

Mastère Spécialisé en Télécommunications



En collaboration avec

PROJET PROFESSIONNEL

Amélioration de la prise en compte de l'intégrité des signaux et de la CEM dans la méthodologie de conception des cartes électroniques

Par

Thouraya AJROUDI

Ingénieur en Génie électrique de L'ENIS

Encadré par

- **STEG : M. Anouar GUEZGUEZ**
- **SUP'COM : M. Jamel BELHADJ TAHAR**
- **IMEP : M. Jean CHILO**

Projet réalisé en collaboration avec



Année universitaire 2001/2002

Amélioration de la prise en compte de l'intégrité des signaux et de la compatibilité électromagnétique dans la méthodologie de conception des cartes électroniques numériques rapides et mixtes

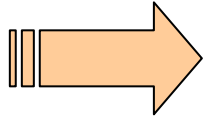


Réalisé par: **Thouraya AJROUDI**

Encadré par: **Anouar GUEZGUEZ (STEG)**

Taher JAMEL BELHADJ (SUP'COM)

Jean CHILO (ENSERG)



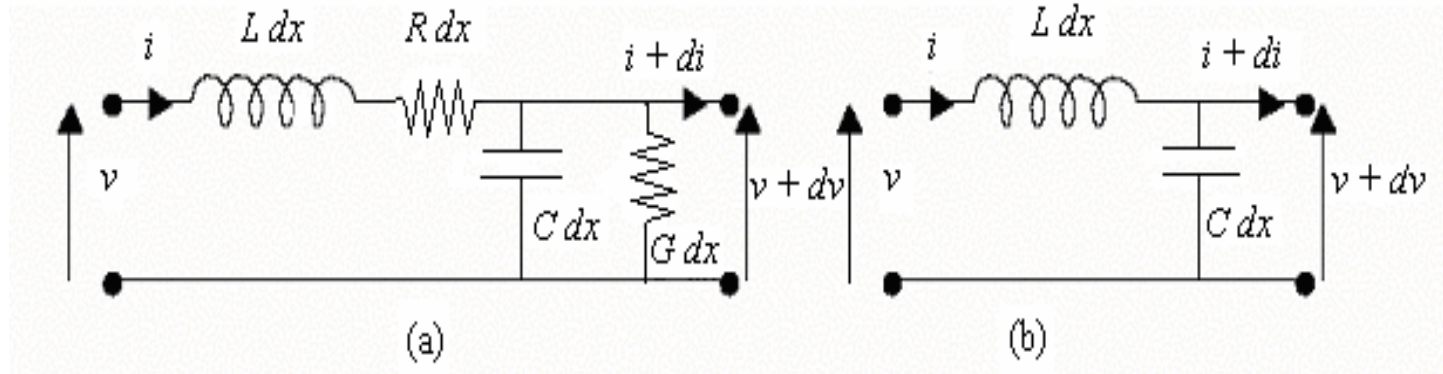
Objectif du travail

Optimisation du processus de conception et de mise au point des cartes électronique par l'étude de:

- Intégrité du signal
- CEM sur cartes électronique
- Effets de propagation
- Effets de couplage



Modèle de ligne de transmission



L (H/m) : inductance linéique lié à l'énergie magnétique.

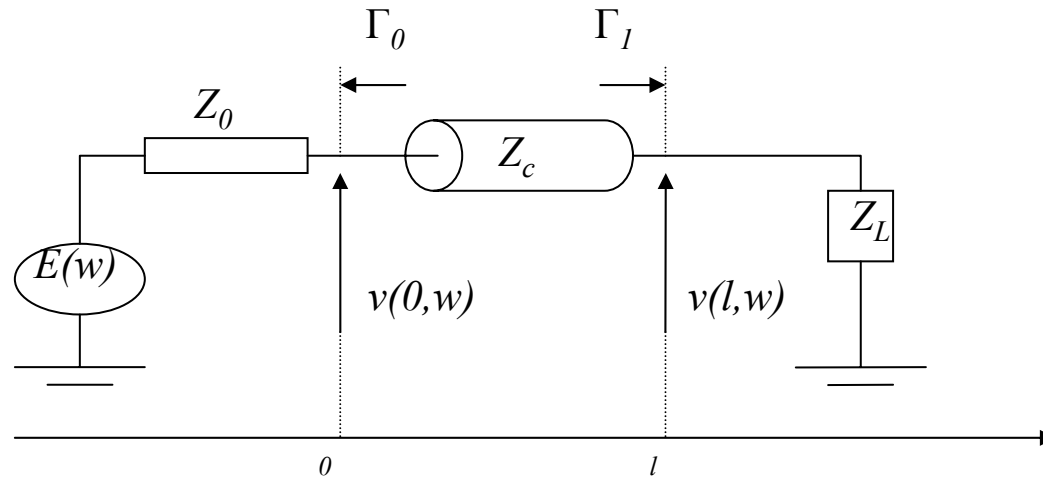
R (Ω /m) : résistance linéique caractérisant les pertes dans les conducteurs.

