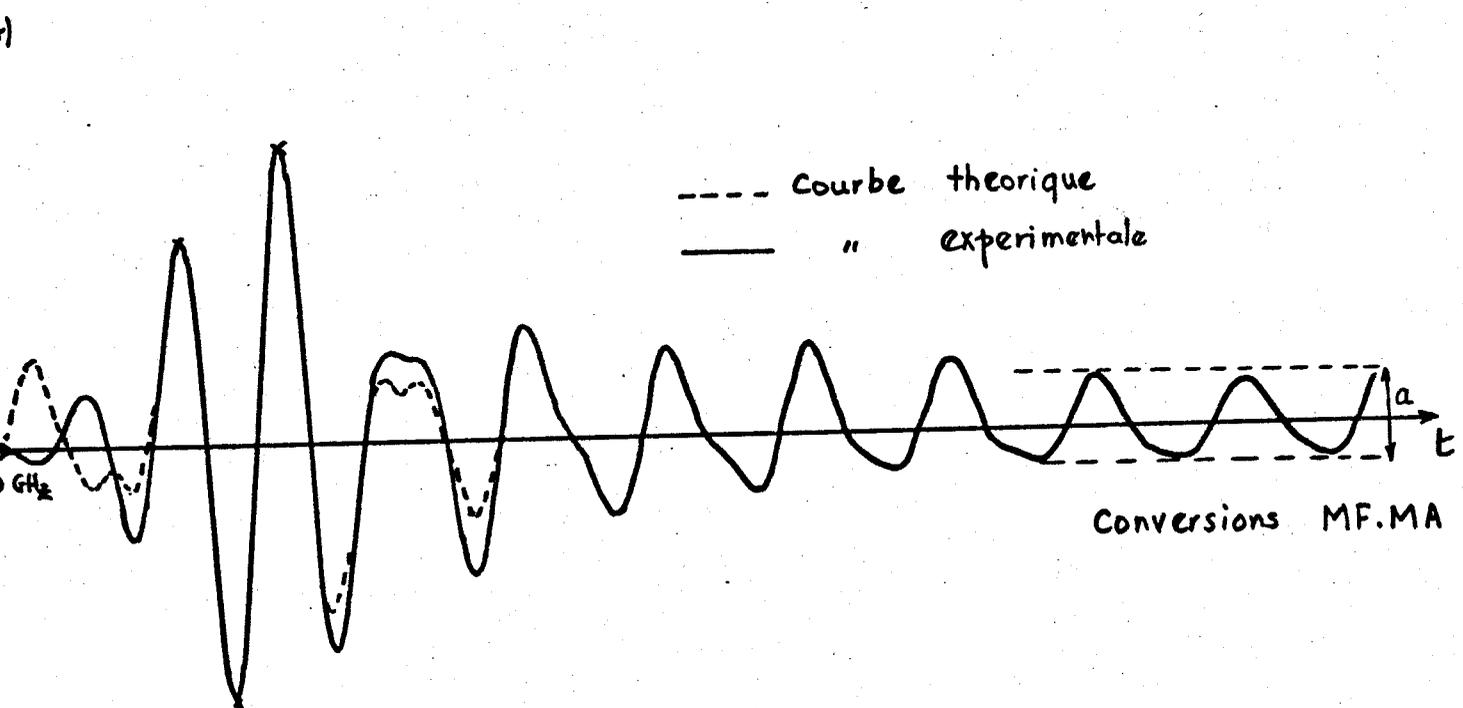


Figure III.2 : Réponse d'un filtre passe-bande 4-8 GHz à une impulsion

en ce qui concerne la réponse théorique obtenue en supposant une bande passante rectangulaire et un temps de groupe constant. La dissymétrie observée nous indique que cette dernière hypothèse n'est pas valable. Par ailleurs, on observe l'existence de conversions MF-MA et on trouve une variation du gain de 8 dB par GHz. Une étude théorique "plus fine" s'avère ici encore nécessaire.

### III.2. Dispositifs actifs

Ils sont au nombre de quatre. Nous avons effectué une étude complète, expérimentale et théorique, du comportement de ces dispositifs en régime linéaire. Dans le cas du régime non linéaire, nous nous contenterons de donner les résultats expérimentaux.

#### 1°) Amplification N°1

Nous donnons figure III.3. les réponses expérimentale et théorique obtenues pour ce dispositif polarisé à sa valeur maximale de 24 V. On mesure une fréquence centrale de 1,38 GHz, une bande passante de 337 MHz et un gain de 26,68 dB en bon accord avec les valeurs mesurées, soit respectivement  $f_0 = 1,46$  GHz,  $B = 412$  MHz,  $G = 26,7$  dB.

En utilisant le générateur TEK 109, nous avons ensuite effectué une étude en régime non linéaire. Nous présentons fig. III.4. l'évolution du gain en fonction du niveau d'entrée et une courbe typique de réponse en régime non linéaire. Les non linéarités se manifestent par :

- une décroissance du gain d'environ 20 dB par décade (voir fig. III.4)  
Puissance de compression à la sortie à - 1dB = 98,4 mW.
- un rétrécissement de la bande passante (voir fig. III.5, III.6.)
- l'apparition de fréquences basses.

Nous attribuons ces fréquences basses à l'existence de phénomènes paramétriques.

Une étude théorique des non linéarités s'avère nécessaire.

#### 2°) Amplification n°2 [5]

Nous donnons figure III.7., les courbes théorique et expérimentale de réponse de ce dispositif. On mesure une fréquence centrale de 1,379 GHz en bon accord avec les indications du constructeur  $f_0 = 1,3$  GHz.

