

N° d'ordre:

1998
448
Exclu du Trêt

THESE



présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Isabelle HOCHART

**ETUDE DE LA DIAPHONIE ENTRE CONDUCTEURS
ELABORATION D'UNE METHODE DE CARACTERISATION DE
COMPOSANTS NON LINEAIRES - APPLICATION A L'ETUDE
DES EFFETS ENGENDRES PAR UNE PERTURBATION
HARMONIQUE SUR DES CIRCUITS LOGIQUES**

Exemplaire Provisoire

Soutenance prévue le 28 Mai 1998, devant la Commission d'Examen

Membres du jury: MM. G. ROJAT
M. THOLOMIER
B. DEMOULIN
Y. NGUYEN

Rapporteur
Rapporteur
Directeur de thèse
Co-directeur de thèse

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
-----------------------------	---

Chapitre I

ETUDE DU COUPLAGE ENTRE CONDUCTEURS

INTRODUCTION.....	6
I-1 CHOIX DU MODELE - HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	7
<i>I-1-1 CONFIGURATION DE TYPE BOUCLE.....</i>	<i>7</i>
<i>I-1-2 CONFIGURATION DE TYPE LIGNE</i>	<i>8</i>
I-2 DETERMINATION DES GRANDEURS PHYSIQUES DU MODELE EQUIVALENT	10
<i>I-2-1 DETERMINATION DE LA RESISTANCE.....</i>	<i>10</i>
<i>I-2-2 DETERMINATION DE LA MUTUELLE INDUCTANCE.....</i>	<i>12</i>
<i>1-2-2-1 Mutuelle inductance partielle</i>	<i>12</i>
<i>1-2-2-2 Mutuelle inductance entre deux boucles de géométrie complexe.....</i>	<i>15</i>
<i>I-2-3 DETERMINATION DE LA SELF-INDUCTANCE.....</i>	<i>17</i>
<i>1-2-3-1 Inductance partielle</i>	<i>17</i>
<i>1-2-3-2 Self-inductance d'une boucle de géométrie complexe:.....</i>	<i>19</i>
<i>I-2-4 CONDUCTEURS EN PRESENCE D'UN PLAN DE MASSE</i>	<i>20</i>
<i>I-2-5 DETERMINATION DE LA CAPACITE.....</i>	<i>22</i>
I-3 APPLICATIONS.....	26
<i>I-3-1 OPTIMISATION D'UN SYSTEME DE TELEALIMENTATION</i>	<i>26</i>
<i>I-3-2 REPONSE IMPULSIONNELLE D'UNE CARTE CHARGEE SUR DES COMPOSANTS NON LINEAIRES.....</i>	<i>30</i>

I-3-3 BOUCLE ET LIGNE DE TRANSMISSION	34
1-3-3-1 Description du circuit.....	34
1-3-3-2 Validation du modèle de couplage (impédances linéaires).....	36
1-3-3-3 Circuit chargé sur des portes logiques:.....	40
CONCLUSION	44

Chapitre II

**METHODE DE CARACTERISATION DE COMPOSANTS NON LINEAIRES -
APPROCHE THEORIQUE DU PHENOMENE DE TRANSPOSITION DE
FREQUENCE**

INTRODUCTION	47
II-1 PRINCIPE ET MISE EN ŒUVRE DE LA CARACTERISATION	48
II-1-1 PRINCIPE	48
II-1-2 MISE EN ŒUVRE	53
11-1-2-1 Caractérisation statique.....	53
11-1-2-2 Caractéristiques dynamiques	54
11-1-2-3 Détermination du modèle.....	57
11-1-2-3 Introduction dans le simulateur non linéaire SABER	61
II-2 APPLICATION SUR UN MELANGEUR – APPROCHE THEORIQUE DU PHENOMENE DE CONVERSION DE FREQUENCE	65
II-2-1 PRINCIPE	65
II-2-2 APPROCHE PAR LA THEORIE DU MELANGE	69
II-2-3 REPONSES DU MELANGEUR OBTENUES GRACE A LA METHODE DE CARACTERISATION DE COMPOSANT ET AU SIMULATEUR NON-LINEAIRE	74
CONCLUSION:	79

Chapitre III

**APPLICATION DE LA METHODE DE CARACTERISATION – ETUDE DE CIRCUITS
INTEGRES DE TYPE CMOS SOUMIS A UNE PERTURBATION HARMONIQUE**

INTRODUCTION	82
III-1 CHOIX ET CARACTERISATION DES COMPOSANTS	86
III-1-1 LE MICROCONTROLEUR	86
<i>III-1-1-1 Choix et programmation</i>	<i>86</i>
<i>III-1-1-2 Caractérisation du port P1.0</i>	<i>88</i>
III-1-2 LA MEMOIRE EPROM EXTERNE:	92
<i>III-1-2-1 Choix et programmation:</i>	<i>92</i>
<i>III-1-2-2 Caractérisation de la sortie O₀:</i>	<i>93</i>
III-2 MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE DETECTION	95
III-2-1 DESCRIPTION DU SYSTEME DE TEST	97
III-2-2 PRESENTATION DES RESULTATS	99
III-3 MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE TRANSPOSITION	110
III-3-1 DESCRIPTION DU SYSTEME DE TEST	110
III-3-2 ESSAIS PRELIMINAIRES – ANALYSE QUALITATIVE	112
III-3-3 ANALYSE QUANTITATIVE:	116
<i>III-3-3-1 Mise en œuvre de la simulation:</i>	<i>116</i>
<i>III-3-3-2 Présentation des résultats:</i>	<i>119</i>
III-3-3-2-1 Mise en évidence de l'inversion de courant:	119
III-3-3-2-2 Influence du dispositif dans la bande FM:.....	125
III-3-3-2-3 Effet d'un perturbateur de fréquence 950MHz:.....	127
CONCLUSION:	128

CONCLUSION GENERALE	129
BIBLIOGRAPHIE	132
ANNEXE	137

INTRODUCTION GENERALE

Tout dispositif électronique est sensible vis à vis d'agressions provenant de l'environnement électromagnétique (foudre, émetteurs de radiodiffusion, radiotéléphones, radars, ...), l'effet d'une perturbation pouvant se manifester par un dysfonctionnement voire même par la destruction des composants passifs ou actifs qu'il contient.

Le développement sans cesse croissant de l'électronique dans tous les domaines d'application a donc nécessité l'instauration d'une réglementation visant à garantir la compatibilité électromagnétique (C.E.M.) des équipements c'est à dire leur aptitude à fonctionner normalement dans un environnement électromagnétique donné sans produire eux-mêmes des perturbations intolérables pour les appareils se trouvant à proximité .

Aujourd'hui, il est par conséquent impératif de vérifier la C.E.M. d'un circuit dès sa conception non seulement pour garantir ses performances de fonctionnement mais aussi pour respecter la réglementation en vigueur dans chaque pays.

Le concepteur doit ainsi veiller à réduire:

- les perturbations conduites ou rayonnées sur les autres systèmes ;
- la sensibilité du système vis à vis des émissions provenant d'autres équipements ;
- l'autoperturbation de l'équipement c'est à dire le rayonnement involontaire du système sur lui-même.

La diaphonie affecte l'ensemble de ces phénomènes. En effet, prenons l'exemple d'un équipement possédant une carte imprimée située à proximité d'un câble le reliant à un autre système. Des perturbations externes (ex : signal radar) venues se coupler sur la ligne de transmission peuvent être induites sur le circuit imprimé. Les non linéarités généralement présentées par les composants connectés sur les pistes peuvent alors engendrer une multitude de fréquences résultant du produit d'intermodulation entre les signaux utile et perturbateur. Le

spectre du signal utile ainsi transposé autour de la fréquence du perturbateur peut être très étendu. Il est par conséquent susceptible de perturber le système lui-même. Par ailleurs, si on se place dans un voisinage plus lointain et si la fréquence du perturbateur est élevée, cette dernière se comporte alors véritablement comme une fréquence porteuse modulée par un signal à large spectre et pollue ainsi notablement l'environnement. La façon dont va réagir les composants vis à vis des perturbations est donc déterminante d'une part pour la sensibilité globale d'un système et, d'autre part, pour son rayonnement.

Il paraît donc nécessaire d'étudier conjointement la diaphonie entre des conducteurs et le comportement des composants non linéaires.

Des codes de calcul électromagnétique tels que N.E.C. (Numerical Electromagnetic Code) [1] basés sur l'utilisation de méthodes numériques telles que la méthode des moments ou la méthode des éléments finis permettent de quantifier précisément le couplage électromagnétique entre des conducteurs, en particulier des pistes de circuit imprimé. Mais ceux-ci présentent des temps de calcul relativement longs et n'autorisent pas la connexion de charges non linéaires.

D'autres simulateurs tels que SPICE ou SABER admettent des charges non linéaires mais ne prennent pas en compte la diaphonie entre les conducteurs. Par ailleurs, les modèles de composants proposés semblent insuffisants pour des perturbateurs dont la fréquence est en dehors de la bande passante nominale du composant. Ainsi, l'effet de détection des diodes de protection d'une porte NAND soumise, par exemple, à l'illumination d'un radar n'est pas prédit.

Pour répondre au mieux aux besoins en matière de simulateurs orientés C.E.M. d'une part et, d'autre part, pour prédire le comportement des circuits dits "actifs" en dehors de leur bande de fréquence nominale, nous avons suivi les axes suivants:

- rechercher un modèle approché facilement intégrable dans des simulateurs de réseaux non linéaires pour l'étude de la diaphonie entre des conducteurs chargés sur des composants non linéaires. Le concepteur aurait ainsi une estimation rapide des tensions et courants induits aux différents points du circuit.

- développer et mettre en œuvre une méthode de caractérisation permettant, d'une part, de compléter les bibliothèques de composants disponibles sur les simulateurs de circuits et, d'autre part, de caractériser plus finement les composants pour une étude hors bande.

- d'associer les modèles et les résultats des méthodes de caractérisation proposées afin de les valider expérimentalement.

Concernant l'étude de la diaphonie (CHAPITRE I), la recherche d'un modèle simple adapté à toutes les configurations possibles de couplage n'est pas aisée. Selon les cas à traiter, le choix du modèle à utiliser est essentiellement guidé d'après l'expérience du concepteur. En effet, dans des applications de type électronique de puissance, par exemple, les conducteurs peuvent être disposés de manière quelconque dans un espace à trois dimensions : le formalisme des lignes ne convient pas car la distance entre les conducteurs varie d'une part, et, d'autre part, est généralement plus grande que la longueur d'onde. Moyennant quelques approximations, des résultats approchés peuvent être obtenus à l'aide de méthodes analytiques. Cette approche, moins coûteuse en temps de calcul, conduit à la détermination d'un schéma électrique simple facilement intégrable dans SABER pour l'étude du couplage magnétique. Nous l'appliquons:

- en régime impulsionnel sur circuit constitué de deux cartes disposées de façon quelconque dans l'espace ;

- sur un système de téléalimentation développé en partenariat avec le LETI.

Ces deux applications mettront en évidence les limitations de cette modélisation.

Dans d'autres circonstances (ex: conducteurs de type bus), il est nécessaire de prendre en considération les effets liés au couplage électrique: l'analyse est alors conduite au moyen de la théorie des lignes.

Concernant l'étude du comportement des composants non linéaires, une méthode de caractérisation large bande a été mise en œuvre (CHAPITRE II). Le composant est considéré comme une « boîte noire » dont l'impédance varie suivant le point de polarisation. Cette méthode est donc basée sur la mesure en petit signal de l'impédance complexe du composant pour différents points de polarisation. Ces impédances linéaires sont ensuite

introduites dans le simulateur SABER. Celui-ci dispose d'un langage spécifique, le langage MAST, permettant l'écriture directe d'équations différentielles. Le régime grand signal est reconstitué en faisant commuter chacune des impédances suivant la tension appliquée. Par une comparaison avec l'expérience, nous montrerons que cette méthode permet en particulier de caractériser les composants en hors bande.

Elle sera appliquée à l'étude du comportement de circuits intégrés (de technologie CMOS) soumis à une perturbation harmonique radiofréquence (RF) (CHAPITRE III). Deux phénomènes particulièrement importants du point de vue de la C.E.M. seront mis en évidence sur un microcontrôleur et une mémoire: l'un relatif la susceptibilité du système se traduit par l'apparition d'une tension continue sur l'entrée du composant; l'autre relatif à son rayonnement provoque un mélange entre le signal utile (signal logique) et le signal perturbateur. Nous verrons que ce dernier effet n'est pas dû aux diodes de protection placées à l'entrée du circuit mais simplement au changement d'impédance intervenant lors de la commutation des circuits logiques. En ce sens, il se distinguera des phénomènes de mélange habituellement observés sur de tels composants.

CHAPITRE I:

ETUDE DU COUPLAGE ENTRE CONDUCTEURS

Chapitre 1

ETUDE DU COUPLAGE ENTRE CONDUCTEURS

INTRODUCTION	6
I-1 CHOIX DU MODELE - HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES.....	7
<i>1-1-1 CONFIGURATION DE TYPE BOUCLE.....</i>	<i>7</i>
<i>1-1-2 CONFIGURATION DE TYPE LIGNE.....</i>	<i>8</i>
I-2 DETERMINATION DES GRANDEURS PHYSIQUES DU MODELE EQUIVALENT.....	10
<i>1-2-1 DETERMINATION DE LA RESISTANCE.....</i>	<i>10</i>
<i>1-2-2 DETERMINATION DE LA MUTUELLE INDUCTANCE.....</i>	<i>12</i>
<i>1-2-2-1 Mutuelle inductance partielle</i>	<i>12</i>
<i>1-2-2-2 Mutuelle inductance entre deux boucles de géométrie complexe.....</i>	<i>15</i>
<i>1-2-3 DETERMINATION DE LA SELF-INDUCTANCE.....</i>	<i>17</i>
<i>1-2-3-1 Inductance partielle.....</i>	<i>17</i>
<i>1-2-3-2 Self-inductance d'une boucle de géométrie complexe:</i>	<i>19</i>
<i>1-2-4 CONDUCTEURS EN PRESENCE D'UN PLAN DE MASSE.....</i>	<i>20</i>
<i>1-2-5 DETERMINATION DE LA CAPACITE.....</i>	<i>22</i>
I-3 APPLICATIONS	26
<i>1-3-1 OPTIMISATION D'UN SYSTEME DE TELEALIMENTATION.....</i>	<i>26</i>
<i>1-3-2 REPOSE IMPULSIONNELLE D'UNE CARTE CHARGEE SUR DES COMPOSANTS NON LINEAIRES</i>	<i>30</i>
<i>1-3-3 BOUCLE ET LIGNE DE TRANSMISSION</i>	<i>34</i>
<i>1-3-3-1 Description du circuit.....</i>	<i>34</i>
<i>1-3-3-2 Validation du modèle de couplage (impédances linéaires).....</i>	<i>36</i>
<i>1-3-3-3 Circuit chargé sur des portes logiques:.....</i>	<i>40</i>
CONCLUSION.....	44

INTRODUCTION

Afin d'éviter un surcoût de production dû à une mise au norme tardive, il est intéressant, dès la phase de conception, de vérifier la C.E.M. d'un circuit. Pour ce faire, de nombreux logiciels ont été développés. Ceux-ci résultent généralement de l'association d'un code de calcul électromagnétique et d'un simulateur de réseaux non linéaire. Ils permettent d'étudier précisément le comportement du circuit mais sont généralement difficiles à mettre en œuvre: le concepteur ne peut notamment pas voir rapidement l'influence d'une modification de la géométrie sur les effets de diaphonie. C'est pourquoi, dans ce premier chapitre, nous nous sommes attachés à rechercher des modèles simples permettant de chiffrer rapidement le couplage entre des conducteurs chargés sur des impédances linéaires ou non.

Cette recherche ne peut être entreprise qu'au prix d'approximations. Seul le concepteur, guidé par son expérience, est capable de juger des hypothèses simplificatrices à prendre en considération. En effet, celles-ci dépendent de la configuration du circuit.

Ainsi, pour des systèmes d'électronique de puissance ou pour les boucles constituées par les lignes d'alimentation de circuits intégrés et les pistes véhiculant les signaux logiques, par exemple, on peut, en première approximation, négliger le couplage électrique. Par contre, pour des liaisons de type bus ou des câbles multipaires torsadés, cette approximation n'est plus valable: il faut considérer à la fois les couplages électrique et magnétique.

Dans le premier cas ("configuration de type boucle"), le circuit peut être modélisé par un ensemble de circuits couplés. L'étude est menée pour des conducteurs disposés de manière quelconque dans un espace à trois dimensions (cartes dans des fonds de panier, conducteur d'alimentation d'une carte imprimée, jeu de barres d'alimentation,...). Elle s'appuie sur l'approximation quasi-statique. Ce travail a débouché sur deux applications:

- l'élaboration d'un système de télébillétique;
- l'analyse d'un circuit de géométrie complexe connecté sur des composants non linéaires.

Pour la deuxième configuration ("configuration de type ligne"), l'approche de la diaphonie magnétique et capacitive est basée sur la théorie des lignes. L'étude est menée sur des circuits simples (lignes à rubans parallèles et microruban). Elle est appliquée sur une carte imprimée comportant deux circuits logiques.

I-1 CHOIX DU MODELE - HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Cette étude est réalisée pour des circuits constitués d'une succession d'éléments droits pouvant être parcourus par des régimes harmoniques ou transitoires (signal d'horloge, appel de courant d'alimentation de composants logiques ou de puissance en cours de commutation, ...). La configuration du circuit détermine le choix du modèle.

I-1-1 CONFIGURATION DE TYPE BOUCLE

Si on se place dans le cadre de l'approximation quasi-statique c'est à dire si la distribution de courant est considérée constante le long de chaque conducteur (longueur totale des conducteurs inférieure au septième de la longueur d'onde [1-1]), en première approximation, seuls les effets magnétiques peuvent être pris en considération. Les conducteurs constituent alors un ensemble de circuits couplés caractérisés par leur résistance (r) et leur self-inductance (L). Ainsi, deux circuits A et B quelconques constitués d'une succession d'éléments droits (*figure I-1*) peuvent être représentés par le schéma équivalent à constantes localisées de la *figure I-2*.

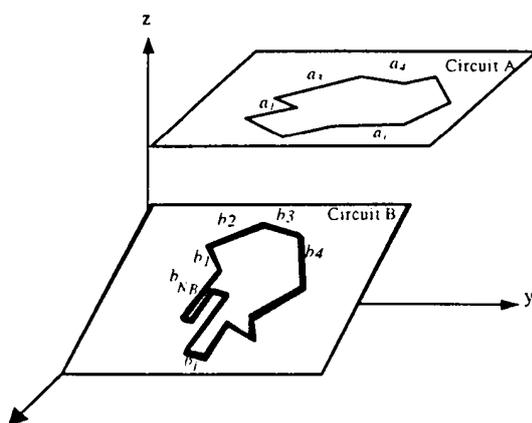


Figure I-1
Circuit de géométrie complexe

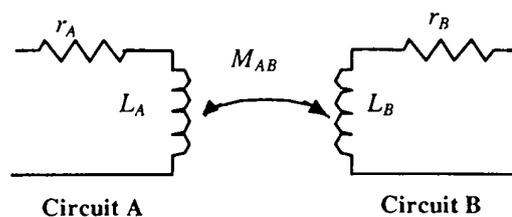


Figure I-2
Schéma électrique équivalent

I-1-2 CONFIGURATION DE TYPE LIGNE

Les phénomènes de propagation ne peuvent plus être négligés. En effet, sous certaines conditions de charge, des conducteurs proches peuvent engendrer des perturbations hautes fréquences dues, entre autre, à des phénomènes d'échos multiples. Les conducteurs se comportent alors comme des lignes de transmission pour lesquelles les notions de temps de propagation d'onde et d'impédance caractéristique doivent être prises en compte. Ces phénomènes peuvent être décrits par la théorie des lignes couplées [1-2]. Si les pertes sont négligées, la ligne peut être modélisée par une succession de cellules (l, c) (Figure I-3).

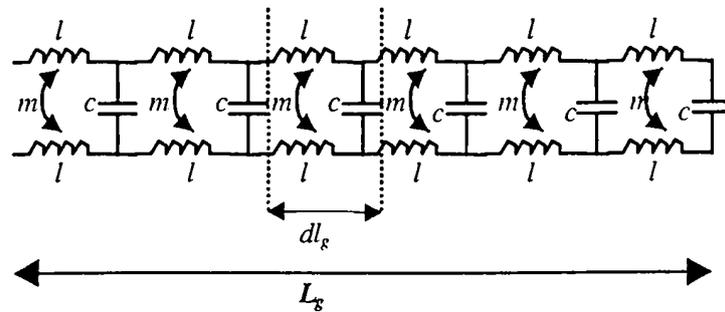


Fig. I-3-a: Cas d'une ligne symétrique (ex: ligne bifilaire)

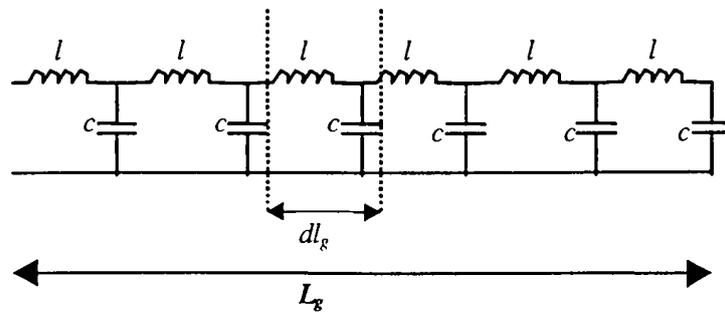


Fig. I-3-b : Cas d'une ligne "dissymétrique" (ex: microruban)

Figure I-3

Schéma équivalent à constantes réparties d'une ligne

l, m et c sont respectivement les selfs, mutuelles et capacités exprimées par unité de longueur

En première approximation, ce modèle à constantes distribuées peut être transformé en un modèle à grandeurs localisées (Figure I-4). La ligne est subdivisée en une succession de N cellules à retard (L,C) d'impédance caractéristique $Z_c = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}}$ et de vitesse de propagation $v = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}C_{eq}}}$. Pour une ligne symétrique $L_{eq}=2*(L-M)$ et $C_{eq}=C$, pour une ligne "dissymétrique" $L_{eq}=L'$ et $C_{eq}=C'$. Le nombre de cellules est d'autant plus grand que la fréquence du signal véhiculé est élevée.

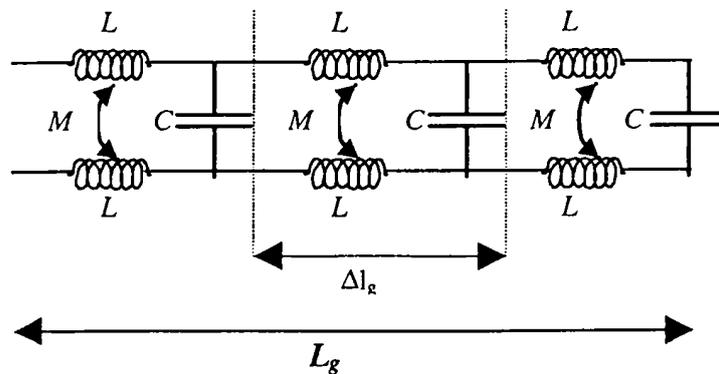


Fig. I-4-a : Cas d'une ligne symétrique (ex : ligne bifilaire)

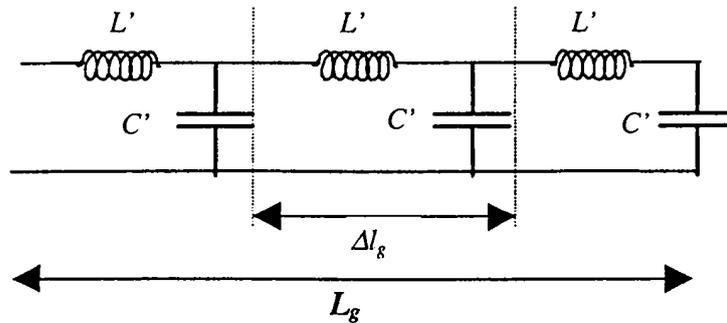


Fig. I-4-b : Cas d'une ligne "dissymétrique" (ex: microruban)

Figure I-4

Circuit à constantes localisées

Dans les deux cas (configuration de type boucle et configuration de type ligne), les self et mutuelles inductances peuvent être calculées, avec une bonne approximation, à partir des formules analytiques développées par Grover et Rosa.

I-2 DETERMINATION DES GRANDEURS PHYSIQUES DU MODELE EQUIVALENT

I-2-1 DETERMINATION DE LA RESISTANCE

La résistance d'un circuit constitué d'une succession d'éléments droits est obtenue en sommant la résistance de chaque élément.

En régime continu, le courant est uniformément réparti dans la section droite des conducteurs . La résistance R par unité de longueur est donnée par :

$$R = \frac{1}{\sigma S} \quad (I-1)$$

où σ est la conductivité du matériau en S/m ($\sigma=5.8.10^7$ S/m pour du cuivre)

S est la surface de la section droite du conducteur en m²

Lorsque la fréquence augmente, la distribution du courant est modifiée par:

- l'effet de proximité : lorsque plusieurs conducteurs sont proches, la distribution du courant dans chaque fil perd sa symétrie sous l'action du champ magnétique créé par ses voisins . Cet effet, négligeable dans le cas de conducteurs rectangulaires [1-1], est difficile à estimer analytiquement pour des fils cylindriques.

- l'effet de peau : la densité de courant devient plus importante à la périphérie du conducteur qu'au centre. Pour un fil rond, on considère que le courant circule presque totalement dans une coque d'épaisseur δ , appelée épaisseur de peau (*Figure I-5*). Elle est donnée par $\delta = \frac{1}{\sqrt{\sigma\mu\pi f}}$, σ et μ étant respectivement la conductivité et la perméabilité du conducteur.

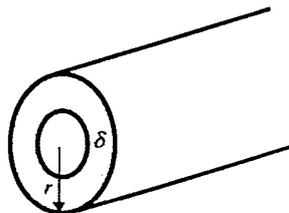


Figure I-5

Répartition du courant dans un fil cylindrique en haute fréquence

L'épaisseur de peau diminuant en fonction de la fréquence (f), la résistance par unité de longueur croît selon la loi [1-3]:

$$R = \frac{1}{\sigma \pi \left(r^2 - (r - \delta)^2 \right)} \quad (I-2)$$

Pour un conducteur rectangulaire tel qu'une piste de circuit imprimé (*Figure I-6*), le calcul de la résistance est plus délicat. En effet, contrairement au cas du fil rond, la répartition du courant n'est plus symétrique.

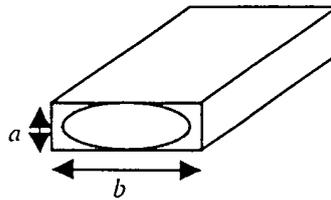


Figure I-6

Répartition du courant dans un fil rectangulaire en haute fréquence

Il peut être effectué simplement en introduisant un facteur correctif K déterminé expérimentalement par Termann [1-1] (*Figure I-7*). Sa valeur est fonction de l'épaisseur de peau δ . La résistance par unité de longueur est alors donnée par :

$$R = K \frac{1}{\sigma S} \quad (I-3)$$

où S est la section transversale du conducteur.

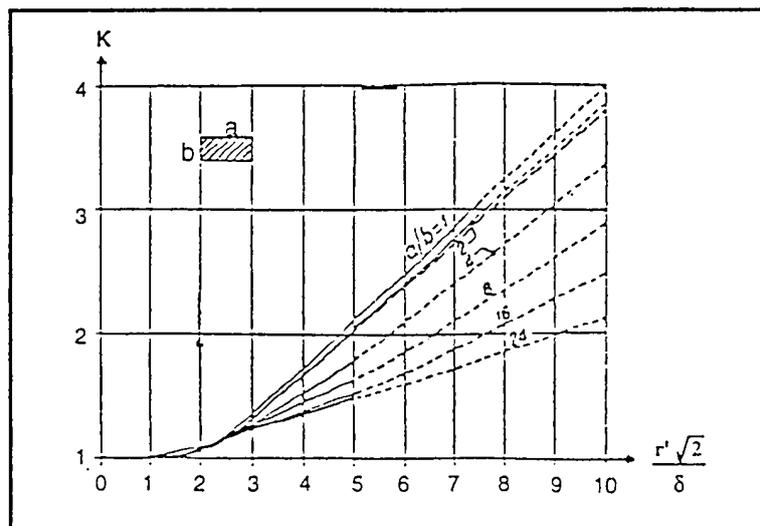


Figure I-7

Facteur correctif de Termann où $r' = \sqrt{\frac{ab}{\pi}}$

I-2-2 DETERMINATION DE LA MUTUELLE INDUCTANCE :

La mutuelle inductance entre deux circuits fermés traduit la réaction d'un des circuits à une variation de flux provoqué par le courant circulant dans son voisin. Cette notion est toujours attachée à des circuits fermés. Toutefois, il est possible d'assigner une mutuelle inductance entre chaque portion rectiligne du circuit en introduisant la notion de mutuelle inductance partielle [1-4]. Cette dernière est appelée mutuelle partielle car elle ne constitue qu'une partie de la mutuelle inductance totale entre les deux circuits.

I-2-2-1 Mutuelle inductance partielle :

Considérons deux segments filiformes F_1 et F_2 (Figure I-8). F_1 est parcouru par un courant I créant un champ magnétique \vec{B} . La mutuelle inductance partielle entre ces deux segments (m_{12}) est définie comme le flux, par unité de courant, de \vec{B} à travers une surface (S) délimitée, d'une part, par le conducteur F_2 et, d'autre part, par deux demi-droites menées par ses extrémités, perpendiculaires à F_1 et s'étendant jusqu'à l'infini [1-4].

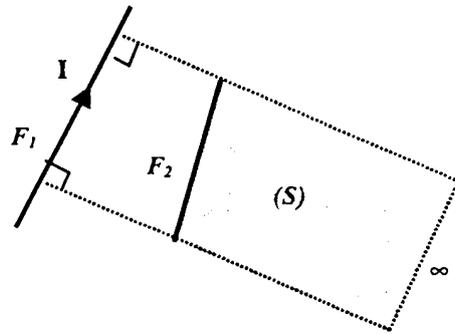


Figure I-8

Mutuelle inductance partielle entre deux conducteurs filiformes

$$m_{12} = \frac{1}{I} \oint_{\mathcal{C}(S)} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{I-4})$$

soit en fonction du potentiel vecteur magnétique \vec{A} défini par $\vec{B} = \overline{\text{rot}}\vec{A}$:

$$m_{12} = \frac{1}{I} \oint_{\mathcal{C}(S)} \vec{A} \cdot d\vec{c} \quad (\text{I-5})$$

\mathcal{C} étant le contour sur lequel s'appuie (S).

\vec{A} est colinéaire à F_1 et par le choix d'une jauge convenable, ses effets s'annulent à l'infini. Par conséquent, (I-5) peut être écrite sous la forme suivante :

$$m_{12} = \frac{1}{I} \oint_{(F_2)} \vec{A} \cdot d\vec{c} \quad (I-6)$$

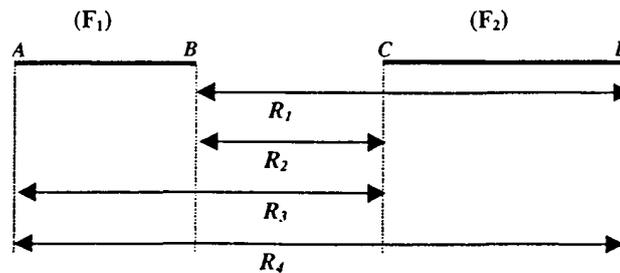
La mutuelle inductance partielle entre deux conducteurs filiformes F_1 et F_2 est définie comme la circulation le long de F_2 du vecteur potentiel magnétique créé par F_1 .

Elle peut être déterminée analytiquement. Sa valeur dépend de la configuration géométrique des conducteurs. Suivant la position des filaments, quatre cas doivent être distingués :

- les deux fils sont perpendiculaires :

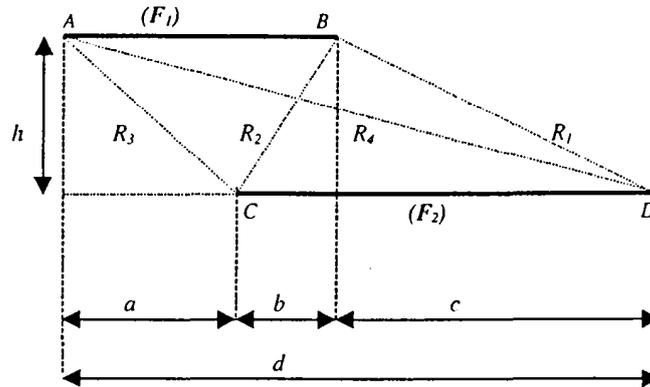
La mutuelle inductance est nulle.

- les deux fils sont alignés [1-5]:



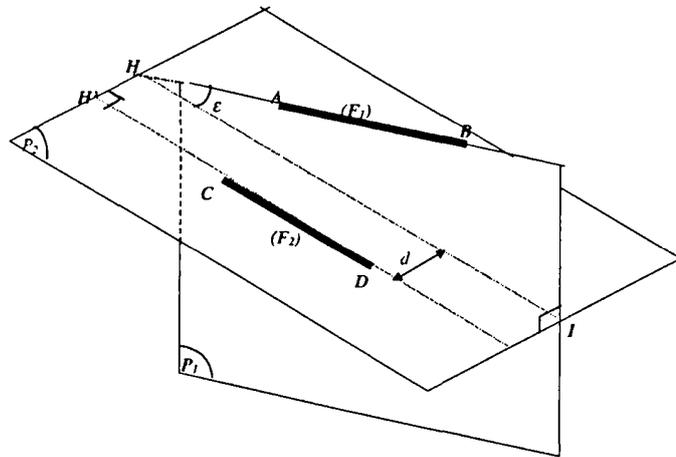
$$m_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[R_1 \cdot \ln \frac{R_1}{R_4} + R_2 \cdot \ln \frac{R_2}{R_4} - R_3 \cdot \ln \frac{R_3}{R_4} \right] \quad (I-7)$$

- les deux fils sont parallèles mais non alignés [1-5]:



$$m_{12} = \frac{\mu_0}{4\pi} \left[R_1 - R_2 + R_3 - R_4 - a \cdot \text{Argsh} \left(\frac{a}{h} \right) + b \cdot \text{Argsh} \left(\frac{b}{h} \right) - c \cdot \text{Argsh} \left(\frac{c}{h} \right) + d \cdot \text{Argsh} \left(\frac{d}{h} \right) \right] \quad (\text{I-8})$$

- les deux fils sont disposés de manière quelconque dans l'espace [1-6]:



P_1 et P_2 contiennent respectivement les filaments F_1 et F_2 . Ces deux plans perpendiculaires s'intersectent suivant la droite HI .

HH' est la perpendiculaire commune à F_1 et F_2 . Sa longueur d est la distance entre le plan P_1 et un plan parallèle à P_1 passant par F_2 .

ϵ est l'angle d'inclinaison entre les filaments F_1 et F_2 .

l et m sont les longueurs respectives de F_1 et F_2 .

On définit les longueurs suivantes: $HA=\mu$, $H'C=v$, $d=HH'$, $R_1=BD$, $R_2=BC$, $R_3=AC$ et $R_4=AD$.

La mutuelle inductance partielle entre les deux segments filiformes est alors donnée par la relation (I-9):

$$m_{12} = \frac{\mu_0}{2\pi} \left[(\mu + 1) \operatorname{Argth} \frac{m}{R_1 + R_2} + (v + m) \operatorname{Argth} \frac{l}{R_1 + R_4} - \mu \operatorname{Argth} \frac{m}{R_3 + R_4} - v \operatorname{Argth} \frac{l}{R_2 + R_3} \right] - \frac{\Omega d}{\sin \epsilon} \quad (\text{I-9})$$

$$\text{avec } \Omega = \operatorname{Arctg} \frac{d^2 \cos \epsilon + (\mu + 1)(v + m) \sin^2 \epsilon}{dR_1 \sin \epsilon} - \operatorname{Arctg} \frac{d^2 \cos \epsilon + (\mu + 1)v \sin^2 \epsilon}{dR_2 \sin \epsilon} + \operatorname{Arctg} \frac{d^2 \cos \epsilon + \mu v \sin^2 \epsilon}{dR_3 \sin \epsilon} - \operatorname{Arctg} \frac{d^2 \cos \epsilon + (v + m)\mu \sin^2 \epsilon}{dR_4 \sin \epsilon}$$

Dans ces différentes expressions, les mutuelles inductances sont exprimées en μH et les dimensions en cm.

I-2-2-2 Mutuelle inductance entre deux boucles de géométrie complexe:

La mutuelle inductance entre deux circuits quelconques constitués d'une succession d'éléments droits est obtenue en sommant la contribution de chaque élément du premier circuit sur chaque segment du deuxième.

En effet, considérons deux circuits fermés D et E constitués d'une succession d'éléments droits (*Figure I-9*). D est parcouru par un courant I qui crée un champ magnétique \vec{B} .

La mutuelle inductance (M) entre ces deux circuits est égale au flux par unité de courant I du champ magnétique \vec{B} capté par le circuit fermé E:

$$M = \frac{1}{I} \oiint_{(S)} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (\text{I-10})$$

où S est la surface s'appuyant sur le circuit fermé E.

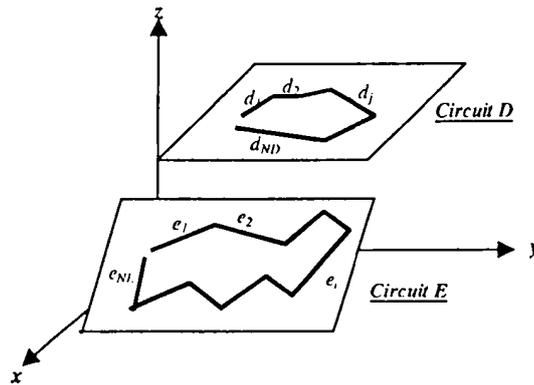


Figure I-9

Mutuelle inductance entre deux circuits quelconques

L'expression (I-10) peut être écrite en fonction du potentiel vecteur magnétique \vec{A} tel que $\vec{B} = \text{rot}\vec{A}$. D'après le théorème de Stokes, la mutuelle inductance M est alors égale à la circulation du potentiel vecteur magnétique le long du contour formé par la boucle E. Cette circulation peut être décomposée sur chacun des segments (e_i) du circuit soit:

$$M = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^{N_E} \oint_{(e_i)} \vec{A} \cdot d\vec{c} \quad (\text{I-11})$$

où N_E est le nombre de segments de E.

Par ailleurs, le potentiel vecteur en tout point peut être considéré comme issu de la contribution de chaque segment du circuit D:

$$\vec{A} = \sum_{j=1}^{N_D} \vec{A}_j \quad (\text{I-12})$$

En substituant (I-12) dans (I-11), nous obtenons :

$$M = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^{N_E} \sum_{j=1}^{N_D} \oint_{(e_i)} \vec{A}_j \cdot d\vec{c} \quad (\text{I-13})$$

\vec{A}_j étant le potentiel vecteur créé par le $j^{\text{ième}}$ élément du circuit D.

Soit:

$$M = \sum_{i=1}^{N_E} \sum_{j=1}^{N_D} m_{ij} \quad (\text{I-14})$$

où m_{ij} est la mutuelle inductance partielle entre les conducteurs i et j .

Pour des segments de largeur négligeable devant la distance les séparant, le calcul des mutuelles inductances partielles est réalisé à l'aide des formulations filiformes (I-7), (I-8) et (I-9). Dans le cas contraire, il faut soit considérer chacun des segments comme la juxtaposition de plusieurs conducteurs filiformes [1-7] soit introduire le concept de distance géométrique moyenne [1-5][1-8].

I-2-3 DETERMINATION DE LA SELF-INDUCTANCE

La self-inductance traduit la réaction d'un circuit à un changement de flux provoqué par une variation de son propre courant. Elle est toujours définie pour un circuit fermé. Toutefois, chaque portion du circuit contribuant à la self-inductance totale, il est possible d'attribuer une self-inductance partielle à chaque élément de la boucle [1-4].

I-2-3-1 Inductance partielle:

Soit un conducteur filiforme F_1 parcouru par un courant I (Figure I-10). La self-inductance partielle (l) de F_1 est donnée par le flux du champ magnétique \vec{B} créé par I à travers la surface infinie (S) délimitée par F_1 et les deux demi-droites perpendiculaires menées par ses extrémités.

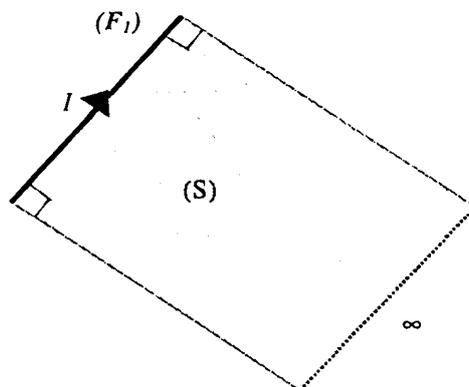


Figure I-10
Self-inductance partielle

$$l = \frac{1}{I} \iint_{(S)} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (I-15)$$

soit en fonction du potentiel vecteur magnétique \vec{A} :

$$l = \frac{1}{I} \oint_{(C)} \vec{A} \cdot d\vec{c} \quad (I-16)$$

C étant le contour sur lequel s'appuie la surface (S).

\vec{A} étant colinéaire à F_1 , d'une part, et ses effets s'annulant à l'infini, d'autre part, (I-16) peut être écrite sous la forme:

$$l = \frac{1}{I} \oint_{(F_1)} \vec{A} \cdot d\vec{c} \quad (I-17)$$

Pour un conducteur filiforme, cette intégrale présente une singularité. En pratique, le conducteur a une section droite non nulle. Sa self-inductance est alors donnée par la mutuelle partielle entre deux éléments filaires: un situé au centre du conducteur et l'autre situé sur son contour interne.