C (F/m) : capacité linéique lié à l'énergie électrique.

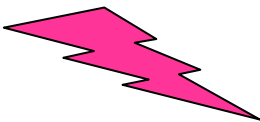
G (S/m) : conductance linéique caractérisant les pertes dans le diélectrique.



Réflexions et relations aux terminaisons



Discontinuités :



Charges

Connecteurs

Connexions

...

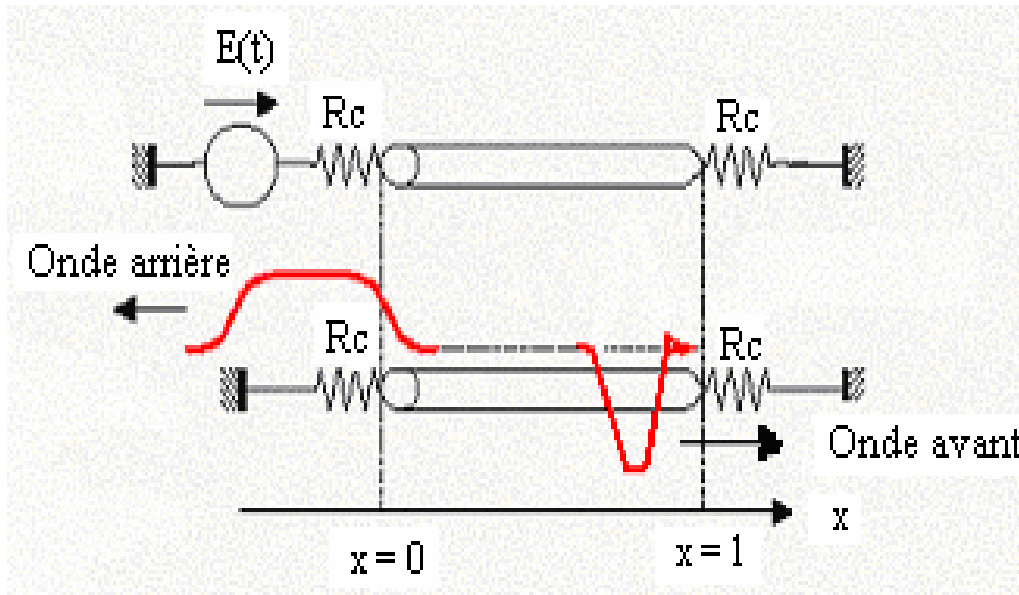


Réflexions