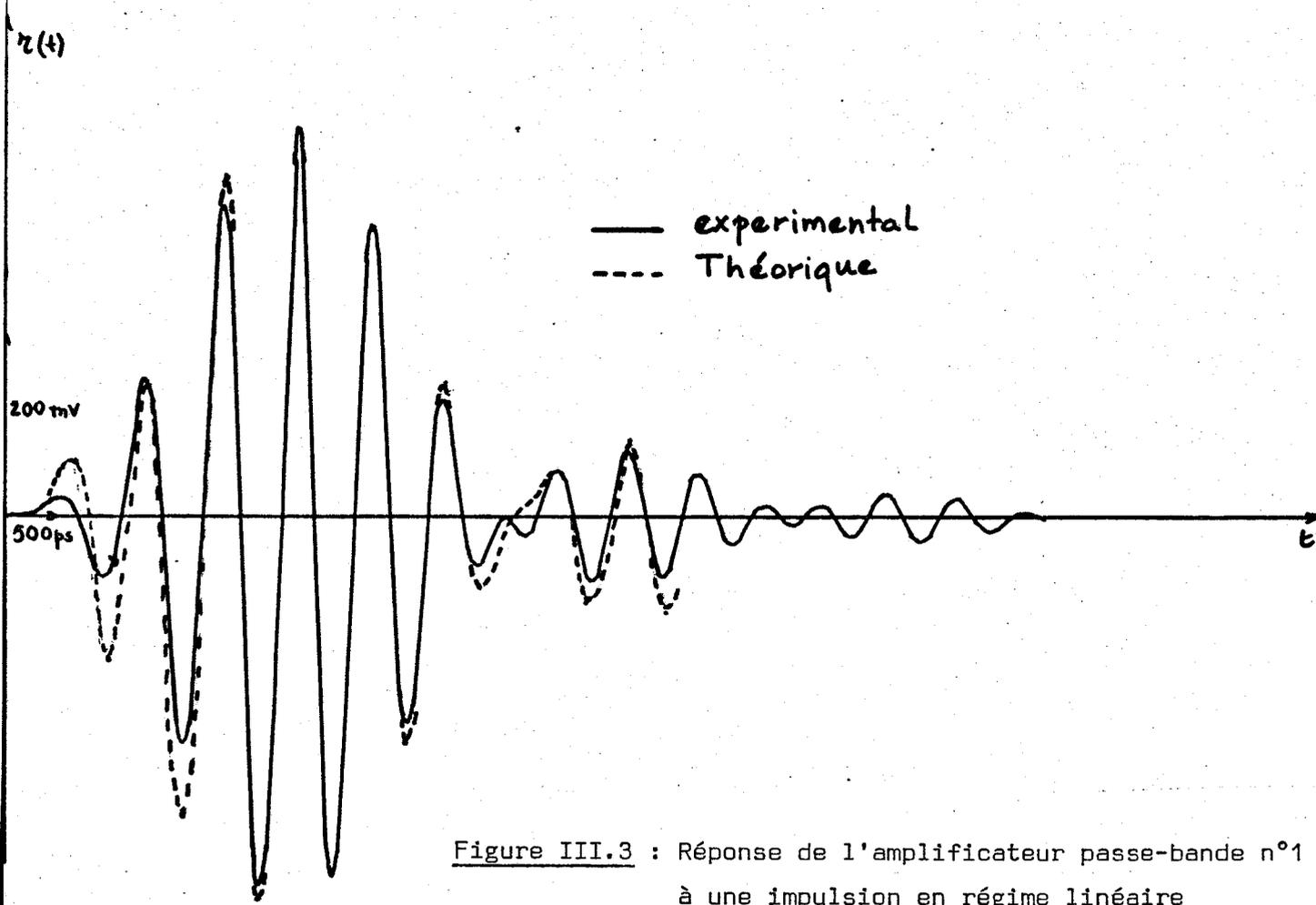


Figure III.3 : Réponse de l'amplificateur passe-bande n°1 à une impulsion en régime linéaire