Les formules développées par Grover et Rosa [1-5][1-8] donnent une bonne approximation de la self-inductance (l) d'un conducteur droit. Celle-ci dépend de la forme de sa section transversale.

Pour un conducteur cylindrique de rayon r et de longueur d, elle est donnée par :

$$l = \frac{\mu_0}{2\pi} d \left[\ln\left(\frac{2d}{r}\right) - \frac{3}{4} \right] \quad (I-18)$$

Pour un conducteur rectangulaire de longueur d, de largeur w et d'épaisseur t tel que $t \ll d$ ou w, elle est égale à:

$$l = \frac{\mu_0}{2\pi} d \left[\ln\left(\frac{2d}{w}\right) + \frac{1}{2} \right] \quad (I-19)$$

Dans ces deux relations, l est exprimée en Henry, r et d en mètre.

1-2-3-2 Self-inductance d'une boucle de géométrie complexe:

Soit D un circuit fermé constitué d'une succession d'éléments droits, parcouru par un courant I (Figure I-9). L'inductance L de la boucle D est définie par le rapport entre, d'une part, le flux de l'induction magnétique \vec{B} créé par I à travers une surface S s'appuyant sur la boucle elle-même et, d'autre part, le courant la traversant :

$$L = \frac{1}{I} \oint_{(S)} \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (I-20)$$

soit en fonction du potentiel vecteur magnétique \vec{A} :

$$L = \frac{1}{I} \oint_{(D)} \vec{A} \cdot d\vec{c} \quad (I-21)$$

De même qu'au paragraphe I-2-2-2, cette circulation peut être décomposée sur chacun des segments (d_j) de D. Par ailleurs, le potentiel vecteur en tout point peut être considéré comme issu de la contribution de chaque élément. (I-21) s'écrit alors sous la forme suivante :

$$L = \sum_{j=1}^{N_D} l_j + \sum_{j=1}^{N_D} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{N_D} m_{jk} \quad (I-22)$$

où N_D est le nombre de segments de la boucle D

l_j est l'inductance partielle de l'élément j

m_{jk} est la mutuelle inductance partielle entre les segments j et k de D.

L'inductance propre d'un circuit de forme complexe formé d'une succession de segments de droite est donc donnée par la somme des self-inductances partielles de chaque segment à laquelle il faut ajouter la somme des mutuelles inductances partielles entre ces différents éléments pris deux à deux.

Les self-inductances partielles sont calculées à l'aide des relations (I-18) ou (I-19). Les mutuelles inductances partielles sont déterminées par les formules (I-7), (I-8) et (I-9).

I-2-4 CONDUCTEURS EN PRESENCE D'UN PLAN DE MASSE:

Le plan de masse modifie les inductances propres et mutuelles des conducteurs.

En effet, considérons le cas simple de deux conducteurs droits situés au-dessus d'un plan de masse. En supposant ce plan infini et parfaitement conducteur, ce circuit peut être remplacé, d'après la théorie des images, par un système de quatre conducteurs (*Figure I-11*) : 1' et 2', conducteurs images de 1 et 2, sont parcourus par des courants opposés aux courants initiaux.

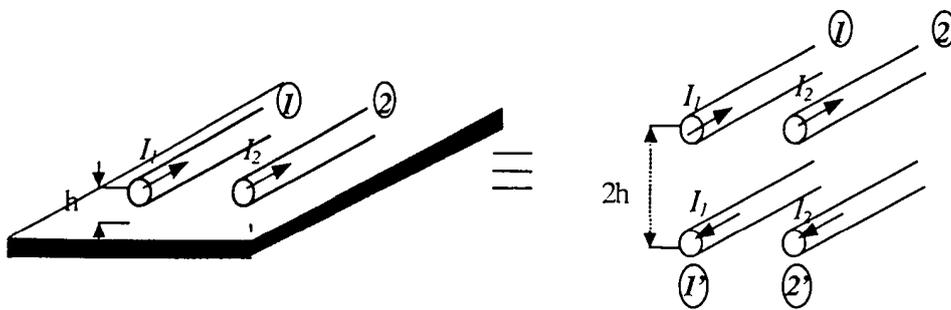


Figure I-11

Application de la théorie des images sur deux conducteurs au-dessus d'un plan de masse

Notons : V_1 (V_2) la tension entre le conducteur 1 (2) et la masse

L_1 (L_2) sa self-inductance

M_{ij} la mutuelle inductance entre les fils i et j

L_{eq1} , L_{eq2} les self-inductances équivalentes

M_{eq12} la mutuelle inductance équivalente (*Figure I-12*).

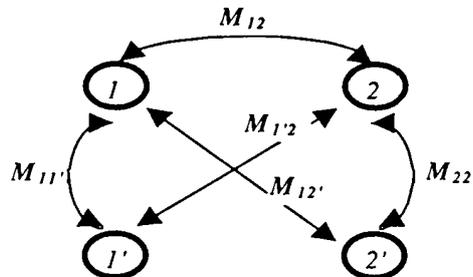


Figure I-12

Mutuelles inductances entre les conducteurs et leurs images

On peut écrire :

$$\begin{aligned} V_1 &= (L_1 - M_{11'}) \frac{dI_1}{dt} + (M_{12} - M_{12'}) \frac{dI_2}{dt} = L_{eq1} \frac{dI_1}{dt} + M_{eq12} \frac{dI_2}{dt} \\ V_2 &= (L_2 - M_{22'}) \frac{dI_2}{dt} + (M_{12} - M_{12'}) \frac{dI_1}{dt} = L_{eq2} \frac{dI_2}{dt} + M_{eq12} \frac{dI_1}{dt} \end{aligned} \quad (I-23)$$

Par conséquent :

- la self-inductance partielle d'un conducteur au-dessus d'un plan de masse est obtenue en soustrayant à la self-inductance partielle (L_1 ou L_2) du conducteur isolé (sans plan de masse) la mutuelle partielle entre ce conducteur et son image ($M_{11'}$ ou $M_{22'}$).

- la mutuelle inductance partielle entre deux conducteurs en présence d'un plan de masse est donnée par la différence entre d'une part, la mutuelle inductance partielle entre ces conducteurs isolés (M_{12}) et, d'autre part, la mutuelle inductance partielle entre un conducteur et l'image du deuxième ($M_{12'}$ ou $M_{1'2}$).

Illustrons ce calcul avec l'exemple de deux pistes droites de longueur $l=10\text{cm}$, de largeur $w=1\text{mm}$, distantes de $d=2\text{mm}$ (écart bord à bord : 1mm). Les deux pistes sont gravées sur un circuit imprimé muni d'un plan de masse situé à une hauteur $h=1.6\text{mm}$ (figure I-13).

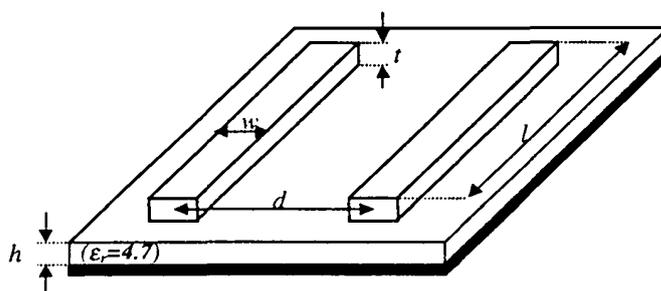


Figure I-13

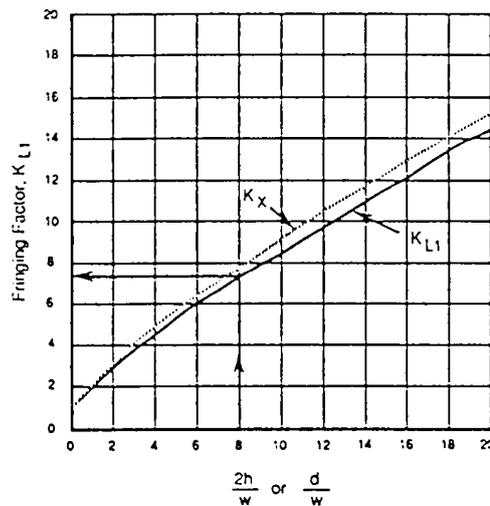
Pistes parallèles au-dessus d'un plan de masse

En utilisant la méthode décrite ci-dessus, nous obtenons une self-inductance $L=52\text{nH}$ et une mutuelle inductance $M_{12}=12\text{nH}$.

Ces valeurs sont à comparer aux résultats déterminés à l'aide des expressions (I-24) et (I-25) donnant les inductances par unité de longueur de deux pistes parallèles situées au-dessus d'un plan de masse [1-9]:

$$\frac{L}{l} = \frac{\mu_0}{K_{L1}} \left(\frac{h}{w} \right) \quad (I-24)$$

$$\frac{M_{12}}{l} = \frac{\mu_0}{4\pi} \ln \left[1 + \left(\frac{2h}{d} \right)^2 \right] \quad (I-25)$$



soit, pour les pistes considérées, $L=50\text{nH}$ et $M_{12}=13\text{nH}$.

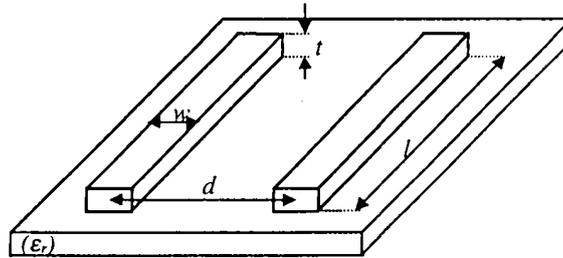
Nous voyons que les formulations filiformes donnent une très bonne approximation de la mutuelle inductance dans cet exemple où la distance séparant les pistes est de l'ordre de grandeur de leur largeur.

I-2-5 DETERMINATION DE LA CAPACITE

Le calcul de la capacité est délicat surtout lorsque les conducteurs suivent un trajet irrégulier. Toutefois, en pratique, les conducteurs sont souvent parallèles. Des relations analytiques donnant une estimation de la capacité linéique sont alors disponibles dans la littérature [1-9][1-10]. Nous nous bornerons ici à rappeler ces formules pour les configurations les plus usuelles.

- capacité linéique entre deux pistes coplanaires [1-9]:

C'est la forme la plus courante de ligne de transmission (bus de données/d'adresses, pistes véhiculant des signaux d'horloge, ...).



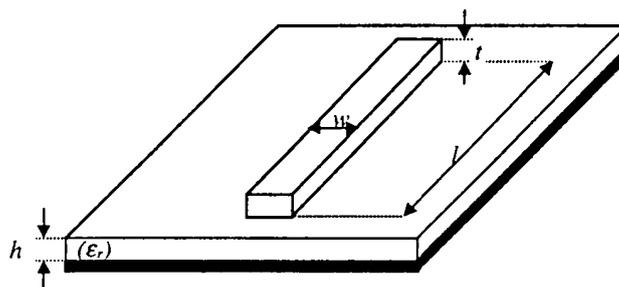
$$\frac{C}{l} = \frac{\pi \epsilon_{r, \text{eff}} \epsilon_0}{\ln \left(\frac{\pi(d-w)}{w+t} + 1 \right)} \quad \text{F/m} \quad (\text{I-26})$$

avec $\epsilon_0 = 8.85 \cdot 10^{-12}$ F/m (permittivité électrique du vide).

Etant donné que les conducteurs ne sont pas situés dans un milieu homogène, il est nécessaire d'introduire une permittivité électrique effective donnée, avec une bonne

approximation, par: $\epsilon_{r, \text{eff}} = \frac{1 + \epsilon_r}{2}$. Pour de l'époxy, $\epsilon_r = 4.7$.

- capacité linéique entre une piste et un plan de masse [1-9]:



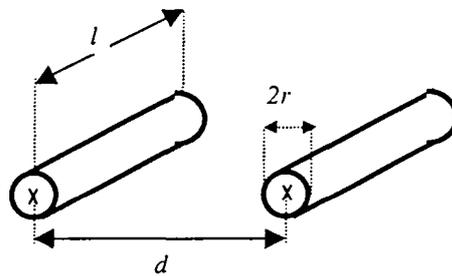
Selon la valeur du rapport w/h , on distingue deux cas:

$$\frac{w}{h} \leq 1 \quad \frac{c}{l} = \frac{56.3 \epsilon_{r, \text{eff}}}{\ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right)} \quad \text{pF/m} \quad (\text{I-27})$$

$$\frac{w}{h} \geq 1 \quad \frac{c}{l} = \epsilon_0 \epsilon_{r, \text{eff}} \ln \left[\frac{w}{h} + 2.42 - 0.44 \frac{h}{w} + \left(1 - \frac{h}{w} \right)^6 \right] \quad \text{pF/m}$$

$$\text{où } \epsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + \frac{10h}{w}}}$$

- capacité entre deux conducteurs cylindriques parallèles [1-9]:



$$\frac{C}{l} = \frac{\pi \epsilon_{r,\text{eff}} \epsilon_0}{\ln\left(\frac{d}{2r} + \sqrt{\left(\frac{d}{2r}\right)^2 - 1}\right)} \quad \text{F/m} \quad (\text{I-28})$$

Cette relation peut, par exemple, être utilisée pour des nappes de fils.

Conclusion:

Les inductances propres et mutuelles d'un circuit quelconque formé d'une succession de segments de droite sont évaluées en affectant une inductance partielle à chacun des éléments du circuit. La sommation correcte de ces différentes inductances partielles permet d'obtenir les inductances propres et mutuelles de circuits complexes disposés de manière quelconque dans un espace à trois dimensions. L'intérêt d'une telle méthode réside dans le fait que les inductances partielles peuvent être calculées analytiquement ce qui permet de réduire notablement les temps de calcul.

Le calcul de la capacité est moins direct surtout lorsque les conducteurs ne sont pas parallèles. Toutefois, pour des cas simples (lignes parallèles, piste au-dessus d'un plan de masse, ...), des formules analytiques ont pu être trouvées dans la littérature.

Afin de pouvoir traiter des circuits complexes, un logiciel basé sur cette modélisation a été développé [1-11]. Celui-ci permet, à partir de la description géométrique du circuit, de déterminer les grandeurs électriques d'un schéma à constantes localisées facilement intégrable dans un simulateur de réseaux non linéaire pour l'étude du comportement d'un circuit chargé sur des composants non linéaires. Ce logiciel est utilisé dans la seconde partie de ce chapitre pour étudier le comportement de quelques circuits souvent rencontrés en pratique. Une comparaison systématique des résultats ainsi obtenus avec l'expérience permet non seulement de valider la méthode de calcul utilisée mais aussi de mettre en évidence les limites d'une telle modélisation.

I-3 APPLICATIONS:

I-3-1 OPTIMISATION D'UN SYSTEME DE TELEALIMENTATION :

Certains dispositifs de télébillétiq ue utilisent des cartes «passives» c'est à dire dépourvues de source d'alimentation interne. Dans ce cas, l'énergie est généralement induite depuis la borne de péage (ou lecteur) au moyen d'un couplage magnétique [1-12][1-13][1-14].

Le système de téléalimentation étant un facteur important de dimensionnement du système global, il est indispensable de l'optimiser. Pour ce faire, une étude du comportement de la tension induite pour différentes configurations de la carte par rapport au lecteur est nécessaire.

Le modèle décrit précédemment est tout à fait adapté à cette étude [1-15]. Nous l'avons donc utilisé pour développer un système de téléalimentation en collaboration avec le L.E.T.I. [1-16]. Les contraintes imposées par le cahier des charges sont les suivantes:

- maintenir un champ quasi-constant dans un volume d'opération délimité par un cube de 10cm de côté ;
- garantir une sélectivité spatiale de 10cm de part et d'autre de la borne de péage ;
- fournir un courant de 1mA sous 3V aux composants implantés sur la carte.

Pour répondre aux deux premières contraintes, nous avons conçu un système de téléalimentation en « U » (Figure I-14).

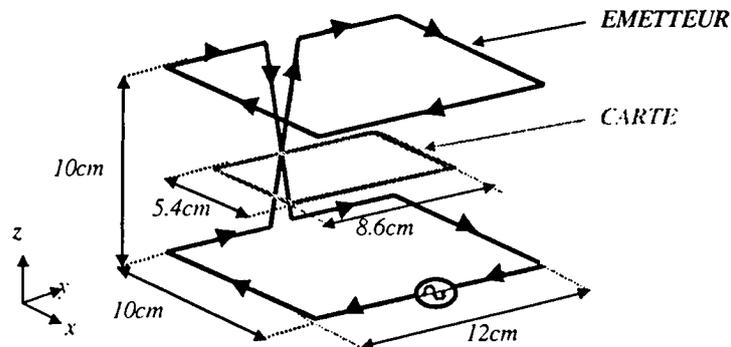


Figure I-14

Structure du système de téléalimentation

Ce dispositif qui fonctionne à la fréquence de 6.78 MHz comprend:

- un lecteur formé de deux cadres de dimensions 10*12 cm séparés par une hauteur de 10 cm. Pour éviter l'annulation du champ magnétique au centre du volume de transaction, les cadres magnétiques équipant la borne de péage sont en fait réalisés à partir d'un seul fil. Le croisement du fil sur l'une des faces latérales permet de faire circuler le courant dans le même sens dans les cadres horizontaux supérieur et inférieur. Afin de conserver une structure parfaitement symétrique, ces conducteurs croisés sur la surface latérale sont les plus proches possible. Ainsi, leurs effets inductifs s'annulent pratiquement ;

- une carte de dimensions 86*54mm (format carte de crédit) constituée de trois spires gravées sur un circuit imprimé standard verre-époxy 35µm.

Le système peut être modélisé par un ensemble de deux self-inductances couplées par mutuelle inductance. Cette dernière est fonction de la position de la carte par rapport au lecteur.

Les valeurs des self-inductances déterminées à l'aide du formalisme présenté au paragraphe I-2 et mesurées au moyen d'un pont RLC HP 4285A pour une fréquence de 6.78MHz sont données ci-dessous :

	<i>EMETTEUR</i>	<i>CARTE</i>
<i>SIMULATION</i>	791nH	1.753µH
<i>EXPERIENCE</i>	733nH	1.727µH

Tableau 1

Self-inductances de l'émetteur et du badge

L'écart entre les inductances propres simulées et expérimentales s'explique par le fait que la formulation utilisée ne prend pas en compte l'influence de la fréquence. L'augmentation de cette dernière se traduit notamment par:

- l'annulation de la self-inductance interne
- la perte de la symétrie de la distribution de courant dans le cas d'un conducteur rectangulaire.

Des résultats plus précis auraient ainsi pu être obtenus en subdivisant le lecteur et la carte en conducteurs filiformes [1-7].

Les mutuelles inductances obtenues, par exemple, lors d'une rotation de la carte autour de l'axe (Oy) sont reportées dans le tableau 2. La mutuelle inductance est déduite d'une mesure de la tension induite sur la carte laissée en circuit ouvert. Lorsque la carte est inclinée d'un angle de 90°, il n'y a plus d'interaction avec l'émetteur (M=0).

<i>Angle en degré</i>	<i>0</i>	<i>40</i>	<i>60</i>	<i>90</i>
<i>SIMULATION</i>	89nH	74nH	50nH	0
<i>EXPERIENCE</i>	93nH	73nH	47nH	0

Tableau 2

Mutuelle inductance entre l'émetteur et la carte dans le cas d'une rotation de la carte autour de l'axe (Oy)

Pour fournir un courant suffisant aux composants implantés sur la carte (1mA sous 3V), une analyse préliminaire [1-17][1-18] montre qu'il est indispensable d'accorder les deux circuits sur la fréquence de travail (F=6.78MHz).

A cette fin, le lecteur qui est alimenté par un générateur de tension sinusoïdale d'amplitude E=1V, de fréquence F=6.78MHz, de résistance interne 3Ω est accordé sur une capacité de 680pF. Le badge est quant à lui fermé sur une capacité de 330pF mise en parallèle sur une résistance de charge de 3kΩ. Celle-ci représente l'impédance d'entrée des composants qui seront, par la suite, implantés sur la carte.

Une étude paramétrique a été menée pour différentes positions du badge par rapport au lecteur [1-19]. Par souci de concision, nous ne présentons ici que les résultats relatifs à une translation et une rotation autour de l'axe (Oy) de la carte située initialement au centre de l'émetteur en « U » (x = y = 0, z = 5cm).

Les évolutions des courants théoriques et expérimentaux sont reportées sur les figures I-15 et I-16.

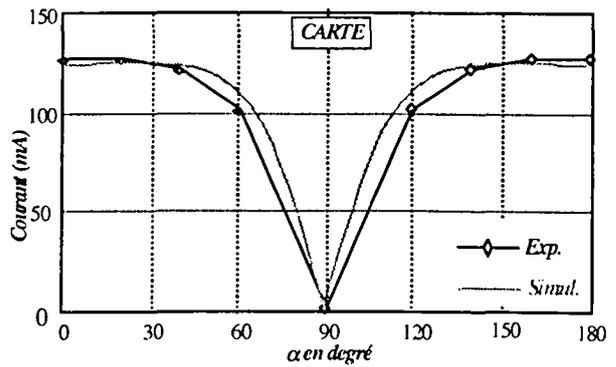
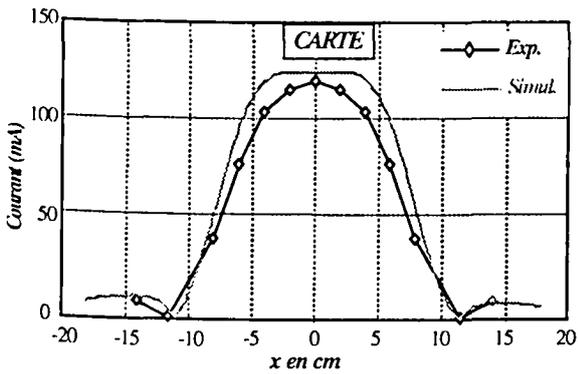
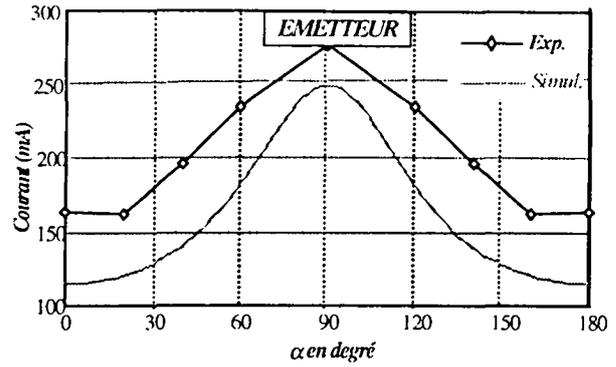
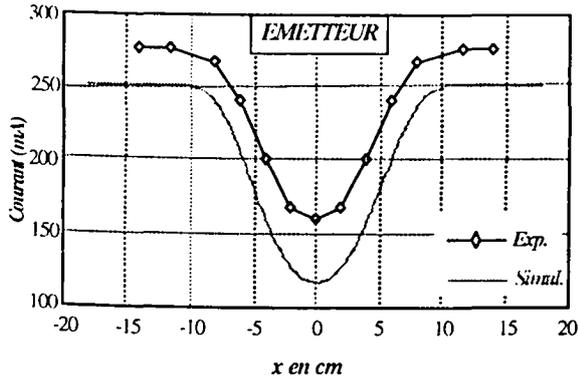


Figure I-15

Translation du badge suivant l'axe (Oy)

Figure I-16

Rotation du badge autour de l'axe (Oy)

Le courant d'émission varie fortement en fonction de la position du badge. Il est minimum (160mA) lorsque le couplage entre le lecteur et la carte est maximum c'est à dire lorsque la carte est au centre du «U» : les impédances ramenées par mutuelle inductance désaccordent fortement l'émetteur. Quand l'interaction devient nulle ($\alpha=90^\circ$ ou $x>11$ cm), ce courant est maximum et vaut 250mA.

La figure I-15 met par ailleurs en évidence la bonne sélectivité spatiale du système. En effet, la carte n'est alimentée que dans une zone de ± 11 cm de part et d'autre de l'axe de l'émetteur.

L'amplitude maximum du courant induit est égale à 120mA (Figures I-15 et I-16). Celui-ci reste quasiment constant pour des déplacements inférieurs à 5cm et pour des angles α inférieurs à 60° . Le couplage critique est obtenu lorsque la carte est au milieu du lecteur en « U ».

I-3-2 REPONSE IMPULSIONNELLE D'UNE CARTE CHARGEE SUR DES COMPOSANTS NON LINEAIRES:

Le circuit est constitué de deux cartes imprimées sur lesquelles sont gravées des pistes de forme complexe [1-20]. Ces deux cartes sont inclinées d'un angle de 20° de manière à obtenir un système de géométrie quelconque dans l'espace (*Figure I-17*).

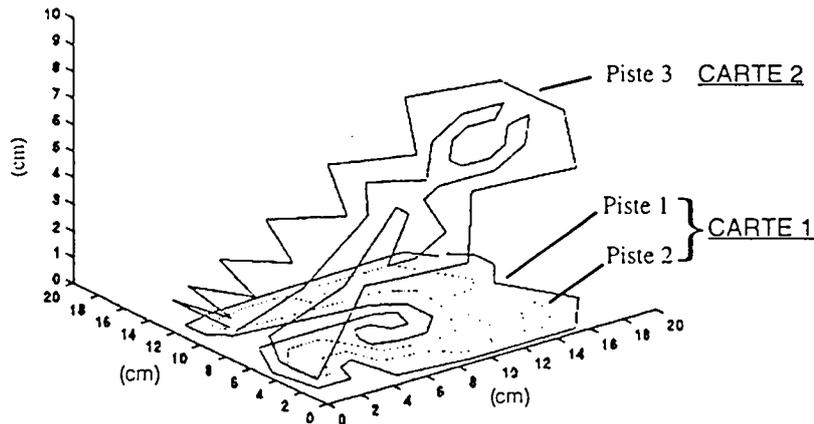


Figure I-17

Représentation du circuit

Les pistes 1 et 3 sont fermées sur des capacités de 33pF et 22pF. La piste 2 est chargée sur une capacité de 47pF mise en parallèle avec une diode Schottky HP2800. Cette combinaison peut par exemple représenter l'étage d'entrée d'un composant logique.

Un générateur d'impulsion de faible largeur (10ns) alimente la piste 1 (*Figure I-18*).

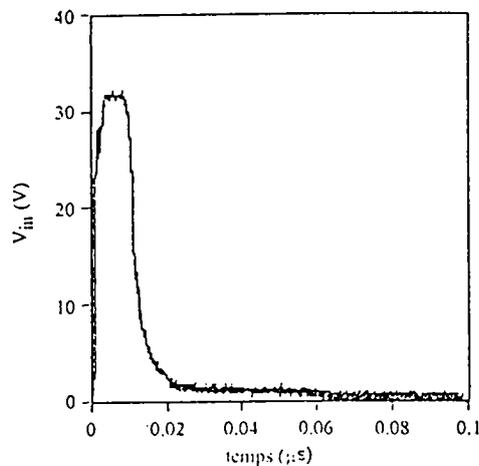


Figure I-18

Impulsion injectée sur la piste 1

L'ensemble du système peut être représenté par le schéma équivalent de la figure I-19.

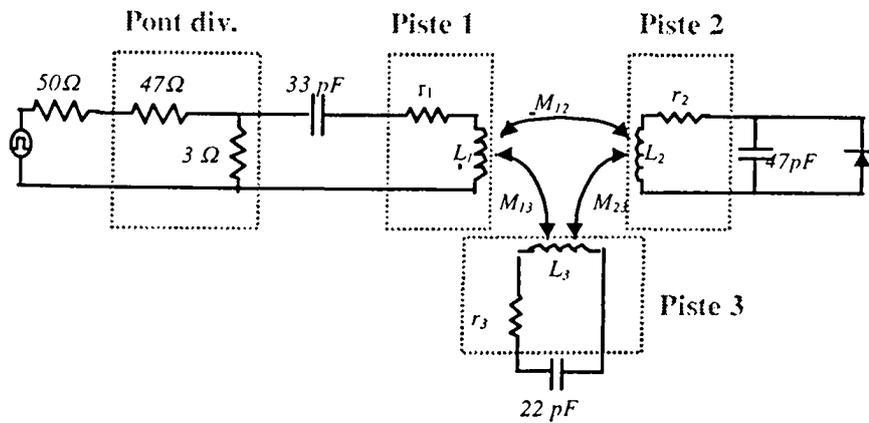


Figure I-19

Schéma équivalent du système

Un pont diviseur $47\Omega / 3\Omega$ est inséré entre le générateur et la piste 1 afin d'adapter le montage aux impédances du générateur et du câble d'alimentation tout en maintenant un bon coefficient de qualité.

Les résistances des pistes r_1 , r_2 et r_3 sont de l'ordre de 1Ω .

Les valeurs des inductances propres et mutuelles obtenues à l'aide du formalisme décrit au paragraphe I-2 sont comparées, dans les tableaux 3 et 4, aux inductances mesurées à la fréquence de 150kHz.

	<i>SIMULATION</i>	<i>EXPERIENCE</i>
L_1	835nH	834nH
L_2	667nH	669nH
L_3	1.121μH	1.122μH

Tableau 3

Self-inductances des différentes pistes

	<i>SIMULATION</i>	<i>EXPERIENCE</i>
M_{12}	122nH	121nH
M_{13}	54nH	52nH
M_{23}	26nH	27nH

Tableau 4
Mutuelles inductances

Afin de déterminer les courants induits dans les différentes pistes, nous décrivons ce circuit sur le simulateur de réseaux non linéaire SABER. Ce dernier comporte un modèle de diode standard dans lequel les éléments caractéristiques (capacité de jonction, courant de saturation, résistance série, ...) sont entrés d'après les données du constructeur [1-21].

Les réponses en courant théoriques après injection du fichier d'acquisition de l'impulsion sont comparées aux résultats expérimentaux (*Figure I-20*).

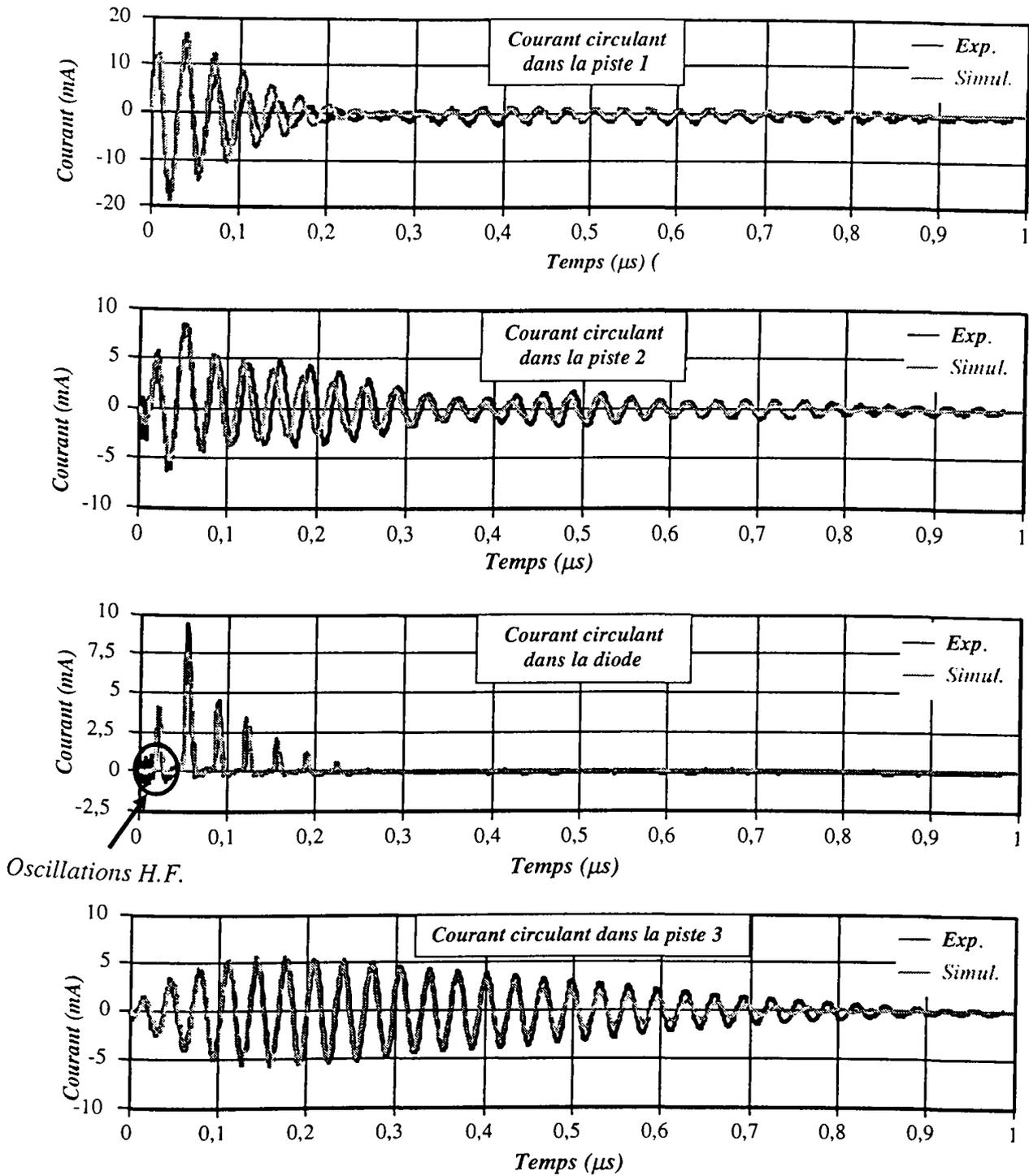


Figure I-20

Réponse en courant des différentes pistes

L'inductance de la piste 1 associée à la capacité de 33pF constitue un circuit oscillant excité par la brève impulsion de la *figure I-18*. Sa fréquence de résonance est d'environ 30MHz.

Les pistes 2 et 3 qui sont couplées à la piste 1 par mutuelle inductance se mettent alors à osciller sur leur fréquence d'accord respective (28 et 32MHz).

On remarque que les oscillations des pistes 1 et 2 sont très vite amorties : ceci provient du fort couplage existant entre la piste 1 et la piste 2 dont l'oscillation est elle-même rapidement amortie par la diode.

Au contraire, la piste 3 oscille plus longtemps: cette piste faiblement couplée aux deux autres présente une petite résistance (environ 1Ω).

Ces courbes montrent une bonne concordance entre la théorie et la pratique mais font aussi apparaître les limites de cette modélisation : les effets haute fréquence qui apparaissent lors de la montée de l'impulsion ne sont pas prédits théoriquement. En effet, les phénomènes de rayonnement et de propagation électromagnétique ainsi que les capacités parasites ne sont pas pris en compte.

I-3-3 BOUCLE ET LIGNE DE TRANSMISSION [1-22]:

I-3-3-1 Description du circuit

Considérons le circuit électrique représenté sur la *figure I-21*.

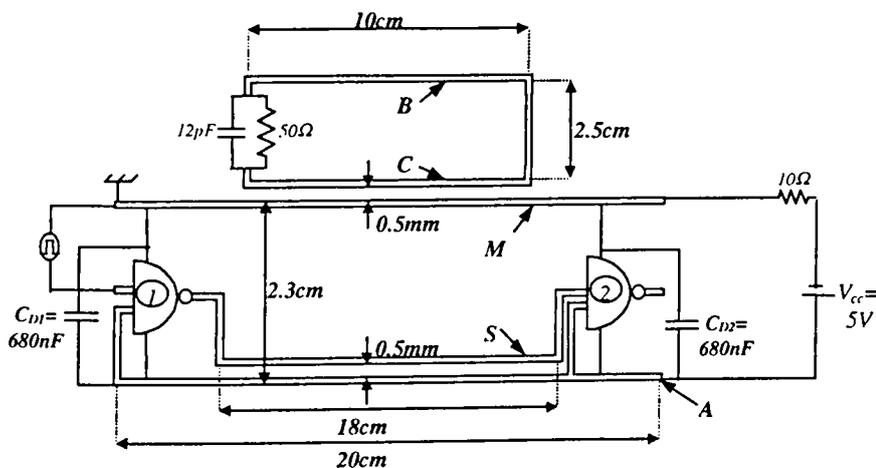


Figure I-21
Montage réalisé

Ce montage réalisé sur un circuit imprimé comprend :

- deux portes inverseuses 74LS00 (Technologie TTL-LS) alimentées par deux pistes parallèles A et B de longueur 20 cm, distantes de 2.3cm. La sortie du premier NAND est reliée à l'entrée du second par une piste S de longueur 18cm, parallèle et séparée de 0.5mm de la piste d'alimentation A (+V_{cc}) ;

- une boucle rectangulaire de dimensions 10*2.5cm située à 0.5mm de la piste de masse M. Elle est chargée sur une résistance de 50Ω mise en parallèle sur une capacité de 12pF.

Chaque piste a une largeur de 1mm.

Les alimentations des deux portes logiques sont découplées par deux capacités C_{D1} et C_{D2} de 680nF.

L'étude est conduite selon deux étapes:

- a) dans un premier temps, pour vérifier le modèle de couplage, les entrées et sorties des portes NAND sont remplacées par des impédances linéaires ;

- b) dans une deuxième phase, nous nous plaçons dans la configuration réelle en considérant les composants actifs non linéaires. Les simulations sont effectuées en utilisant les modèles de composants fournis par les bibliothèques du simulateur de circuits SABER.

1-3-3-2 Validation du modèle de couplage (impédances linéaires) :

Nous nous plaçons dans le cas où les alimentations de chaque porte NAND sont découplées par une capacité de 680nF. Le schéma considéré est donné sur la *figure I-22*.

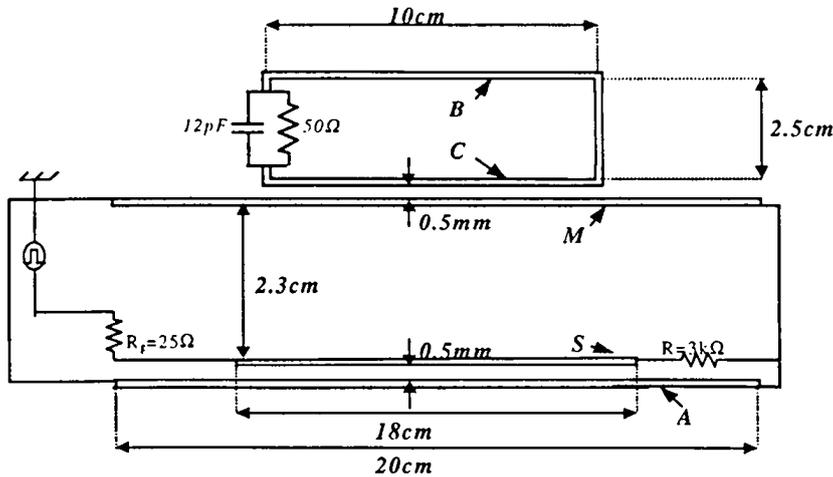


Figure I-22

Circuit réalisé pour valider le modèle de couplage

On remplace la sortie du premier NAND par un générateur d'impulsion d'amplitude 5V, de largeur 60ns, de temps de montée 6ns (*Figure I-23*). Les simulations sont effectuées à partir de cette impulsion numérisée. La résistance de sortie du générateur R_g est égale à 25Ω.

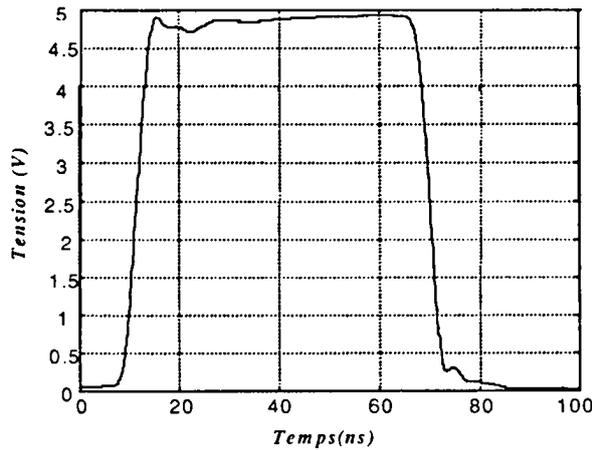


Figure I-23

Impulsion injectée sur la ligne SA

La résistance d'entrée du deuxième NAND connectée en sortie de la ligne constituée par les pistes S et A est, dans un premier temps, assimilée à une résistance de 3kΩ.

Compte tenu de leur proximité, le couplage électrique entre les pistes S et A ne peut pas être négligé. Ces pistes constituent en fait une ligne de transmission.

Les conducteurs S et M éloignés de 2.3cm forment une boucle. Il en est de même pour les pistes B et C. On peut donc considérer, en première approximation, que les boucles BC et SM ne sont couplées que par induction magnétique.

Pour toutes ces raisons, le montage peut être modélisé par le schéma de la figure I-24. Les mutuelles (m_{AM}) entre les conducteurs A et M n'ont pas été représentées afin de ne pas alourdir la figure.

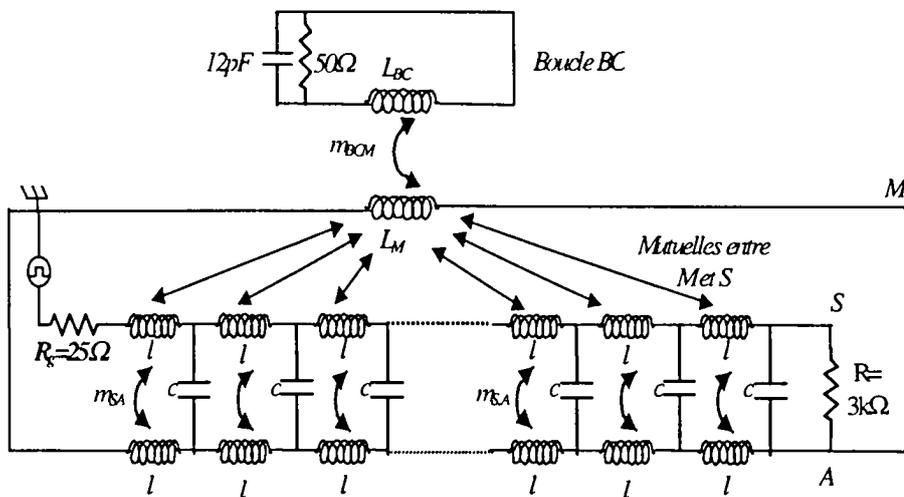


Figure I-24

Schéma électrique équivalent du montage de la figure I-22

Conformément à la méthode énoncée au paragraphe I-1-2, la ligne perturbatrice SA constituée par les pistes S et A est subdivisée en dix tronçons de longueur égale (1.8cm). Chaque tronçon est modélisé par :

- une inductance propre (l) égale à 14.7nH
- une mutuelle inductance (m_{SA}) égale à 8nH
- une capacité $c=1.65$ pF. Cette valeur correspondant à la capacité linéique

entre deux pistes coplanaires de longueur 1.8cm, de largeur $w=1$ mm, distantes de 0.5mm, placées sur une plaque d'époxy ($\epsilon_r=4.7$). Elle est calculée à l'aide de la formule (I-26).