Effet du couplage sur les pistes d'interconnexion



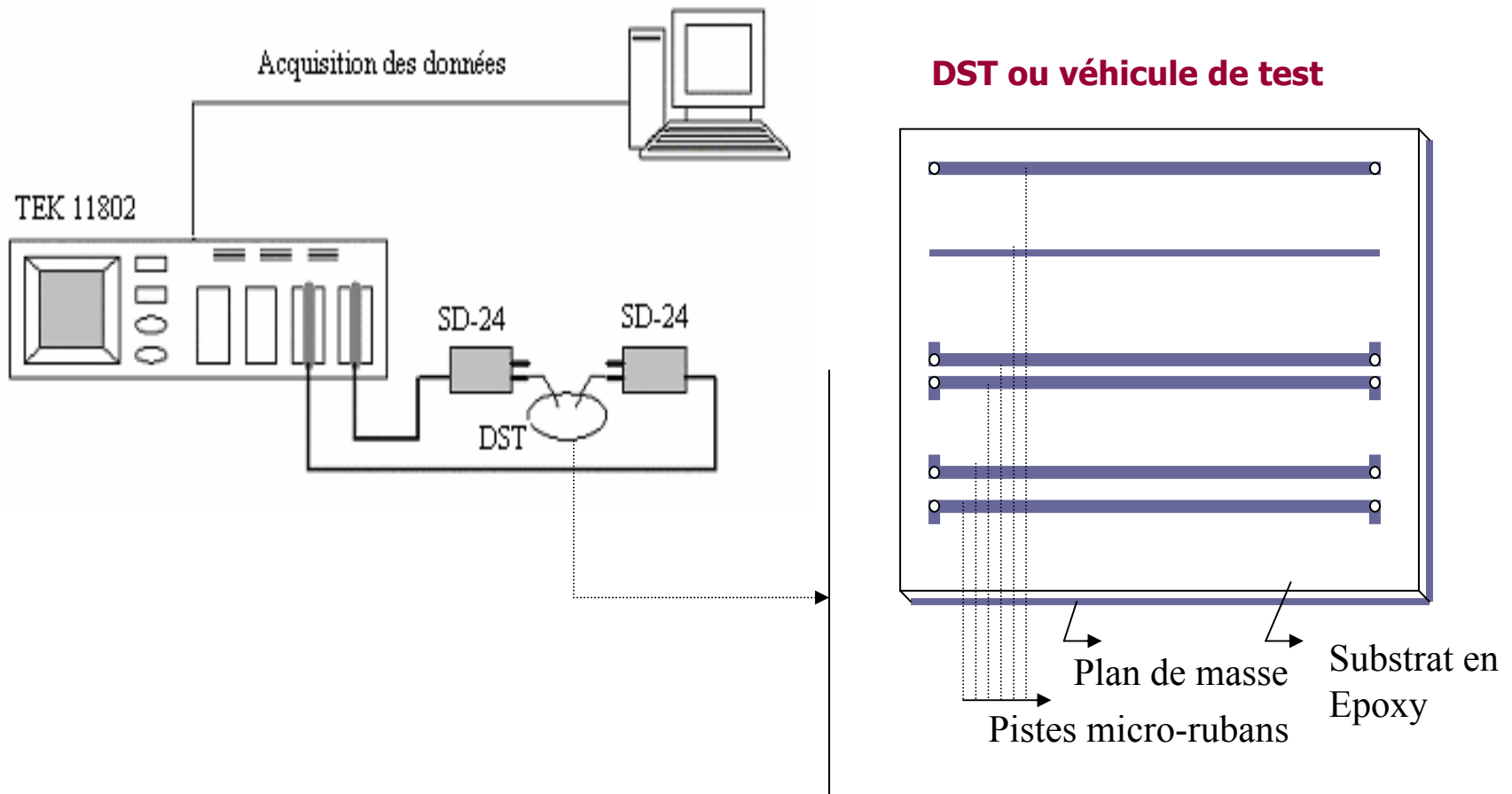
Couplage lâche



$$v_{e_2}(t) = \frac{K_B}{2} (e_0(t) - e_0(t - 2lT_c))$$

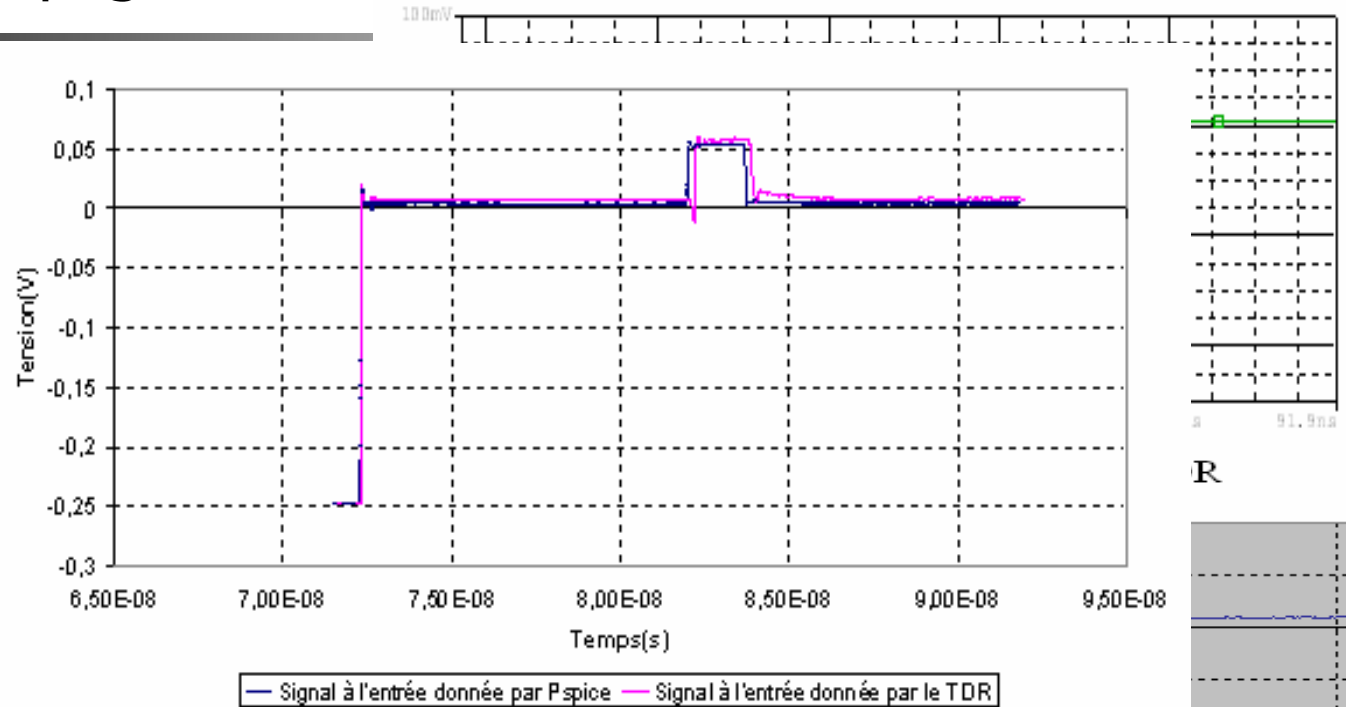
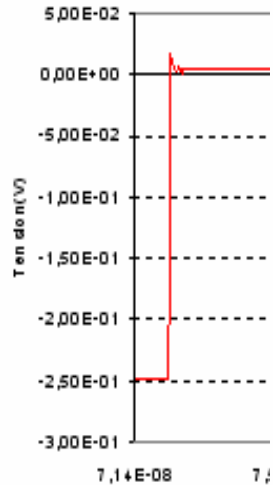
$$v_{s_2}(t) = -\frac{K_F}{2} \frac{\partial e_0(t - lT_c)}{\partial t}$$