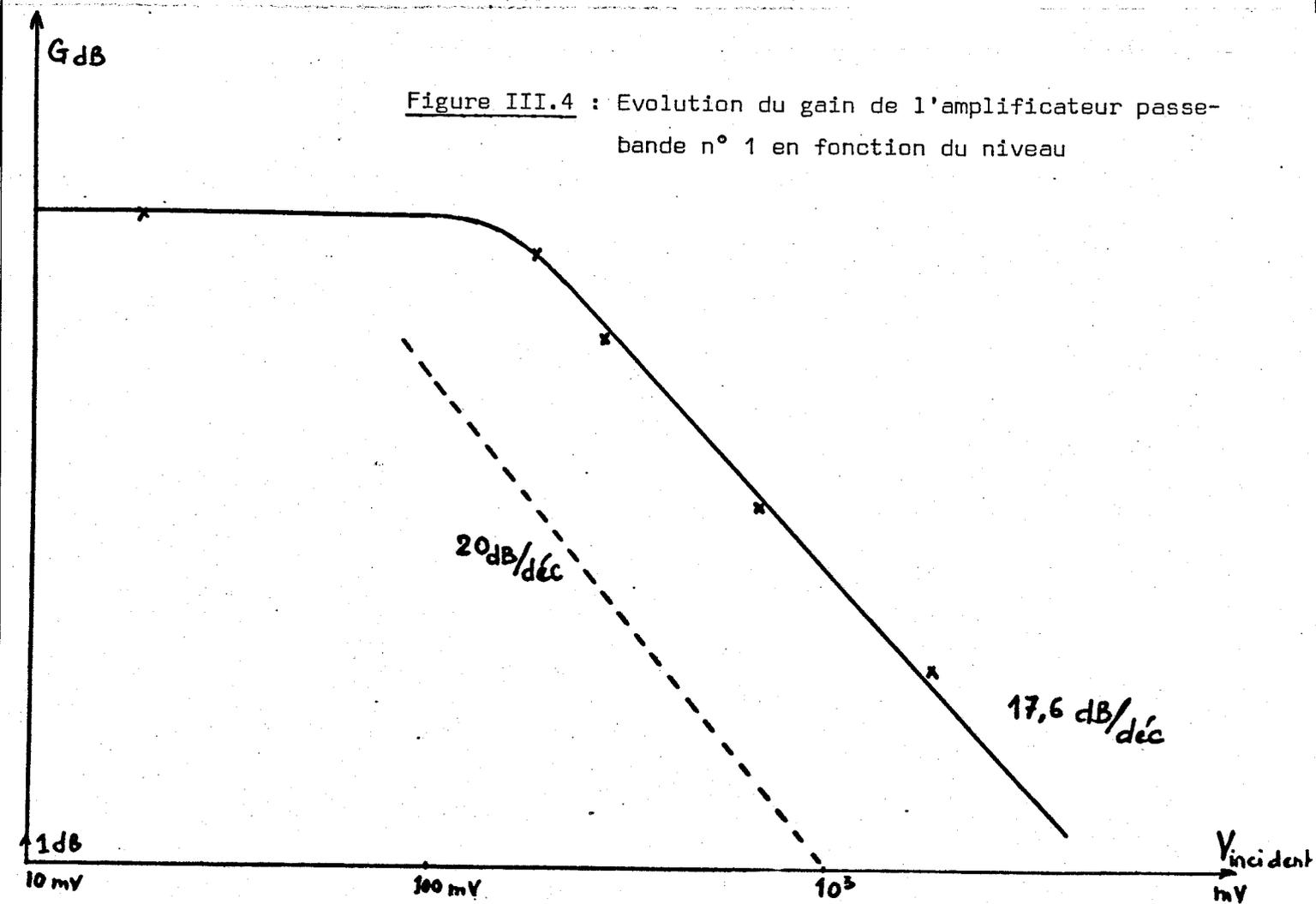


Figure III.4 : Evolution du gain de l'amplificateur passe-bande n° 1 en fonction du niveau

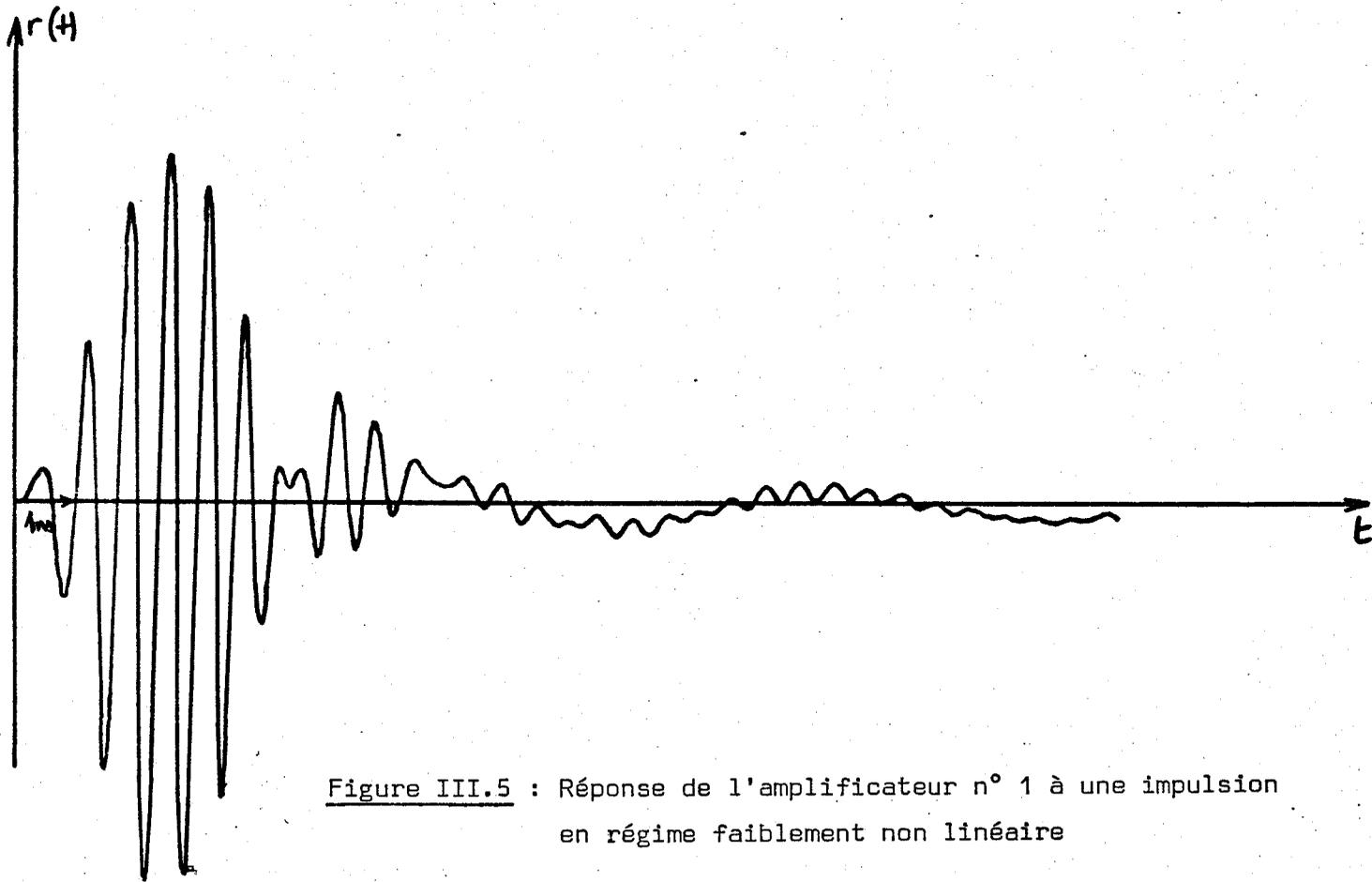


Figure III.5 : Réponse de l'amplificateur n° 1 à une impulsion en régime faiblement non linéaire