L'impédance caractéristique de la ligne ainsi constituée vaut 65Ω. La vitesse de propagation de l'onde est égale à $1.3 \cdot 10^8$ m/s.

La boucle formée par la piste M et les condensateurs de découplage C_{D1} et C_{D2} est remplacée par une self-inductance unique $L_M=288\text{nH}$ couplée avec chaque tronçon de la ligne SA par 20 mutuelles inductances différentes. Notons que la valeur de L_M tient compte des inductances introduites par les "pattes" des condensateurs.

La boucle réceptrice (victime) BC composée des pistes B et C est modélisée par une self-inductance $L_{BC}=220\text{nH}$. Cette dernière est couplée à la piste de masse (M) par une mutuelle $m_{BCM}=56\text{nH}$.

Nous négligeons :

- les mutuelles entre la boucle BC et la ligne SA.
- les capacités entre les pistes C et M. En effet, elles n'ont aucune influence sur la réponse du circuit (effet différentiel entre les boucles BC et AM).

La *figure I-25* montre les réponses temporelles dans les différentes branches du circuit.

L'amplitude des courants circulant dans les pistes d'alimentation A ($+V_{cc}$) et M (masse) est maximum lors des fronts de montée et de descente de l'impulsion d'entrée. La durée des pics principaux de l'impulsion est d'environ 7ns. Les oscillations amorties qui suivent ont une fréquence d'environ 180MHz. Elles sont dues au fait que la ligne SA (d'impédance caractéristique 65Ω) est fermée à chaque extrémité par des charges non adaptées (respectivement 25Ω et $3\text{k}\Omega$ à l'entrée et à la sortie de la ligne). Des échos multiples du front d'onde prennent alors naissance sur ces charges: la période des oscillations correspond à 4 fois le temps de propagation que met l'onde pour parcourir les 18cm de ligne.

La boucle BC est surtout perturbée par le conducteur de masse M. En effet, la mutuelle entre ces circuits est assez importante. Toutefois, la boucle formée par la ligne SA couple aussi sur la boucle BC. En effet, on retrouve sur la boucle BC les oscillations observées sur la ligne SA.

Signalons que le courant circulant dans la ligne S est bien égal à la différence entre le courant circulant dans M (masse) et le courant circulant dans A ($+V_{cc}$).

La validation du modèle utilisé a également été effectuée lorsque la ligne SA est chargée en entrée et en sortie par des résistances égales à son impédance caractéristique (65Ω) (*Figure I-26*). Il n'y a plus de phénomène d'écho.

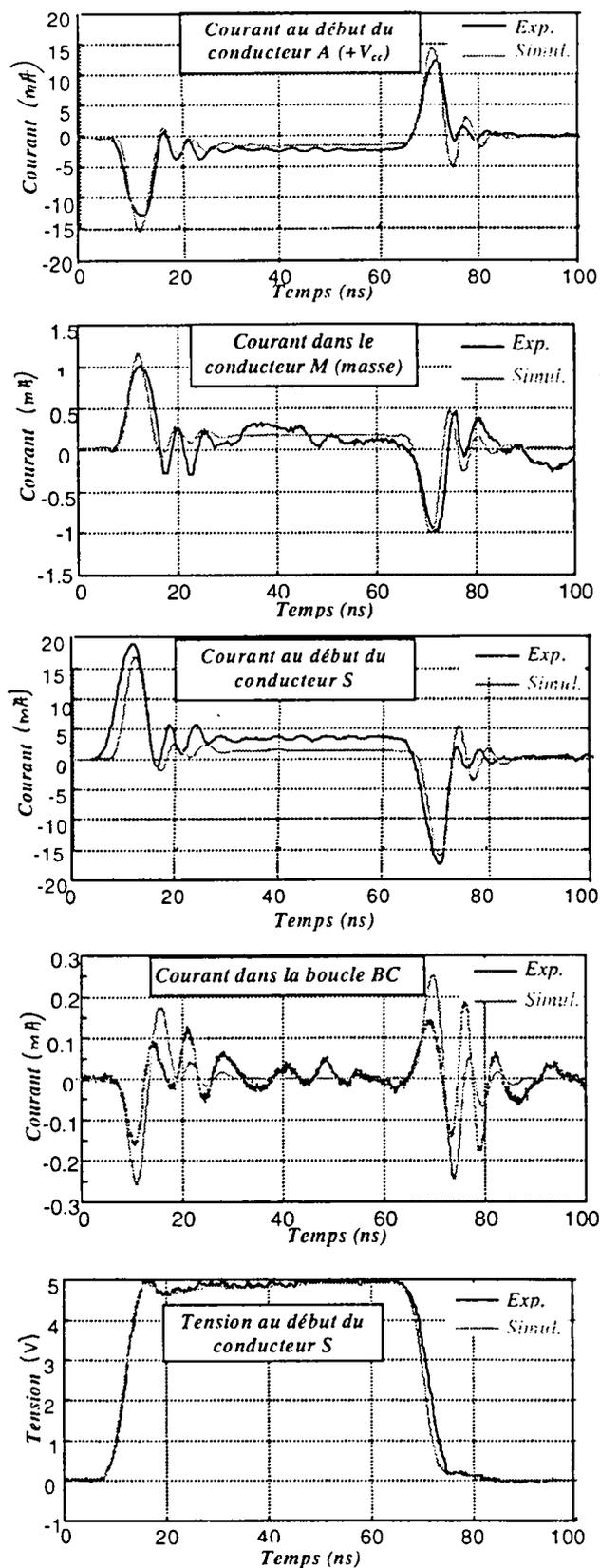


Figure I-25

Ligne SA chargée sur 3kΩ

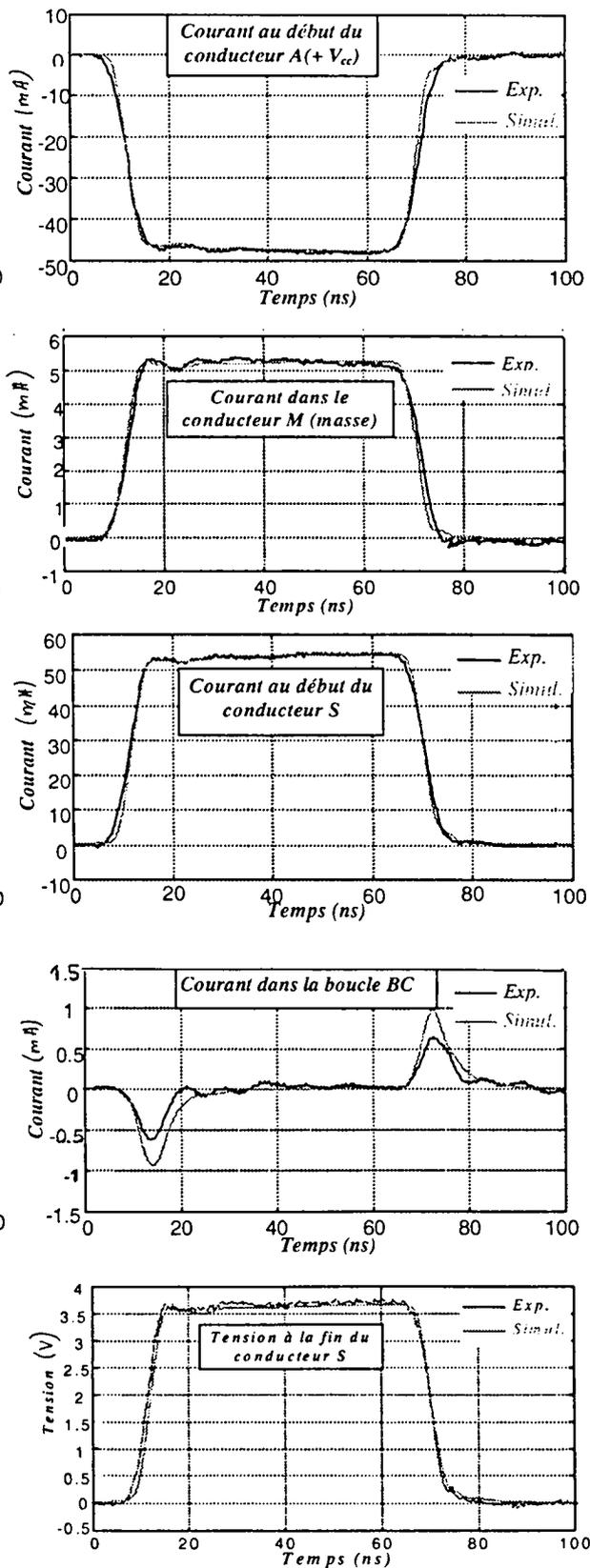


Figure I-26

Ligne SA chargée sur son impédance caractéristique (65Ω)

1-3-3-3 Circuit chargé sur des portes logiques:

Le modèle décrit précédemment est à présent utilisé en régime non linéaire pour étudier les perturbations produites par le circuit sur la boucle victime BC.

Le schéma équivalent du montage de la *figure I-21* est décrit sur le simulateur SABER. Ce dernier comporte un modèle de porte NAND 74LS00.

La première porte NAND est commandée par l'impulsion de la *figure I-23*.

Les courants mesurés et simulés dans différentes branches du circuit sont montrés sur la *figure I-27*.

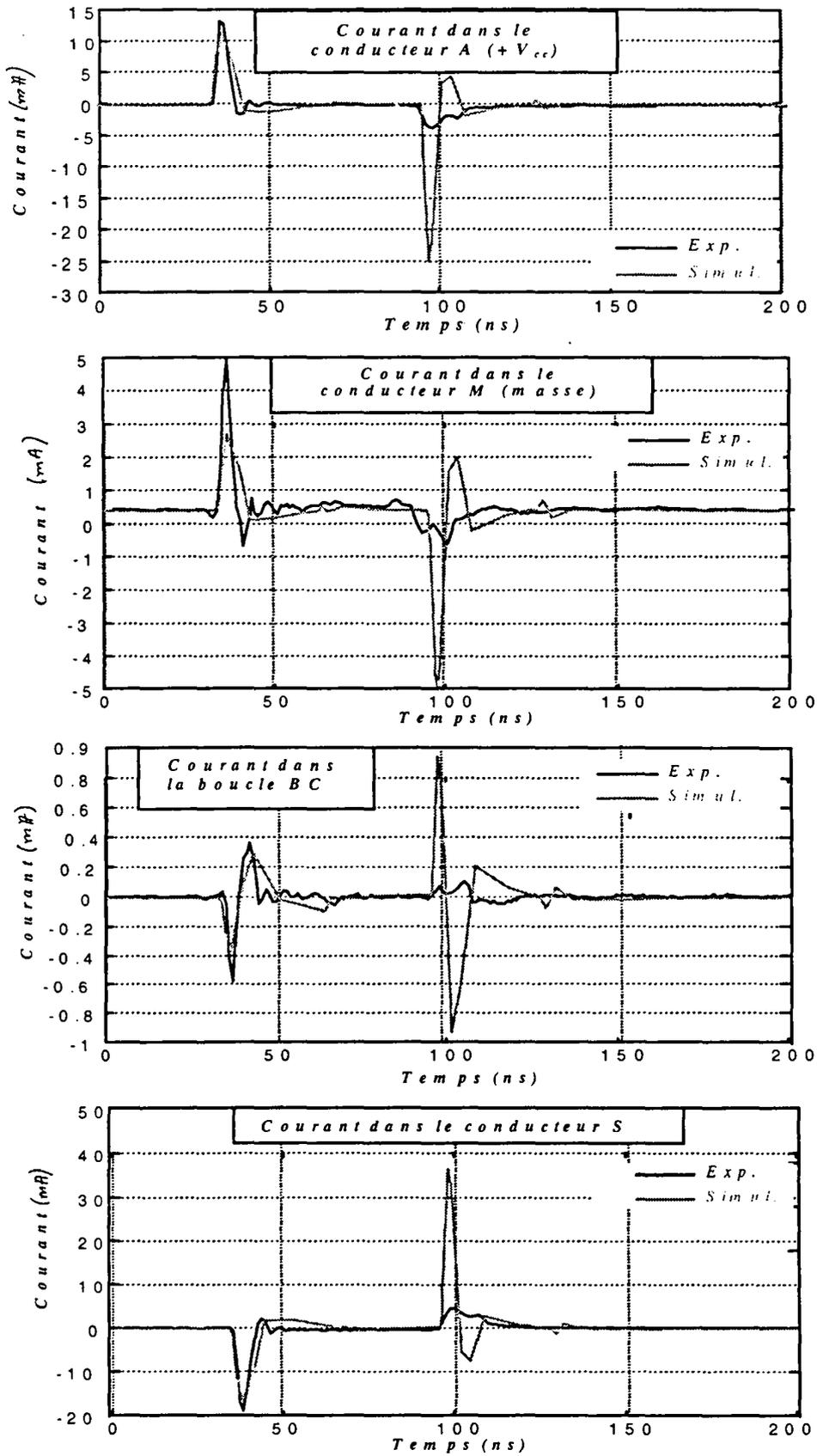
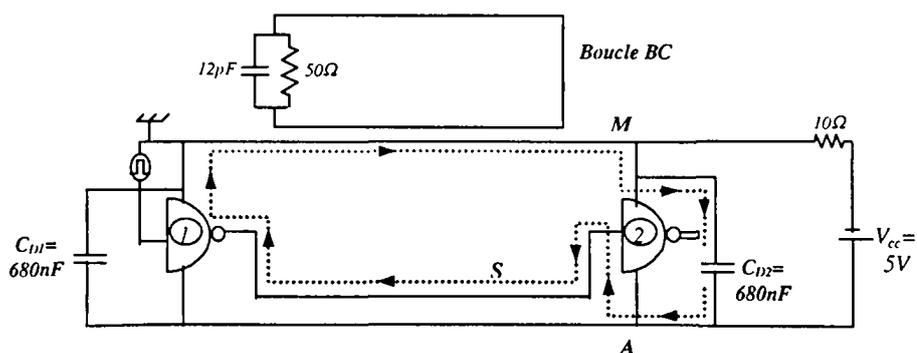


Figure I-27

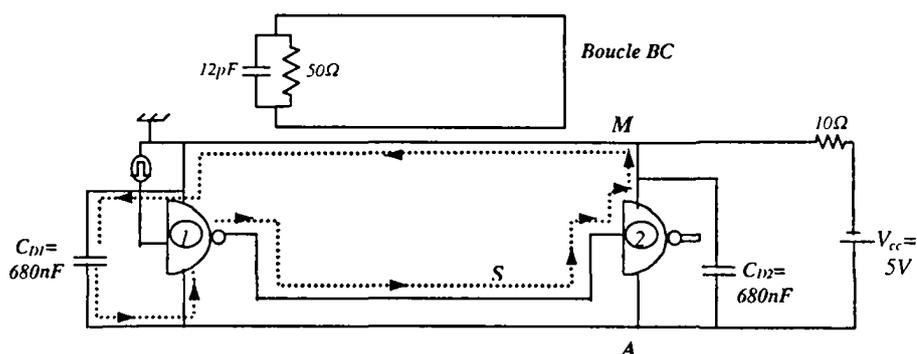
Ligne SA chargée sur des portes logiques

A l'instant $t=40\text{ns}$, la sortie du NAND1 bascule de l'état 1 à l'état 0. La transition inverse (passage de l'état 0 à l'état 1) s'effectue à $t=100\text{ns}$.

On remarque la présence classique de pics de courant qui prennent naissance lors du franchissement du seuil de commutation par la tension de commande (environ 1.4V). En pratique, le pic de courant induit dans la boucle victime BC a une amplitude d'environ $600\mu\text{A}$. Cette faible intensité induite s'explique par le fait, qu'au moment de la commutation, les pointes de courant d'alimentation des deux NAND sont essentiellement délivrées par leurs capacités de découplage respectives (C_{D1} et C_{D2}) (Figure I-28): le courant circulant dans le conducteur de masse M (conducteur couplant le plus avec BC) est alors relativement faible.



a) Passage de la sortie d'un état 1 à un état 0



b) Passage de la sortie d'un état 0 à un état 1

Figure I-28

Pour le premier pic, les courants mesurés et simulés concordent. Par contre, lors du deuxième pic, les résultats divergent notablement.

L'introduction, en simulation, d'inductances supplémentaires dans les branches d'alimentation des portes peut même engendrer des instabilités numériques qui se traduisent par des oscillations importantes et faiblement amorties du courant après la deuxième commutation.

Une analyse plus fine des composants décrits dans la bibliothèque s'avère donc nécessaire pour expliquer cette discordance.

A cette fin, sur les figures I-29 et I-30 sont tracées les évolutions comparatives des admittances simulées et mesurées entre les broches d'alimentation d'une porte NAND 74LS00, ceci pour les deux états de sortie (0 et 1). Les mesures sont effectuées au moyen d'un analyseur de réseaux vectoriel. La méthode utilisée sera décrite plus en détail dans le chapitre II.

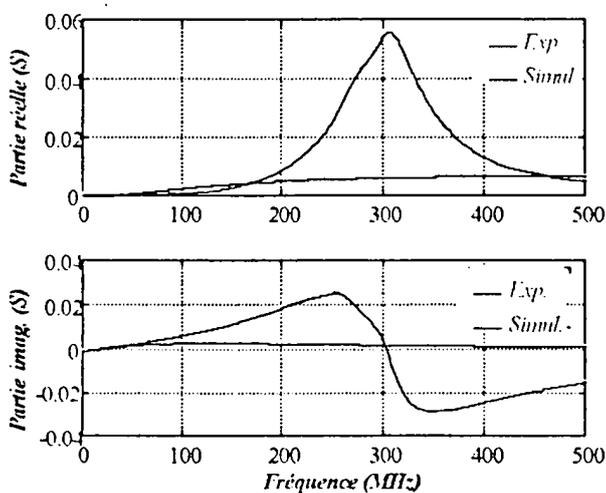


Figure I-29 :

Admittances présentées par l'alimentation lorsque la sortie de la porte NAND est à l'état 0

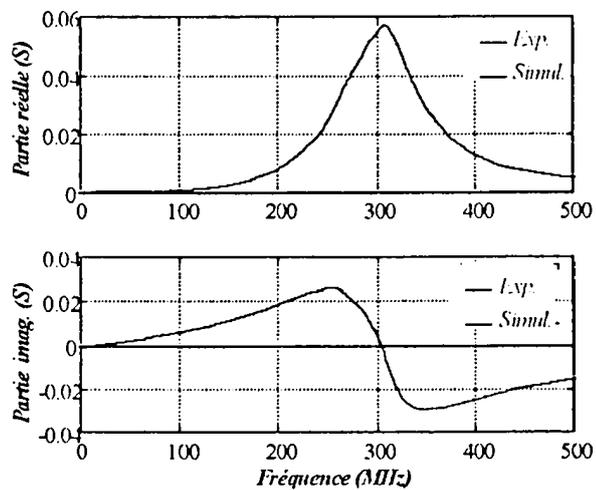


Figure I-30:

Admittances présentées par l'alimentation lorsque la sortie de la porte NAND est à l'état 1

Les résultats expérimentaux et simulés sont très différents.

En pratique, les admittances présentées à l'état 0 et à l'état 1 sont quasiment identiques. On note une résonance à 300MHz. En simulation, cet effet n'apparaît pas.

Par ailleurs, à l'état 1, l'admittance simulée reste quasiment nulle quelque soit la fréquence. Ceci pourrait expliquer les instabilités numériques observées après la deuxième commutation (passage en sortie de l'état 0 à l'état 1) lors de l'ajout, en simulation, d'inductances dans les branches d'alimentation. En effet, on se trouve alors en présence d'un circuit oscillant non amorti (résistance nulle).

CONCLUSION

L'objectif de ce premier chapitre était de rechercher des modèles simples permettant, à partir de la configuration géométrique d'un circuit, d'estimer rapidement l'amplitude des perturbations induites par diaphonie sur des conducteurs chargés par des composants linéaires ou non.

Selon la topologie du circuit étudié, deux modèles approchés à constantes localisées sont proposés :

- un modèle de circuits couplés magnétiquement pour des boucles de surface relativement importante disposées de manière quelconque dans un espace à trois dimensions.
- un modèle de ligne pour des conducteurs faiblement espacés.

Dans les deux cas, les éléments caractéristiques sont déterminés analytiquement.

Cette approche présente l'avantage d'être peu coûteuse en temps de calcul et permet d'intégrer facilement les résultats dans des simulateurs de circuits. C'est pourquoi, sans toutefois se substituer aux méthodes numériques qui fournissent des résultats plus complets et

précis, cette approche semble très intéressante pour une première étude de la C.E.M. d'un système.

Un logiciel basé sur ce formalisme a été développé. Associé au simulateur SABER, il nous a permis d'étudier le comportement de quelques systèmes (dispositif de téléalimentation, perturbations produites par la commutation de portes logiques sur une boucle, ...).

Ces différentes applications ont notamment montré que les modèles de composants fournis dans les bibliothèques de SABER, qui s'avèrent très performants du point de vue fonctionnel c'est à dire dans leur bande normale d'utilisation, doivent, néanmoins, être affinés pour des analyses C.E.M. plus poussées (fonctionnement hors bande par exemple).

A cette fin, nous proposons dans le chapitre suivant une méthode de caractérisation de composants non linéaires qui sera par la suite appliquée sur des circuits intégrés tels qu'un microcontrôleur ou une mémoire. Les perturbations agissant essentiellement sur les entrées et sorties des composants, nous nous focaliserons essentiellement sur ces dernières. La méthode pourrait cependant être appliquée sur les broches d'alimentation des circuits intégrés.

CHAPITRE II

**METHODE DE CARACTERISATION DE COMPOSANTS NON
LINEAIRES – APPROCHE THEORIQUE DU PHENOMENE DE
TRANSPOSITION DE FREQUENCE**

Chapitre II

**METHODE DE CARACTERISATION DE COMPOSANTS NON LINEAIRES -
APPROCHE THEORIQUE DU PHENOMENE DE TRANSPOSITION DE
FREQUENCE**

INTRODUCTION.....	47
II-1 PRINCIPE ET MISE EN ŒUVRE DE LA CARACTERISATION	48
<i>II-1-1 PRINCIPE.....</i>	<i>48</i>
<i>II-1-2 MISE EN ŒUVRE.....</i>	<i>53</i>
<i>II-1-2-1 Caractérisation statique</i>	<i>53</i>
<i>II-1-2-2 Caractéristiques dynamiques</i>	<i>54</i>
<i>II-1-2-3 Détermination du modèle.....</i>	<i>57</i>
<i>II-1-2-3 Introduction dans le simulateur non linéaire SABER</i>	<i>61</i>
II-2 APPLICATION SUR UN MELANGEUR – APPROCHE THEORIQUE DU PHENOMENE DE CONVERSION DE FREQUENCE.....	65
<i>II-2-1 PRINCIPE.....</i>	<i>65</i>
<i>II-2-2 APPROCHE PAR LA THEORIE DU MELANGE</i>	<i>69</i>
II-2-3 REPONSES DU MELANGEUR OBTENUES GRACE A LA METHODE DE CARACTERISATION DE COMPOSANT ET AU SIMULATEUR NON-LINEAIRE .	74
CONCLUSION:.....	79

INTRODUCTION

Ce chapitre est consacré à la caractérisation et à la modélisation de composants non linéaires. Du point de vue de la C.E.M, les non-linéarités présentées par la plupart des composants doivent impérativement être prises en considération pour qualifier et quantifier le spectre électromagnétique généré.

Dans sa bande de fréquence normale d'utilisation, le spectre produit par un composant électronique peut être évalué en utilisant un simulateur numérique non linéaire. A cet effet, ce dernier dispose de bibliothèques de composants dont les modèles sont généralement basés sur les caractéristiques données par les fabricants.

En environnement électromagnétique perturbé, le problème se complique, surtout si la nature du perturbateur est telle que les fréquences perturbatrices sont élevées. Nous verrons au chapitre III, qu'un composant numérique fonctionnant en présence d'un perturbateur haute fréquence peut, par exemple, produire des effets de mélange de fréquences et par conséquent générer une multitude de produits d'intermodulation qui peuvent, dans certains cas, polluer considérablement le spectre environnant.

Outre le fait que la plupart des modèles fournis par le simulateur ne conviennent pas toujours, certains composants (microprocesseurs par exemple) ne figurent pas dans les bibliothèques de circuits.

Aussi, dans le but de compléter et d'affiner les modèles de circuits, nous présentons une méthode de caractérisation de composants non linéaires basée à la fois sur l'utilisation d'un analyseur de réseau vectoriel et d'un simulateur numérique non linéaire. Cette méthode présente l'avantage de pouvoir effectuer une analyse phénoménologique et comportementale du composant testé dans une large bande de fréquence, notamment en dehors de sa bande de fréquence normale d'utilisation. Cette étude fait l'objet de la première partie du chapitre.

Dans le but de vérifier le bien fondé de la méthode, nous l'appliquons, dans une deuxième partie, sur un système fortement non linéaire : un transposeur de fréquence fabriqué à partir d'une diode Schottky (contact métal-semiconducteur) Hewlett-Packard 5082-2800 (HP2800). Ce circuit nous permettra de poser les principes du mélange repris au chapitre III

sur les entrées et sorties de composants logiques qui, face à une perturbation de faible amplitude, réalisent le mélange du signal utile (signal logique) avec le signal perturbateur.

Tous les concepteurs de circuits électriques n'ayant malheureusement pas les moyens financiers pour s'équiper d'outils informatiques traitant des équations non linéaires tels que SABER, nous nous sommes également efforcés de conduire l'approche non linéaire en s'appuyant sur une méthode analytique (théorie du mélange de fréquences). Bien que basée sur des hypothèses simplificatrices, cette approche donnera cependant une bonne approximation des puissances transposées. L'approche théorique a le mérite de nous permettre non seulement de mieux appréhender les phénomènes physiques mais également d'estimer rapidement l'ordre de grandeur des différentes puissances. Elle constituera donc un outil supplémentaire pour valider la méthode de caractérisation.

II-1 PRINCIPE ET MISE EN ŒUVRE DE LA CARACTERISATION

Cette première partie est consacrée à la description de la méthode de caractérisation.

Dans un premier temps, nous présentons le principe général de la méthode. Des exemples simples nous permettront de mettre en évidence les principales difficultés rencontrées ainsi que les solutions apportées.

Les principes de mesure seront ensuite détaillés et appliqués sur une diode Schottky HP2800 utilisée, dans la deuxième partie de ce chapitre, pour réaliser un mélangeur.

II-1-1 PRINCIPE

Notre objectif est d'élaborer un modèle grand signal simulant le comportement du composant (considéré ici comme une «boîte noire») dans une large bande de fréquence.

Afin de mieux appréhender les phénomènes physiques que nous serons amenés à étudier, ce modèle est construit sous la forme d'un schéma équivalent. Ses paramètres sont déterminés à partir de mesures d'impédances.

Pour des composants linéaires, l'évolution fréquentielle de l'impédance peut être facilement mesurée au moyen d'un analyseur de réseaux vectoriel.

Par contre, pour des composants non linéaires, une telle mesure ne semble plus envisageable. En effet, leur impédance varie en fonction de la tension appliquée à leurs bornes. Toutefois, autour d'un point de fonctionnement, si la variation de tension est faible, on peut, en première approximation, considérer l'impédance constante. Le fonctionnement non linéaire du système peut alors être vu comme une succession de "fonctionnements linéaires". Ainsi, en polarisation directe, la caractéristique courant-tension $I(V)$ non linéaire d'une diode en régime statique ($I \cong I_s e^{\frac{qV}{kT}}$) peut être approximée par une succession de segments de droite sur lesquels le fonctionnement peut être considéré comme linéaire (Figure II-1). Lorsqu'un signal de grande amplitude est injecté, le circuit passe successivement par tous les points de tension ce qui se traduit par la variation de son impédance.

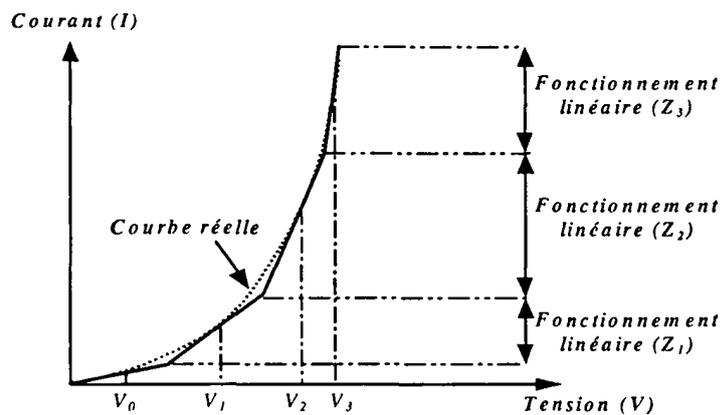


Figure II-1

« Linéarisation par morceaux » de la caractéristique statique d'une diode

La méthode proposée est basée sur ce principe d'une "linéarisation par morceaux" de la caractéristique non linéaire du composant. Elle repose, par conséquent, sur la mesure de l'évolution fréquentielle de l'impédance présentée par le composant, en régime petit signal, pour plusieurs points de polarisation. Le modèle grand signal est ensuite obtenu en faisant « commuter » les diverses impédances.

Ainsi, à condition de réitérer l'opération pour plusieurs points de polarisation, une démarche analogue à celle employée pour la modélisation de composants linéaires

pourrait, à priori, être suivie : on fixe le schéma équivalent puis on détermine ses paramètres à partir d'une mesure d'impédance réalisée au moyen d'un analyseur de réseaux.

Malheureusement, l'analyseur de réseaux ne donne accès qu'à l'impédance «dynamique» du composant. Par conséquent, ce modèle serait en fait un schéma équivalent dynamique: il ne permettrait pas de reproduire le fonctionnement statique du système.

Prenons l'exemple simple d'une diode dont on ne considère que la partie résistive. En polarisation directe, sa caractéristique est donnée par la *figure II-2*.

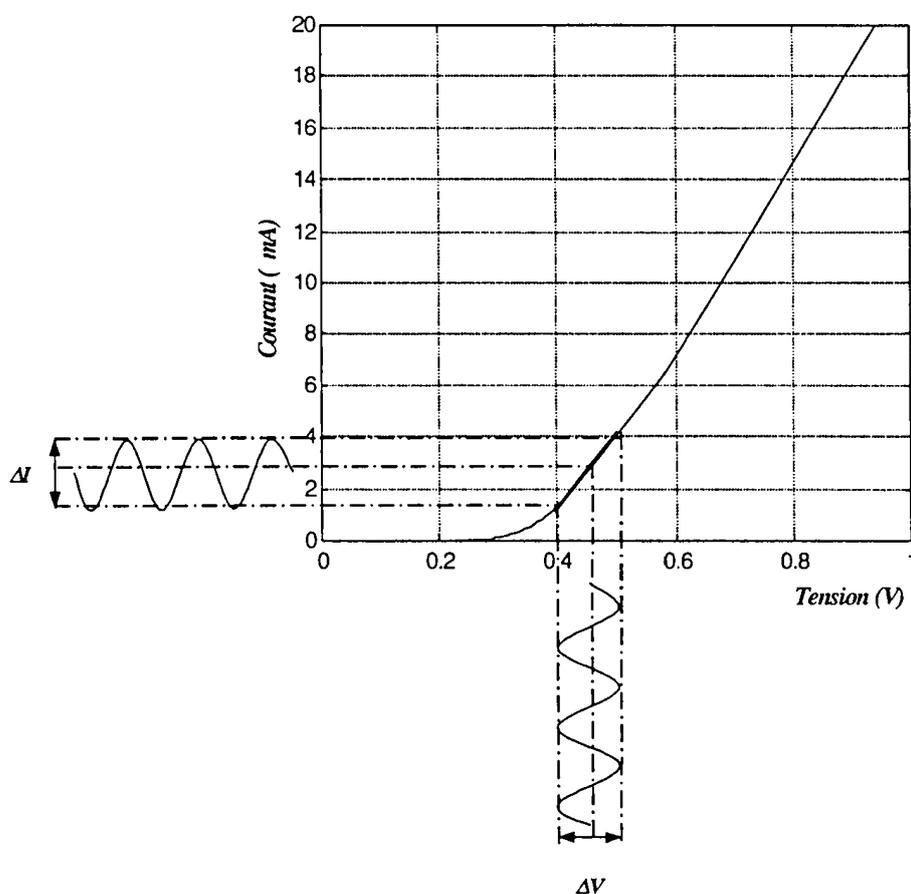


Figure II-2

La diode étant maintenue dans une polarisation fixe, une petite tension sinusoïdale est injectée par l'analyseur de réseaux qui effectue ensuite le rapport, en module et en phase, de la variation de tension ΔV sur la variation de courant ΔI (*Figure II-2*). S'agissant d'une mesure de la variation du courant et de la tension, la résistance relevée correspond en fait à la résistance dynamique de la diode.

Tension de polarisation	-5V	-1V	0.1V	0.25V	0.35V	0.5V	0.75V	1V
Résistance mesurée à l'analyseur	90kΩ	40kΩ	15kΩ	1kΩ	80 Ω	36Ω	25 Ω	21 Ω
Résistance statique	>1MΩ	>1MΩ	300kΩ	10kΩ	600Ω	100Ω	70Ω	30Ω

Par conséquent, le schéma de la *figure II-3* (qui modélise le circuit par une résistance variable égale aux résistances mesurées à l'analyseur) ne nous permet pas de retrouver la caractéristique initiale (*Figure II-2*).

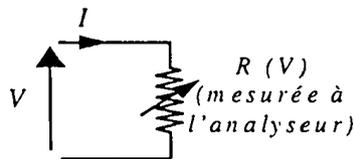


Figure II-3

Pour reproduire le comportement statique du système, une première solution consiste à intégrer les résistances dynamiques. En effet, les résistances relevées à l'analyseur correspondent aux pentes de la caractéristique $I(V)$ statique aux différents points de polarisation. La diode considérée précédemment peut ainsi être représentée par le schéma de la *figure II-4*. Comme le montre la *figure II-5*, celui-ci permet en effet de retrouver la caractéristique statique initiale.

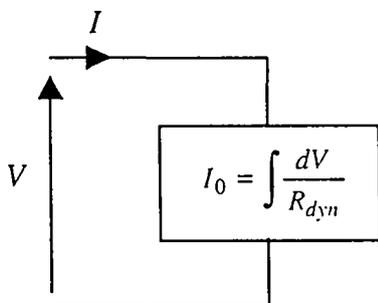


Figure II-4

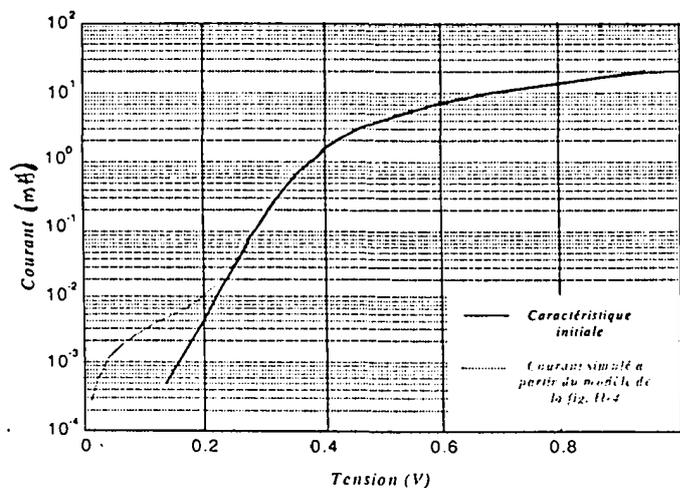


Figure II-5

Caractéristique statique initiale et simulée

Cette solution présente néanmoins deux inconvénients :

- elle nécessite la connaissance des conditions initiales exactes
- pour des composants présentant de brusques variations de courant (ex : microcontrôleur), un mauvais échantillonnage de la tension de polarisation ou une erreur sur la résistance dynamique dans ces zones de fortes variations d'impédance peut fausser notablement la caractéristique statique.

C'est pourquoi, il nous semble préférable de relever séparément la caractéristique statique et de l'intégrer directement dans le schéma équivalent. Deux solutions peuvent alors être envisagées :

- la première consiste à remplacer les résistances dynamiques (mesurées à l'analyseur de réseaux) par les résistances statiques correspondantes (*Figure II-6*).

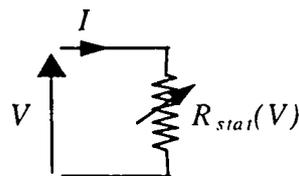


Figure II-6

Malheureusement, comme nous le verrons au chapitre III, certains composants présentent des résistances statiques négatives. Une fois introduites dans le simulateur de circuits, celles-ci peuvent être à l'origine d'instabilités numériques voire de la non-convergence des calculs.

- c'est pourquoi nous préférons remplacer la résistance dynamique par un générateur de courant commandé par la tension d'entrée (*Figure II-7*). Ce générateur est entré conformément à la caractéristique $I(V)$ statique. Il représente la fonction non linéaire du composant en régime statique

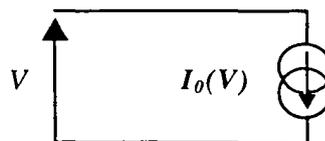


Figure II-7

- Conclusion :

La caractérisation et l'introduction d'un composant dans la bibliothèque d'un simulateur de circuits non linéaire se décompose donc en trois étapes:

- a) dans un premier temps, on relève la caractéristique $I(V)$ en régime statique ;
- b) pour différents points de polarisation, on mesure à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel, l'impédance présentée par le circuit en régime «petit signal »;
- c) un modèle non linéaire est ensuite déduit de ces relevés. Les caractéristiques statiques du circuit seront intégrées sous la forme d'un générateur de courant commandé par la tension d'entrée ;
- d) ce modèle est implanté dans le simulateur de circuits électriques.

Chacune de ces étapes est détaillée dans le paragraphe suivant. Pour plus de clarté, nous nous efforcerons de les illustrer par des résultats obtenus sur une diode Schottky HP2800.

II-1-2 MISE EN ŒUVRE:

II-1-2-1 Caractérisation statique:

On relève point par point la caractéristique $I(V)$ statique à l'aide d'un ampèremètre et d'un voltmètre. La *figure II-8* montre la caractéristique ainsi mesurée sur une diode Schottky HP2800.

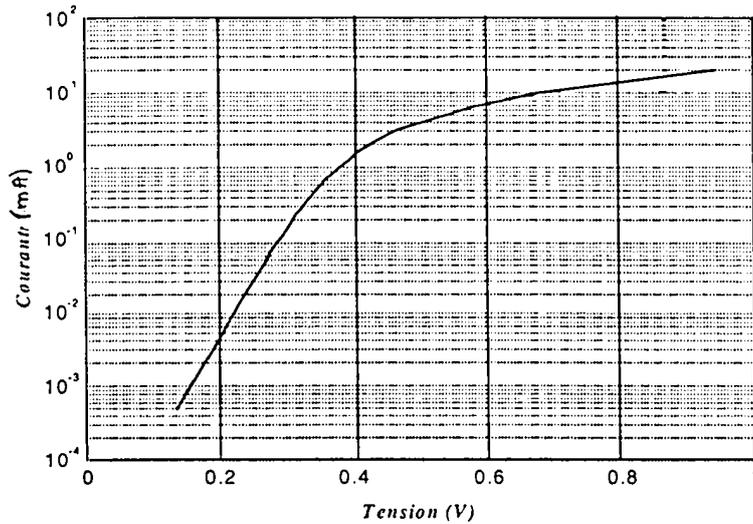


Figure II-8

Caractéristique I(V) relevée en régime statique sur une diode Schottky HP2800

II-1-2-2 Caractéristiques dynamiques:

Pour chaque point de polarisation, l'évolution fréquentielle en régime «petit signal» de l'impédance Z du composant est déduite d'une mesure du coefficient de réflexion (ρ) [2-1] :

$$Z = 50 \frac{1 + \rho}{1 - \rho} \quad (\text{II-1})$$

Cette mesure est effectuée au moyen d'un analyseur de réseaux vectoriel HP 8753C selon le montage de la *figure II-9*. L'analyseur de réseaux (qui comporte ici deux ports notés port 1 et port 2) permet de caractériser un quadripôle par ses paramètres «scattering» S_{11} , S_{22} (coefficients de réflexion sur les ports 1 et 2) et S_{12} , S_{21} (coefficients de transmission entre les ports 1 et 2). Pour notre part, nous ne retiendrons que les paramètres correspondant aux coefficients de réflexion (S_{11} ou S_{22}).