Présentation de l'environnement de mesure

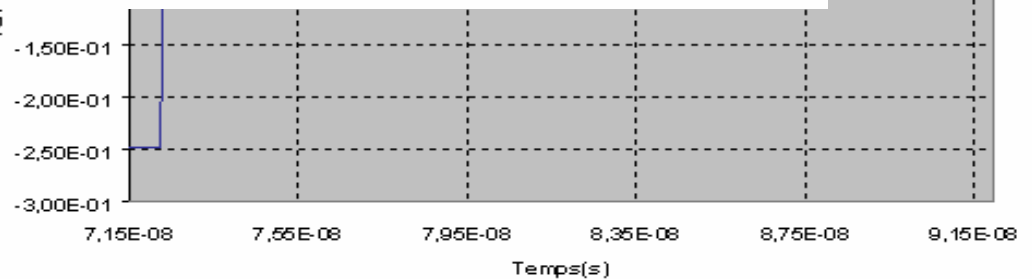


Propagation sur

Signal réfléchi donné par Pspice

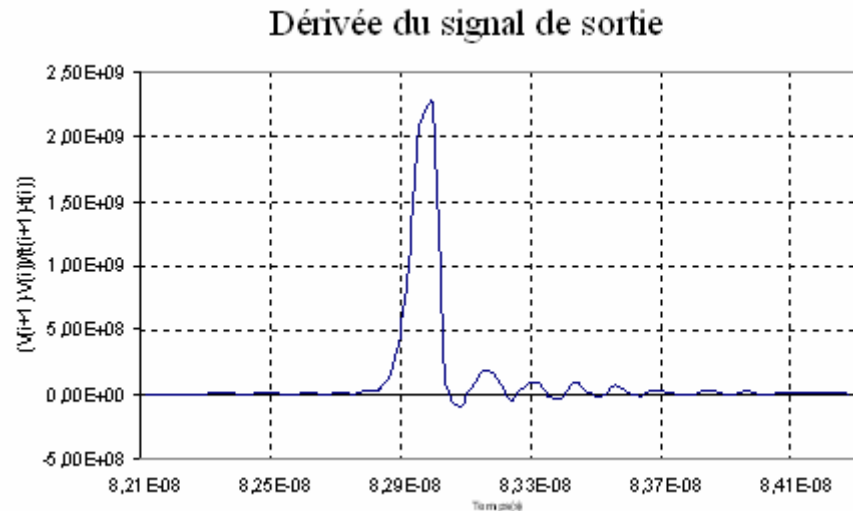


Signal d'entrée $e(t)$ au TDR

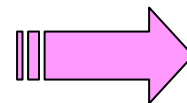