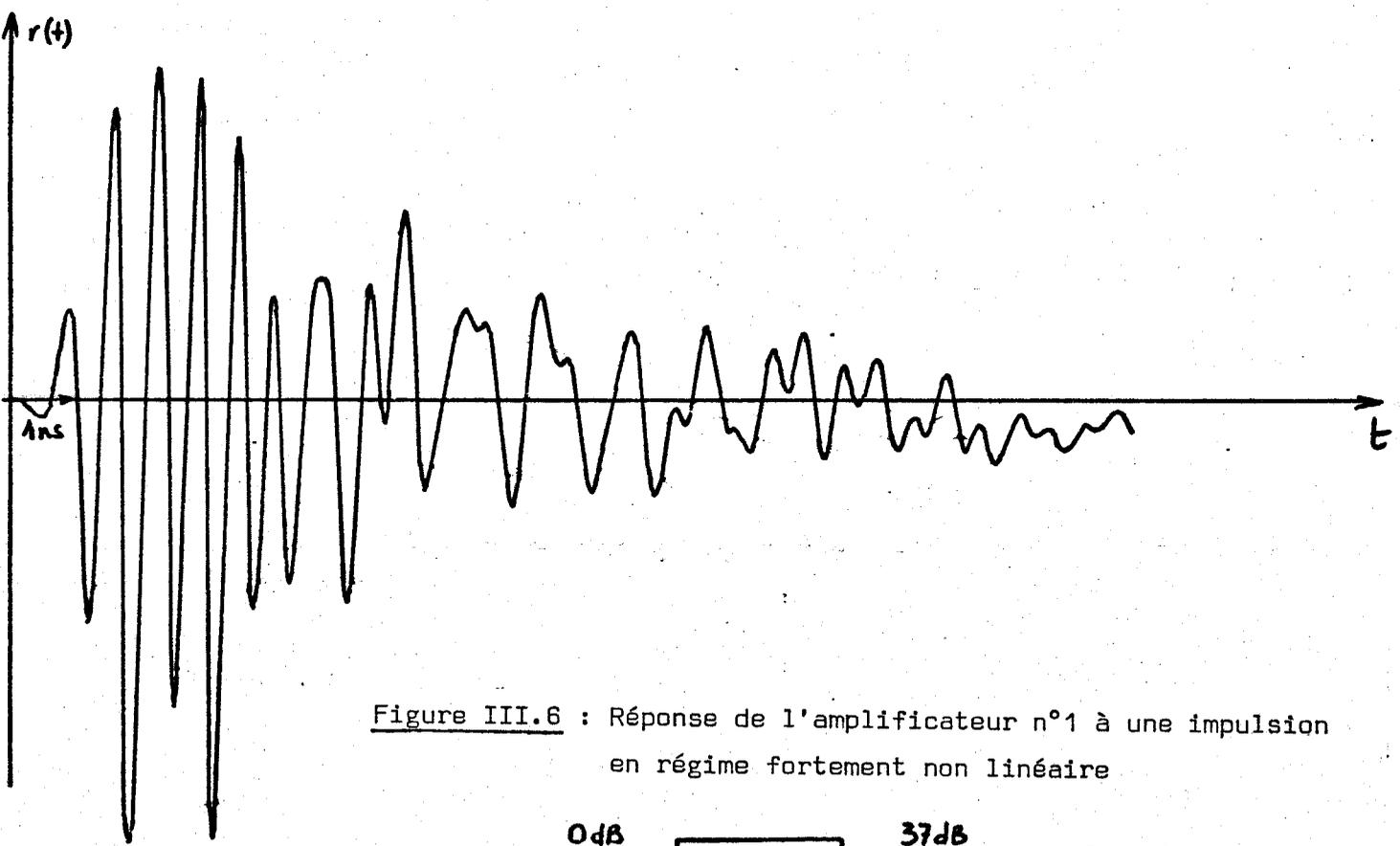
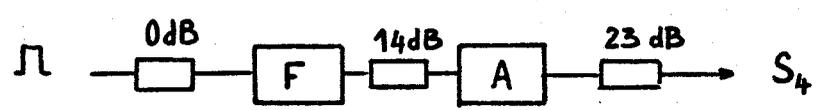
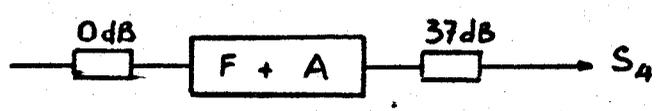


Figure III.6 : Réponse de l'amplificateur n°1 à une impulsion en régime fortement non linéaire



Cet amplification présente la particularité d'être muni d'un linéariseur que l'on peut mettre en service ou hors service. Nous avons pu étendre son influence sur le fonctionnement en régime non linéaire. Les résultats sont donnés fig. III.8. On observe une diminution de gain de 1 dB pour un niveau d'entrée de 225 mV sans linéariseur, de 450 mV avec linéariseur.

Nous présentons fig. III.9. les réponses obtenues dans les deux cas. Remarquons que le linéariseur est sans influence notable sur la fréquence centrale et la bande passante.

### 3°) Amplification n°3

Il s'agit d'un dispositif fonctionnant par transposition de fréquence [3]. Nous donnons fig. III.10, les courbes théorique et expérimentale que nous avons obtenues. On mesure une fréquence centrale de 1,388 GHz et une bande passante de 677,25 MHz en bon accord avec les résultats de l'étude fréquentielle ( $f_0 = 1,5$  GHz,  $B = 680$  MHz). Le gain étant voisin de l'unité.

Pour ce dispositif nous avons entrepris une étude en régime non linéaire. Il s'avère que les non linéarités se manifestent très tôt

### 4°) Amplification n°4

Il s'agit d'un tube à ondes progressives fabriqué par la C.S.F. Nous présentons figure III.11. les réponses expérimentale et théorique. On obtient une fréquence centrale de 1,45 GHz, un gain de 17,6 dB en bon accord avec les indications du constructeur. Nous remarquons en particulier que la réponse est symétrique ce qui suppose que le temps de groupe est constant.

5°) Remarque : D'autres dispositifs ont été étudiés en particulier un amplificateur à diode BARITT fonctionnant à  $f_0 = 6,8$  GHz avec un gain de 24 dB pour  $I_0 = 20$  mA.