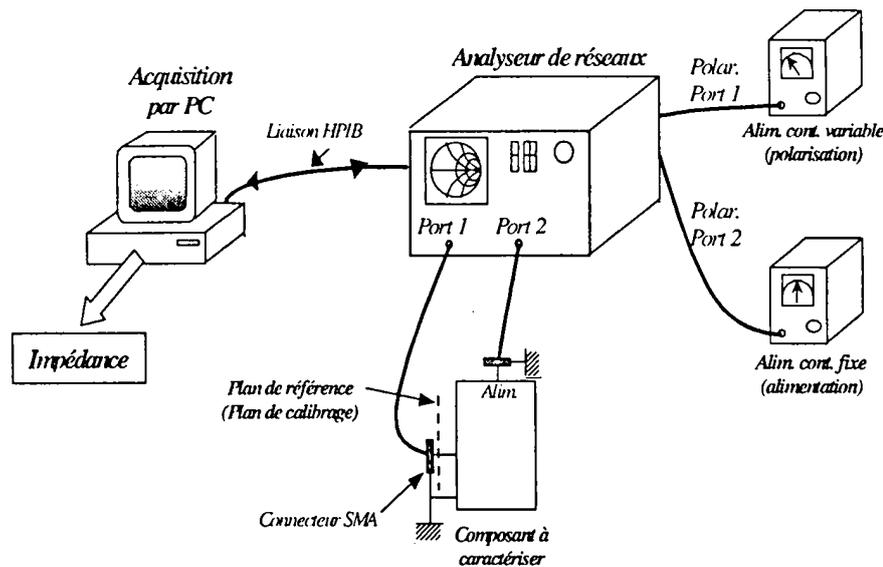


Figure II-9

Montage réalisé pour la caractérisation d'un composant

Le coefficient de réflexion peut être mesuré indifféremment sur le port 1 ou 2 : nous choisissons de connecter le circuit sur le port 1. Un générateur synthétisé interne à l'analyseur délivre sur ce port un signal sinusoïdal de fréquence variable (les N fréquences injectées sur le composant sont comprises dans un intervalle défini par l'utilisateur). Le rapport en module et en phase entre l'onde réfléchie par le circuit et l'onde émise par le synthétiseur donne le coefficient de réflexion complexe.

Afin de ne pas perturber la mesure d'impédance, les tensions continues nécessaires à la polarisation et éventuellement à l'alimentation du composant sont fournies par l'intermédiaire d'un dispositif de découplage interne à l'analyseur (polarisation port 1, polarisation port 2): pour chaque fréquence, le signal sinusoïdal injecté sur le port de mesure est ainsi parfaitement découplé des tensions continues de polarisation ou d'alimentation.

Un calibrage effectué préalablement dans le plan d'entrée du composant permet de corriger les défauts introduits par les câbles de connexion.

Le choix du nombre de points d'échantillonnage en fréquence et en tension est déterminant dans la précision de la caractérisation. Ainsi, il est important de connaître, à priori, le comportement du circuit en étudiant, par exemple, sa réponse en courant lors de l'injection d'une rampe ou d'une impulsion. Celle-ci nous informe sur les zones de forte

variation d'impédance pour lesquels les points d'échantillonnage en tension doivent être resserrés.

A titre d'exemple, nous avons représenté sur la *figure II-10* le montage réalisé pour la caractérisation de la diode Schottky. Celle-ci est caractérisée en 30 points de polarisation (entre -5V et 1V) pour des fréquences allant de 300kHz à 1GHz.

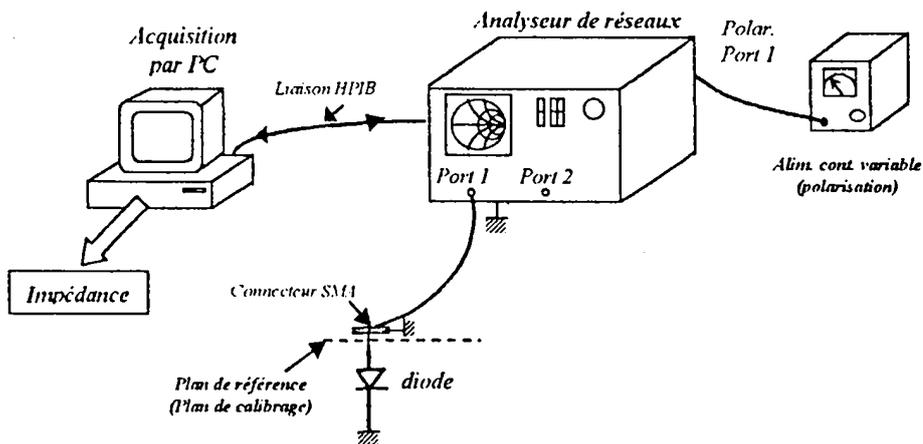


Figure II-10

Caractérisation d'une diode

La diode connectée sur le port 1 de l'analyseur est polarisée par l'intermédiaire du dispositif de découplage (polarisation port 1). Le calibrage de l'analyseur est réalisé dans le plan du connecteur SMA sur lequel est placée la diode.

Les admittances relevées pour quelques points de polarisation sont reportées sur la *figure II-11*.

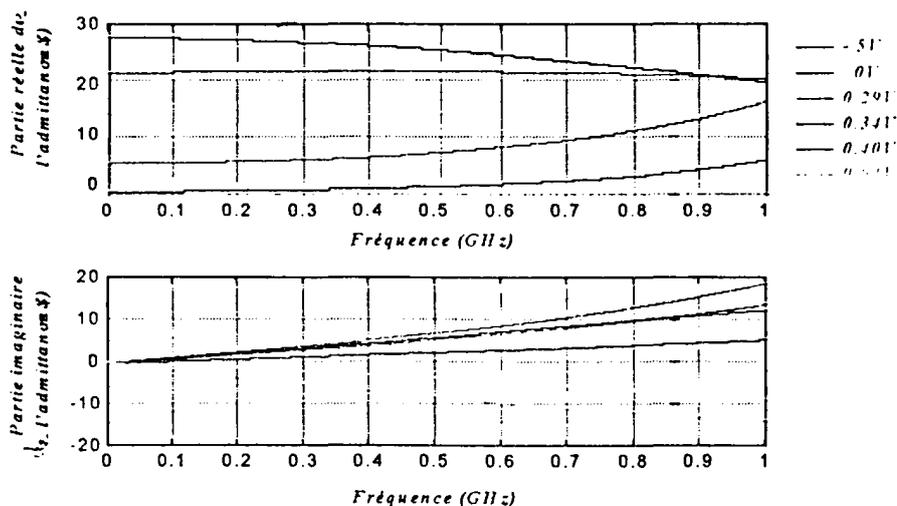


Figure II-11

Evolution, en fonction de la fréquence, de l'admittance présentée par une diode Schottky HP2800 pour plusieurs points de polarisation

Lors de la caractérisation, deux difficultés majeures peuvent être rencontrées. La première provient de la limitation du nombre de points d'échantillonnage en fréquence de l'analyseur de réseaux (1601 points). Cette limitation est pénalisante lorsqu'il s'agit de caractériser des composants sur une large bande de fréquence. Une solution consiste à scinder la plage d'observation fréquentielle. Cependant, les mesures étant issues de calibrages différents, il est important de vérifier la continuité de l'évolution du coefficient de réflexion lors de la reconstitution de la bande de fréquence totale.

D'autre part, l'amplitude du signal sinusoïdal émis doit être suffisamment faible pour rester en régime linéaire. Cette condition s'avère être très difficile à respecter pour des composants logiques commutant très rapidement (ex : porte NAND de technologie HCMOS). En effet, pour certaines tensions situées dans la zone de transition d'un état logique à l'autre, la superposition d'une petite tension sinusoïdale sur la tension continue de polarisation peut suffire pour faire "basculer" le circuit.

II-1-2-3 Détermination du modèle:

Nous procédons de la façon suivante :

a) sur la base de l'évolution fréquentielle des impédances et de considérations physiques, on fixe la topologie du schéma équivalent dynamique ;

Dans le cas de la diode Schottky, on se réfère au schéma classique de la figure II-12.

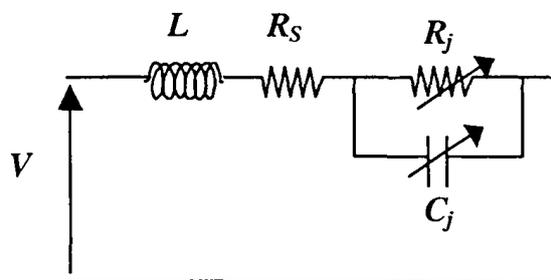


Figure II-12

Schéma équivalent dynamique d'une diode Schottky

R_j et C_j sont respectivement la résistance et la capacité de jonction qui modélisent la jonction intrinsèque.

R_s est la résistance série présentée par le semi-conducteur.

L est une self-inductance due essentiellement au «pattes» du composant.

Ces deux derniers éléments ne dépendent pas de la tension de polarisation.

b) pour chaque point de polarisation, on détermine ensuite les paramètres du circuit.

Pour ce faire, chaque impédance est approximée par une fonction complexe $Z(p)$ donnée par le rapport de deux polynômes $A(p)$ et $B(p)$.

$$Z(p) = \frac{A(p)}{B(p)} = \frac{\sum_{i=0}^{n_a} a_i p^i}{\sum_{j=0}^{n_b} b_j p^j} \quad \text{où } p=j.\omega \quad (\text{II-2})$$

n_a et n_b représentent l'ordre des polynômes A et B respectivement.

Les coefficients a_i et b_j de chaque polynôme sont évalués par la méthode numérique des moindres carrés [2-2] [2-3].

L'écriture de l'impédance du schéma équivalent nous permet, par identification avec chacun de ces coefficients, de déduire les différents éléments du schéma équivalent dynamique.

Les résultats ainsi obtenus pour quelques points de polarisation sur la diode Schottky (Figure II-12) sont reportés ci-après.

Tension	-5V	-1V	0	161mV	200mV	350mV	500mV	700mV	940mV
L	6nH	6nH	6nH	6nH	6nH	6nH	6nH	6nH	6nH
R_s	20Ω	20Ω	20Ω	20Ω	20Ω	20Ω	20Ω	20Ω	20Ω
R_j	90kΩ	40kΩ	21kΩ	11kΩ	1kΩ	60Ω	16Ω	1Ω	1Ω
C_j	0.8pF	1pF	1.8pF	1.8pF	1.9pF	1.8pF	1.8pF	4.7pF	4.7pF

Les impédances mesurées et reconstituées à partir du schéma équivalent pour trois points de polarisation (-5V, 0.161V et 0.94V) sont données sur les figures II-13 et II-14.

En polarisation inverse (Figures II-13-a et II-14-a), la diode est essentiellement capacitive ($C_j=0.8\text{pF}$).

En polarisation directe, lorsque la tension augmente (Figures II-13-b et II-14-b), le tracé remonte progressivement dans l'abaque ce qui indique la diminution de la résistance dynamique.

En régime de forte polarisation directe (Figures II-13-c et II-14-c), cette dernière devient pratiquement égale à la résistance série de la diode (20Ω) qui est indépendante du courant injecté.

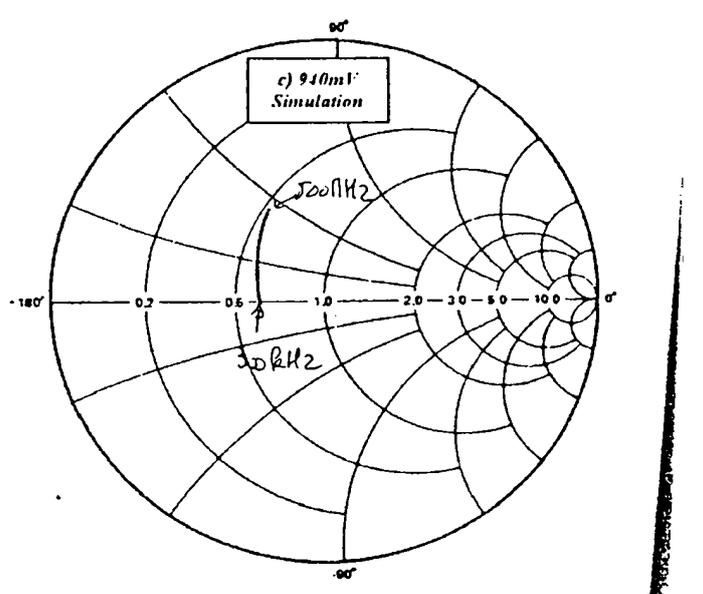
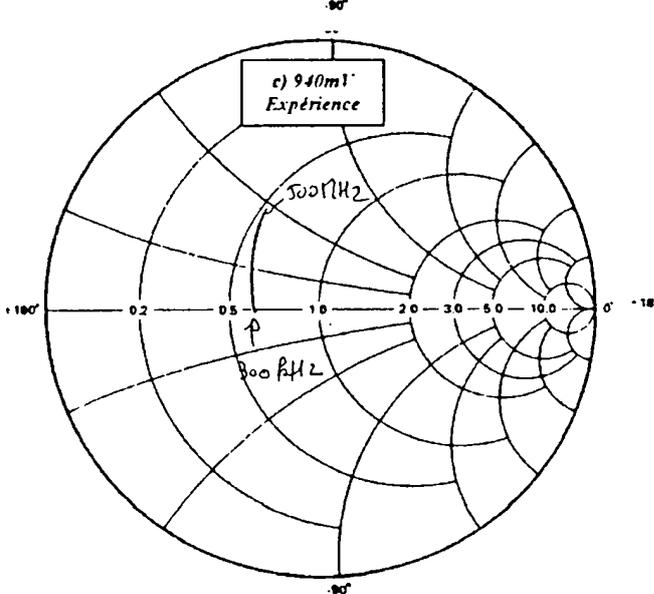
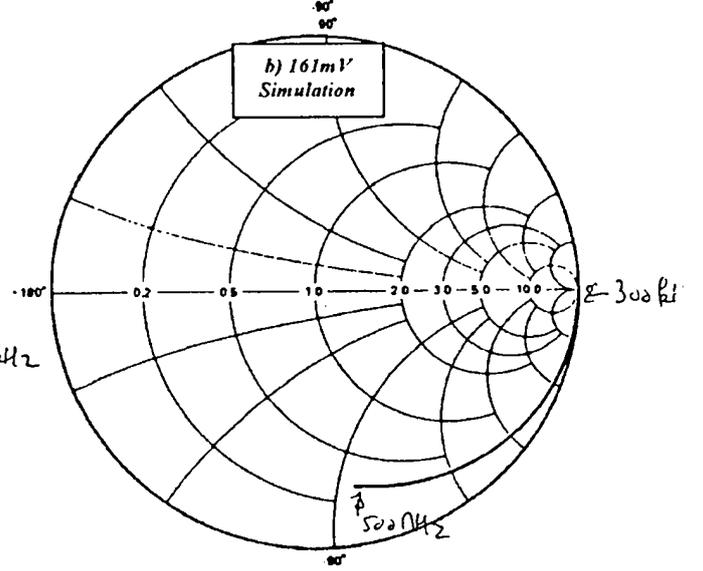
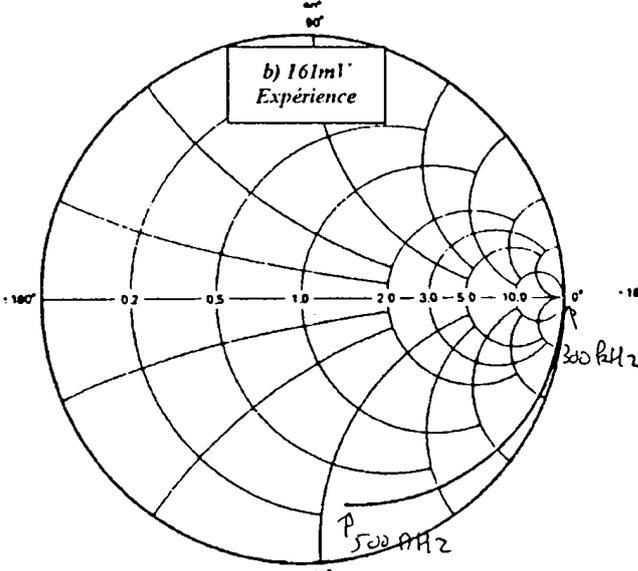
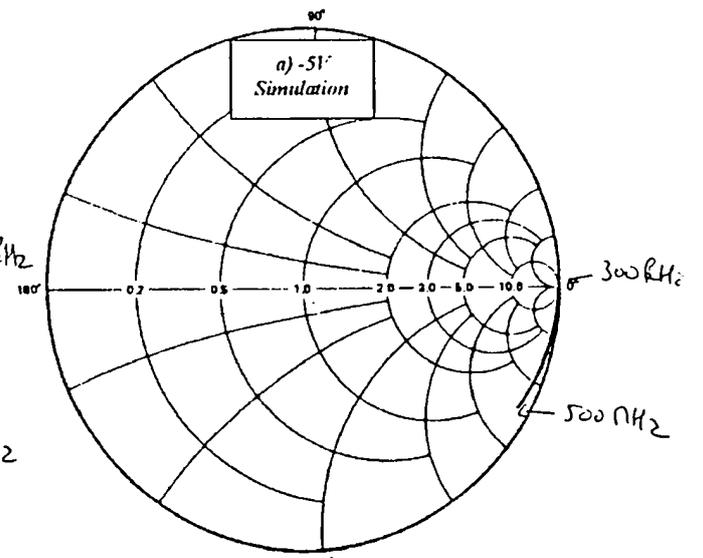
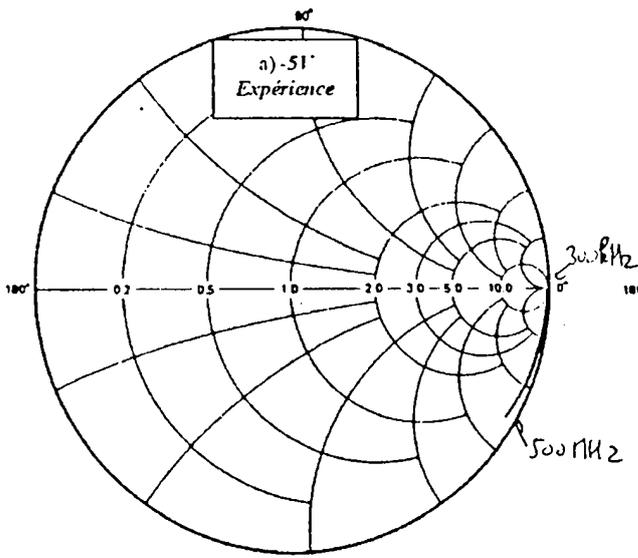


Figure II-13

Impédances relevées à l'analyseur

Figure II-14

Impédances déduites du modèle

c) comme nous l'avons vu au paragraphe II-1-1, le modèle final est obtenu en remplaçant la résistance dynamique R_j par un générateur de courant commandé par sa tension d'entrée. Ce générateur de courant est entré conformément à la caractéristique $I(V)$ statique préalablement mesurée. La diode Schottky sera donc représentée par le modèle de la *figure II-15*.

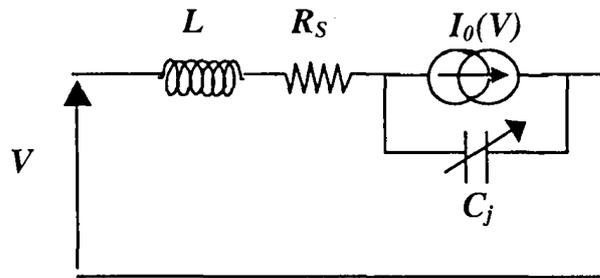


Figure II-15
Modèle de la diode Schottky

II-1-2-3 Introduction dans le simulateur non linéaire SABER [2-4]:

Le modèle est décrit directement sous la forme d'une expression mathématique dans un fichier texte appelé «Template». Cette description s'effectue dans un langage spécifique de modélisation (le langage MAST) dont la structure est proche de celle du langage C [2-5]. L'intérêt d'un tel langage réside dans le fait qu'il est possible, entre autre, d'introduire des expressions mathématiques, des expressions conditionnelles et des équations différentielles d'ordre quelconque.

Lors de la simulation d'un circuit électrique plus complexe dans lequel est inséré le composant, ce «template» est utilisé pour l'écriture des équations de Kirchoff (lois des nœuds et des mailles).

L'analyse temporelle du circuit se ramène alors à la résolution d'un système d'équations algèbro-différentielles non linéaires où les inconnues sont les tensions nodales. Elle est menée selon l'organigramme de la *figure II-16* [2-6].

Notre but n'est pas de décrire en détail la résolution de ce système: nous nous contenterons d'indiquer les principales étapes de résolution et les méthodes numériques proposées. Une description plus détaillée des algorithmes numériques utilisés peut être trouvée dans l'article [2-6].

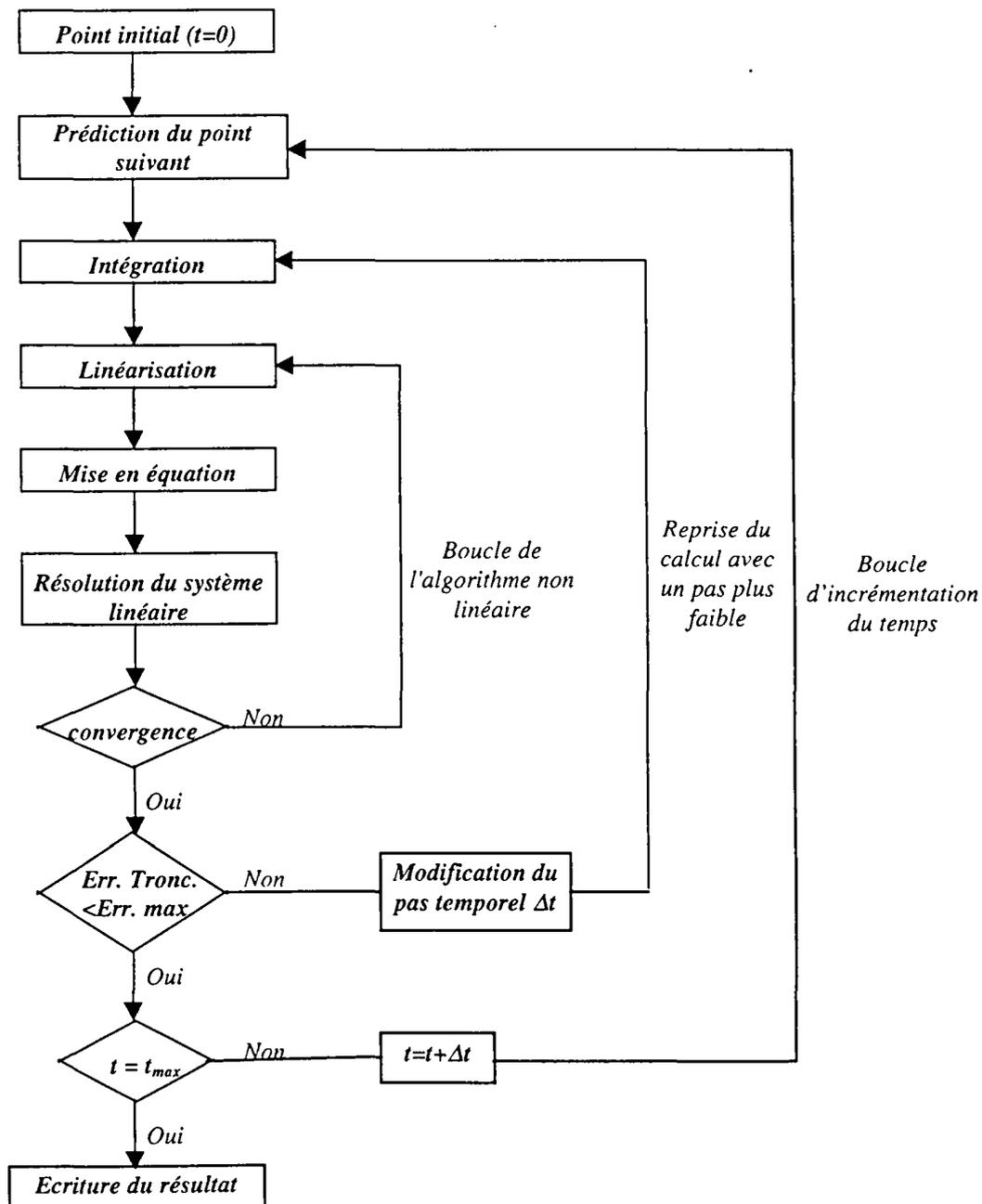


Figure II-16
Organigramme d'une analyse temporelle

L'intervalle d'observation (t_0, t_{\max}) est discrétisé en pas de temps Δt . Ce dernier peut être fixe ou variable.

Le simulateur part d'une condition initiale (résultat d'une analyse dc ou d'une précédente analyse temporelle) et itère à chaque pas de temps pour évaluer la solution au pas temporel suivant. La boucle la plus externe concerne l'incrémement du temps. La boucle interne correspond à l'itération de l'algorithme non linéaire, la boucle médiane à l'ajustage du pas temporel lorsqu'un pas variable est utilisé. La variation de ce dernier résulte du contrôle, à chaque pas de calcul, de l'erreur locale de troncature qui doit restée inférieure à une valeur maximale fixée par l'utilisateur.

La détermination du point de fonctionnement à l'instant suivant s'effectue en trois étapes:

a) le système d'équations différentielles est, dans un premier temps, converti en un système d'équations algébriques : les dérivées sont intégrées numériquement au moyen d'une méthode de prédiction-correction. SABER utilise une formule d'EULER "en arrière" comme prédicteur. Trois formulations sont proposées pour le correcteur: la méthode de GEAR du premier et du second ordre ainsi que la méthode des trapèzes;

b) le système non linéaire est ensuite converti en un système d'équations linéaires grâce à l'algorithme de NEWTON-RAPHSON;

c) les équations linéaires sont résolues par une méthode de décomposition LU [2-2][2-3].

Le choix de la méthode d'intégration, de l'erreur maximale de troncature et du pas de temps selon la nature du circuit à simuler est déterminant pour la précision et la convergence du calcul.

Par ailleurs, il est important de toujours vérifier la plausibilité des résultats à l'aide de schémas simples, surtout lors de l'utilisation d'un pas temporel variable. En effet, certaines simulations peuvent aboutir sur des résultats non physiques ou fortement erronés. Dans ce cas, la diminution du pas de calcul ou le changement de la méthode d'intégration suffisent généralement.

Des essais préliminaires menés sur des circuits simples tels qu'une diode varicap ont validé la méthode de caractérisation. Par souci de concision, les résultats obtenus ne sont pas présentés ici.

Nous préférons étudier un circuit plus complexe: un transposeur de fréquence réalisé à partir d'une diode Schottky HP2800. En effet, l'intérêt majeur de la méthode de caractérisation réside dans le fait qu'il est possible de simuler le comportement du circuit en dehors de sa bande de fréquence de fonctionnement normal, en particulier lors des phénomènes de transposition haute fréquence. Par ailleurs, nous verrons au chapitre III que l'approche traitée peut être extrapolée sur les entrées et sorties de composants logiques (microcontrôleur, mémoires) qui, face à une perturbation de faible amplitude, réalisent le mélange du signal perturbateur avec le signal utile (signal logique).

II-2 APPLICATION SUR UN MELANGEUR – APPROCHE THEORIQUE DU PHENOMENE DE CONVERSION DE FREQUENCE:

Le mélangeur étudié est fabriqué à partir de la diode Schottky HP2800 caractérisée précédemment.

Son optimisation nécessite la réponse aux questions suivantes:

- étant donné une source haute fréquence d'impédance connue (antenne par exemple), comment réaliser, dans les meilleures conditions possibles, la transition source-diode? L'adaptation en puissance nécessite la connaissance des impédances de source et de charge du mélangeur. Signalons qu'ici ce problème d'adaptation n'est pas classique puisque les impédances varient au rythme du fort courant de pompage (basse fréquence);

- quelle puissance haute fréquence et basse fréquence faut-il injecter pour assurer une transposition efficace?

Pour répondre à ces deux questions, nous utilisons la théorie du mélange établie par HEROLD, TORREY et WHITMER. Celle-ci nous permettra non seulement d'adapter les résistances de source et de charge à la diode mais aussi de déterminer les pertes de conversion : elle constituera donc un outil supplémentaire pour valider la méthode de caractérisation.

II-2-1 PRINCIPE

L'opération de mélange permet de transposer la fréquence F_{RF} d'un signal en une fréquence F_{FI} (fréquence intermédiaire) par mélange avec un signal de fréquence F_{OL} (signal de pompage).

Le principe du changement de fréquence est illustré sur la *figure II-17*.

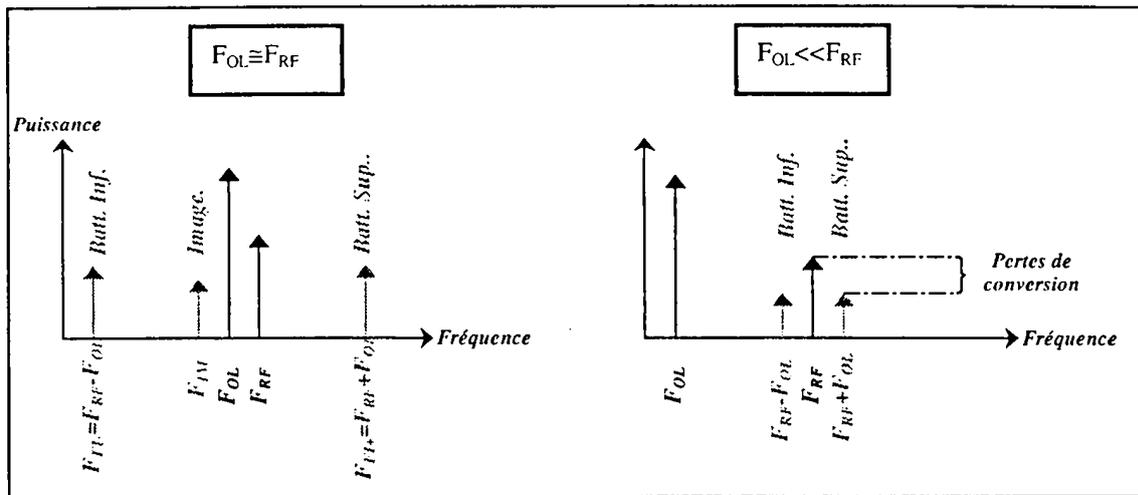


Figure II-17

Principe de la transposition de fréquence

Selon la fréquence du signal de pompage, on distingue deux cas:

- la fréquence F_{OL} de l'oscillateur de pompage (oscillateur local) est proche de la fréquence F_{RF} à transposer. Dans ce cas, la fréquence de battement inférieure F_{Fi} (appelée plus couramment fréquence intermédiaire inférieure) est égale à la différence entre F_{RF} et F_{OL} , tandis que la fréquence intermédiaire supérieure F_{Fi+} est égale à la somme de F_{RF} et F_{OL} . Notons également l'apparition d'une fréquence image $F_{im} = F_{OL} - F_{Fi}$.

- la fréquence de l'oscillateur local est très inférieure à la fréquence à transposer. On retrouve alors les battements inférieure et supérieure $F_{RF} - F_{OL}$ et $F_{RF} + F_{OL}$.

Ce dernier cas est fréquemment rencontré en pratique : F_{OL} correspond par exemple à la commutation d'un circuit logique (signal de forte amplitude appelé signal de pompage) et F_{RF} est la fréquence perturbatrice captée par le composant (signal de faible amplitude haute fréquence). La fonction «transposition de fréquence» consiste alors à transposer le spectre basse fréquence (signal logique) autour de la haute fréquence (perturbateur). Cet effet sera mis en évidence dans le chapitre III sur un système composé d'une mémoire et d'un microcontrôleur. Dans la suite de l'étude, nous considérons donc ce type de mélangeur.

La conversion de fréquence s'accompagne d'une dissipation de puissance entre la puissance P_{RF} injectée et la puissance intermédiaire recueillie (battement inférieur ou supérieur). Cette perte (qui est d'environ 5 à 7dB pour les mélangeurs commerciaux) est nommée perte de conversion (L):

$$L(\text{dB}) = P_{RF_{\text{injectée}}} (\text{dB}) - P_{F_{RF \pm F_{OL}}} (\text{dB})$$

Le mélange est réalisé par un élément non linéaire qui est ici une diode de type Schottky (jonction métal-semiconducteur). Le courant de porteurs traversant la jonction en sens direct est donné par la loi :

$$I_D = I_S \left[e^{\frac{V_a - R_S I_D}{\eta V_T}} - 1 \right] \quad (\text{II-4})$$

où $V_a - R_S I_D$ est le potentiel effectivement appliqué à la jonction

R_S est la résistance série (somme des résistances de contact et de substrat) qui ne varie pas en fonction du courant de polarisation

V_T est le potentiel thermodynamique (environ 26mV à la température ambiante)

η est le facteur d'idéalité (proche de 1 dans notre cas).

La caractéristique quasi-exponentielle $I_D=f(V_D)$ de la diode HP2800 est tracée sur la *figure II-18*.

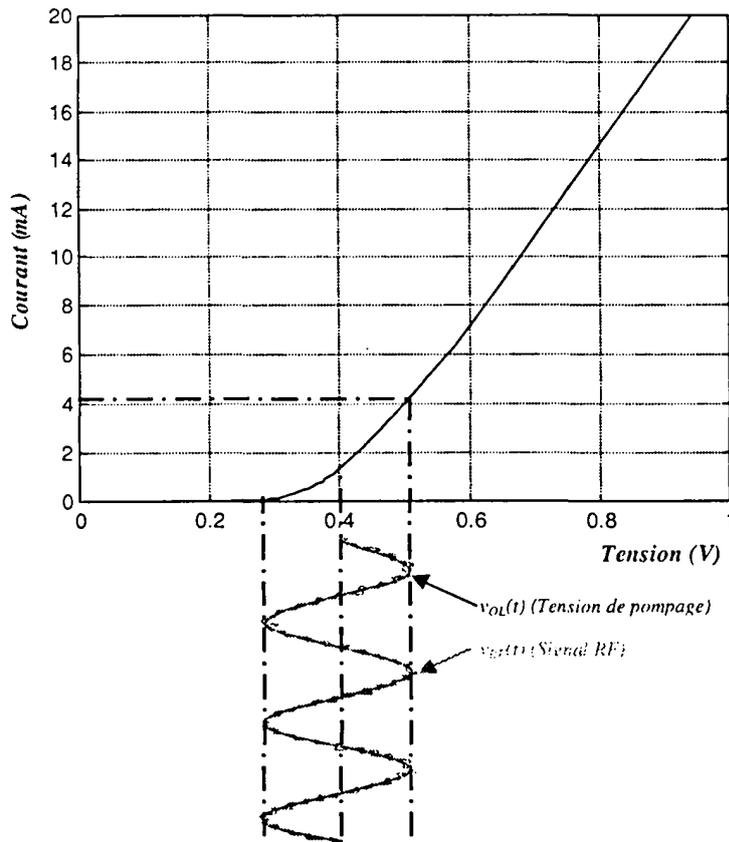


Figure II-18

Principe du pompage de la diode

Considérons une tension de pompage sinusoïdale $v_{OL}(t)=V_{OL}\cos\omega_{OL}t$ (Figure II-18).

Le courant direct de la diode peut être écrit sous la forme polynomiale suivante :

$$I_{OL} = A v_{OL} + B v_{OL}^2 + C v_{OL}^3 + \dots + K_m v_{OL}^m \quad (\text{II-5})$$

Si on applique simultanément sur la diode un signal $v_{RF}(t)=V_{RF}\cos\omega_{RF}t$, cette expression devient:

$$I_{OL} = A(v_{OL}+v_{RF}) + B(v_{OL}+v_{RF})^2 + C(v_{OL}+v_{RF})^3 + \dots + K_m(v_{OL}+v_{RF})^m \quad (\text{II-6})$$

En remplaçant $v_{OL}(t)$ et $v_{RF}(t)$ par leurs expressions, le développement fait apparaître une multitude de fréquences de battement $nF_{RF} \pm pF_{OL}$.

Cette approche simplifiée ne permet malheureusement pas de prendre en compte l'influence des impédances de source RF et de charge sur la fréquence de battement F_i

retenue. C'est pourquoi, nous préférons introduire la théorie du mélange. Cette dernière nous permettra non seulement d'adapter les résistances de source et de charge à la diode afin d'optimiser le rendement de conversion du mélangeur mais aussi de quantifier les pertes de conversion du mélangeur en fonction, par exemple, de la forme du courant de pompage.

II-2-2 APPROCHE PAR LA THEORIE DU MELANGE:

On se propose de déterminer approximativement les pertes de conversion ainsi que les impédances de source et de charge optimales pour le mélangeur réalisé à partir de la diode Schottky.

La figure II-19 montre le principe du pompage sans prépolarisation statique de la diode. On néglige l'inductance des pattes L (Figure II-12).

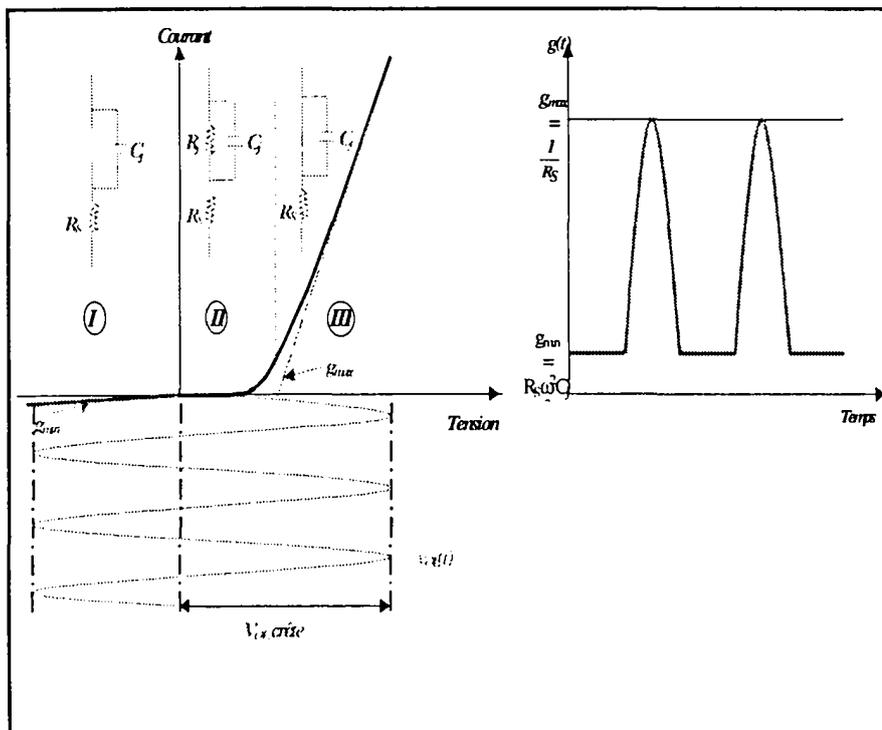


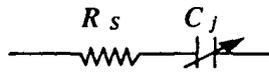
Figure II-19

Principe du pompage sans prépolarisation statique externe

En polarisation directe (*Figure II-19, zone III*), l'accroissement de la tension de pompage provoque une augmentation de la conductance de jonction g jusqu'à atteindre

$$g_{\max} = \frac{1}{R_s} \text{ où } R_s \text{ est la résistance série de la diode (20}\Omega \text{ dans notre cas).}$$

En polarisation inverse (*Figure II-19, zone I*), la partie réelle de l'admittance présentée par la diode n'est pas nulle mais vaut approximativement $g_{\min} = R_s \omega^2 C_j^2$ selon le schéma équivalent :



La théorie permettant le calcul des pertes de conversion a été établie par HEROLD[2-7], TORREY et WHITMER[2-8].

Le principe de calcul consiste tout d'abord à décomposer $g(t)$ (*Figure II-19*) en série de Fourier :

$$g(t) = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega_{OL} t \quad (\text{II-7})$$

$$\text{où } g_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(\omega_{OL} t) d(\omega_{OL} t)$$

$$g_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g(\omega_{OL} t) \cos(n\omega_{OL} t) d(\omega_{OL} t)$$

ω_{OL} étant la pulsation de pompage.

Selon le type de mélangeur à étudier, on considère ou non les conductances g_0, g_1, g_2, \dots

Une bonne approximation consiste à assimiler les pics de conductance à des pics rectangulaires (*Figure II-20*) [2-9].

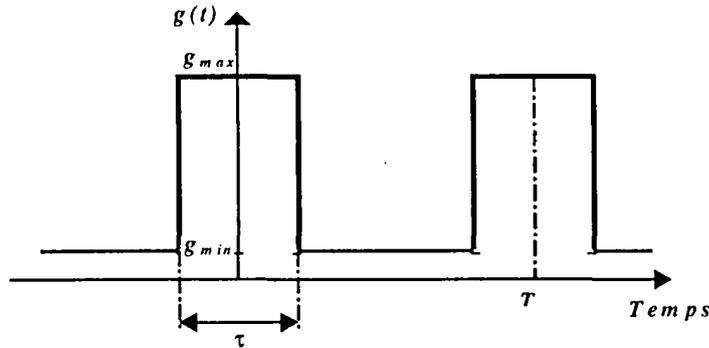


Figure II-20

Forme temporelle équivalente de la conductance de la diode pompée

BARBER [2-9] définit alors un rapport cyclique équivalent $\frac{\tau}{T}$ qui est d'autant plus faible que l'amplitude du courant de pompage est élevée (le rapport cyclique équivalent obtenu pour des courants de pompage supérieurs à 10mA est compris entre 20 et 30%).

Ainsi, il est possible de considérer les éléments R_S et C_j comme des éléments de valeur constante (*Figure II-20*). Dans ce cas, les coefficients g_0 , g_1 , g_2 sont donnés par :

$$g_0 = (g_{max} - g_{min}) \frac{\tau}{T} + g_{min} \quad (II-8)$$

$$g_1 = (g_{max} - g_{min}) \frac{\sin \pi \frac{\tau}{T}}{\pi} \quad (II-9)$$

$$g_2 = (g_{max} - g_{min}) \frac{\sin 2\pi \frac{\tau}{T}}{2\pi} \quad (II-10)$$

avec $g_{min} = R_S \cdot \omega^2 \cdot C_j^2$

$$g_{max} = \frac{1}{R_S}$$

$\frac{\tau}{T}$ étant le rapport cyclique.