Effet des pertes sur le temps de montée du signal

Dérivée du signal
d'entrée = $10\text{E}09 \text{ V/S}$



Rapport ~ 5 !!



Pertes

Couplage lâche sur deux pistes en PCB

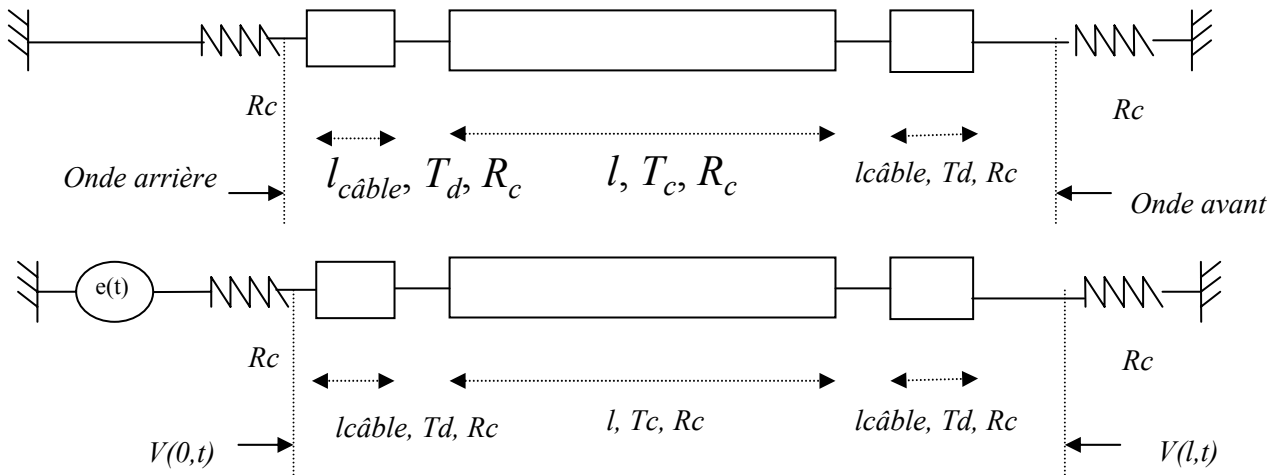
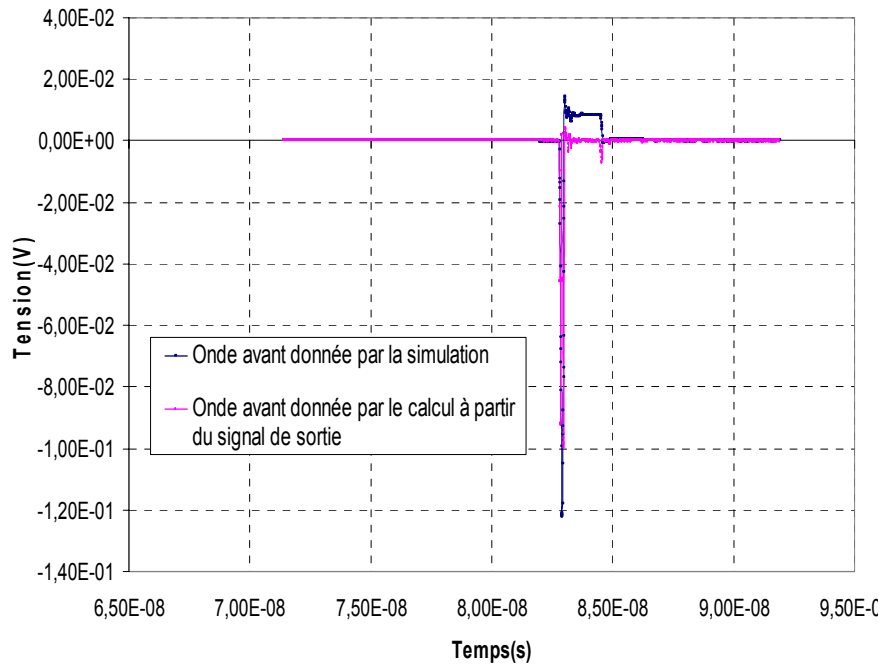