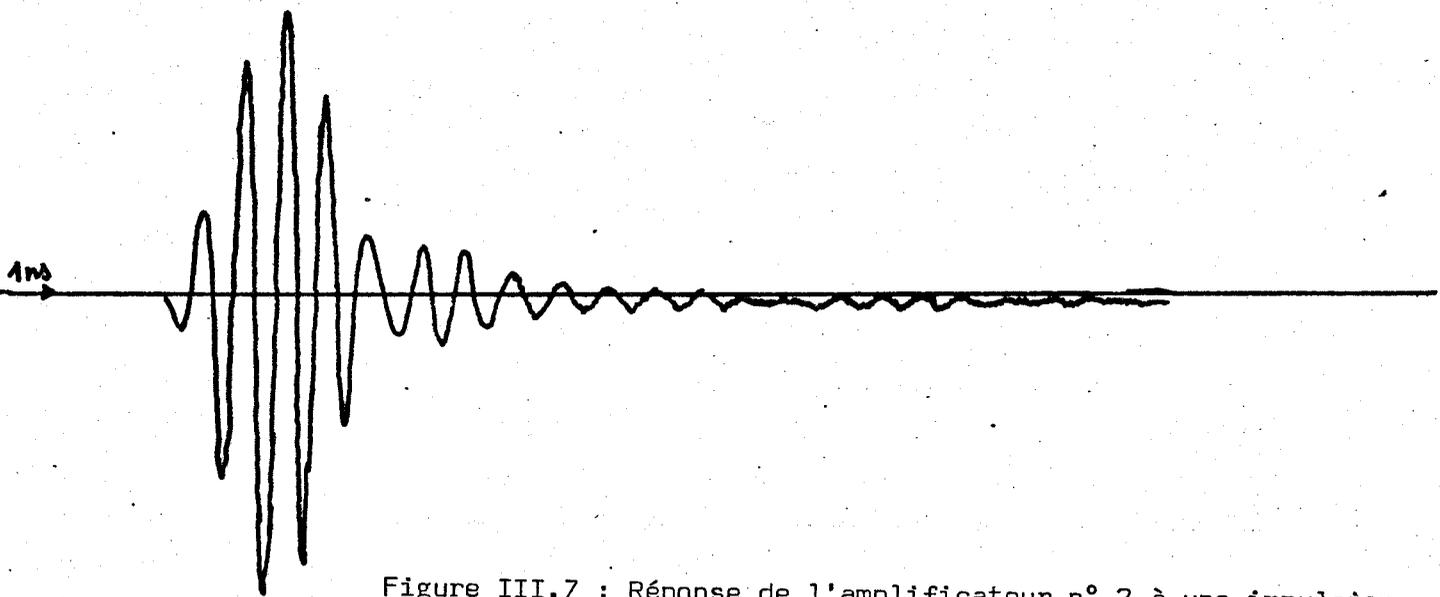
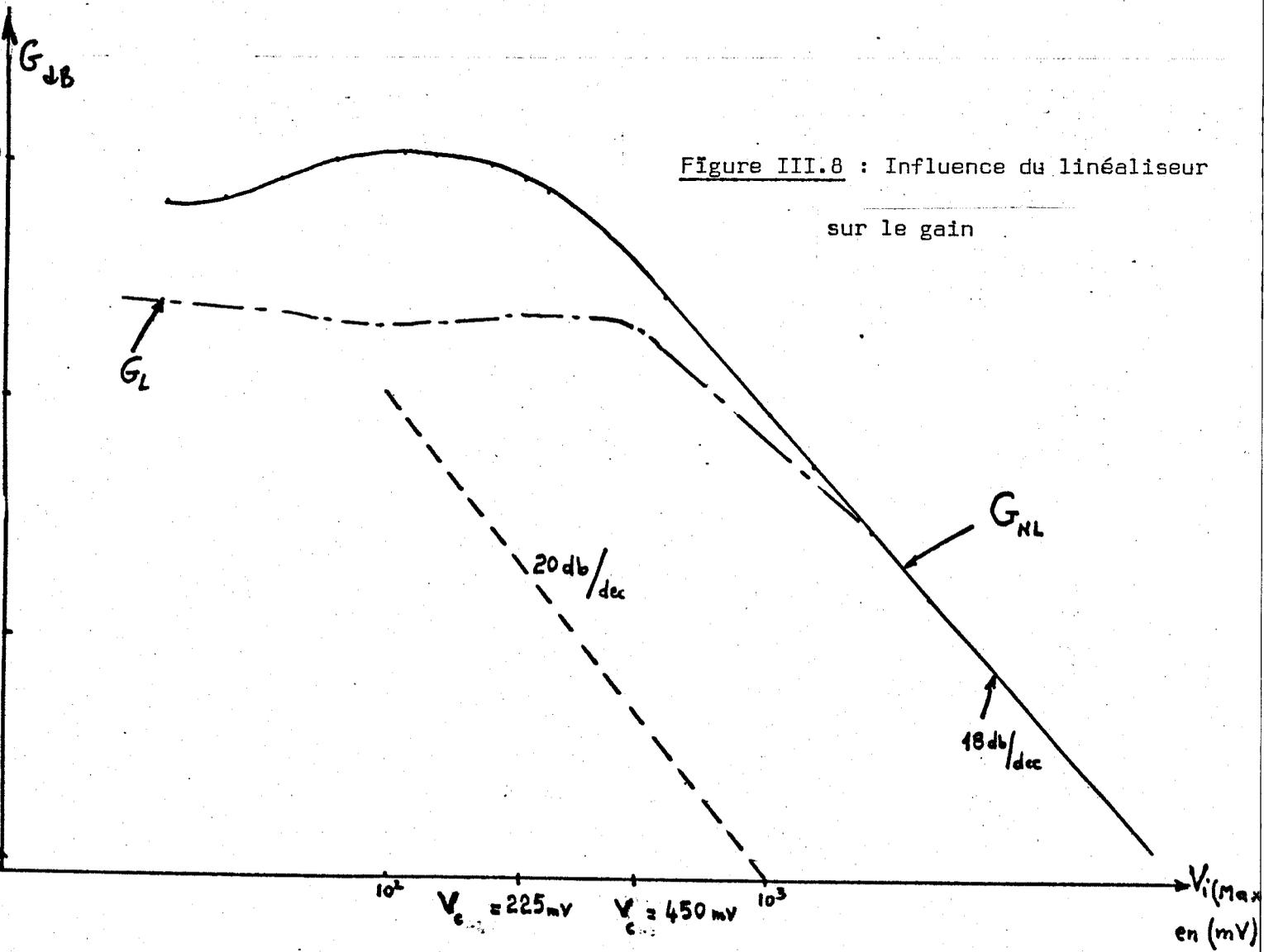