Si on suppose de plus le mélange large bande c'est à dire ne comportant aucun dispositif pour filtrer les fréquences intermédiaires ou images, les pertes de conversion totales L (correspondant à la différence entre la puissance P_{RF} injectée et la puissance intermédiaire recueillie $P_{F_{RF} \pm F_{OL}}$), la résistance optimale de source $(R_{source})_{opt}$ et la résistance optimale de charge $(R_{charge})_{opt}$ s'expriment par les relations (II-11), (II-12) et (II-13) respectivement [2-9] :

$$L = \left[1 + \sqrt{\frac{1 + \frac{g_2}{g_0} - 2\left(\frac{g_1}{g_0}\right)^2}{1 + \frac{g_2}{g_0}}} \right]^2 \cdot \frac{1 + \frac{g_2}{g_0}}{\left(\frac{g_1}{g_0}\right)^2} \quad (II-11)$$

$$(R_{source})_{opt} = \frac{1}{g_1} \left[\left(1 + \frac{g_2}{g_0} \right) \left(\frac{g_0 g_2}{g_1^2} + \left(\frac{g_0}{g_1} \right)^2 - 2 \right) \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (II-12)$$

$$(R_{charge})_{opt} = \frac{1}{g_0} \left(1 - \frac{2\left(\frac{g_1}{g_0}\right)^2}{1 + \frac{g_2}{g_0}} \right)^{-\frac{1}{2}} \quad (II-13)$$

Pour un rapport cyclique moyen fixé à 25%, l'évolution des pertes de conversion du mélangeur en fonction de la fréquence est tracée sur la figure II-21.

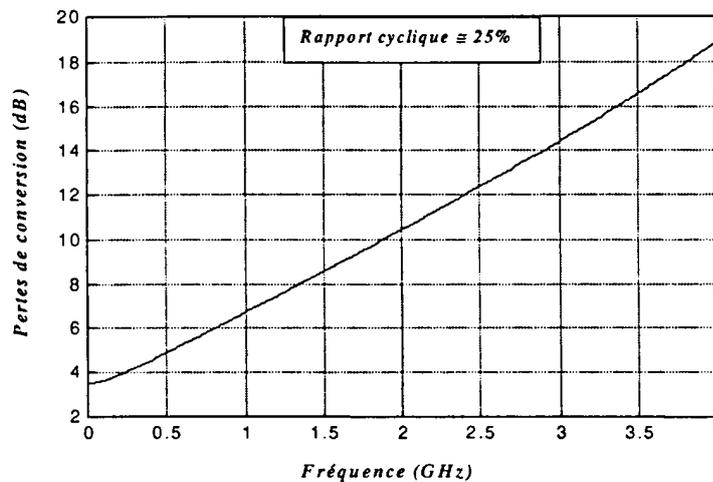


Figure II-21

Evolution des pertes de conversion en fonction de la fréquence pour un rapport cyclique d'environ 25% sur une diode HP2800 ($R_s=20\Omega$, $C_j=1.2pF$)

L'augmentation des pertes avec la fréquence s'explique par la présence des éléments parasites R_s et C_j situés respectivement en série et en parallèle sur la jonction. On note, par ailleurs, qu'avec ce type de mélangeur, les pertes de conversion aux basses fréquences convergent vers la limite de 3dB (Figure II-21).

Les évolutions en fonction de la fréquence des impédances optimales de source et de charge (Figure II-22) montrent que ces dernières sont assez fortement liées au rapport cyclique. A 1GHz, pour un rapport cyclique de 25% par exemple, leur valeur est comprise entre 100 et 250 Ω .

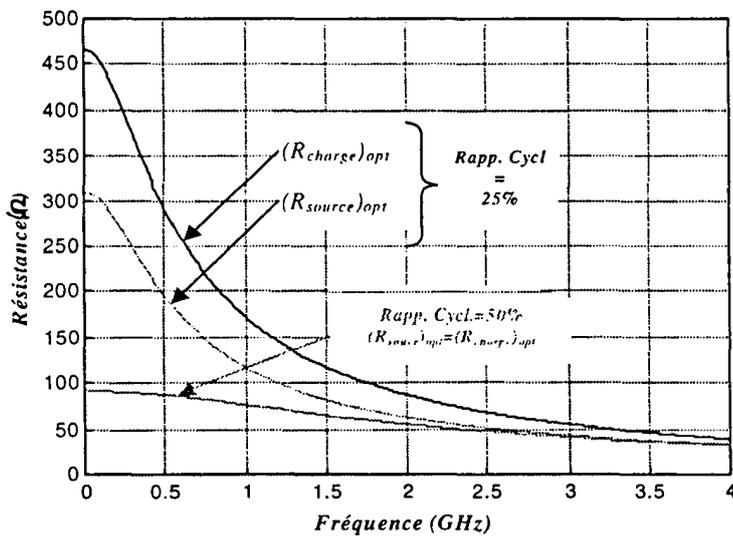


Figure II-24

Evolution en fonction de la fréquence des résistances optimales de source et de charge pour un rapport cyclique de 25 et de 50%

Précisons que les résultats obtenus sont approximatifs. La valeur de la capacité de jonction C_j correspond en fait à la capacité sans polarisation externe C_{j0} : en toute rigueur, nous aurions dû tenir compte du fait que C_j varie en fonction de la tension instantanée appliquée à la diode. L'introduction de cette grandeur non linéaire dans les modèles théoriques exposés ci-dessus serait très complexe. Une solution possible consiste à utiliser la méthode de caractérisation décrite précédemment.

II-2-3 REPONSES DU MELANGEUR OBTENUES GRACE A LA METHODE DE CARACTERISATION DE COMPOSANT ET AU SIMULATEUR NON-LINEAIRE:

Le schéma du mélangeur développé à partir de la diode caractérisée est donné sur la figure II-23.

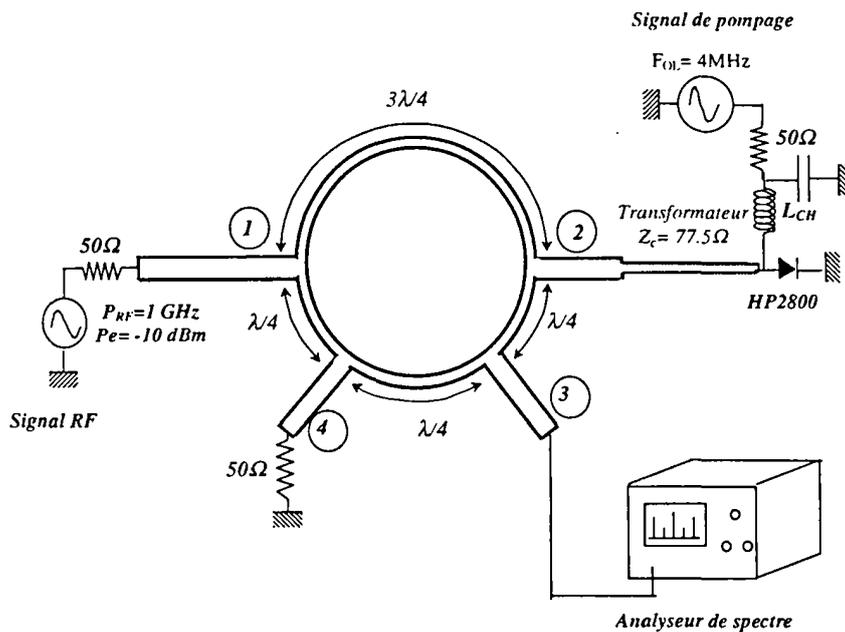


Figure II-23

Mélangeur fabriqué à partir d'une diode Schottky HP2800

Le mélangeur est réalisé sur un circuit imprimé classique en verre époxyde ($\epsilon_r=4.75$).

Le signal RF à transposer est généré par une source de fréquence 1GHz, d'impédance de sortie 50Ω. La puissance RF injectée dans le circuit est égale à -10dBm.

Le signal sinusoïdal de pompage ($F_{OL}=4\text{MHz}$) est délivré par une source découplée de la fréquence RF par une self de choc L_{CH} .

La récupération du signal «fréquence intermédiaire» est obtenue grâce à un coupleur hybride (-3dB, 180°), d'impédance caractéristique $Z_c=50\Omega$. Ce dernier possède quatre ports notés 1, 2, 3 et 4. Le principe de fonctionnement du coupleur est le suivant : l'onde RF est injectée sur le port 1. Elle est divisée en deux ondes de même amplitude qui vont respectivement emprunter le chemin 1 → 2 et 1 → 4. La moitié de la puissance fournie par la source est alors injectée sur la diode. Sur le port 2, une «moitié» du spectre de puissance $F_{RF} \pm nF_{OL}$ est dirigée vers le port 3 et recueillie par un analyseur de spectre. L'autre «moitié» est dirigée vers le port 1 et la puissance est dissipée dans la résistance de source RF.

Les transmissions S_{13} , S_{31} et S_{24} , S_{42} sont nulles.

L'optimisation du rendement de conversion du mélangeur est possible à condition d'adapter la diode à l'impédance du circuit (50Ω). Il faut par conséquent que, dans le plan de la diode, l'impédance présentée par le reste du circuit amont corresponde à la résistance optimale de source $(R_{source})_{opt}$ et à la résistance optimale de charge $(R_{charge})_{opt}$ déterminées précédemment (*Figure II-22*). La source et la charge constituant un port unique, les résistances de source et de charge sont identiques. Conformément à la *figure II-22*, nous choisissons 120Ω (en supposant un rapport cyclique des impulsions de pompage égal à 25%).

L'adaptation est réalisée grâce à un transformateur quart d'onde d'impédance caractéristique $Z_T = \sqrt{120 * 50} = 77.5\Omega$.

Les spectres résultants des simulations menées sur SABER à partir du modèle déduit des mesures à l'analyseur de réseaux (*Figure II-15*) sont comparés avec :

- les estimations obtenues par la théorie du mélange
- les résultats expérimentaux.

Les algorithmes d'intégration et le pas temporel de calcul sont choisis de manière à assurer la convergence des solutions.

Les relevés expérimentaux pour deux courants de pompage (30mA et 10mA crête) sont reportés sur les *figures II-26 et II-28*.

Courant de pompage = 30mA

EXPERIENCE

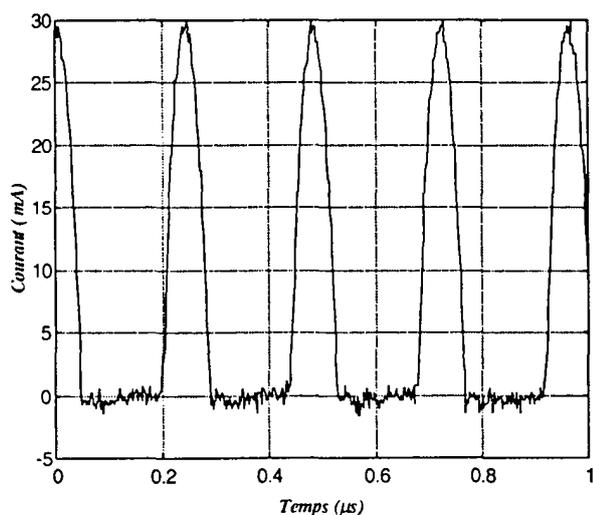


Figure II-24

Courant de pompage expérimental

SIMULATION

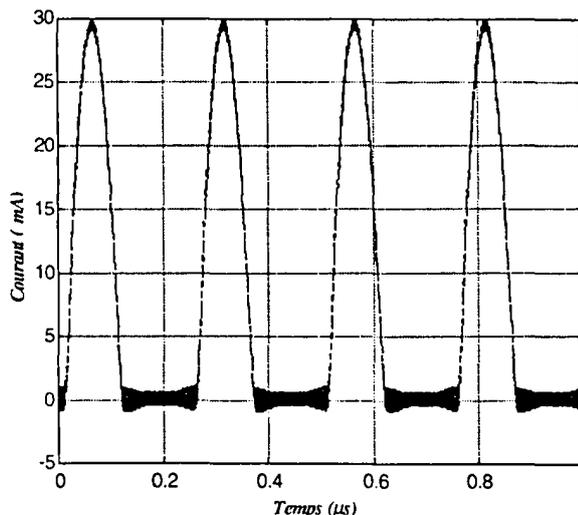


Figure II-25

Courant de pompage simulé

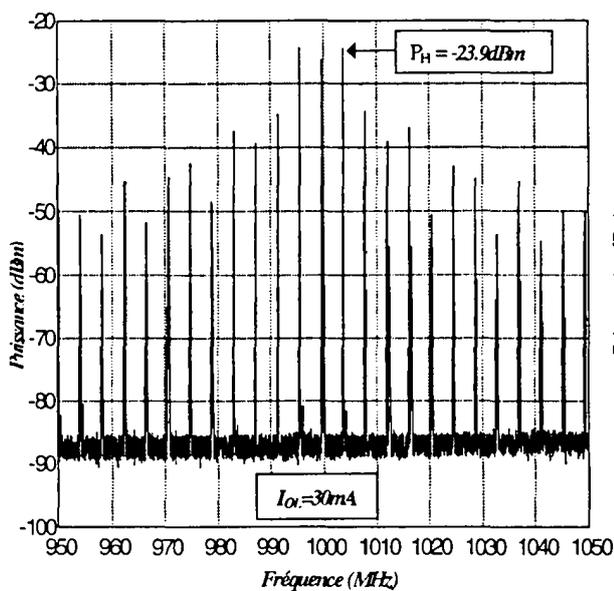


Figure II-26

Puissance recueillie sur l'analyseur de spectre
(expérience)

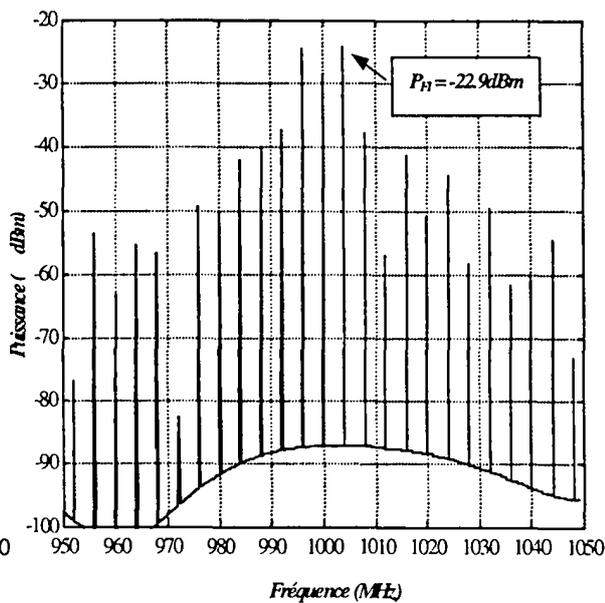


Figure II-27

Puissance recueillie sur l'analyseur de spectre
(simulation)

Courant de pompage = 10mA

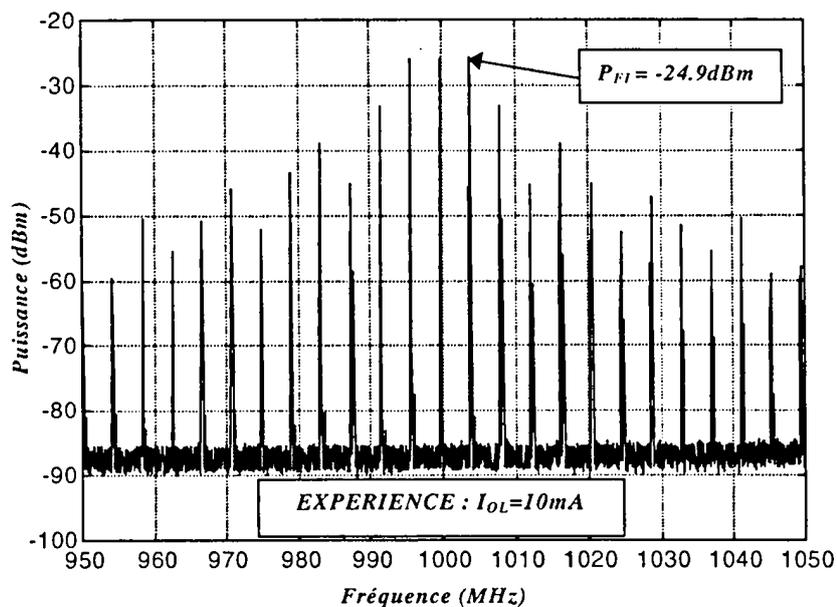


Figure II-28

Puissance recueillie sur l'analyseur de spectre
pour un courant de pompage de 10mA (expérience)

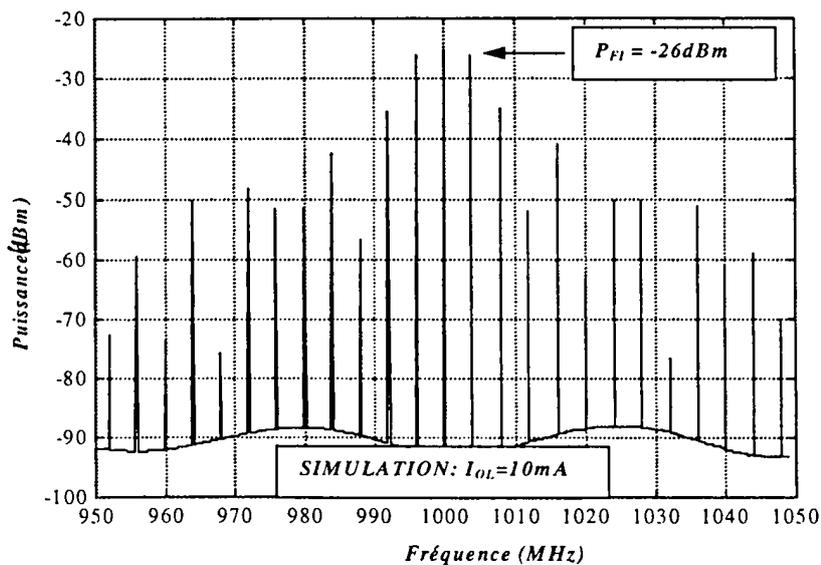


Figure II-29

Puissance recueillie sur l'analyseur de spectre
pour un courant de pompage de 10mA (simulation)

Les pertes de conversion sont déduites de l'amplitude des deux premières raies latérales par rapport à l'amplitude de la tension RF injectée. Elles doivent être estimées au niveau de la diode. C'est pourquoi, compte tenu des atténuations introduites par le coupleur, les pertes de conversion sont évaluées de la manière suivante:

$$L = [P_{FI} + \text{Pertes}(2 \rightarrow 3)] - [P_{RF} - \text{Pertes}(1 \rightarrow 2)]$$

où L sont les pertes de conversion

P_{FI} est la puissance du premier battement

P_{RF} est la puissance RF injectée ($P_{RF} = -10\text{dBm}$)

$\text{Pertes}(1 \rightarrow 2) = -3\text{dB}$ sont les pertes du port 1 vers le port 2 du coupleur

$\text{Pertes}(2 \rightarrow 3) = -3\text{dB}$ sont les pertes du port 2 vers le port 3 du coupleur.

Nous obtenons:

* pour un courant de pompage de 10mA : $L=8.9\text{dB}$

* pour un courant de pompage de 30mA : $L=7.9\text{dB}$.

Ces valeurs mesurées sont à comparer :

- aux pertes théoriques de -7dB (*Figure II-21*)

- aux pertes déterminées par la méthode de caractérisation et de traitement numérique proposées *figures II-27 et II-29*. Les spectres sont obtenus après transformation de Fourier discrète du signal temporel issu des simulations. Nous obtenons :

* pour un courant de pompage de 10mA : $L=10\text{dB}$

* pour un courant de pompage de 30mA : $L=6.9\text{dB}$.

Lorsque le courant de pompage augmente, on remarque une augmentation de la largeur du spectre et du rendement de conversion. Ceci s'explique par le fait que les pertes de conversion sont d'autant plus faibles que la différence entre les conductances minimales (diode bloquée) et maximales (diode saturée) sont grandes.

La bonne concordance entre les résultats expérimentaux et les résultats de simulation (différence d'environ 1dB) semble valider la méthode de caractérisation.

CONCLUSION:

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons décrit une méthode de caractérisation et de modélisation de composants non linéaires basée sur l'utilisation d'un analyseur de réseaux vectoriel. Elle consiste à mesurer, pour plusieurs points de polarisation, l'évolution fréquentielle de l'impédance présentée par le système en régime petit signal. Le modèle non linéaire est ensuite reconstruit en faisant « commuter » les diverses impédances. Avant d'introduire ces dernières dans le simulateur SABER, afin d'assurer la stabilité des calculs autour des points de discontinuité et la convergence des solutions, nous insistons sur la nécessité de :

- contrôler en permanence l'évolution des différents coefficients des équations ;
- transformer certains paramètres tels que des résistances négatives par des générateurs de courant commandés équivalents.

La méthode proposée présente l'avantage de toujours conférer au système de simulation non linéaire son aspect modulaire. En effet, chaque composant est considéré comme une «boîte noire» qui peut être connectée avec un ou plusieurs autres composants linéaires ou non (une ligne de transmission par exemple). Elle pourrait ainsi être appliquée à un ensemble constitué d'une ligne d'impédance caractéristique quelconque connectée sur un composant: il suffit pour cela de choisir le plan de calibrage en entrée de l'ensemble en question.

Malheureusement, une telle méthode ne permet pas de tenir compte des phénomènes tels que le temps de recouvrement inverse d'une jonction PN, par exemple. Il faudrait par conséquent la compléter par des mesures en régime transitoire. Le temps de recouvrement inverse pourrait ainsi être introduit dans le modèle non linéaire sous la forme d'un simple retard.

Nous pensons que cette méthode pourrait être étendue aux paramètres de transmission direct et inverse (S_{12} et S_{21}), ce qui rendrait possible la prise en compte, lors de la simulation, des défauts d'isolation entrée-sortie ou sortie-entrée du composant étudié.

L'une des particularités intéressante de la méthode proposée réside dans le fait qu'elle se prête bien à l'étude de circuits en hors bande, en particulier lors des phénomènes de transposition haute fréquence. C'est pourquoi, nous l'avons appliquée, dans la deuxième partie du chapitre, sur un mélangeur. Ce dernier de conception très simple est fabriqué à partir d'une diode Schottky. Dans le but de résoudre le problème posé par l'optimisation d'un tel mélangeur, la transposition de fréquence a d'abord été examinée de manière théorique. Nous avons ensuite mis en évidence l'influence de certains paramètres sur le rendement de conversion de fréquence tels que:

- les impédances optimales de source et de charge
- l'amplitude du signal de pompage
- les éléments parasites tels que la résistance série et la capacité de jonction

de la diode qui contribuent à l'augmentation des pertes de conversion lorsque la fréquence de travail augmente.

La connaissance de l'influence de ces paramètres sur le mécanisme de transposition de fréquence est fondamentale pour l'étude comportementale de circuits fortement non linéaires (mémoire MOS, microcontrôleur CMOS) qui va être entreprise dans le troisième chapitre.

Les trois approches (simulation après caractérisation, analyse théorique et expérimentale) ont donné des résultats quasiment identiques. La méthode de caractérisation proposée semble donc validée.

CHAPITRE III:

**APPLICATION DE LA METHODE DE CARACTERISATION –
ETUDE DE CIRCUITS INTEGRES DE TYPE CMOS SOUMIS A
UNE PERTURBATION HARMONIQUE**

Chapitre III

APPLICATION DE LA METHODE DE CARACTERISATION – ETUDE DE CIRCUITS INTEGRES DE TYPE CMOS SOUMIS A UNE PERTURBATION HARMONIQUE

INTRODUCTION	82
III-1 CHOIX ET CARACTERISATION DES COMPOSANTS	86
<i>III-1-1 LE MICROCONTROLEUR</i>	86
<i>III-1-1-1 Choix et programmation</i>	86
<i>III-1-1-2 Caractérisation du port P1.0</i>	87
<i>III-1-2 LA MEMOIRE EPROM EXTERNE:</i>	92
<i>III-1-2-1 Choix et programmation:</i>	92
<i>III-1-2-2 Caractérisation de la sortie O₀:</i>	93
III-2 MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE DETECTION	95
<i>III-2-1 DESCRIPTION DU SYSTEME DE TEST</i>	97
<i>III-2-2 PRESENTATION DES RESULTATS</i>	99
III-3 MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE TRANSPOSITION	110
<i>III-3-1 DESCRIPTION DU SYSTEME DE TEST</i>	110
<i>III-3-2 ESSAIS PRELIMINAIRES – ANALYSE QUALITATIVE</i>	112
<i>III-3-3 ANALYSE QUANTITATIVE:</i>	116
<i>III-3-3-1 Mise en œuvre de la simulation:</i>	116
<i>III-3-3-2 Présentation des résultats:</i>	119
<i>III-3-3-2-1 Mise en évidence de l'inversion de courant:</i>	119
<i>III-3-3-2-2 Influence du dispositif dans la bande FM:</i>	125
<i>III-3-3-2-3 Effet d'un perturbateur de fréquence 950MHz:</i>	127
CONCLUSION:	128

INTRODUCTION

Les composants logiques sont à la base d'applications de plus en plus nombreuses. Ces systèmes peuvent être amenés à fonctionner dans des environnements perturbés.

Les signaux perturbateurs sont injectés directement sur les étages d'entrée-sortie par couplage sur les pistes reliant les différents composants. Selon la fréquence du perturbateur (dans le cas d'une perturbation harmonique), l'impédance d'une piste peut être du même ordre de grandeur que celle présentée par les entrées ou sorties qui lui sont connectées. On se trouve alors en présence de deux sources en série: la première dite normale qui correspond à la commutation du circuit d'attaque et la deuxième dite perturbatrice.

Du fait des non linéarités présentées par les circuits logiques, la tension résultante induite à l'entrée des composants n'est malheureusement pas donnée par la somme linéaire de ces deux tensions. Les diodes de protection généralement placées sur les entrées des composants de type CMOS (*Figure III-1*) peuvent, par exemple, réaliser un mélange du signal utile avec un signal perturbateur de forte puissance [3-1].

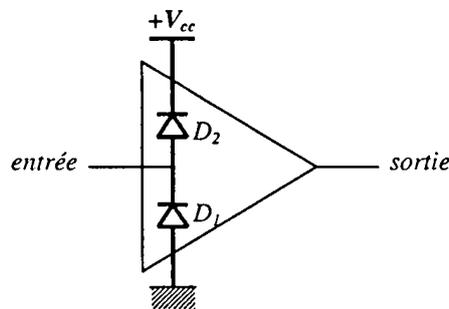


Figure III-1

Protection de l'entrée des composants logiques CMOS

La prédiction par la simulation de tels effets s'avère très difficile. En effet, les modèles de composants utilisés par les simulateurs de circuits électriques ne permettent pas d'obtenir des résultats assez précis pour des fréquences perturbatrices situées en dehors de la bande passante du composant (cas le plus couramment rencontré). C'est pourquoi, de nombreux travaux ont été entrepris afin, notamment, d'affiner et de compléter les modèles de semiconducteurs utilisés par ces logiciels.

Les premiers travaux portaient sur des composants utilisant la technologie bipolaire. LARSON et ROE ont notamment modifié le modèle classique d'EBERS-MOLL se rapportant à un transistor bipolaire afin de prendre en compte les effets de redressement et de décalage des signaux intervenant lors de l'injection d'une perturbation radiofréquence (RF) [3-2]. L'introduction de ce modèle dans le schéma de principe de la porte donné par le constructeur a permis à WHALEN, par exemple, de simuler sur SPICE le comportement d'une porte NAND 7400 perturbée par un signal RF sur sa sortie à l'état bas [3-3]. La *figure III-2* montre le schéma de principe de la porte NAND. Cette dernière est décrite à partir d'éléments discrets (transistors, résistances, diodes). Tous les composants sont fournis par la bibliothèque de SPICE hormis le transistor de sortie à l'état bas (T4) pour lequel le modèle d'EBERS-MOLL modifié est utilisé.

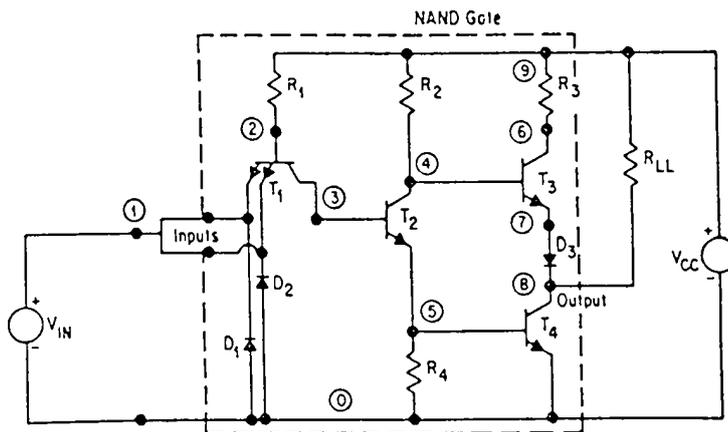


Figure III-2

Schéma de principe d'une porte NAND 7400

Par la suite, des modèles de transistor MOS qui tiennent compte de la modification des caractéristiques statiques lors de l'injection d'une perturbation RF ont notamment été développés [3-4][3-5]. Ceux-ci ont permis l'étude de circuits intégrés en technologie CMOS [3-5] [3-6]. La *figure III-3* montre par exemple l'étage de sortie d'un MOS qui pilote l'entrée d'un autre circuit [3-6].

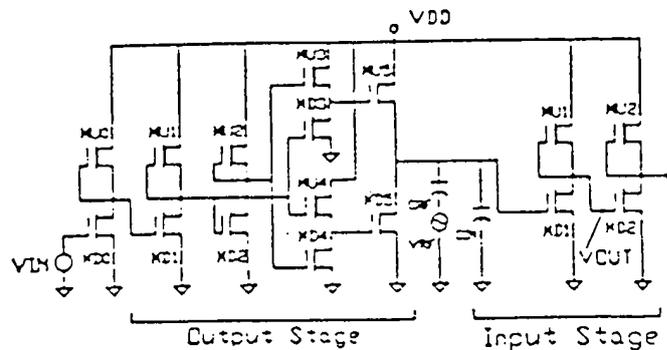


Figure III-3

Interconnexion de l'étage de sortie d'un circuit MOS (driver) à l'entrée d'un autre MOS (buffer) [3-6]

La perturbation est injectée entre ces deux étages par l'intermédiaire d'un générateur haute fréquence (100 à 300 MHz) et d'une capacité C_{RF} . Ces travaux montrent notamment une modification des temps de montée et de descente du signal logique de sortie lorsque le composant est agressé par une onde électromagnétique de fréquence supérieure à 200MHz.

Ces différentes simulations nécessitent la connaissance de la structure interne du circuit logique ainsi que des paramètres intrinsèques de chaque transistor (dopage, épaisseur de grille et d'oxyde, ...).

La modélisation exposée dans le chapitre II se différencie de cette approche par le fait qu'elle considère le composant comme une «boîte noire» caractérisée dans son ensemble. Elle permet donc de s'affranchir de la connaissance des grandeurs précédemment citées.

Dans ce chapitre, nous nous proposons de l'appliquer à l'étude des effets engendrés par une illumination perturbatrice RF sinusoïdale sur l'échange d'informations d'un microcontrôleur avec des dispositifs externes.

Nous nous intéressons en particulier à deux phénomènes:

- le premier que nous appellerons «effet de détection» est relatif à la susceptibilité du système. Mis en évidence sur un microcontrôleur connecté sur une impédance relativement élevée (supérieure à 500Ω), il se traduit par l'apparition, sur le signal d'entrée, d'une tension de décalage différente du niveau continu initial. Suivant la fréquence et l'amplitude du perturbateur, cette tension peut être suffisante pour mettre le microcontrôleur en défaut.

- le second est un effet de mélange entre le signal utile (signal logique) et le signal perturbateur. Le signal résultant « rerayonné » par les pistes reliant les différents circuits amène le dispositif à se comporter à son tour comme un véritable perturbateur pour son environnement. Cet effet est mis en évidence sur un système constitué d'un microcontrôleur échangeant des données avec une mémoire externe. Nous verrons que le phénomène étudié ici a une origine différente de celui observé par [3-1] sur deux portes logiques NAND soumises à un perturbateur de forte amplitude. En effet, bien qu'il s'agisse dans les deux cas d'un phénomène de mélange, ici ce ne sont pas les diodes de protection placées à l'entrée du composant qui réalisent le mélange entre le signal utile et le signal perturbateur mais simplement le changement d'impédance provoqué par la commutation des circuits: l'amplitude du perturbateur n'est pas obligatoirement élevée.

Nous commençons tout d'abord par décrire le processus de caractérisation du microcontrôleur et de la mémoire. Les phénomènes de détection et de transposition sont ensuite successivement étudiés.

Dans les deux cas, notre effort de compréhension s'appuiera, d'une part, sur des simulations (réalisées à partir de schémas équivalents déduits de la caractérisation) et, d'autre part, sur des mesures.

III-1 CHOIX ET CARACTERISATION DES COMPOSANTS:

III-1-1 LE MICROCONTROLEUR:

III-1-1-1 Choix et programmation:

La logique séquentielle est à la base de réalisations industrielles telles que certains automates programmables ou variateurs de vitesse pour des moteurs électriques par exemple. Afin de réduire le coût d'implantation des composants électroniques, les fabricants ont développé des circuits microcontrôleurs conçus spécialement pour travailler directement avec des capteurs externes.

Les microcontrôleurs à architecture 8 bits conviennent pour beaucoup de systèmes industriels où le temps d'exécution ne constitue pas un facteur primordial. La plupart des versions actuelles sont réalisées en technologie CMOS.

Nous choisissons un microcontrôleur 8 bits du type 8051 développé initialement par la société INTEL (d'autres constructeurs tels que PHILIPS, SIEMENS, OKI, SIGNETICS, etc... ont acheté la licence de production à INTEL et commercialisent d'autres versions originales basées sur le noyau 8051).

Afin de minimiser les risques de perturbation du programme, nous optons pour le microprocesseur 87C51 car il est muni d'une mémoire programme interne (EPROM) [3-7]. De ce fait, la perturbation agira essentiellement sur le transfert des données et non sur les pistes reliant le microprocesseur à sa mémoire de programme externe. Les architectures d'entrée et de sortie du 87C51 sont décrites en annexe.

Le programme inscrit dans la mémoire interne (en langage machine) exécute les fonctions suivantes [3-8]: les données provenant de l'extérieur sont lues par le port P1 (déclaré en entrée) puis recopiées sur le port P0 configuré en sortie. Une diode électroluminescente (LED) connectée sur ce dernier permet non seulement de visualiser les changements d'état de l'entrée du microcontrôleur mais aussi de détecter une éventuelle mise en défaut du système (Figure III-4).

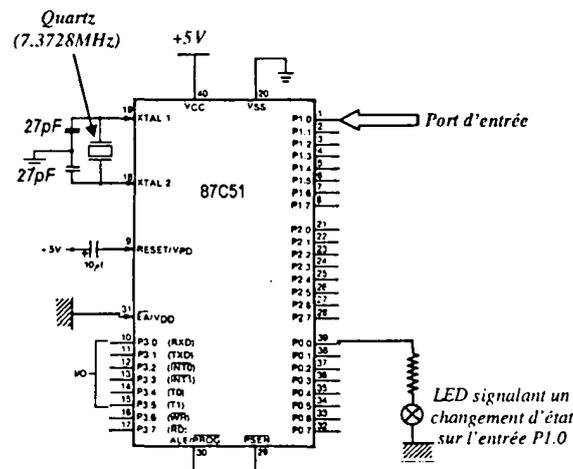


Figure III-4
Microcontrôleur 87C51

Nous utilisons le port P1 et non le port P0 comme entrée pour ne pas être gêné par la commutation du multiplexeur (adresses/données) lors de la caractérisation de l'entrée du microcontrôleur (cf. annexe). Notre but n'étant pas de caractériser entièrement le microcontrôleur mais de vérifier la validité de la méthode de caractérisation, seul le port P1.0 est étudié.

III-1-1-2 Caractérisation du port P1.0:

La caractérisation du port P1.0 est menée selon la méthode exposée au chapitre II (Figure III-5).

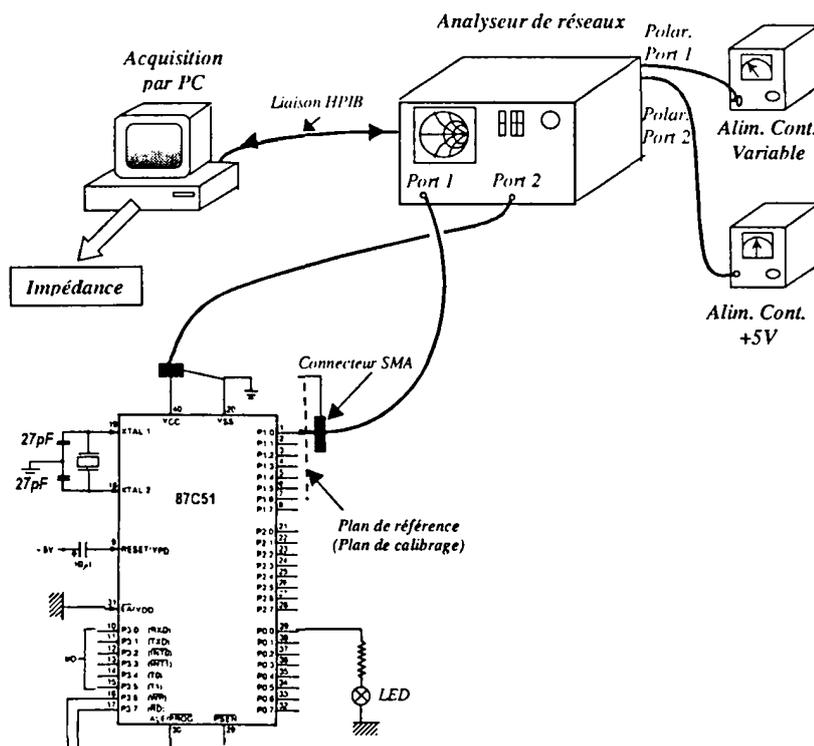


Figure III-5
Caractérisation du port P1.0

Nous mesurons, sur le port 1 de l'analyseur de réseaux, l'impédance présentée par le port P1.0 pour des fréquences comprises entre 300kHz et 500MHz. Cette expérience est répétée pour chaque point de polarisation (environ 60 points entre -1V et 6V).

Afin de ne pas perturber la mesure d'impédance, la tension continue de polarisation est injectée par l'intermédiaire du dispositif de découplage du port 1 interne à l'analyseur, le microcontrôleur étant alimenté sur le port 2 grâce à un dispositif identique.

Le calibrage de l'analyseur de réseaux est réalisé dans le plan du connecteur SMA sur lequel est placé le port P1.0. Rappelons que ce calibrage est indispensable pour corriger les défauts introduits par les différents câbles de connexion.

La tension sinusoïdale injectée sur le port de l'analyseur (port P1) est suffisamment faible (environ 20mV) pour respecter les conditions d'un fonctionnement linéaire.

Les impédances présentées par des composants de même type peuvent varier d'une série de fabrication à l'autre. Pour cette raison, d'une part, et pour ne pas mettre en œuvre des méthodes de synthèse de circuits lourdes et complexes d'autre part, nous nous limitons à un schéma équivalent approximatif relativement simple (*Figure III-6*). Celui-ci s'avère suffisant pour les applications que nous serons amenées à traiter.

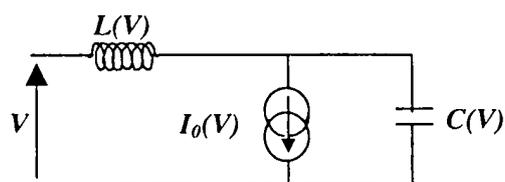


Figure III-6

Schéma équivalent approximatif du port P1.0 déduit des mesures d'impédance

Les valeurs des éléments évalués pour quelques tensions d'entrée sont reportées ci-dessous.

Tension d'entrée (V)	L (nH)	C (pF)	I ₀ (mA)
-1	50	1	-64
-0.6	30	8	-1.45
0	28	10	-0.012
1.4	30	8	-0.050
5	30	9	+0.022
6	40	8	+30

Les paramètres dynamiques (L et C) sont déterminés, par identification, à partir des mesures d'impédance.

On remplace la résistance dynamique par un générateur de courant I₀(V) commandé par sa tension d'entrée de manière à éviter, lors de la simulation, les problèmes de non convergence de calcul dus à l'introduction de résistances négatives. Les valeurs des courants fournis par le générateur de courant I₀(V) sont entrées conformément à la caractéristique statique courant-tension relevée sur le port P1.0 (Figures III-7). Ils sont comptés négativement lorsqu'ils sortent de l'entrée P1.0. Afin de mettre en évidence l'évolution du courant dans un état intermédiaire, les courants mesurés pour des tensions d'entrée comprises entre 0 et 5V ont été reportés sur la figure III-8.