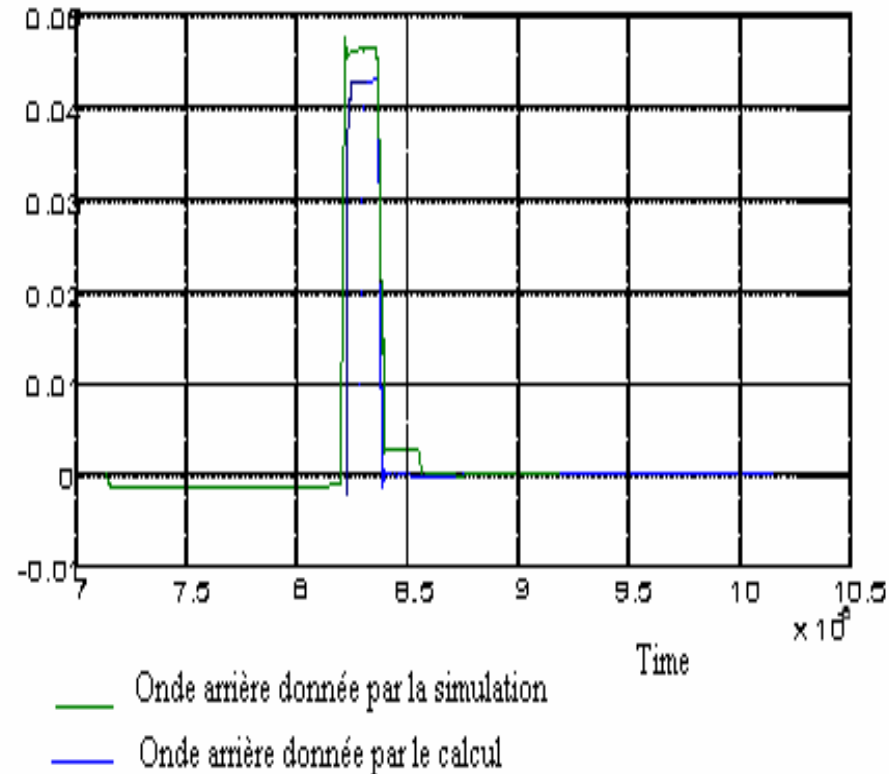
Schéma équivalent du deux pistes

Comparaison entre la théorie et la simulation (1)