Figure III.7 : Réponse de l'amplificateur n° 2 à une impulsion en régime linéaire



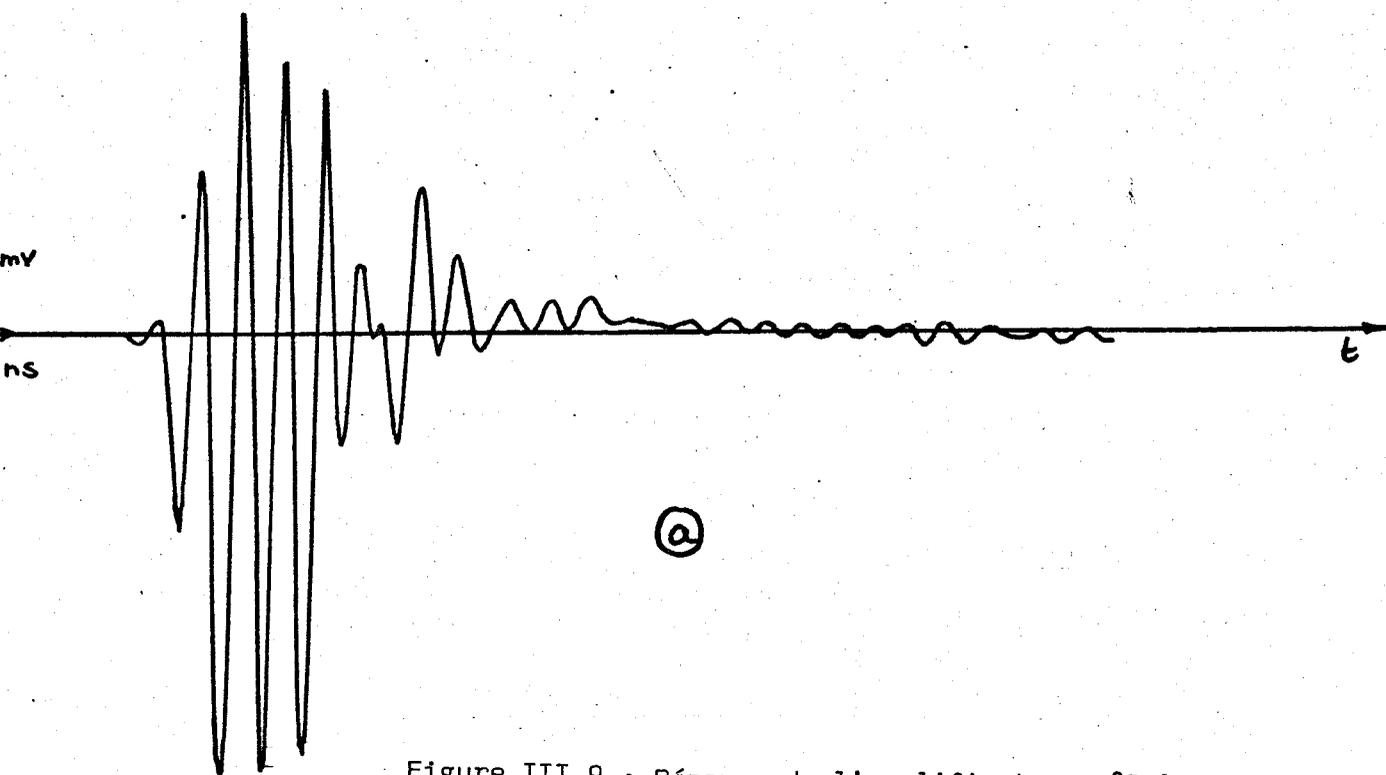


Figure III.9 : Réponse de l'amplificateur n°2 à une impulsion

a) avec linéaliseur

b) sans linéaliseur