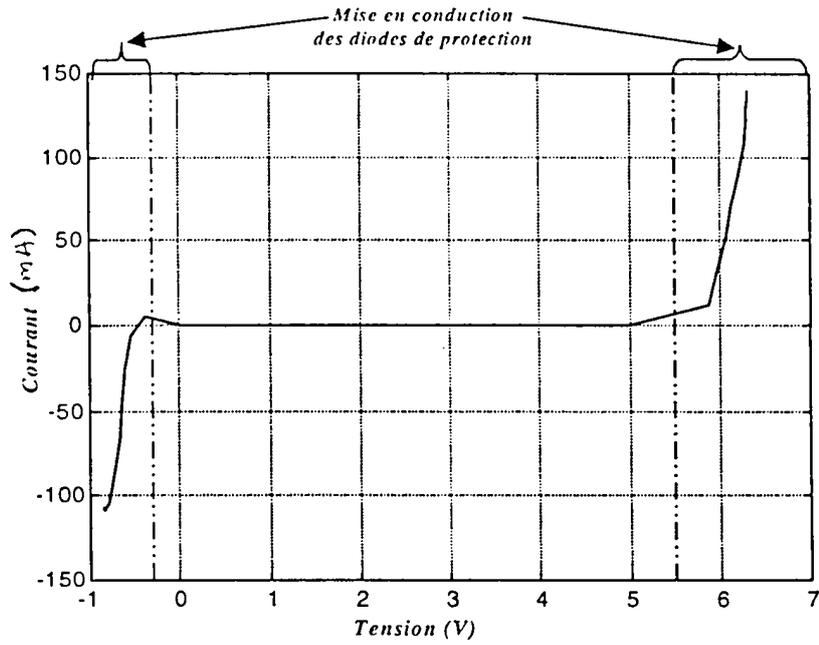


Figure III-7

Evolution, en fonction de la tension, du courant statique relevé sur l'entrée P1.0 du microcontrôleur 87C51 pour des tensions comprises entre -1V et 6V

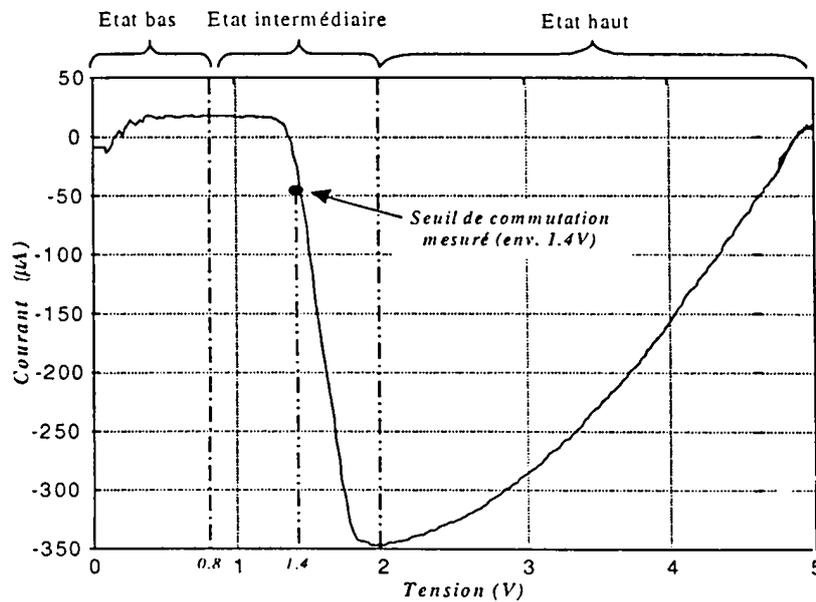


Figure III-8

Evolution, en fonction de la tension, du courant statique relevé sur l'entrée P1.0 du microcontrôleur 87C51 pour des tensions comprises entre 0 et 5V

La figure III-7 représentant le courant mesuré pour des tensions comprises entre -1V et +6V fait clairement apparaître la mise en conduction des diodes de protection (Figure III-9) pour des tensions inférieures à -0.5V et supérieures à +5.5V. Notons que, dans ces conditions, le microcontrôleur fonctionne en dehors des limites de tension préconisées par le constructeur.

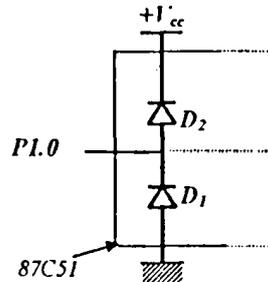


Figure III-9

Protection de l'entrée du microcontrôleur CMOS

Lorsque l'entrée du microcontrôleur se situe dans un état intermédiaire (entre 1.2V et 4.5V), on remarque une forte consommation de courant propre aux circuits réalisés en technologie CMOS (Figure III-8): dans cette zone, les transistors NMOS et PMOS deviennent simultanément passants.

Les comparatifs des impédances mesurées et reconstituées pour 0V (état logique 0) et 5V (état logique 1) sont donnés sur les figures III-10 et III-11.

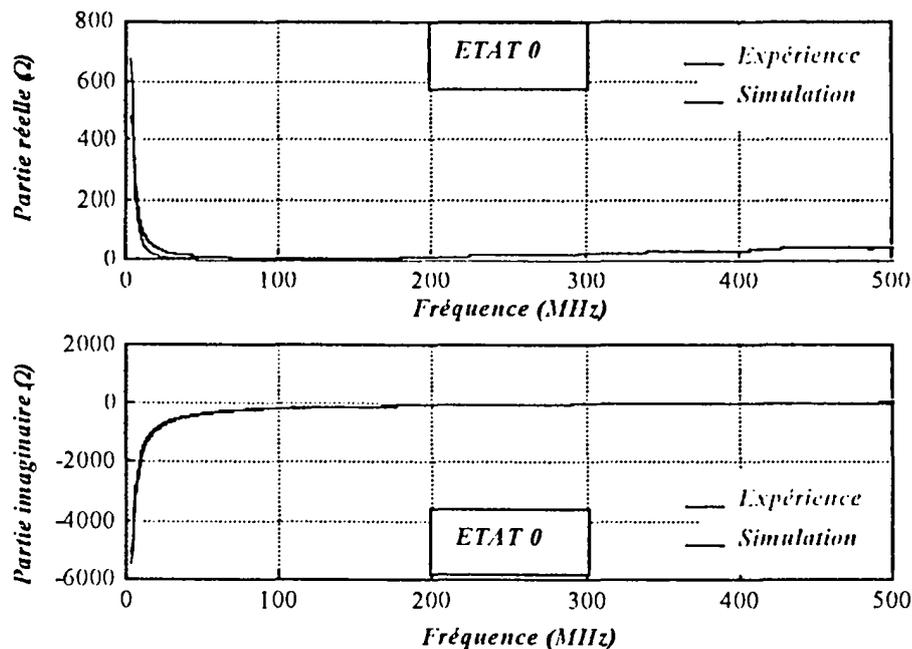


Figure III-10

Impédance présentée par le port P1.0 placé dans un état logique 0

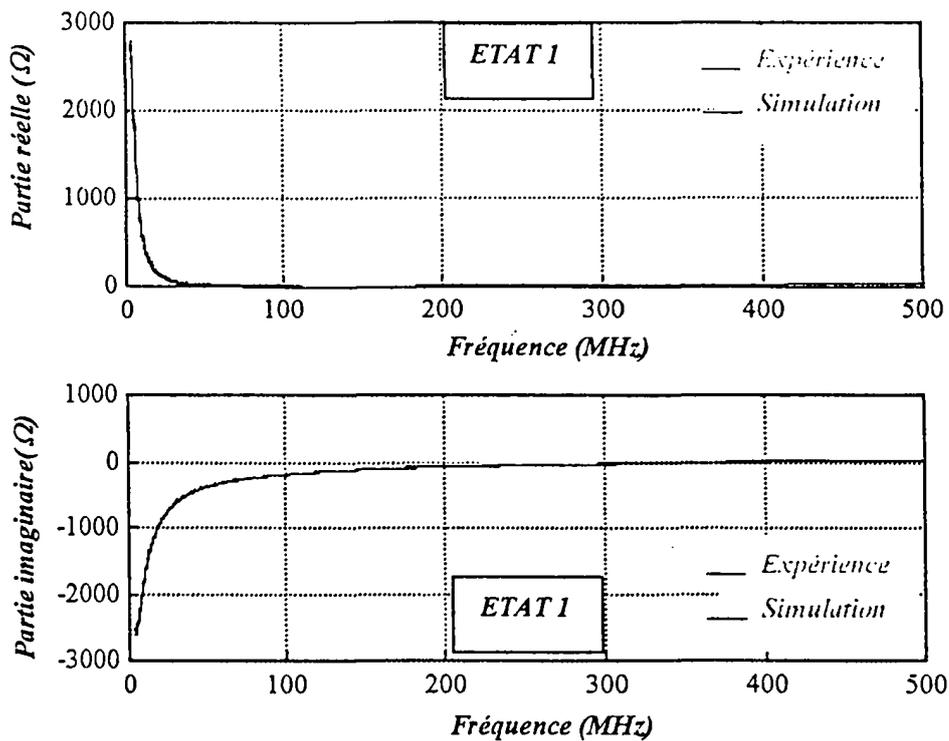


Figure III-11

Impédance présentée par le port P1.0 placé dans un état logique 1

III-1-2 LA MEMOIRE EPROM EXTERNE:

III-1-2-1 Choix et programmation:

La mémoire qui sera par la suite connectée sur le microcontrôleur est une EPROM 27C64 de 8Ko réalisée en technologie CMOS (Figure III-12).

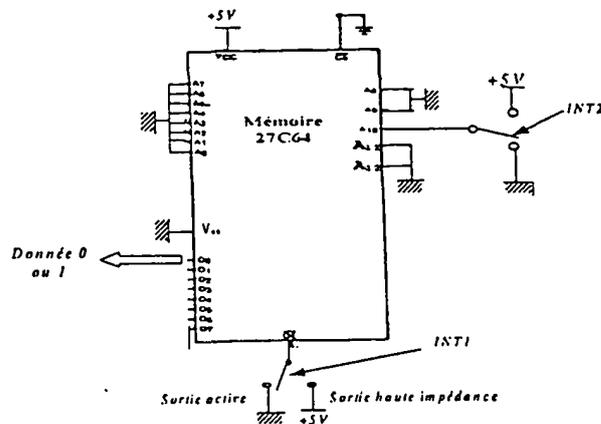


Figure III-12

EPROM 27C64

Elle peut être placée dans l'un des trois états suivants: l'état 0, l'état 1 ou l'état haute impédance. Ce dernier état est obtenu en activant la patte \overline{OE} (interrupteur INT1 placé sur +5V).

L'EPROM est programmée de façon à délivrer sur sa sortie O_0 un 0 si l'interrupteur INT2 est connecté sur +5V. Inversement, si INT2 est sur la position 0V, la sortie délivre un état 0 (Figure III-12).

III-1-2-2 Caractérisation de la sortie O_0 :

Suivant l'état des interrupteurs INT1 et INT2, la sortie de la mémoire peut être mise soit à l'état 0, soit à l'état 1, soit à l'état haute impédance. La caractérisation doit par conséquent être entreprise pour chacune de ces configurations.

Elle est menée selon une procédure identique à celle utilisée pour le microcontrôleur (Figure III-13). La seule différence réside dans le fait que la polarisation injectée sur le port 1 de l'analyseur de réseaux «force» la sortie de la mémoire.

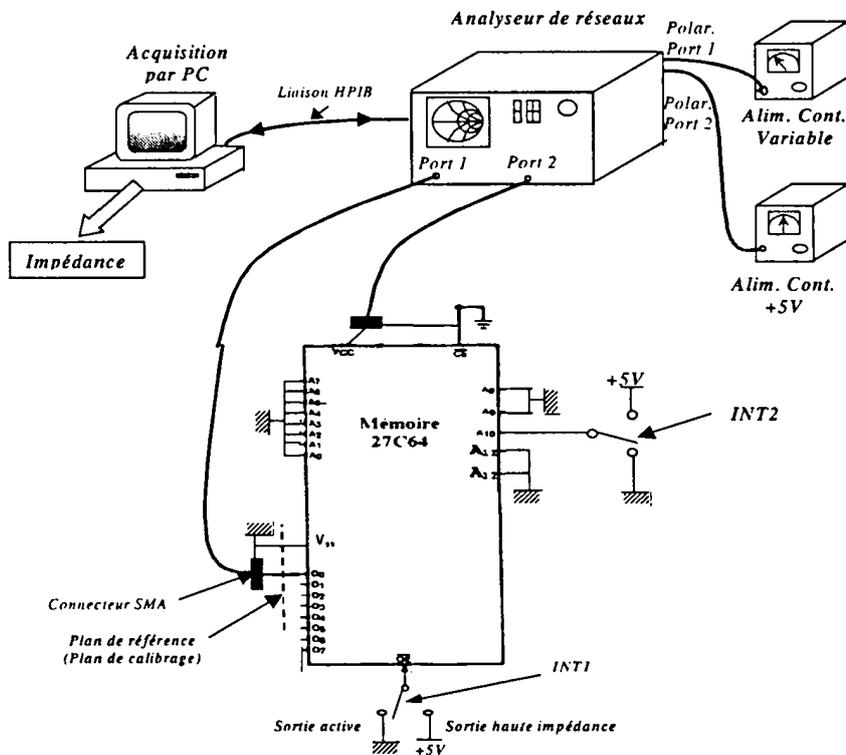


Figure III-13

Caractérisation de la sortie O_0 de l'EPROM 27C64

Nous donnons ci-après, pour quelques points de polarisation, les valeurs des éléments du schéma équivalent (Figure III-14). Les courants I_0 sont comptés négativement lorsqu'ils sortent de la mémoire.

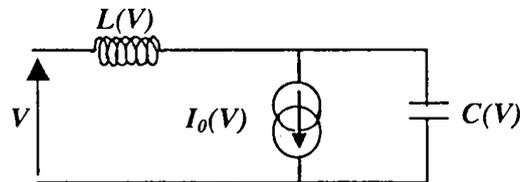


Figure III-14

Schéma équivalent approximatif de la sortie O_0 déduit des mesures d'impédance

	Tension de polar. (V)	L (nH)	C (pF)	I_0 (mA)
<u>SORTIE A</u> <u>L'ETAT 0</u>	-1.5	15	0.8	-26
	0	15	1	0
	3	23	3.5	+38
	5	26	4	+46
<u>SORTIE A</u> <u>L'ETAT 1</u>	0.7	18	5	-30
	3	15	4	-4.32
	5	20	6	0
	7.9	15	4	+1.64
<u>SORTIE A</u> <u>L'ETAT</u> <u>HAUTE</u> <u>IMPEDANCE</u>	-2	10	3	-40
	-0.5	18	3	-1
	0	23	3	0
	5	20	5	+0.006
	7	20	6	+1.45

Ces modèles vont nous permettre d'étudier, par simulation, le comportement de ces deux circuits intégrés face à une illumination perturbatrice harmonique.

III-2 MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE DETECTION

Les étages d'entrée et de sortie des composants logiques réalisés en technologie CMOS sont constitués de diodes et de transistors dont la non-linéarité rend le processus de couplage avec une illumination perturbatrice complexe. En effet, contrairement au cas de charges linéaires, le signal perturbateur ne vient pas simplement se superposer au signal utile initial.

On peut ainsi voir apparaître sur l'entrée d'un composant chargé sur une résistance élevée, une tension de décalage différente du niveau continu représentatif de l'état logique initial.

Cet effet peut, par exemple, être observé sur le circuit de la *figure III-15*.

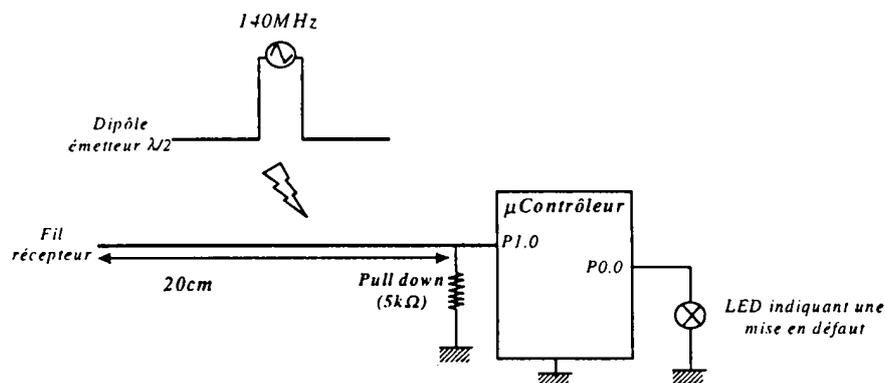


Figure III-15

Il est constitué d'un microcontrôleur connecté sur:

- une résistance de pull down de 5kΩ. Cette résistance de rappel à la masse, indispensable en technologie MOS, permet d'assurer un état logique 0.
- une piste de 20cm.

Face à une onde perturbatrice (couplée ici par un dipôle), la ligne se comporte comme une antenne réceptrice. Si le niveau de perturbation est suffisant (tension induite supérieure à 1V), une valeur moyenne différente du niveau continu initial (0) apparaît alors sur l'entrée du microcontrôleur. Cette tension peut être suffisante pour mettre en défaut le circuit, ceci malgré la résistance de rappel.

A titre d'exemple, nous avons reporté sur la figure III-16 la tension mesurée à l'entrée du microcontrôleur pour une perturbation harmonique de fréquence $f=140\text{MHz}$

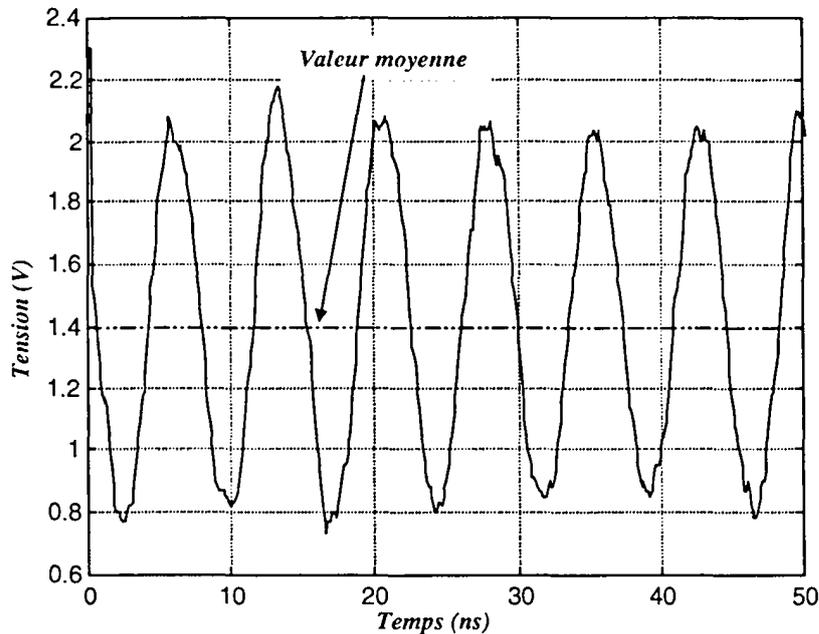


Figure III-16

Tension relevée à l'entrée du microcontrôleur soumis à un perturbateur de fréquence 140MHz (résistance de pull down)

Un exemple d'application est donné sur la figure III-17. Ce système représenterait par exemple un microcontrôleur dialoguant avec un capteur de position de type inverseur «fin de course» signalant la «butée» d'un chariot en translation (Figure III-17). Suivant la position du chariot, le microcontrôleur est connecté soit sur une résistance de pull down (chariot situé avant le capteur de position) soit sur une résistance de pull up (chariot en fin de course).

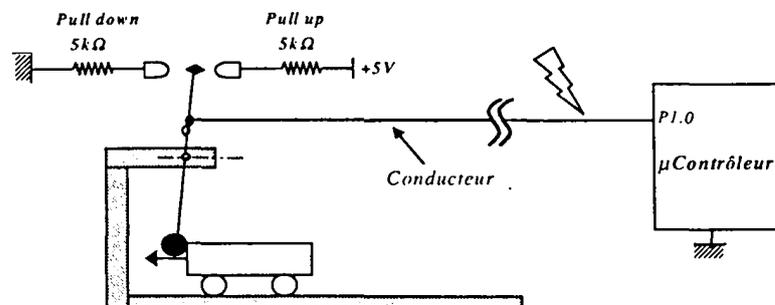


Figure III-17

Microcontrôleur relié à un inverseur fin de course

L'objectif de ce paragraphe est d'étudier le comportement d'un tel système. Cette analyse reposera à la fois sur des résultats expérimentaux et des simulations réalisées sur SABER.

Nous verrons notamment que, selon la fréquence du signal perturbateur, la valeur moyenne du signal présent sur l'entrée testée peut évoluer jusqu'à dépasser le seuil de changement d'état logique (environ 1.4V) entraînant ainsi une mise en défaut du circuit.

III-2-1 DESCRIPTION DU SYSTEME DE TEST:

Afin de s'affranchir de la variation de l'impédance de l'antenne en fonction de la fréquence, la tension perturbatrice est injectée directement sur l'entrée du microcontrôleur à l'aide d'un générateur de tension sinusoïdale. Pour se rapprocher au mieux des conditions d'injection par une antenne, ce générateur doit être découplé de la tension continue présente à l'entrée du microcontrôleur. En effet, celle-ci doit pouvoir évoluer relativement librement. A cette fin, nous utilisons le dispositif de découplage interne à l'analyseur de réseaux.

Nous réalisons donc le montage de la *figure III-18* dont le schéma de principe est reporté sur la *figure III-19*.

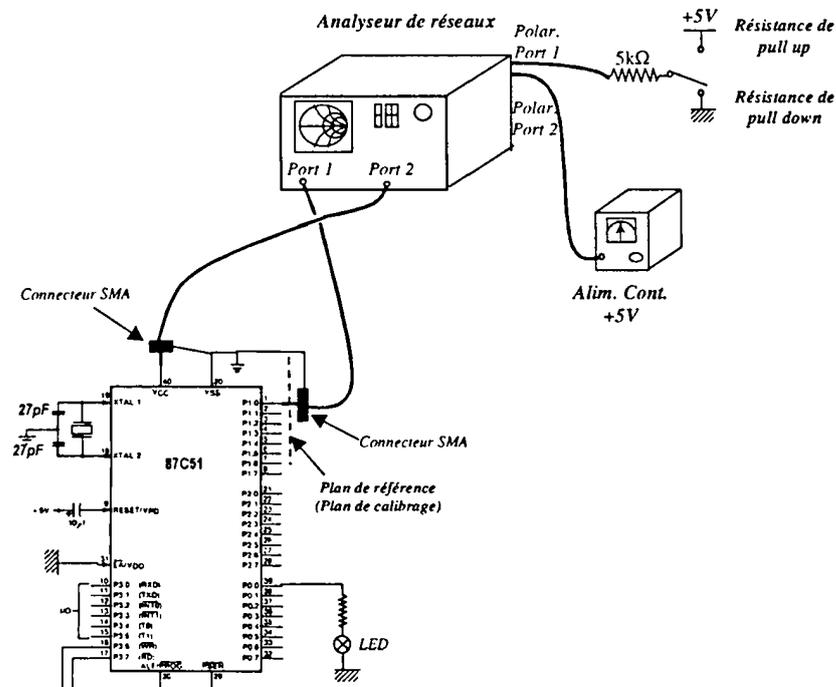


Figure III-18

Perturbation de l'entrée d'un microcontrôleur
par une tension sinusoïdale de fréquence variable

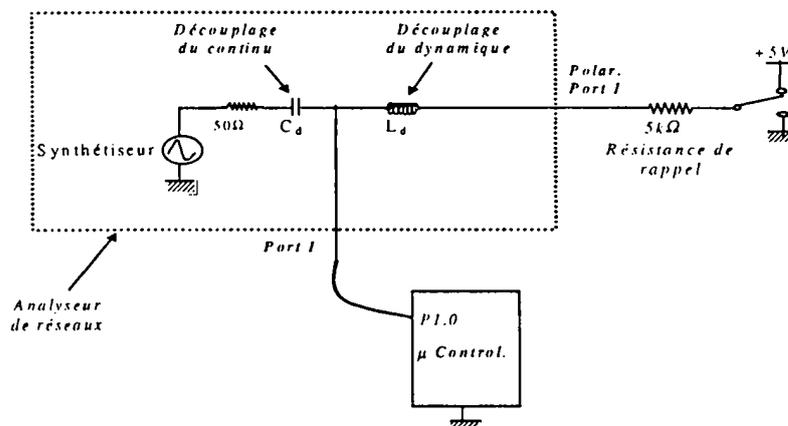


Figure III-19

**Schéma de principe de l'injection de la perturbation
avec un analyseur de réseaux**

L'onde perturbatrice (signal sinusoïdal de grande amplitude), générée par le synthétiseur interne à l'analyseur de réseaux, est injectée sur le port P1.0 du microcontrôleur par le port P1 de l'analyseur (Figure III-18). Pour le continu, le synthétiseur est découplé du reste du circuit par la capacité C_d (Figure III-19): la valeur moyenne du signal d'entrée peut ainsi évoluer quasiment librement. Seule la résistance de rappel au 0 ou au +5V (5kΩ) connectée sur l'entrée de polarisation de l'analyseur permet de modérer cet effet de «détection». En dynamique, cette résistance est isolée par l'intermédiaire de l'inductance de découplage L_d (Figure III-19).

La capacité C_d n'est en fait qu'une capacité de découplage: sa valeur n'aura aucune influence sur le niveau moyen de la tension d'entrée du microcontrôleur.

Les simulations sont effectuées sur le logiciel d'analyse de circuits SABER à partir du circuit de la figure III-19. Le microcontrôleur est décrit sous la forme d'équations selon le synoptique de la figure III-14.

III-2-2 PRESENTATION DES RESULTATS:

Quelques essais préalables ont montré que:

- l'effet de «détection» n'apparaît que pour des tensions supérieures à 1V crête. C'est pourquoi, l'amplitude crête de la tension perturbatrice sinusoïdale injectée sur le microcontrôleur est, ici, d'environ 2.5V.

- le microcontrôleur est plus difficile à mettre en défaut lorsqu'il est placé dans un état logique 1. Par la suite, nous nous intéressons donc essentiellement aux résultats relatifs à une résistance de pull down.

Les figures III-20 à III-22 montrent les formes d'onde des courants et tensions simulées et mesurées sur l'entrée du port P1.0 pour trois fréquences de perturbateur: 10MHz, 180MHz et 450MHz. Dans les trois cas, les résultats issus des mesures et des simulations concordent.



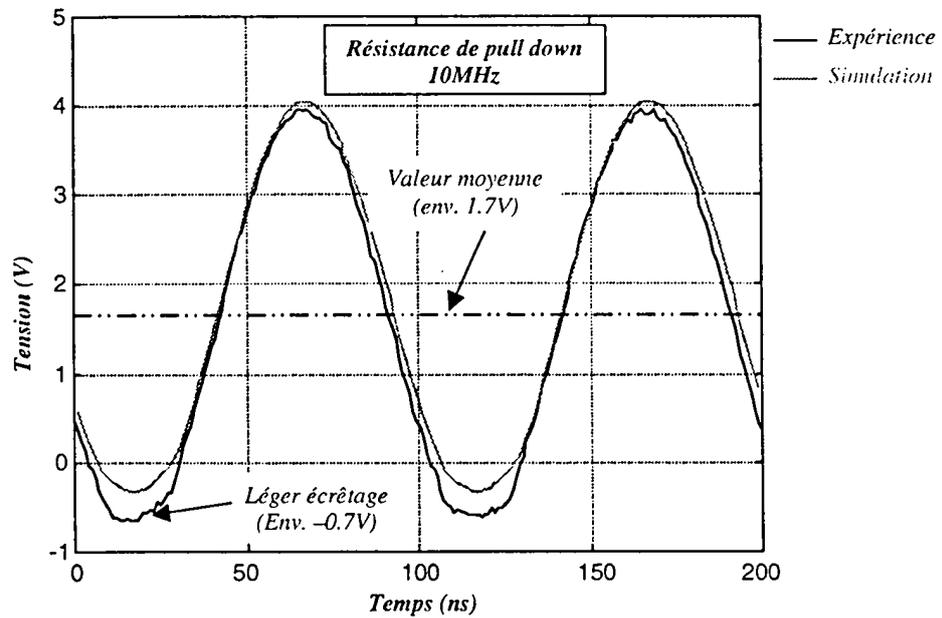


Figure III-20a

Tension sur l'entrée du microcontrôleur ($f=10\text{MHz}$)

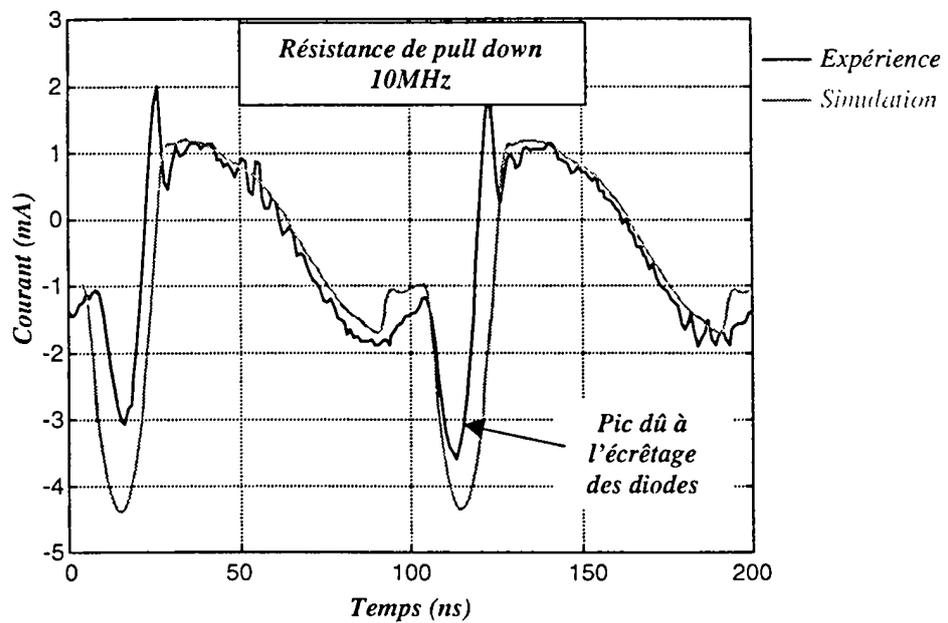


Figure III-20b

Courant à l'entrée du microcontrôleur ($f=10\text{MHz}$)

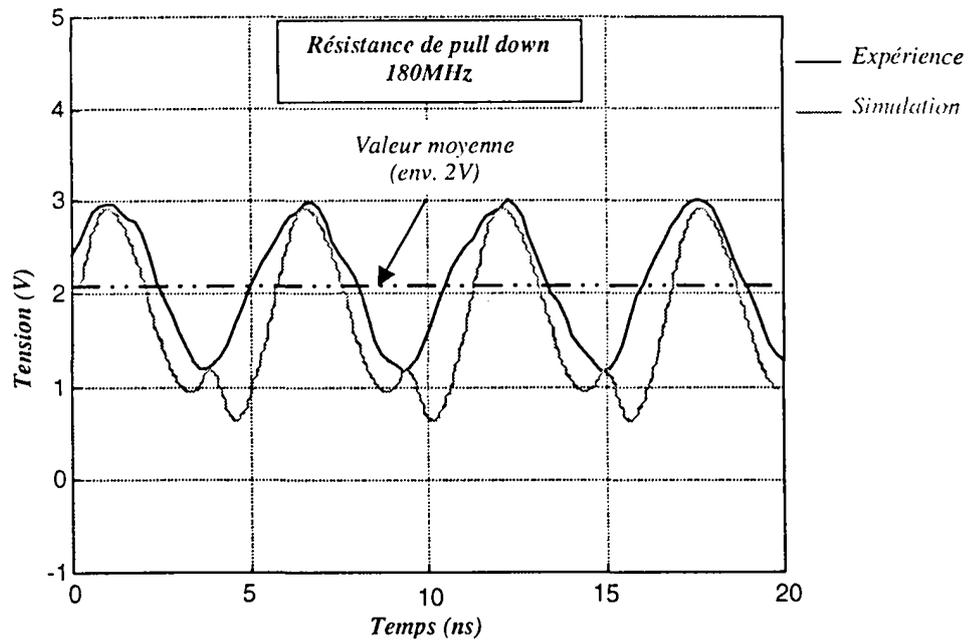


Figure III-21a

Tension d'entrée du microcontrôleur (f=180MHz)

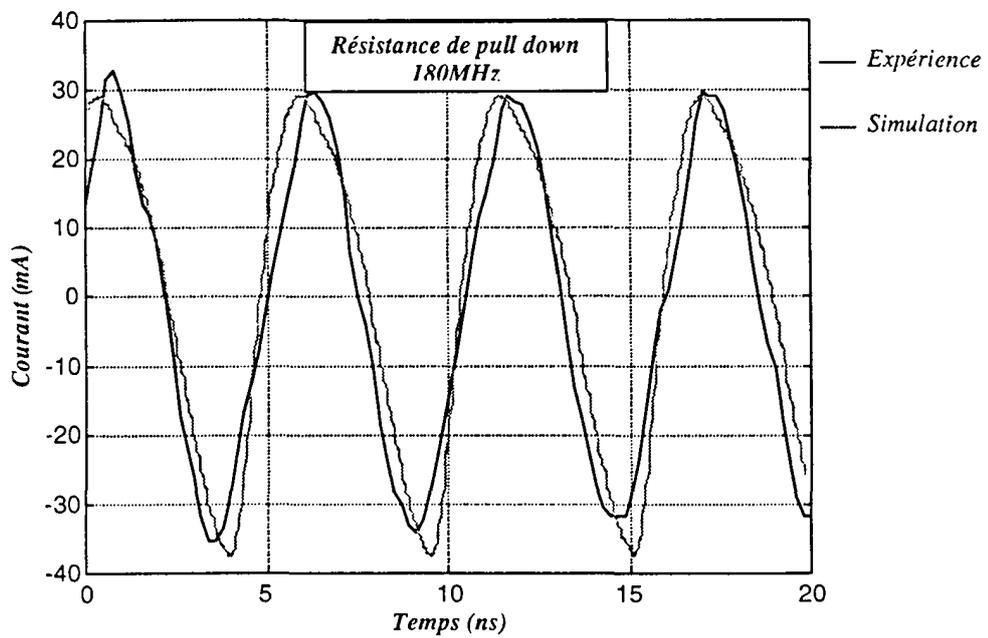


Figure III-21b

Courant relevé à l'entrée du microcontrôleur (f=180MHz)

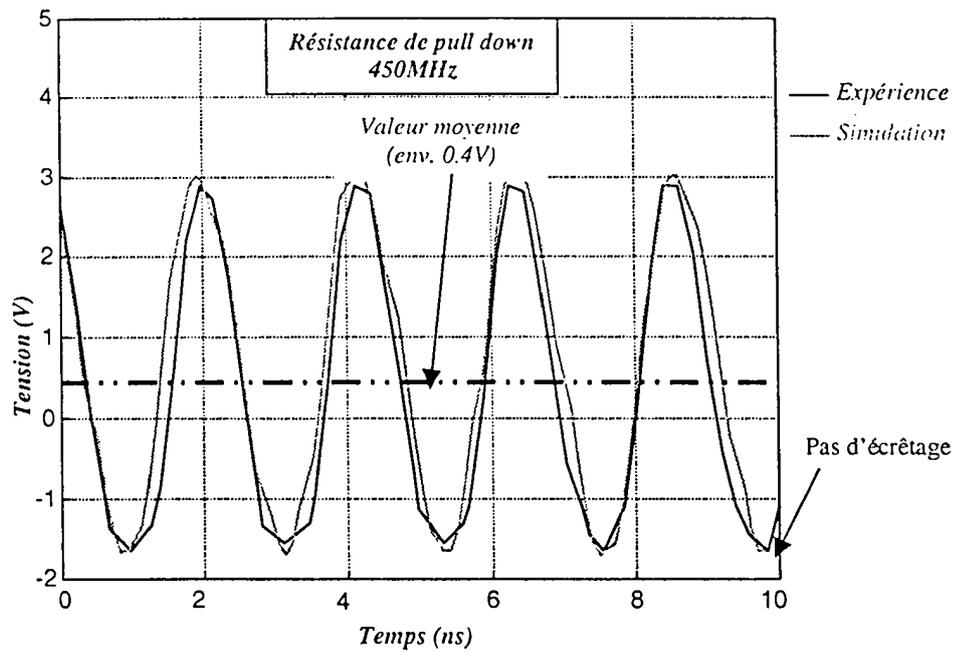


Figure III-22a

Tension à l'entrée du microcontrôleur (f=450MHz)

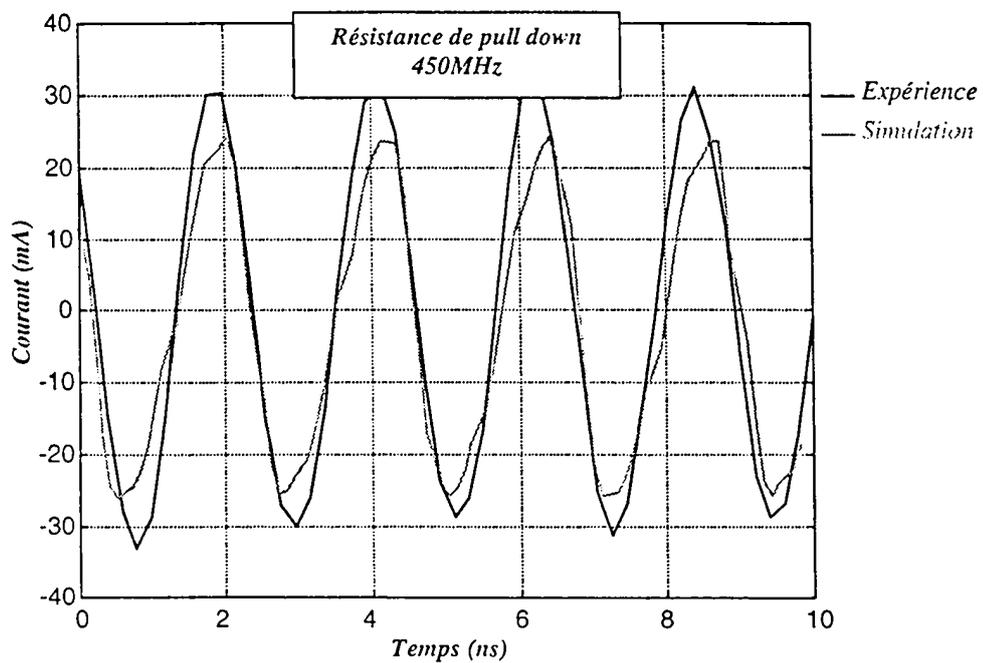


Figure III-22b

Courant d'entrée du microcontrôleur (f=450MHz)

A 10MHz (Figure III-20a), on remarque la présence d'une valeur moyenne de 1.7V sur la tension d'entrée. Cette tension, légèrement supérieure au seuil de commutation mesuré du microcontrôleur (1.4V), est susceptible de mettre en défaut le système. Son origine est liée à la mise en conduction de la diode de protection interne (D_1) (Figure III-23). Rappelons que les diodes placées sur les étages d'entrée du composant et reliées aux alimentations ont pour rôle de protéger la logique interne contre les décharges électrostatiques.

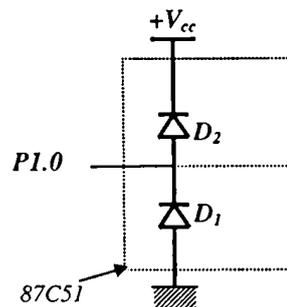


Figure III-23

Protection de l'entrée du microcontrôleur CMOS

Pour expliquer ce phénomène, ramenons nous au schéma équivalent du montage (Figure III-24):

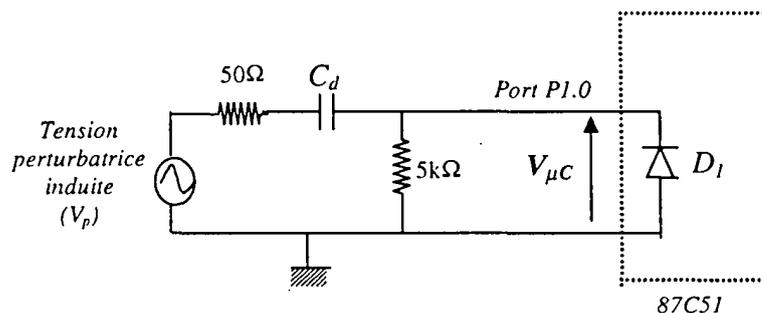


Figure III-24

Schéma équivalent du montage

Notons V_d la tension de seuil de la diode, $V_{p\text{crête}}$ l'amplitude crête de la tension perturbatrice (V_p) et $V_{\mu C}$ la tension relevée aux bornes du microcontrôleur.

Pour simplifier l'explication, considérons dans un premier temps un circuit constitué uniquement de la capacité C_d et de la diode D_1 (Figure III-25).

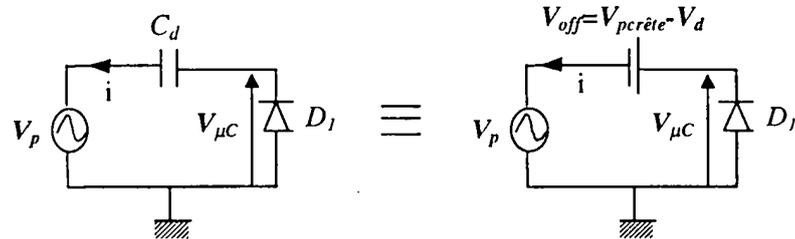


Figure III-25

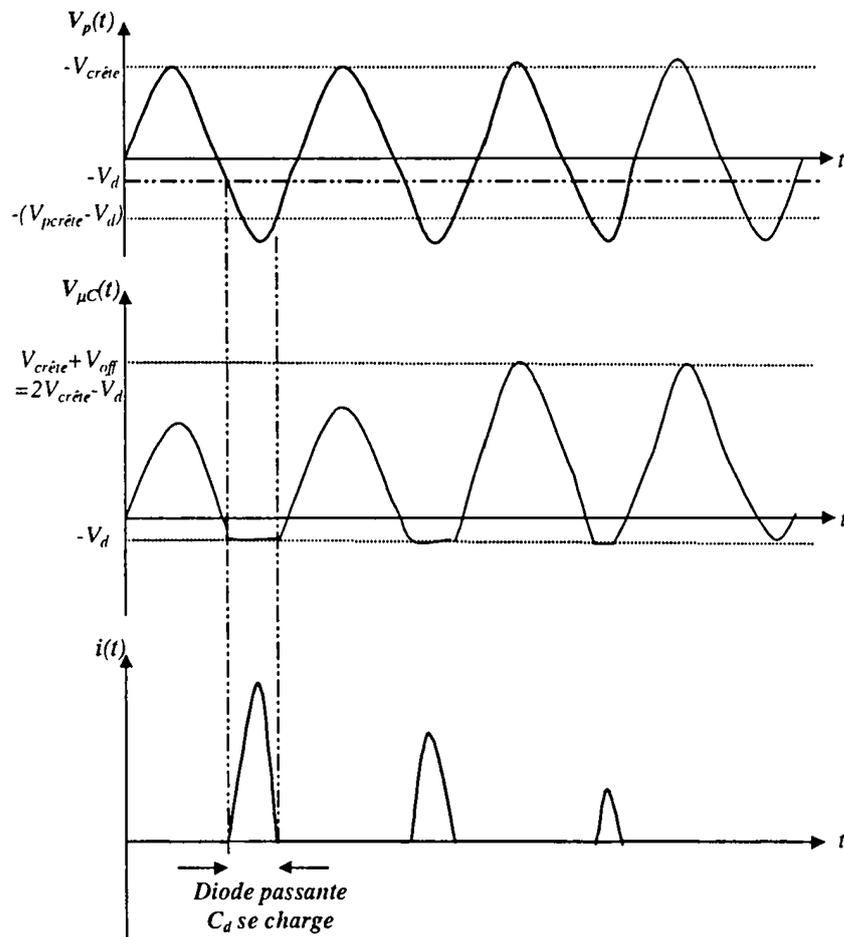


Figure III-26

Forme temporelle des courants et tensions du circuit de la figure II-26

Lors de la première demi-alternance négative de la tension perturbatrice (V_p), la diode D_1 devient passante. Le circuit est alors le siège d'un courant relativement important qui charge progressivement la capacité C_d jusqu'à une tension V_{off1} légèrement inférieure à $V_{pcrête} - V_d$ (V_d étant la tension de seuil de la diode qui est, dans notre cas, environ égale à 0.7V) (*Figure III-26*)

Lorsque la tension perturbatrice devient supérieure à V_{off1} , la diode se bloque: la capacité reste chargée. Elle se comporte alors comme une source de tension continue qui décale la sinusoïde d'entrée ($V_{\mu C}$) d'une quantité égale à V_{off1} (*Figure III-25*). Cet état est maintenu jusqu'à ce que la tension sinusoïdale d'entrée devienne inférieure à V_{off1} , auquel cas un supplément de courant charge à nouveau la capacité C_d (qui n'avait pas eu le temps de se charger complètement lors de la première demi-alternance négative). Le phénomène transitoire de charge de la capacité se termine au bout de quelques alternances négatives (trois sur l'exemple de la *figure III-26*). Le régime permanent étant atteint, le courant i s'annule: la tension sinusoïdale aux bornes du microcontrôleur ($V_{\mu C}$) «tangente» $-V_d$ (-0.7V).