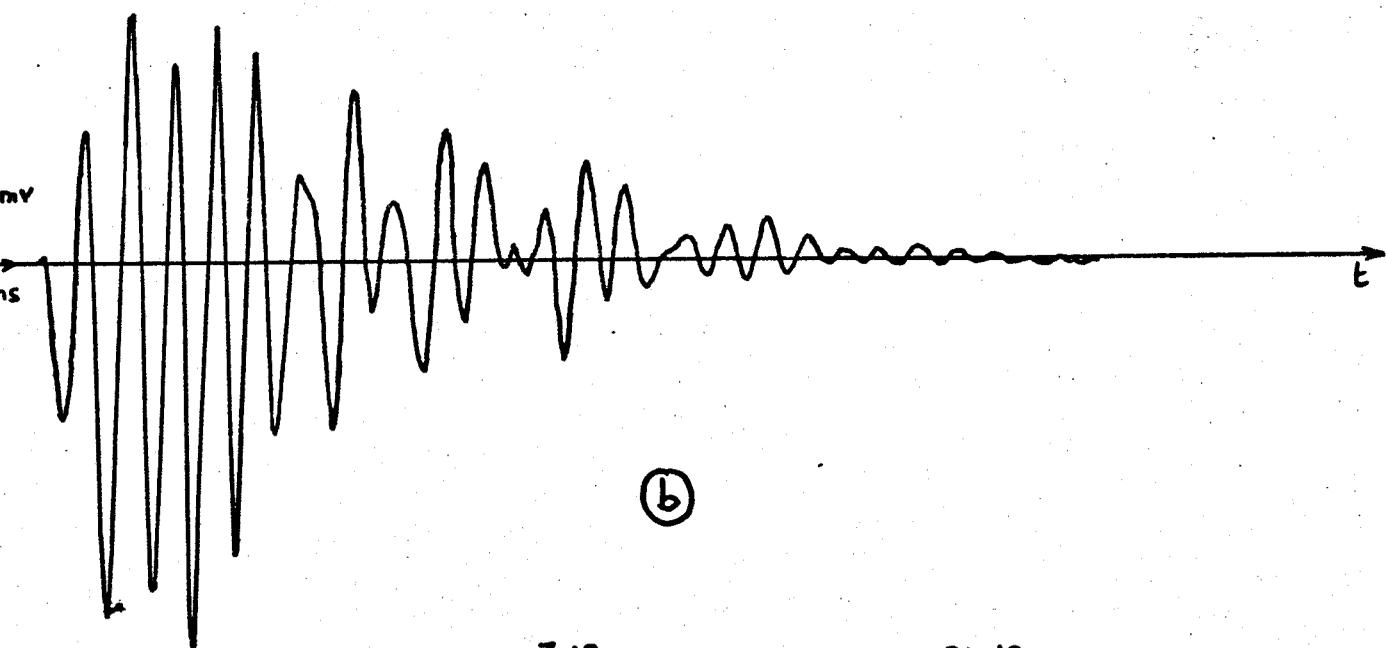


Fig:

Figure III.10 : Réponse de l'amplificateur n° 3 (avec transposition) à une impulsion en régime linéaire

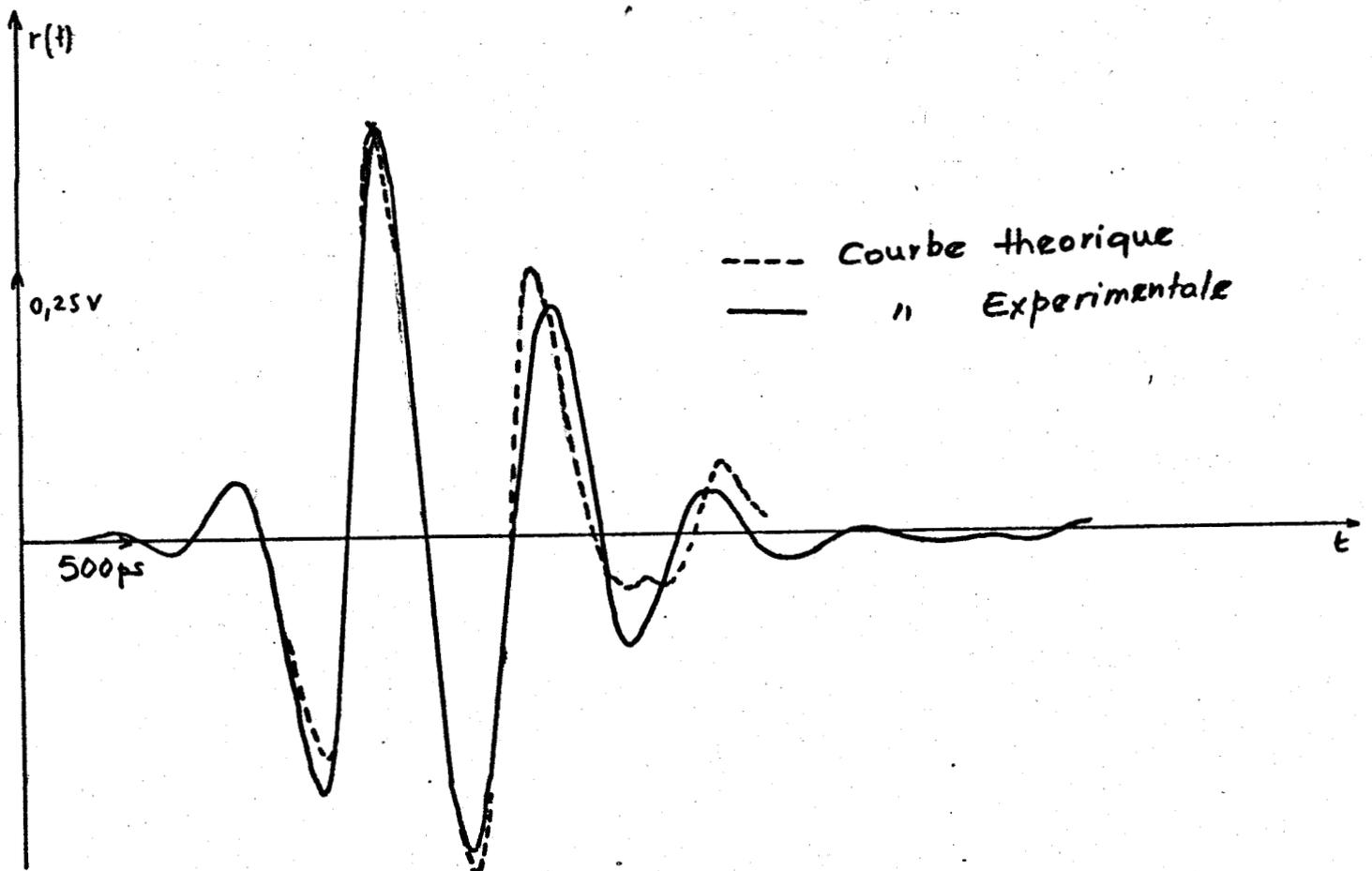
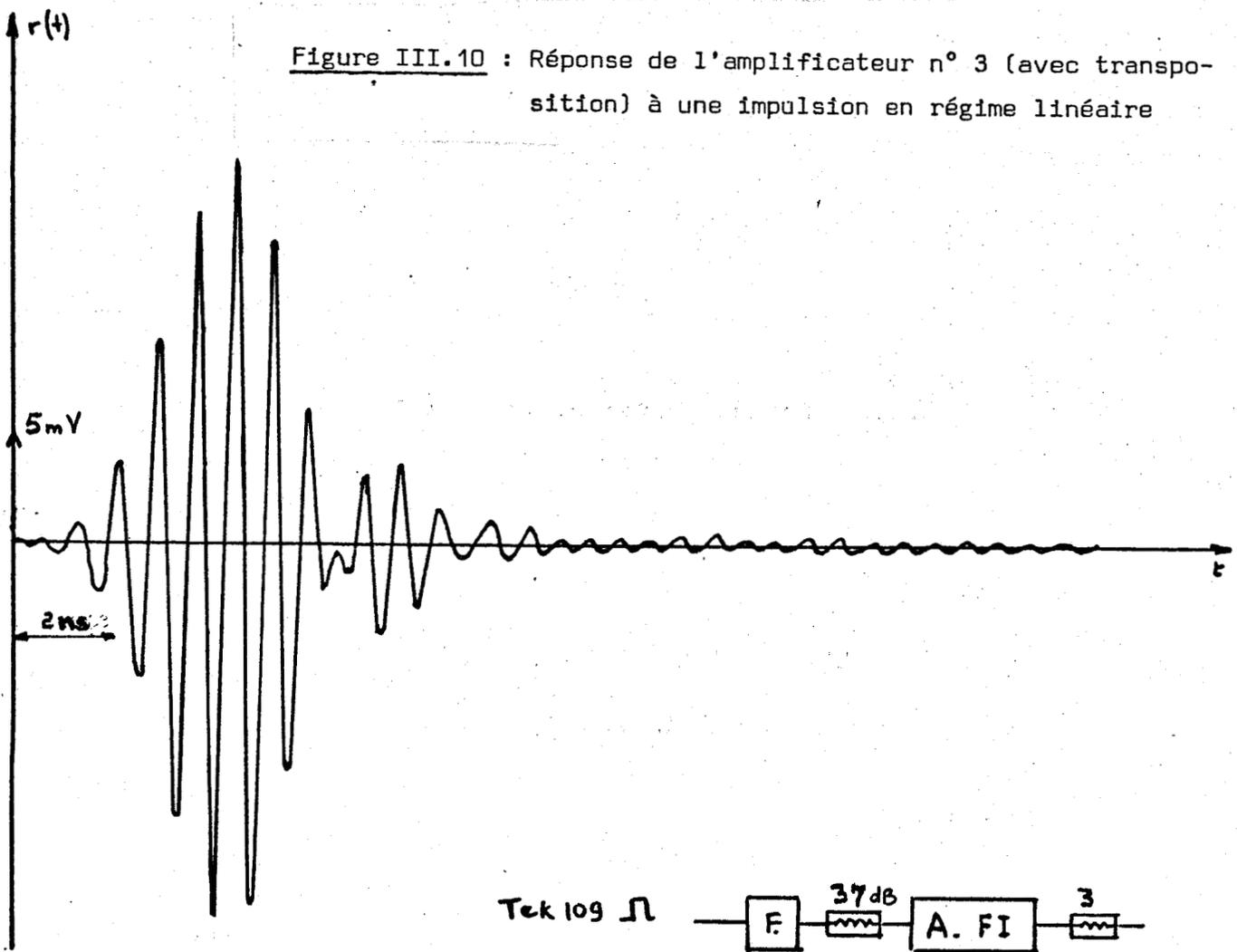


Figure III.11 : Réponse du T.P.O 1-2 GHz à une impulsion

## C O N C L U S I O N

Au cours de ce travail, nous avons mis au point un dispositif de mesure, dans le domaine temporel, des caractéristiques des dispositifs hyperfréquences étudiés en transmission et en réflexion. Par ailleurs, nous avons contribué à améliorer la connaissance de l'influence des différents paramètres sur le fonctionnement grâce à une étude analytique que nous avons complétée par une étude numérique originale sur ordinateur. Enfin, nous avons vérifié la validité de notre mode d'étude en considérant différents dispositifs hyperfréquences de constitutions et de caractéristiques très diverses.

Bien que cette étude demeure incomplète, elle nous a cependant permis de mettre en évidence l'intérêt de la méthode, de montrer sa faisabilité et de préciser ses limites d'applications. Son intérêt réside d'une part dans la simplicité et le faible coût du dispositif de mesure et d'autre part dans la "richesse" des informations obtenues. Ainsi à l'aide d'un simple générateur, il est possible d'obtenir en une seule mesure des informations sur une gamme de fréquences comprise entre 0 et 18 GHz. La richesse des informations obtenues et l'imperfection des éléments du montage nécessitent l'utilisation d'une calculatrice numérique, dont l'usage tend d'ailleurs à se généraliser en Laboratoire. Par ailleurs, la technologie limite l'importance du domaine d'étude que l'on peut envisager. En particulier, les caractéristiques actuelles des générateurs d'impulsion (tension maximale et temps de montée) ne permettent pas d'obtenir des résultats très précis pour des fréquences supérieures à 18 GHz pour lesquelles le rapport signal sur bruit devient médiocre.

En résumé, les résultats de cette étude nous paraissent encourageants et très prometteurs. Cependant, une étude plus précise sur ordinateur paraît nécessaire afin d'exploiter toutes les informations contenues dans la réponse des dispositifs. En particulier, il conviendrait d'effectuer une étude plus approfondie des conversions ainsi que des phénomènes paramétriques et non linéaires que nous avons mis en évidence expérimentalement. Nous proposons la poursuite de ce travail dans cette direction.

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] NICOLSON and ROSS  
I.E.E.E. Trans. Instrum. Meas.vol. IM.19, pp. 377-382, nov. 1970.
- [2] ATHANASIOS PAPOULIS  
"The Fourier Integral and its application."  
Mc Graw Hill Electronic Sciences Series.
- [3] P.A. ROLLAND, J.L. VATERKOWSKI, E. CONSTANT and G. SALMER  
"New mode of operation for avalanche diodes : frequency multiplication and up conversion". I.E.E.E. M.T.T. Nov. 76.
- [4] AL. SPATARU  
"Théorie de la transmission de l'information"  
Vol. 1, Masson Edit.
- [5] P. HILLION  
Linéarisation des amplificateurs hyperfréquences pour des signaux à multiplexe.
- [6] S.T. OGLETREE and V. MAKIOS  
Short Papers I.E.E.E. Trans. Inst.MeasVol. IM-21, n°2, mai 1972.