Dans notre cas, l'amplitude crête de la tension perturbatrice est égale à 2.4V. En régime établi, la composante moyenne du signal à l'entrée du microcontrôleur est alors égale à $V_{pcrête} - V_d$ soit 1.7V, ce que nous retrouvons sur la *figure III-20a*.

L'ajout des résistances de 50 Ω et de 5k Ω (*Figure III-24*) apporte deux modifications:

- un courant peut maintenant circuler dans le circuit lorsque la diode est bloquée. Celui-ci suit l'évolution sinusoïdale de la tension perturbatrice:

$$i \cong \frac{V_{off} + V_p(t)}{5e3}$$

Ici $V_{crête}=2.4V$ ce qui nous donne un courant crête de l'ordre de 1mA (*Figure III-20b*)

- la capacité C_d se décharge légèrement à travers les deux résistances de 50 Ω et 5k Ω . La tension $V_{\mu C}$ descend légèrement en dessous du seuil $-V_d$ de la diode. De ce fait, la tension à l'entrée du microcontrôleur est légèrement écrêtée (*Figure III-20a*) et des pics de courant apparaissent (*Figure III-20b*).

A 180MHz (*Figure III-21a*), cette explication ne semble plus satisfaisante. En effet, pour cette fréquence, on observe:

- une diminution de l'amplitude de la tension présente sur le port P1.0 (environ 1V crête). Celle-ci est très probablement due à une «résonance» en courant du composant. S'agissant de composants non linéaires, le terme «résonance» est employé ici par abus de langage : il désigne la fréquence pour laquelle le courant circulant dans le microcontrôleur est maximum. En effet, le courant d'entrée, qui est de l'ordre de 30mA (*Figure III-21b*), est dix fois supérieur au courant relevé à 10MHz. On note également que la tension et le courant sont quasiment en phase. Cette explication semble être confortée par d'autres résultats de simulation obtenus en paramétrant la valeur des composants réactifs (self-inductance et capacité) du modèle de la *figure III-14*. En augmentant par exemple la self-inductance de 50nH, la fréquence de «résonance» est décalée à 110MHz: la composante continue de la tension d'entrée reste par contre égale à 2V. Un phénomène identique est observé lors d'une diminution de la capacité.

- une montée du niveau inférieur de la sinusoïde qui passe au-dessus du seuil de la diode (-0.7V) pour atteindre environ 1V. Pour certaines tensions, le microcontrôleur fournit un courant sur son entrée qui semble être suffisant, à cette fréquence, pour charger la capacité C_d au-delà de 0.7V.

- une augmentation de la tension de décalage (environ 2V) qui met nettement en défaut le microcontrôleur. Le paramétrage des éléments du modèle a montré que cette tension de décalage atteint son maximum lors de la «résonance» d'une part, et est sensible, d'autre part, à la valeur du courant sortant de l'entrée (fourni par le générateur de courant $I_0(V)$ du modèle utilisé). La tension de décalage est ainsi plus faible lorsqu'on diminue volontairement le courant I_0 .

Lorsque la résistance de rappel est connectée à +5V, la tension d'entrée est décalée vers le bas d'une quantité pratiquement identique (*Figure III-27*) qui ne suffit toutefois pas à mettre le composant en défaut.

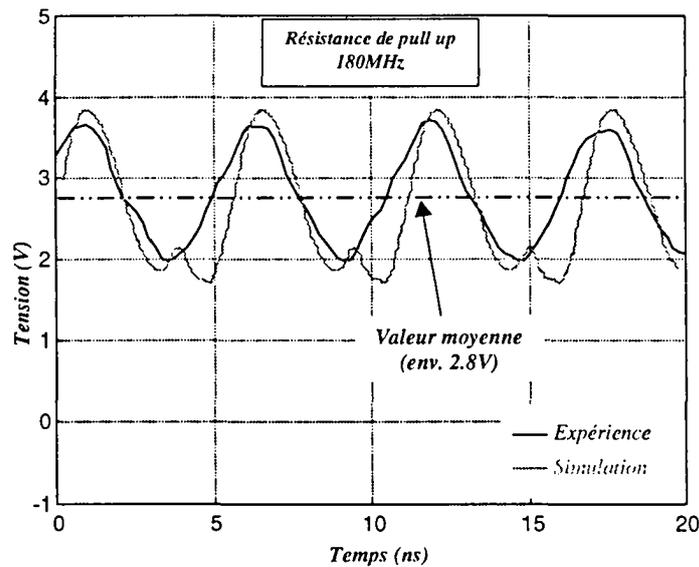


Figure III-27

Tension relevée sur le port P1.0 du microcontrôleur connecté sur une résistance de pull up et soumis à une perturbation harmonique de fréquence 180MHz

L'état actuel de nos travaux ne nous permet pas de donner une explication plus précise de ces phénomènes d'autant plus complexes qu'il s'agit de charges non linéaires. Il serait ainsi probablement nécessaire d'étudier de façon approfondie la structure interne du microcontrôleur afin de voir, notamment, dans quelle mesure l'injection d'une perturbation radiofréquence modifie les caractéristiques statique et dynamique de ce composant.

A 450MHz (Figure III-22a), les diodes d'entrée n'agissent plus : la valeur moyenne du signal d'entrée est pratiquement nulle (de l'ordre de 0.4V) : le microcontrôleur n'est pas mis en défaut. Par ailleurs, étant donné que l'impédance d'entrée présentée par le port P1.0 est faible (de l'ordre de 44Ω en considérant une capacité d'entrée de l'ordre de 8pF), un courant important (environ 30mA) circule dans le circuit (Figure III-22b).

- Conclusion:

Les figures III-28 et III-29 retracent l'évolution, en fonction de la fréquence, de la tension de décalage et de l'amplitude de la tension d'entrée du microcontrôleur. La résistance de rappel est connectée à la masse.

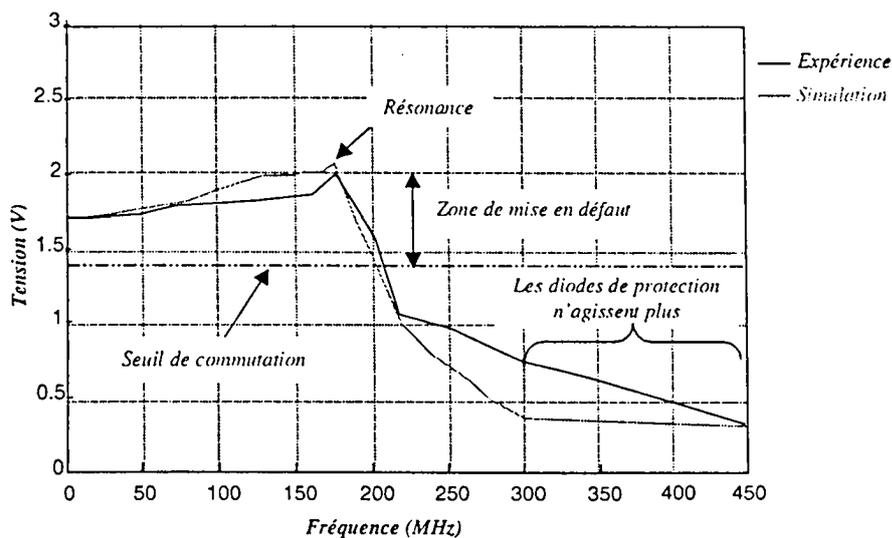


Figure III-28

Evolution, en fonction de la fréquence, de la valeur moyenne de la tension d'entrée

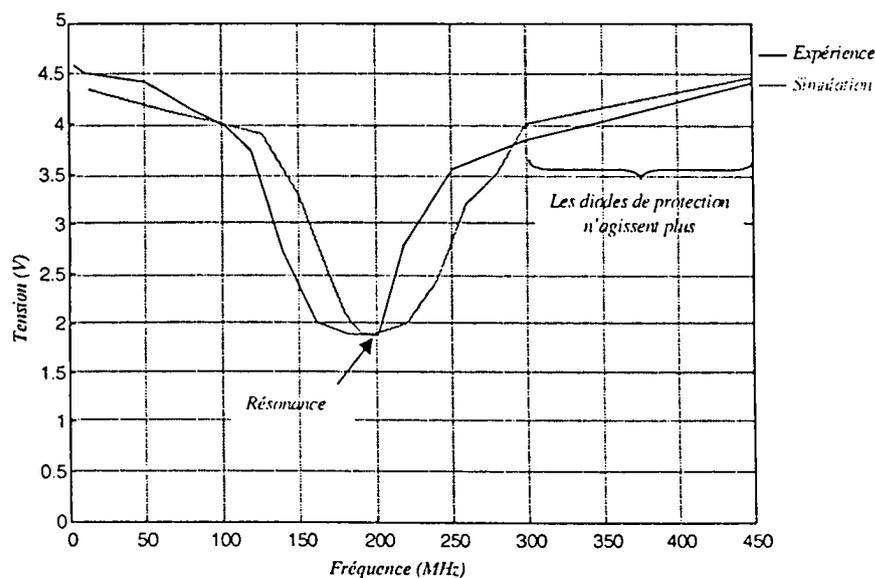


Figure III-29

Evolution, en fonction de la fréquence, de l'amplitude crête à crête de la tension d'entrée

Pour des fréquences inférieures à 200MHz, la tension de décalage provoquée par la mise en conduction des diodes de protection est supérieure au seuil de commutation du microcontrôleur. Celui-ci est alors mis en défaut. A 180 MHz, la tension de décalage est maximale (*Figure III-28*) tandis que l'amplitude de la tension d'entrée est minimale (*Figure III-29*): le composant semble présenter une «résonance» en courant pour cette fréquence.

Ces figures font par ailleurs clairement apparaître l'inefficacité des diodes de protection pour des fréquences supérieures à 300MHz. En effet, les surtensions négatives ne sont plus écrêtées: la valeur moyenne du signal d'entrée est pratiquement nulle.

Bien qu'ici, l'injection de la perturbation soit faite directement sur l'entrée du microcontrôleur par l'intermédiaire d'une capacité, un comportement analogue a pu être observé expérimentalement avec une perturbation induite par rayonnement électromagnétique (*Figure III-17*). Insistons toutefois sur le fait que ce décalage de la tension d'entrée n'intervient que dans la mesure où le niveau continu peut évoluer quasiment librement. Ainsi, si la résistance de pull down est nulle (court-circuit), l'antenne réceptrice forme une boucle : la composante continue de la tension d'entrée du microcontrôleur perturbé reste alors nulle.

III-3 MISE EN EVIDENCE DU PHENOMENE DE TRANSPOSITION

Dans ce paragraphe, nous nous proposons de montrer qu'un dispositif respectant les normes d'émissions rayonnées peut devenir un perturbateur large bande lorsqu'il est placé dans un environnement électromagnétique perturbé. En effet, face à une perturbation électromagnétique même de faible amplitude, les changements d'impédance provoqués par la commutation des circuits logiques peuvent engendrer une multitude de fréquences résultant de la transposition du signal utile autour de la fréquence perturbatrice. Le signal issu de ce mélange peut perturber non seulement le système lui-même mais aussi son environnement.

Pour ce faire, nous considérons un système de conception volontairement simple comprenant un microcontrôleur dialogant avec une mémoire de données externe. Ce choix facilite notamment l'interprétation physique des phénomènes qui engendrent ce dysfonctionnement.

III-3-1 DESCRIPTION DU SYSTEME DE TEST:

Réalisé sur un circuit imprimé verre-époxy standard (épaisseur du cuivre 35 μ m), le système comprend un microcontrôleur 87C51 relié à une mémoire de données 8 bits (67C64) par une ligne de bus (*Figure III-30*).

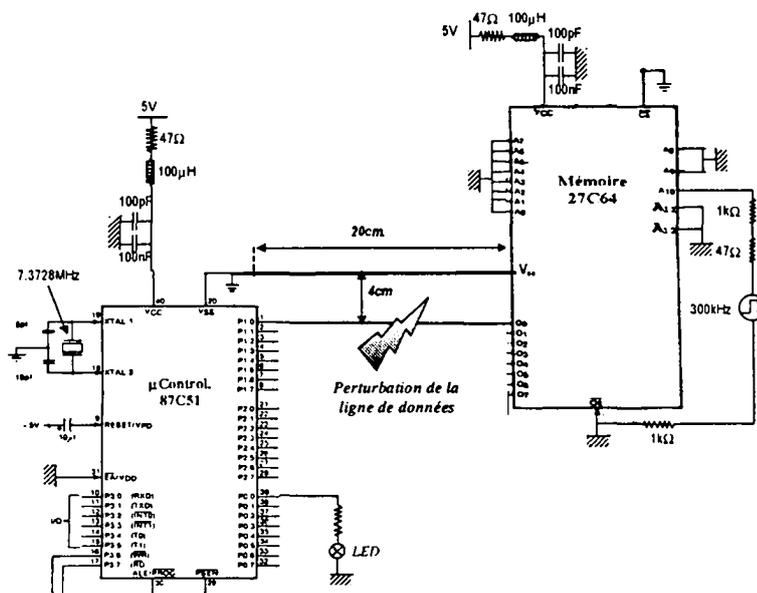


Figure III-30

Circuit réalisé

Chacun des deux circuits intégrés est alimenté par deux piles +5V découplées à l'aide de self-inductances (100 μ H) et de capacités (100nF et 100pF) placées au plus près de la broche +V_{cc}.

Grâce à un générateur de tension rectangulaire connecté sur l'adresse A₁₀, la mémoire fournit successivement sur sa sortie O₀ un 0 ou un 1 logique. Ces données, qui transitent par une piste de 20 cm située à 4cm de la piste de masse, sont ensuite lues par le port P1.0 (déclaré en entrée) du microcontrôleur et recopiées sur le port P0.0 (configuré en sortie).

L'ensemble du dispositif est placé dans une chambre anéchoïque. Il est soumis à une onde électromagnétique harmonique de faible puissance (+20dBm soit 100mW), de fréquence variable. L'émission de la perturbation est assurée par une antenne dipôle $\lambda/2$ placée à 1m du circuit (Figure III-31). Celle-ci sera accordée sur chaque fréquence perturbatrice.

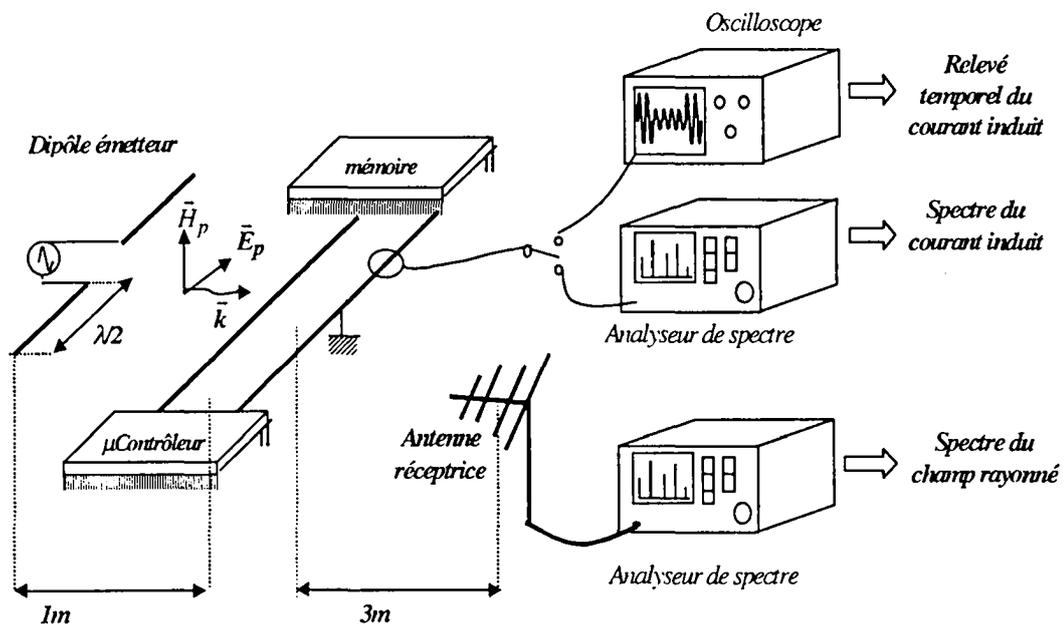


Figure III-31
Dispositif de test

Pour chaque fréquence perturbatrice, nous relevons:

- le courant induit dans la boucle: il est mesuré à l'aide d'une sonde de courant Tektronik couvrant la bande de fréquence 75kHz-1GHz. Afin d'avoir accès à la fois à la forme temporelle et au spectre du courant, celle-ci sera successivement connectée sur un oscilloscope puis sur un analyseur de spectre. Ceci nous permettra de visualiser les battements issus du mélange du signal logique avec le perturbateur harmonique.

- les perturbations rayonnées par le système: celles-ci sont reçues par une antenne log-périodique située à 3m du système de test et reliée à un analyseur de spectre.

Ces mesures sont réalisées dans des conditions se rapprochant le plus possible de la procédure de test indiquée dans la norme NF EN 55022 relative aux appareils de traitement de l'information. Les antennes d'émission et de réception ainsi que la boucle sont orientées de manière à obtenir un rayonnement optimum.

Les relevés d'émissions rayonnées seront comparés aux limites quasi-crêtes spécifiées pour les appareils de classe B (environnement résidentiel) soit:

- 40 dB μ V/m pour des fréquences comprises entre 30 et 230MHz
- 47 dB μ V/m pour des fréquences comprises entre 230 et 1000MHz.

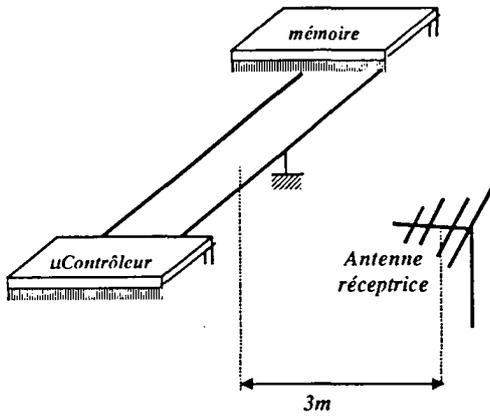
Ces limites sont données pour une distance d'essai de 3m.

Dans un premier temps, quelques essais préliminaires visant à mettre en évidence et à expliquer qualitativement les phénomènes physiques mis en jeu sont effectués.

III-3-2 ESSAIS PRELIMINAIRES – ANALYSE QUALITATIVE:

Le système étant en fonctionnement, nous relevons le champ rayonné en absence (*Figures III-32 et III-33*) puis en présence d'une perturbation radiofréquence (190MHz dans notre exemple) (*Figure III-34*).

NON PERTURBE



PERTURBE

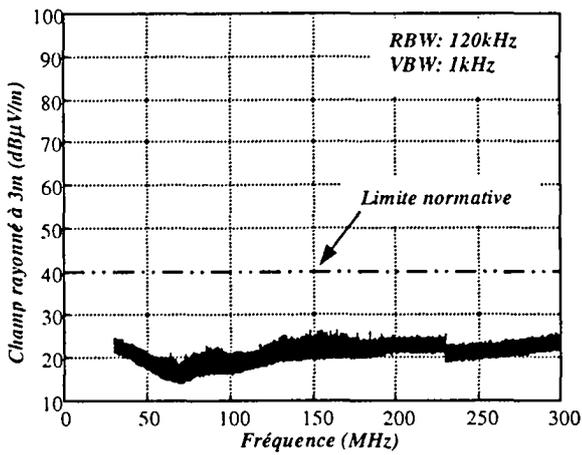
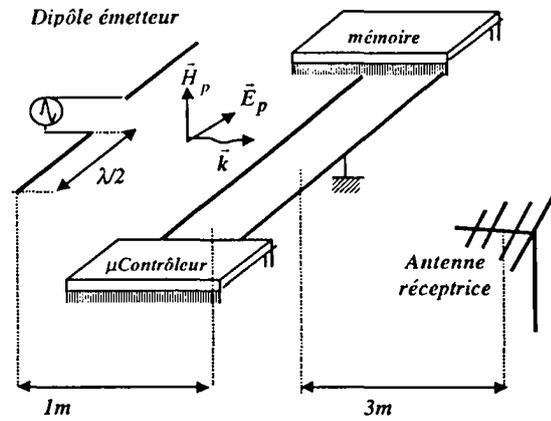


Figure III-32

Spectre du champ rayonné à 3m sans perturbateur

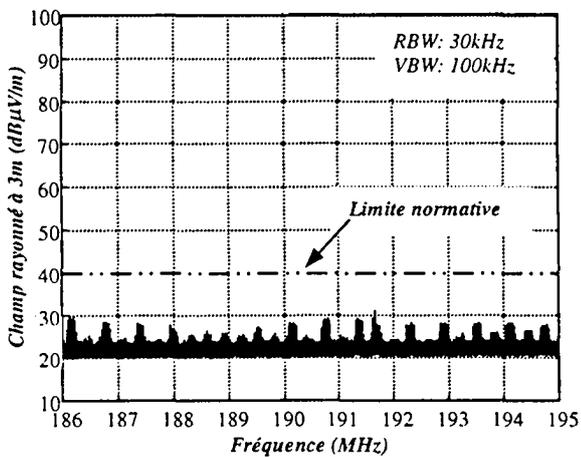


Figure III-33

Spectre du champ rayonné à 3m sans perturbateur

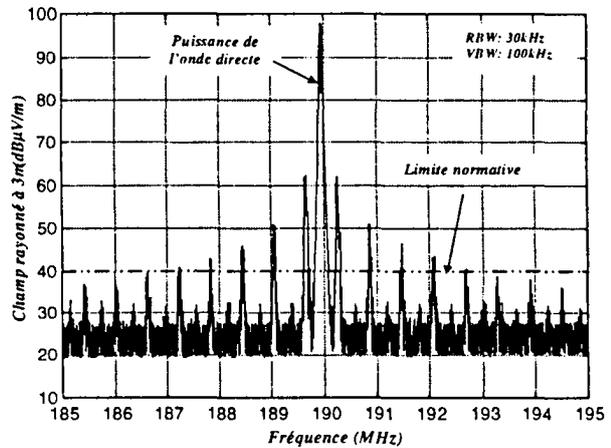


Figure III-34

Spectre du champ rayonné à 3m avec perturbateur

Dans un environnement non perturbé (Figures III-32 et III-33), le niveau de champ rayonné reste bien inférieur au gabarit imposé par la norme (40dB μ V/m). Les raies espacées de 300kHz sont provoquées par des pics de courant se produisant à chaque commutation.

Par contre, lorsque ce dispositif est perturbé (Figure III-34), on voit apparaître, autour de la fréquence perturbatrice, plusieurs raies dont l'amplitude est supérieure à 40dB μ V/m. Celles-ci proviennent du mélange du signal perturbateur avec le signal logique de commutation de la mémoire.

Comme pour le mélangeur traité au chapitre II, la transposition est obtenue par un changement d'impédance du composant non linéaire. En effet, dans le cas du mélangeur, le signal de pompage permettant de faire varier l'impédance de la diode était un signal sinusoïdal basse fréquence de grande amplitude. La diode réalisait alors le mélange entre ce signal et un signal sinusoïdal haute fréquence d'amplitude plus faible.

Ici, la variation d'impédance est obtenue par commutation de la mémoire: le signal logique de sortie de la mémoire (signal rectangulaire 0-5V) peut être identifié au signal de pompage. Il est mélangé avec le signal perturbateur haute fréquence selon le principe de la figure III-35.

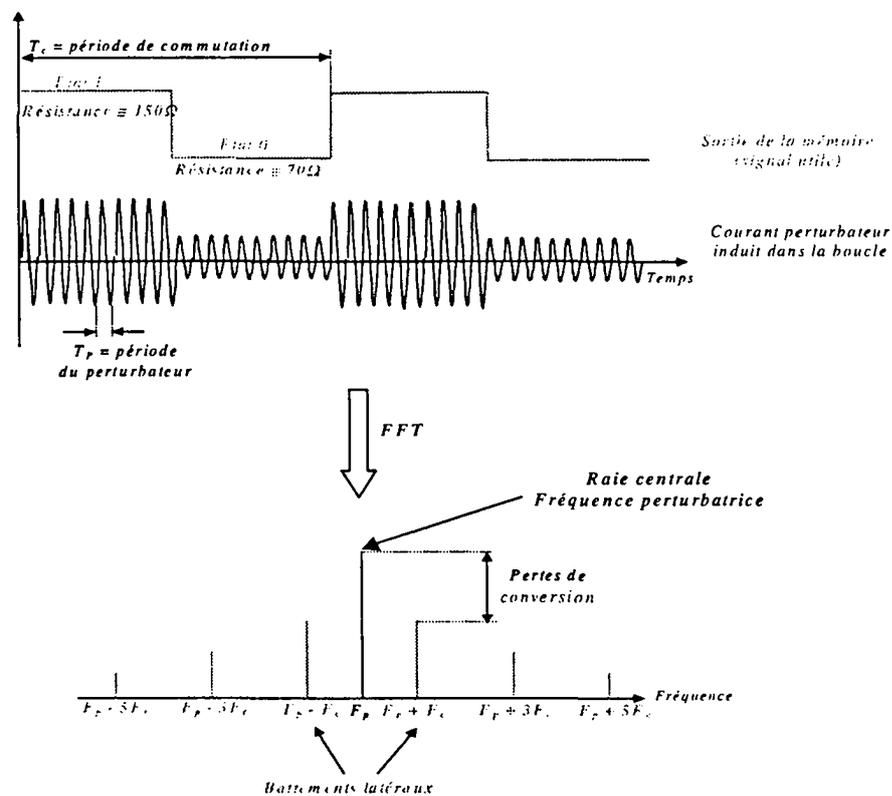


Figure III-35

Transposition du signal logique autour du signal perturbateur

Vis à vis de la perturbation, la boucle formée par la piste de masse et la piste reliant la sortie de la mémoire à l'entrée du microcontrôleur se comporte comme une antenne réceptrice.

La mémoire passant successivement d'un état 0 à état 1, l'amplitude du courant perturbateur induit dans cette boucle est différente suivant l'état considéré. En effet, les composants ne présentent pas la même impédance à l'état 0 et à l'état 1: le courant induit, qui est notamment fonction des charges connectées sur l'antenne, est de ce fait modulé en amplitude au rythme de commutation de la mémoire (*Figure III-35*).

Du point de vue «spectral», cette modulation se traduit par une «transposition» du spectre du signal logique de sortie de la mémoire (signal rectangulaire 0-5V basse fréquence) autour de la fréquence perturbatrice F_p (haute fréquence). Le signal résultant contient alors une multitude de raies espacées de F_c (fréquence de commutation de la mémoire), situées autour de la fréquence perturbatrice. Si cette dernière est élevée, ce signal est «réémis» par la boucle sous la forme d'une porteuse (F_p) modulée par un signal à large spectre.

La perturbation reçue par un appareil situé, par exemple, à proximité du circuit de test n'est donc plus uniquement due au signal perturbateur initial (qui serait ici un signal sinusoïdal de fréquence 190MHz) mais se transforme en une perturbation large bande dont l'étendue spectrale dépend du signal utile (signal logique). Ainsi, avec un signal binaire pseudo-aléatoire, l'occupation spectrale aurait été nettement plus importante.

La «réémission» des battements entre la fréquence perturbatrice et la fréquence de fonctionnement du circuit est surtout conditionnée par la forme du courant circulant dans la boucle. Comme nous l'avons vu au chapitre II, elle peut être quantifiée par les pertes de conversion: plus la différence d'amplitude entre l'état 0 et l'état 1 est grande, plus les pertes de conversion c'est à dire la différence entre la raie centrale (fréquence perturbatrice) et les premiers battements latéraux sont faibles (ceci jusqu'à une limite de -3dB pour un taux de modulation de 100%).

III-3-3 ANALYSE QUANTITATIVE:

Cette étude quantitative s'appuie à la fois sur des simulations et des mesures.

Les pertes de conversion déduites des relevés expérimentaux seront ainsi confrontées:

- aux résultats issus de simulations réalisées sur un logiciel d'électromagnétisme

- aux pertes de conversion déterminées par la théorie du mélange introduite au chapitre II.

III-3-3-1 Mise en œuvre de la simulation:

L'amplitude du courant perturbateur induit ne peut être estimée qu'à l'aide de méthodes numériques. En effet, étant donné les fréquences de travail élevées, la boucle reliant les deux circuits intégrés constitue une antenne qu'on ne peut pas assimiler à une simple inductance fixe.

C'est pourquoi, les simulations sont réalisées sur un logiciel d'électromagnétisme basé sur la méthode des moments: NEC2D (Numerical Electromagnetic Code) [3-9][3-10]. Malheureusement, celui-ci n'autorise pas la connexion de charges non linéaires. Toutefois, étant donné la faible amplitude de la perturbation, pour un état logique donné, on peut, en première approximation, considérer que l'impédance présentée par les composants pour chacun de ces deux états est linéaire. Nous déterminons donc le courant perturbateur induit pour l'état 0 puis pour l'état 1: les phénomènes intervenant lors de la transition d'un état logique à l'autre ne sont pas pris en compte.

La sortie O_0 de la mémoire et le port P1.0 du microcontrôleur sont décrits par leur schéma équivalent (*Figures III-7 et III-14*). L'évolution fréquentielle de l'impédance présentée par chaque circuit intégré pour un état logique 0 et un état logique 1, est rappelée sur les *figures III-36 et III-37*.

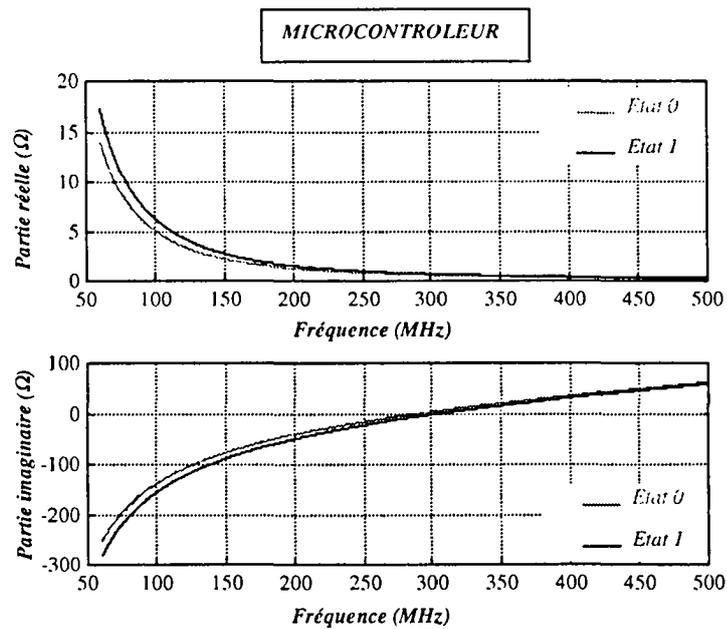


Figure III-36

Impédance présentée par le port P1.0 du microcontrôleur à l'état 0 et à l'état 1

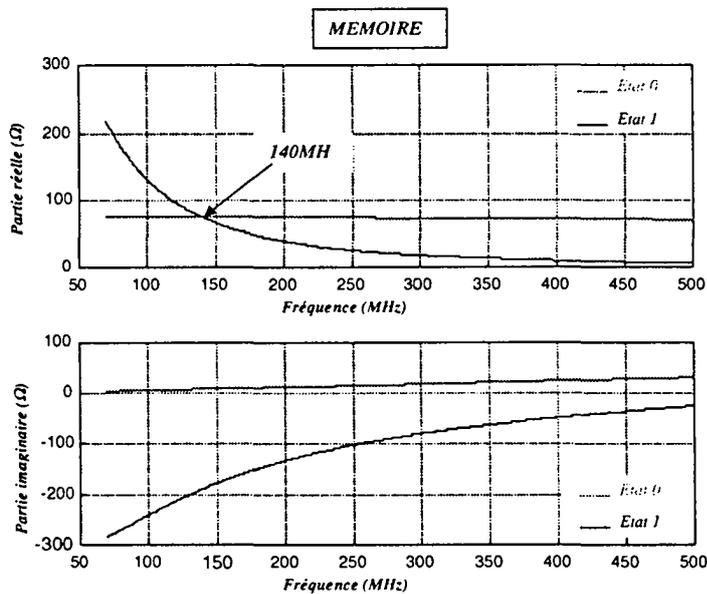


Figure III-37

Impédance présentée par la sortie O₀ de la mémoire à l'état 0 et à l'état 1

Ces figures montrent que l'effet de transposition est essentiellement dû à la mémoire qui commute. En effet, l'impédance présentée par le microcontrôleur à l'état 0 est proche de celle présentée à l'état 1 (Figure III-36).

Par conséquent, le calcul des pertes de conversion par la théorie du mélange peut, en première approximation, être effectué en considérant uniquement l'impédance de la mémoire.

Rappelons que les pertes de conversion (L) sont données par:

$$L = \left[1 + \sqrt{\frac{1 + \frac{g_2}{g_0} - 2 \left(\frac{g_1}{g_0} \right)^2}{1 + \frac{g_2}{g_0}}} \right]^2 \cdot \frac{1 + \frac{g_2}{g_0}}{\left(\frac{g_1}{g_0} \right)^2}$$

avec

$$\begin{cases} g_0 = (g_{\max} - g_{\min}) \frac{\tau}{T} + g_{\min} \\ g_1 = (g_{\max} - g_{\min}) \frac{\sin \pi \frac{\tau}{T}}{\pi} \\ g_2 = (g_{\max} - g_{\min}) \frac{\sin 2\pi \frac{\tau}{T}}{2\pi} \end{cases}$$

où $\frac{\tau}{T}$ est le rapport cyclique. Dans notre cas, il est égal à 50%.

g_{\min} et g_{\max} sont respectivement les valeurs minimale et maximale de la conductance de sortie de la mémoire.

La figure III-37 amène, par ailleurs, trois autres remarques:

- à 140MHz, les résistances de sortie à l'état 0 et à l'état 1 sont identiques. Pour cette fréquence, l'effet de transposition est pratiquement nul: les battements latéraux sont très faibles.

- avant 140MHz, la résistance à l'état 1 est supérieure à celle à l'état 0. Par conséquent, le courant à l'état 0 sera plus important qu'à l'état 1.

- après 140MHz, cet effet s'inverse.

III-3-3-2 Présentation des résultats:

La mémoire délivre sur sa sortie un signal binaire de rapport cyclique 50%, de fréquence (F_c) fixe égale à 300kHz.

Les tests sont conduits pour des perturbateurs de différentes fréquences:

- dans un premier temps, nous cherchons à vérifier l'inversion du courant autour de 140MHz. Pour ce faire, nous considérons deux fréquences perturbatrices : 190MHz et 80MHz.

- il nous semble ensuite intéressant d'évaluer l'influence du dispositif dans la bande de radio-diffusion FM.

- enfin, étant donné l'utilisation croissante des systèmes de téléphonie radio-mobile, nous pouvons nous interroger sur l'incidence d'un perturbateur plus haute fréquence (par exemple de type GSM - 950MHz).

III-3-3-2-1 Mise en évidence de l'inversion de courant:

a) Perturbateur de fréquence 190MHz:

Le relevé temporel du courant induit dans la boucle lorsque la mémoire commute est reporté sur la *figure III-38*. Celle-ci montre nettement la modulation de l'amplitude du courant induit: le courant à l'état 0 (environ 700 μ A crête à crête) est plus faible qu'à l'état 1 (1mA crête à crête). Ce comportement est tout à fait en accord avec les valeurs d'impédance données sur la *figure III-37*.

Par ailleurs, à chaque commutation, on note la présence de pics de courant propres à la technologie CMOS. En effet, lors de la commutation, les transistors PMOS et NMOS deviennent simultanément passants.

Le spectre du courant induit dans la boucle est représenté sur la *figure III-39*. Afin de mieux faire apparaître les raies de faible amplitude, l'échelle du courant est exprimée en dBmA efficace:

$$I(\text{dBmA}) = 20\log_{10} I(\text{mA})$$

EXPERIENCE

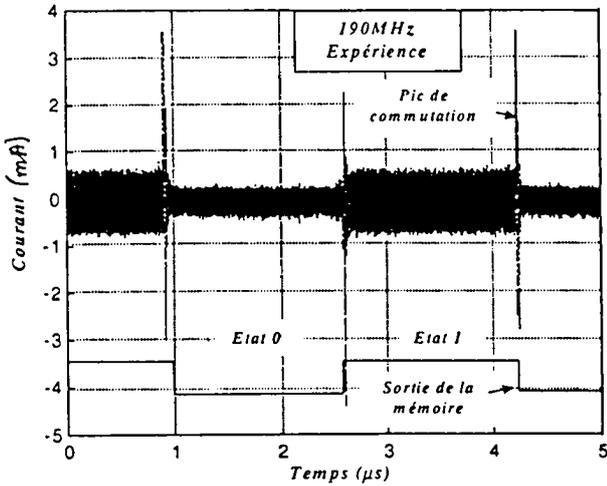


Figure III-38

Courant induit dans la boucle ($F_p=190\text{MHz}$)

SIMULATION

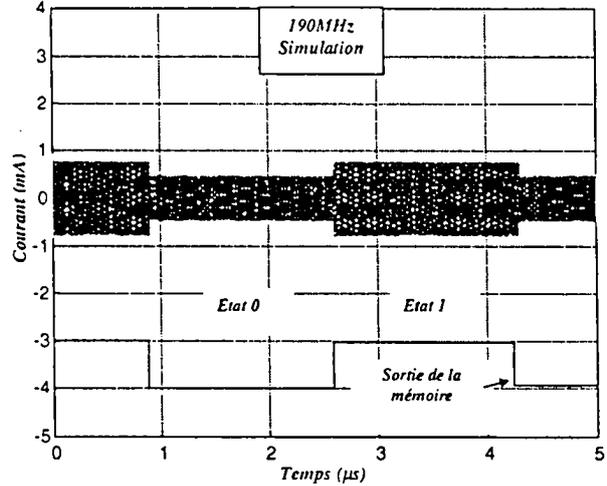


Figure III-40

Courant induit dans la boucle ($F_p=190\text{MHz}$)

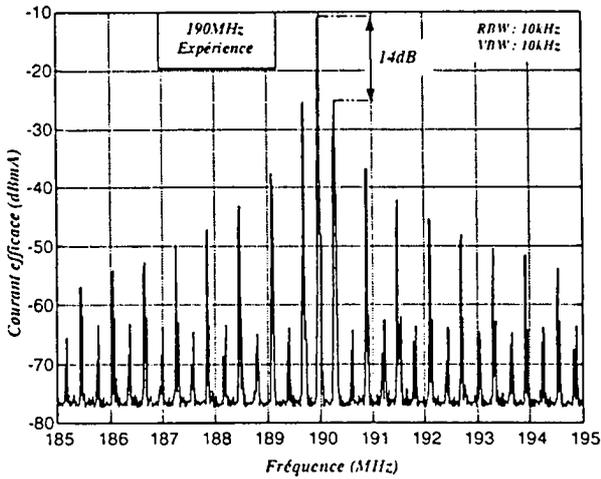


Figure III-39

Spectre du courant induit dans la boucle

($F_p=190\text{MHz}$)

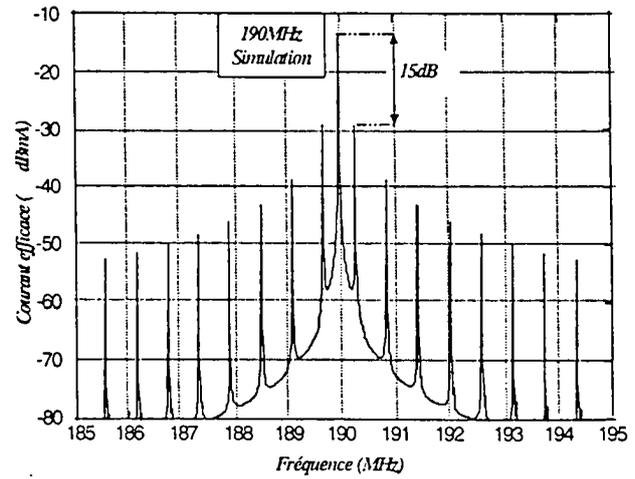


Figure III-41

Spectre du courant induit dans la boucle

($F_p=190\text{MHz}$)

On remarque de nombreux battements de part et d'autre de la fréquence perturbatrice ($F_p=190\text{MHz}$). Les deux premiers battements latéraux sont espacés de $F_c=300\text{kHz}$ de la fréquence perturbatrice. Les raies suivantes sont distantes de 600kHz : elles correspondent aux harmoniques impaires du signal utile (signal rectangulaire 0-5V).

La différence d'amplitude entre la raie centrale (190MHz) et les premiers battements latéraux ($190\text{MHz} \pm 300\text{kHz}$) est d'environ 14dB.

La forme d'onde du courant résultant des simulations sur NEC est reportée sur la *figure III-40*. Nous obtenons un courant de $475\mu\text{A}$ crête à crête à l'état 0 et de $786\mu\text{A}$ à l'état 1. Des charges non linéaires ne pouvant être introduites dans NEC, les pics de courant intervenant à chaque commutation n'ont pu être prédits.

Le spectre calculé par transformée de Fourier est représenté sur la *figure III-41*. Les pertes de conversion déduites de ces simulations sont de 15dB.

Les résultats issus des simulations concordent avec les résultats expérimentaux. La différence entre les courants simulés et mesurés peut s'expliquer par le fait que les éléments de câblage (câbles d'alimentation, pistes, etc...) n'ont pas été introduits dans les simulations.

Ces valeurs sont à comparer aux pertes de conversion déterminées à l'aide de la théorie du mélange soit 11.3dB. Précisons que, dans ce calcul, nous ne tenons compte que des conductances de la mémoire à l'état 0 et à l'état 1: $g_{\min}=1.9\text{mS}$ et $g_{\max}=12\text{mS}$ (*Figure III-37*).

- Champ «rerayonné» à 3m:

Sur le plan de la C.E.M., il est intéressant de noter qu'un appareil respectant les normes C.E.M. peut, s'il est soumis à une agression externe, «rerayonner» un large spectre et dépasser les limites normatives.

Les spectres du champ reçu sur une antenne log-périodique située à 3m du système en fonctionnement en absence (*Figure III-42*) et en présence d'un perturbateur (*Figure III-43*) illustre bien cet effet.

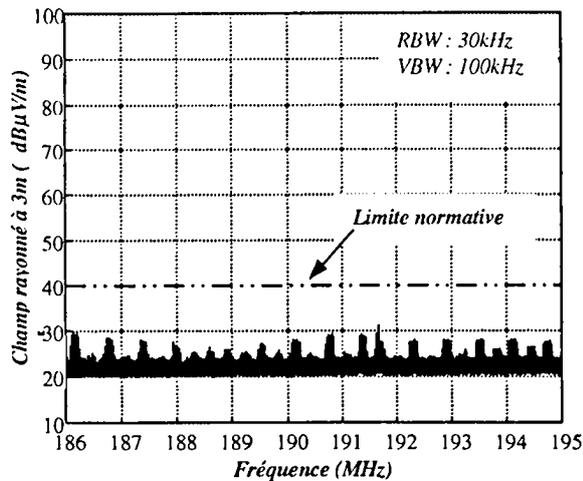


Figure III-42

Champ capté à 3m en absence de perturbateur

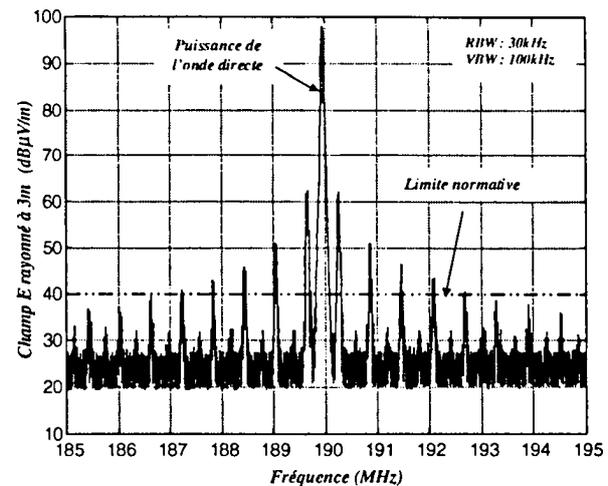


Figure III-43

Champ capté à 3m en présence d'un perturbateur ($F_p=190\text{MHz}$)

Quand aucun perturbateur n'agresse le système, le niveau de champ rayonné reste bien inférieur au gabarit imposé par la norme (40dBµV/m).

Par contre, lorsque le dispositif est perturbé, on voit apparaître, de part et d'autre de la fréquence perturbatrice (raie centrale correspondant au couplage direct entre l'antenne d'émission et l'antenne de réception), différents battement latéraux ne pouvant provenir que du champ «rerayonné» par la boucle: dix d'entre eux dépassent la limite de 40dBµV/m fixée par la norme NF EN 55022.

b) Perturbateur de fréquence 80MHz:

Des mesures analogues sont effectuées avec un perturbateur de fréquence $F_p=80\text{MHz}$ (Figures III-44 et III-45).

L'amplitude du courant (Figure III-44) est cette fois supérieure à l'état 0 (environ 600µA crête à crête à l'état 0 et 200µA à l'état 1).

Les pertes de conversion sont de 9dB (Figure III-45).

EXPERIENCE

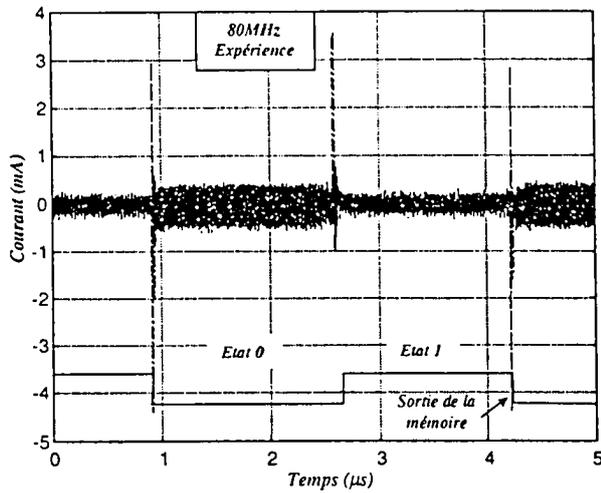


Figure III-44

Courant induit dans la boucle ($F_p=80\text{MHz}$)

SIMULATION

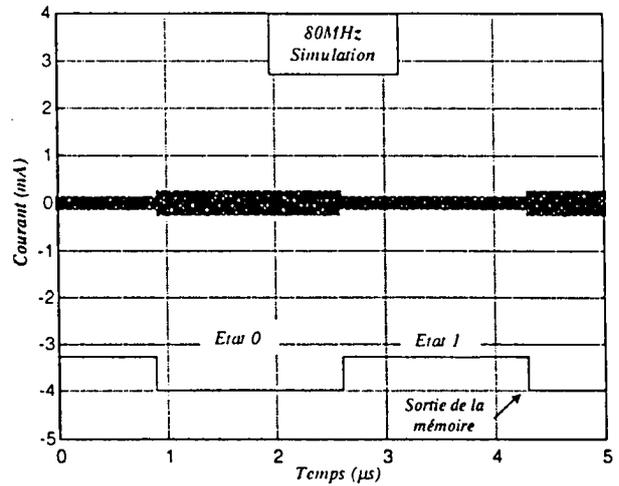


Figure III-46

Courant induit dans la boucle ($F_p=80\text{MHz}$)

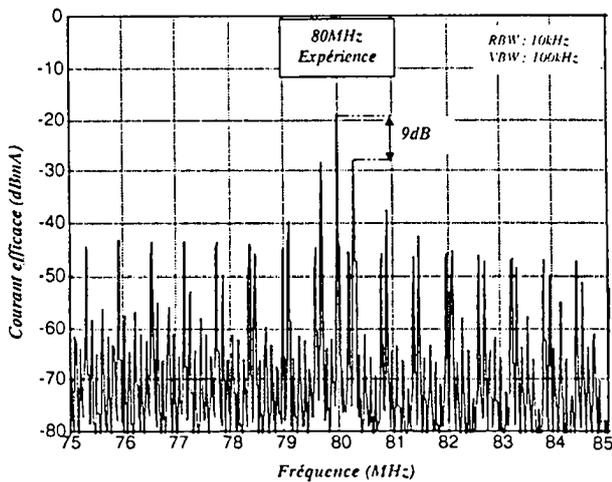


Figure III-45

Spectre du courant induit dans la boucle
($F_p=80\text{MHz}$)

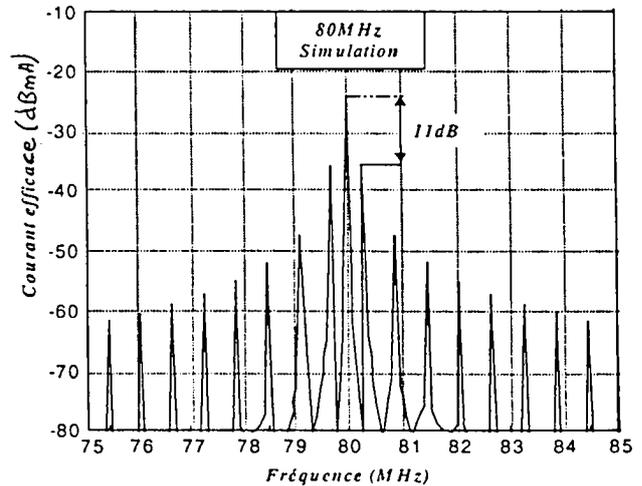


Figure III-47

Spectre du courant induit dans la boucle
($F_p=80\text{MHz}$)

Les simulations sont reportées sur les *figures III-46* et *III-47*. Nous obtenons bien un courant induit dans la boucle plus faible à l'état 0 ($270\mu\text{A}$ crête à crête) qu'à l'état 1 ($100\mu\text{A}$). L'écart entre la raie centrale et les premiers battements latéraux est de 11dB.

Cette valeur est proche des pertes de conversion calculées par la théorie du mélange: 9dB avec $g_{\min}=0.16\text{mS}$ et $g_{\max}=13.3\text{mS}$. (*Figure III-37*).

Dans l'ensemble, les valeurs expérimentales et simulées concordent à $\pm 2\text{dB}$.

Les pertes de conversion à 80MHz sont inférieures à celles obtenues à 190MHz. Comme pour le mélangeur abordé au chapitre II, cette diminution s'explique par le fait que l'influence des éléments parasites tels que les capacités de sortie de la mémoire et d'entrée du microcontrôleur est plus marquée à 190MHz qu'à 80MHz.

La *figure III-48* montre le champ reçu à 3m sur l'antenne log-périodique. Seules les premières raies latérales ($80\text{MHz} \pm 300\text{kHz}$) dépassent la limite normative. Malgré la diminution des pertes de conversion, le niveau de champ relevé est moins important qu'à 190MHz. Ceci provient du fait que la boucle « réémettrice » (formée par la piste de masse et la piste reliant la sortie de la mémoire à l'entrée du microcontrôleur) est moins bien adaptée à 80MHz qu'à 190MHz.

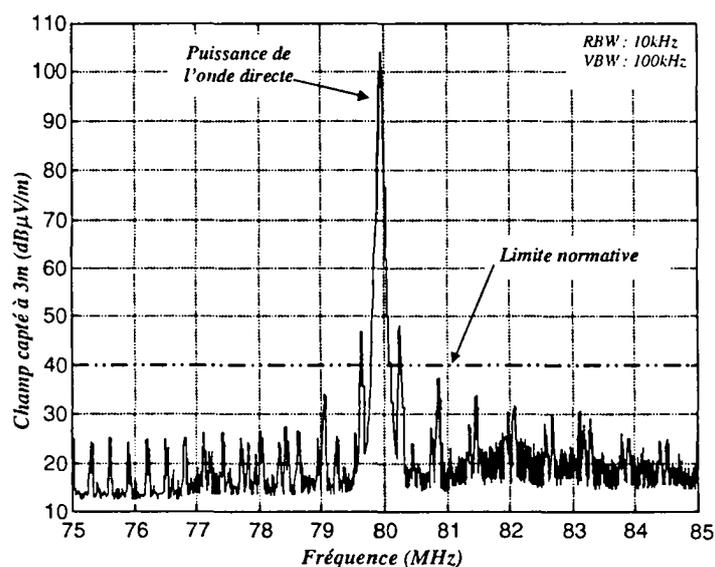


Figure III-48

Champ rayonné à 3m ($F_p=80\text{MHz}$)

- Conclusion:

Face à une perturbation électromagnétique de faible amplitude, les non-linéarités présentées par les composants logiques d'un système peuvent engendrer un grand nombre de fréquences résultant de la transposition du signal utile autour de la fréquence perturbatrice. Le signal issu de ce mélange peut perturber non seulement le système lui-même mais aussi son environnement.

Cet effet peut être prédit assez précisément ($\pm 2\text{dB}$) à partir des résultats obtenus par la méthode de caractérisation à l'analyseur de réseaux (chapitre II).

Les essais menés ont montré que l'amplitude et l'étendue spectrale du signal «réémis» dépendent de la fréquence du perturbateur. Il serait maintenant intéressant d'évaluer l'amplitude du phénomène lorsque le système est soumis à une onde perturbatrice plane située dans la bande FM.

III-3-3-2 Influence du dispositif dans la bande FM:

Le dispositif est placé en dehors de la chambre anéchoïque.

Le spectre du champ ambiant est donné sur la *figure III-49*. La raie dominante à 106.6MHz correspond à la fréquence émise par une radio locale proche du lieu de test (environ 400m). Les autres raies proviennent de radios plus éloignées.

Vis à vis du système de test, ces différentes radios constituent des perturbateurs. Leur influence est montrée sur le spectre de la *figure III-50* (champ relevé sur une antenne log-périodique située à 3m du dispositif de test).

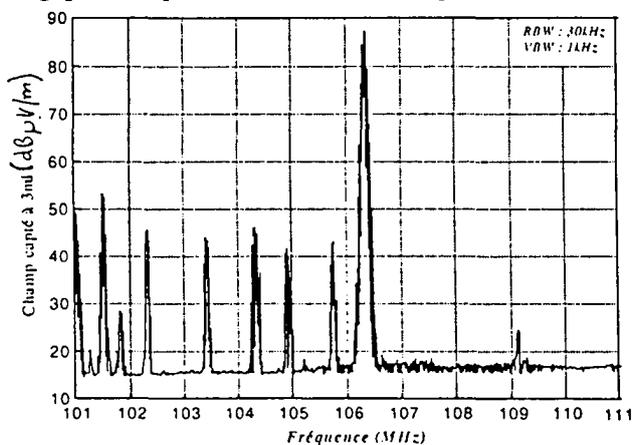


Figure III-49
Champ ambiant

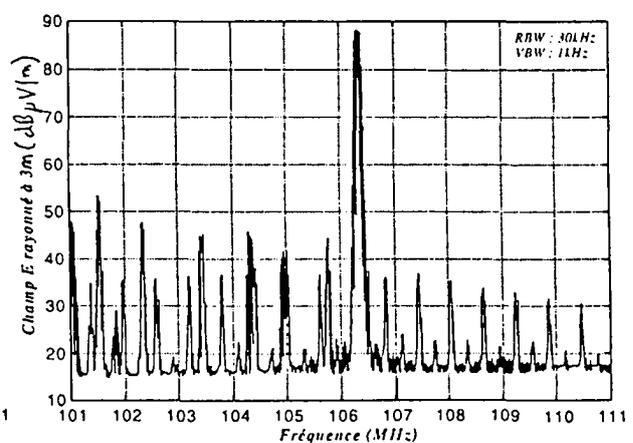


Figure III-50
Mémoire en fonctionnement perturbée par les émetteurs radiophoniques locaux

Différents battements latéraux résultant du mélange du signal utile (signal logique) avec chacune des radios apparaissent de part et d'autre des fréquences perturbatrices. Leur amplitude est du même ordre de grandeur que celle délivrée par les radios les plus éloignées (102.6MHz, 103.7MHz, etc...). Ainsi, même si la fréquence de commutation de la mémoire se situe dans la gamme des fréquences audibles ($F_c=1\text{kHz}$), ces raies ne sont pas suffisantes pour perturber un récepteur FM placé dans un voisinage proche du système.

Par contre, si un perturbateur supplémentaire de fréquence 107.8MHz, d'amplitude légèrement supérieure (antenne émettant une puissance de 20dBm (100mW) placée à 1m du circuit) illumine le système (*Figure III-51*), l'amplitude des premiers battements est cette fois supérieure à celle des raies correspondant aux radios les plus éloignées. La réception des émissions radiophoniques est alors fortement brouillée dans un périmètre d'environ 30m: la fréquence de commutation est audible dans une large bande de fréquence. Si le signal perturbateur est de plus modulé, plus aucune radio ne peut être captée. L'étendue du spectre « rerayonné » dépend donc non seulement de la fréquence du signal perturbateur mais également de son amplitude et de sa largeur spectrale.

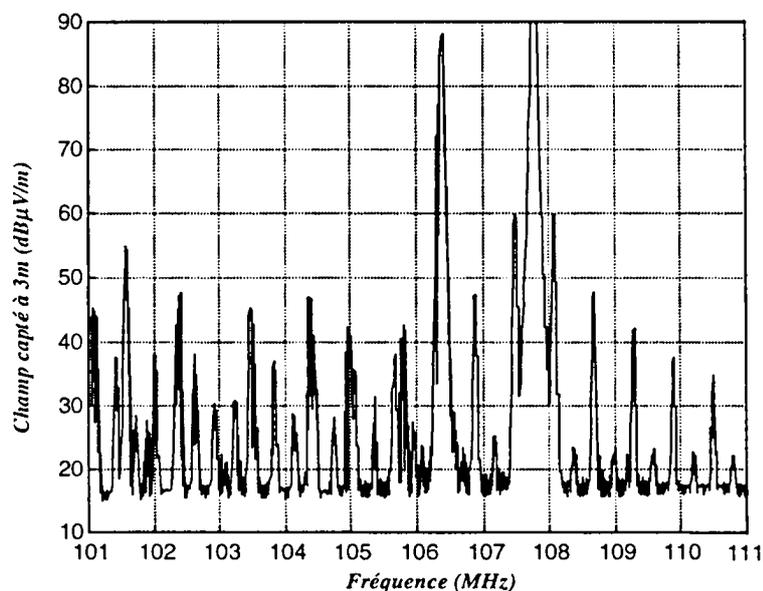


Figure III-51

Spectre rayonné lorsque le système est soumis à une perturbation de fréquence 108MHz

III-3-3-2-3 Effet d'un perturbateur de fréquence 950MHz:

De nombreux équipements comme par exemple des ordinateurs sont mis en défaut lors de la mise en fonctionnement d'un téléphone mobile. C'est pourquoi, il nous a semblé intéressant de regarder l'influence sur notre système d'un perturbateur de fréquence 950MHz, de puissance d'émission égale à 2W (33dBm). Le champ capté à 3m sur l'antenne log-périodique est reporté sur la *figure III-52*. La surface de la boucle a volontairement été réduite afin de l'adapter à la fréquence du perturbateur.

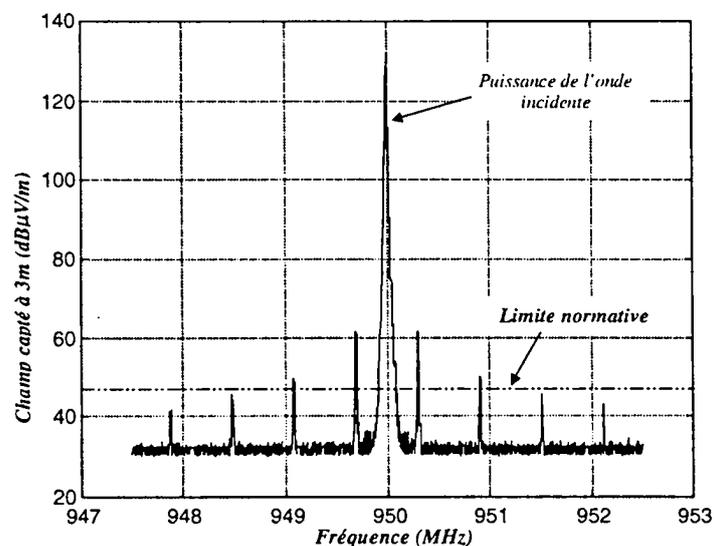


Figure III-52

Perturbateur à 950 MHz (GSM) 2W

Même en haute fréquence où les capacités parasites ont tendance à court-circuiter le perturbateur, les battements latéraux (62dBµV/m) dépassent la limite normative fixée à 47dBµV/m dans cette gamme de fréquence.

Dans cet exemple, le système a été soumis à un champ électromagnétique non modulé. En réalité, le signal émis par un GSM est modulé dans une bande d'environ 200kHz autour de la porteuse: avec une fréquence de commutation de 300kHz, nous aurions obtenu un spectre quasiment continu.

CONCLUSION:

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés aux effets engendrés, sur des composants logiques de type CMOS, par une illumination perturbatrice harmonique de fréquence bien supérieure à leur fréquence maximale de fonctionnement.

Cette étude, menée sur un dispositif élémentaire réalisé à partir d'un microcontrôleur et d'une mémoire EPROM, a fait apparaître deux phénomènes importants du point de vue de la C.E.M. :

- le premier, relatif à la susceptibilité du système, a été mis en évidence sur un microcontrôleur connecté sur une impédance relativement élevée (supérieure à 500Ω). Lorsque ce système est soumis à un perturbateur sinusoïdal de forte amplitude, une tension de décalage différente du niveau continu initial apparaît sur le signal d'entrée. Une étude paramétrique a montré que, suivant la fréquence du signal perturbateur, cette tension pouvait évoluer jusqu'à dépasser le seuil de changement d'état logique du composant, entraînant ainsi une mise en défaut du circuit.

- le second a été mis en évidence sur un système constitué d'un microcontrôleur échangeant des données avec une mémoire externe. Face à une onde électromagnétique perturbatrice de faible amplitude, les changements d'impédance provoqués par le passage successif des composants d'un état 0 à un état 1 donnent lieu à un mélange entre le signal utile (signal logique binaire) et le signal perturbateur. Les relevés des émissions rayonnées par le système en absence puis en présence d'une interférence électromagnétique ont montré que le signal résultant, «rerayonné» par les pistes reliant les deux circuits intégrés, amenait le dispositif à se comporter à son tour comme un véritable perturbateur pour son environnement, ceci dans une large bande de fréquence.

Ces deux effets ont pu être prédits assez précisément à partir des résultats issus de la méthode de caractérisation décrite au chapitre II.

CONCLUSION GENERALE

La présente thèse constitue une contribution à l'étude, par la simulation, de la C.E.M. des cartes électroniques.

L'impact d'une perturbation dépendant non seulement de la diaphonie entre les conducteurs mais aussi de la nature des charges qui leur sont connectées, nous avons étudié conjointement le couplage entre les conducteurs et le comportement des composants non linéaires.

Dans une première partie, des modèles de couplage simples basés sur une formulation analytique ont été proposés. Outre le fait d'être peu coûteuse en temps de calcul, cette approche présente l'avantage de fournir un schéma électrique passif facilement intégrable dans des simulateurs de circuits non linéaires: elle s'avère donc très intéressante pour une première analyse de la C.E.M. d'un système, en particulier pour l'étude du couplage magnétique entre des conducteurs disposés de manière quelconque dans un espace à trois dimensions. Néanmoins, pour des analyses C.E.M. plus poussées (fonctionnement hors bande par exemple), différents essais ont montré que les modèles de composants fournis par le simulateur non linéaire devaient être affinés.

C'est la raison pour laquelle nous avons été amenés, en second lieu, à développer une méthode de caractérisation de composants non linéaires passifs ou actifs. Celle-ci permet d'établir un schéma équivalent grand signal à partir de la mesure de l'impédance présentée par le composant pour différents points de polarisation. L'originalité de la méthode proposée réside dans le fait qu'elle considère le composant comme une « boîte noire » caractérisée dans son ensemble. Elle permet donc de s'affranchir de la connaissance de la structure interne du circuit ainsi que de ses paramètres intrinsèques. Malheureusement, elle ne tient pas compte, pour l'instant, des mécanismes de transfert de charges dans les semiconducteurs.

Afin de la valider, nous l'avons appliquée sur un mélangeur (dispositif fortement non linéaire où des phénomènes de transposition haute fréquence interviennent). Dans le but de résoudre le problème posé par l'optimisation d'un tel système, la transposition de fréquence a d'abord été examinée de manière théorique. Cet exemple a permis de mettre en évidence l'influence de certains paramètres (amplitude du signal de pompage, résistance série et capacité de la jonctions de la diode, ...) sur le rendement de conversion de fréquence. Il a également montré que la méthode de caractérisation proposée se prêtait bien à l'analyse comportementale des composants notamment en dehors de leur bande passante nominale et au-delà des limites de tension spécifiées par le constructeur.

Cette aptitude particulière a pu être appréciée lors de l'étude des effets engendrés par une illumination perturbatrice harmonique sur l'échange d'informations d'un microcontrôleur (de technologie CMOS) avec des dispositifs externes. En effet, la méthode de caractérisation proposée a permis de prédire deux phénomènes importants du point de vue de la C.E.M. mais, à notre connaissance, peu abordés dans la littérature:

- le premier, relatif à la susceptibilité du circuit, provoque l'apparition d'une tension de décalage à l'entrée du composant chargé sur une résistance élevée. Suivant la fréquence et l'amplitude du perturbateur, cette tension peut être suffisante pour mettre le composant en défaut. Une interprétation simple, accompagnée de simulations, a montré, d'une part, que cet effet, en partie lié à la présence de diodes de protection, atteignait son maximum lors de la « résonance » du circuit et, d'autre part, qu'il était sensible à la valeur du courant sortant de l'entrée. Une étude plus approfondie de la structure interne du composant mériterait d'être entreprise afin de donner une explication plus précise: il serait en particulier intéressant de voir dans quelle mesure l'injection d'une perturbation radiofréquence modifie les caractéristiques statiques et dynamiques de ce composant.

- le second concerne le rayonnement du système. Face à une perturbation électromagnétique même de faible amplitude, les changements d'impédance provoqués par le passage successif des composants logiques d'un état 0 à un état 1 donnent lieu à un mélange entre le signal utile (signal logique) et le signal perturbateur. Le signal résultant «rerayonné» par les conducteurs conduit le dispositif à se comporter comme un véritable perturbateur pour son environnement. L'étendue et la nature du spectre « rerayonné » dépend non seulement de

la largeur des spectres des signaux utile et perturbateur mais aussi de l'amplitude et de la fréquence du signal perturbateur. Ainsi, un dispositif apparemment conforme vis à vis des normes C.E.M., donc à priori peu polluant, peut sous certaines conditions d'illumination électromagnétique, devenir un véritable brouilleur.

C'est pourquoi, sur un plan plus général, il serait peut-être souhaitable de prévoir un test normatif supplémentaire fixant une limite d'amplitude des champs transposés « réémis ». En ce sens, les travaux menés dans le cadre de cette thèse ne constituent qu'une étude préliminaire : il serait notamment intéressant d'étendre cette analyse au cas de signaux perturbateurs de type impulsionnel.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE DE L'INTRODUCTION

[1] G.J. BURKE, A.J. POGIO

"Numerical Electromagnetics Code (NEC) – Method of Moments"
Lawrence Livermore Laboratory - Technical Document 116 – Vol. 1&2
San Diego - January 1981

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE I

[1-1] F.E. TERMAN

"Radioengineers handbook"
Mc Graw Hill - New York
1943

[1-2] P. GRIVET

"Physique des lignes de haute fréquence et ultra-haute fréquence. Tome II: circuits et amplificateurs micro-ondes"
Masson - Paris
1974

[1-3] P. GRIVET, R. LEGROS

"Physique des circuits"
Masson - Paris
1960

[1-4] A.E. RUEHLI

"Inductance calculation in a complex integrated circuit environment"
I.B.M. Journal of Research and Development, p. 470-481
1972

[1-5] F.W. GROVER

"Inductance calculations : working formulas and tables"
Van Nostrand - New York
1946

[1-6] G.A. CAMPBELL

Physical Review
June 1915

[1-7] J.L. SHANEN

"Intégration de la compatibilité électromagnétique dans la conception de convertisseurs en électronique de puissance"
Thèse de doctorat - Grenoble
8 janvier 1994

[1-8] E.R. ROSA, F.W. GROVER

"Formulas and tables for the calculation of mutual and self inductance"
Scientific paper of the National Bureau of Standards, paper 169C, Vol. 8 n°1, p. 1-237
1912

- [1-9] **C.S. WALKER**
"Capacitance, Inductance and Crosstalk Analysis"
Artech House - London
1990
- [1-10] **F. COSTA, F. FOREST, A. PUZO, G. ROJAT**
"Etude des perturbations conduites et rayonnées dans une cellule de commutation"
Journal de physique III – p. 2221-2248
Décembre 1993
- [1-11] **C. TOUTOUCH**
"Détermination des couplages magnétiques sur une carte de circuit imprimé"
Rapport de stage - I.U.T. G.E.I.I. - Lille
Juin 1995
- [1-12] **Y. YORIMOTO**
"Toppa printing develops a new type of contactless IC card"
Office Equipment & Products, vol. 17, n°118, p.83-85
July 1988
- [1-13] **K. GOTO, S. MIKI**
"Un nouveau système de billetterie: les cartes IC sans contact"
Rail International, p. 29-33
Février 1994
- [1-14] **Y. THORIGNE, R. REITTER**
"Nouvelle technologie de la carte à mémoire: la carte sans contact"
L'écho des recherches, n° 158, p. 43-48
4^{ème} trimestre 1994
- [1-15] **M. HAMZAOU**
"Contribution à l'optimisation de balises de transmission voie-machine dans le domaine des transports guidés - Etude du couplage d'antennes fonctionnant en champ proche"
Thèse de doctorat - Lille
21 septembre 1992
- [1-16] **I. HOCHART, Y. NGUYEN, P. DEGAUQUE**
"Optimisation d'un système de téléalimentation: état de l'art - étude théorique du couplage magnétique entre les bobines d'émission et de réception"
Rapport intermédiaire du contrat L.E.T.I./U.S.T.L./L.E.T.I. n° 7120 5A 518740 (Phase 1)
21 décembre 1995
- [1-17] **A. POATY, I. HOCHART, Y. NGUYEN, P. DEGAUQUE**
"Etude d'un système de télébillétique utilisant un cadre d'émission en forme de U"
Rapport intermédiaire du contrat L.E.T.I./U.S.T.L./L.E.T.I. n° 7120 5A 518740 (Phase 2)
21 juin 1996
- [1-18] **A. POATY**
"Etude d'un système de télébillétique: phase téléalimentation et télécommunication"
Rapport de D.E.A. - Lille
Juillet 1996

[1-19] I. HOCHART, Y. NGUYEN, P. DEGAUQUE

"Etude paramétrique concernant le déplacement d'un badge au-dessus d'un lecteur - Application à la télébillétique"

Rapport final du contrat L.E.T.I./U.S.T.L./L.R.P.E. n° 7120 5A 518740

1^{er} décembre 1996

[1-20] I. HOCHART, Y. NGUYEN, M. HAMZAOU, A.M. DUFRENOY, B. DEMOULIN

"Modélisation des parasites induits sur des circuits imprimés par des perturbations transitoires"

8^{ème} colloque international sur la C.E.M. - Lille - p. 443-448

Septembre 1996

[1-21] HEWLETT PACKARD

"The schottky diode mixer"

Application note 995

[1-22] I. HOCHART, Y. NGUYEN, B. DEMOULIN

"Modélisation du couplage entre les pistes d'un circuit imprimé - Application sur une maquette comportant des circuits logiques"

9^{ème} colloque international sur la C.E.M. - Brest

Juin 1998

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE II

[2-1] C. GENTILI

« Amplificateurs et oscillateurs micro-ondes »

Masson - Paris

1984

[2-2] J.P. NOUGIER

« Méthodes de calcul numérique »

Masson - Paris

1991

[2-3] W.H. PRESS, S.A. TEUKOLSKY, W.T. VETTERLING, B.P. FLANNERY

« Numerical Recipes in Fortran - The Art of Scientific Computing »

Cambridge University Press - Second Edition

1992

[2-4] ANALOGY

« Saber Simulation Reference Manual »

1996

[2-5] ANALOGY

« Mast Reference Manual »

1996

[2-6] ANALOGY

« Advanced Saber Transient Analysis Control »

1995

- [2-7] **E.W.HEROLD, R.R. BUSH, W.R. FERRIS**
« *Conversion Loss of Diode Mixers having Image Frequency Impedance* »
Proceeding of IRE – p.603-609
September 1945
- [2-8] **H.C. TORREY, C.A. WHITMER**
« *Cristal Rectifier* »
Mac Graw Hill Book Company, INC
1948
- [2-9] **M.R. BARBER**
« *Noise Figure and Conversion Loss of the Schottky Barrier Mixer Diode* »
IEEE Transactions on Microwave Theory and Technics - Vol. MTT 15, n°11 – p.629-635
November 1967

BIBLIOGRAPHIE DU CHAPITRE III

- [3-1] **M. KLINGLER**
"Etude phénoménologique de la sensibilité électromagnétique de composants électroniques logiques implantés sur circuits imprimés"
Thèse de doctorat - Lille
9 octobre 1992
- [3-2] **C.E. LARSON, J.M. ROE**
"A Modified Ebers-Moll Transistor Model for RF-Interference Analysis"
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility – Vol. 21 – n°4 – p. 283-290
November 1979
- [3-3] **J.J. WHALEN, J.G. TRONT, C.E. LARSON**
"Computer-Aided Analysis of RFI Effects in Digital Integrated Circuits"
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility – Vol. 21 – n°4 – p. 291-297
November 1979
- [3-4] **K.N. CHEN, J.J. WHALEN**
"A Nonlinear Incremental Model for Predicting EMI in MOS Transistors and Integrated Circuits"
IERE Publication n°56 - p. 113-130
1982
- [3-5] **B. HEDDEBAUT**
"Etude phénoménologique et modélisation du comportement de fonctions logiques élémentaires TTL et CMOS soumises à des perturbations induites par couplage électromagnétique"
Thèse de doctorat - Lille
23 septembre 1992
- [3-6] **J.G. TRONT**
"Predicting URF Upset of MOSFET Digital IC's"
IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility – Vol. 27 – n°2 – p. 64-69
May 1985

[3-7] INTEL

"Embeded Controller Handbook"

Vol.1

1988

[3-8] INTEL

"Microcontroller User's Manual"

May 1982

[3-9] G.J. BURKE, A.J. POGIO

"Numerical Electromagnetics Code (NEC) – Method of Moments"

Lawrence Livermore Laboratory - Technical Document 116 – Vol. 1&2

San Diego - January 1981

[3-10] G.J. BURKE, A.J. POGIO

"NEC-2 Manual, Part III : User's Guide"

Lawrence Livermore Laboratory - Technical Document 116 – Vol. 1&2

San Diego - January 1981

ANNEXE

DESCRIPTION DU MICROCONTROLEUR 87C51 (INTEL)

L'architecture du 87C51 à EPROM interne est présenté sur la figure A-1.

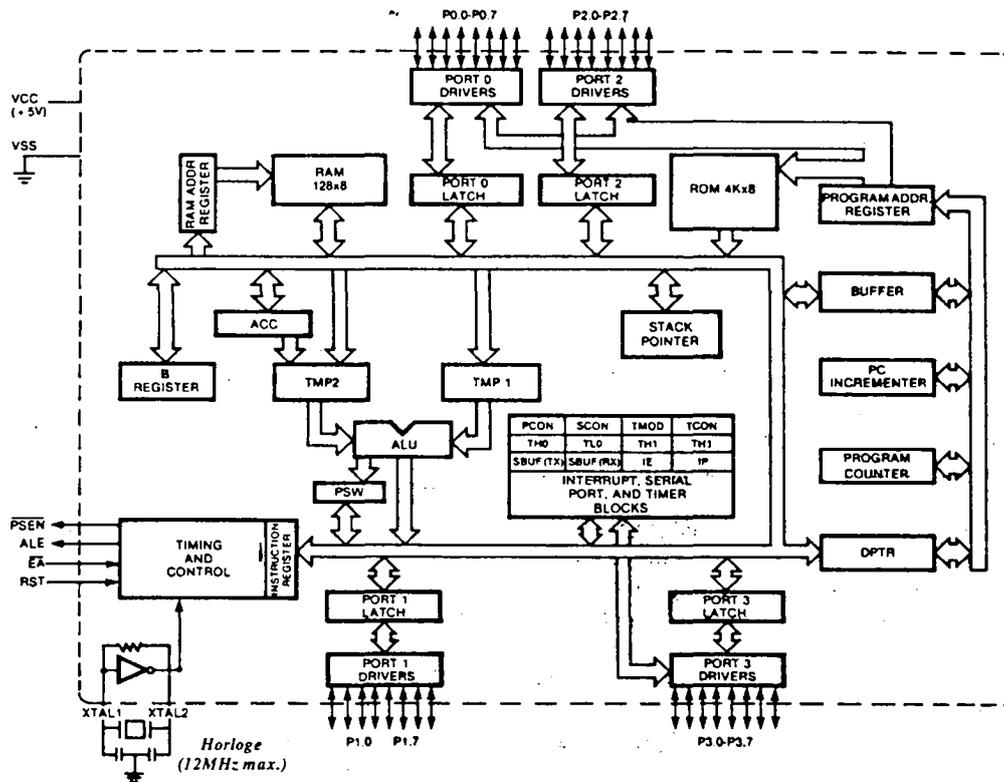


Figure A-1

Architecture du microcontrôleur 87C51

Alimenté en 5V, il est réalisé en technologie CMOS compatible TTL.

Ses principales caractéristiques résident dans l'intégration d':

- une EPROM interne de 4Ko
- un processeur booléen
- une RAM de 128 octets
- une liaison série programmable
- un timer.

Il possède quatre ports d'entrée-sortie bidirectionnels P0, P1, P2 et P3.

Les signaux de contrôle $\overline{\text{PSEN}}$, $\overline{\text{EA}}$ et ALE permettent de gérer une mémoire externe.

Le principe d'adressage et de lecture est le suivant : le microcontrôleur délivre l'adresse sur P0 et P2. Pour éviter tout conflit avec les sorties données de la mémoire (O0 à O7), ces dernières sont préalablement mises à l'état de haute impédance à l'initiative du microcontrôleur grâce à $\overline{\text{PSEN}}$. Après le temps d'établissement nécessaire de l'adresse, le 87C51 verrouille les bits d'adressage de poids faible grâce au circuit latch 74HC373 en agissant sur STB par l'intermédiaire du signal ALE. Le 87C51 entreprend alors la lecture de l'octet de donnée (un laps de temps après) en désactivant l'état haute impédance de la mémoire puis en configurant le port P0 en entrée.

- Structure des ports d'entrée-sortie :

La figure A-3 montre les schémas fonctionnels des quatre ports d'entrée-sortie.

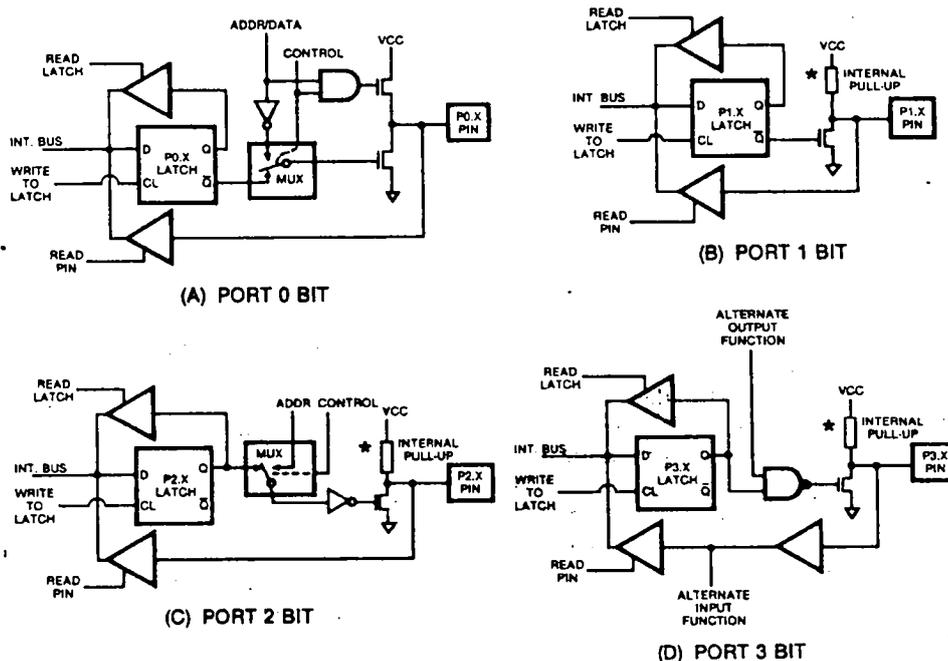


Figure A-3

Structure des ports d'entrée-sortie

Chaque «patte» d'entrée-sortie peut être utilisée indépendamment des autres comme une entrée ou une sortie. Les ports 1, 2 et 3 possèdent une résistance de rappel constituée pratiquement par trois transistors MOS. En cas d'utilisation comme une entrée, le latch du bit correspondant (P1 par exemple) contient un 1 logique ce qui a pour effet de bloquer le transistor MOS de sortie. La sortie correspondante est de ce fait mise à 5V par

l'intermédiaire de la résistance de rappel (résistance de pull up). Pour assurer un état 0 en entrée, il faut la charger de manière à lui faire débiter un courant d'environ $-50\mu\text{A}$ au maximum en connectant, par exemple, une résistance à la masse (résistance de pull down) externe de $50\text{k}\Omega$ au maximum.

En mode de sortie, le microcontrôleur diminue automatiquement et fortement la résistance interne de pull up : il peut ainsi fournir un courant suffisant pour piloter trois entrées de type TTL.

Le port P0 (*Figure A-3*) se différencie des trois autres par le fait qu'en mode d'entrée (1 dans le latch), il présente une haute impédance : cette fois il n'y a pas de résistance de pull up interne.

Les ports P0 et P2 sont communément utilisés pour la lecture ou l'écriture d'une mémoire externe (*Figure A-2*) d'où la présence de multiplexeurs adresses/données.