Cas où $s = 0.15\text{mm}$

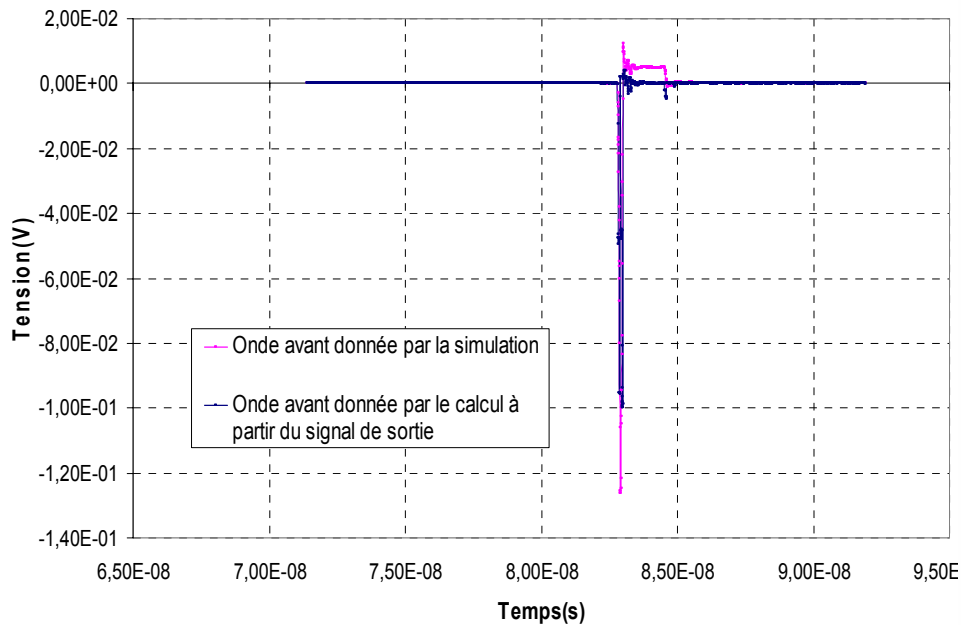


Ecart de 10%, 6%

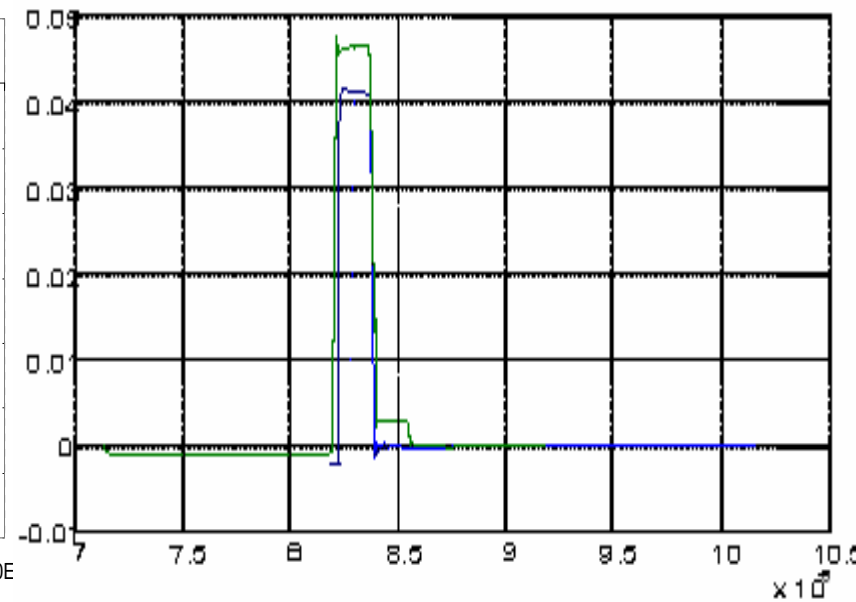


Comparaison entre la théorie et la simulation (2)

Cas où $s = 0.3\text{mm}$



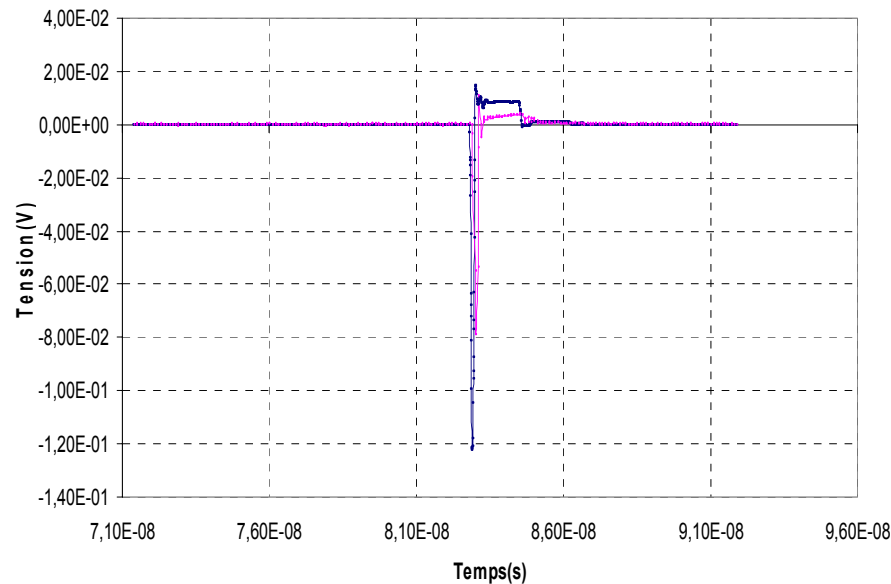
Ecart de 20%, 10%



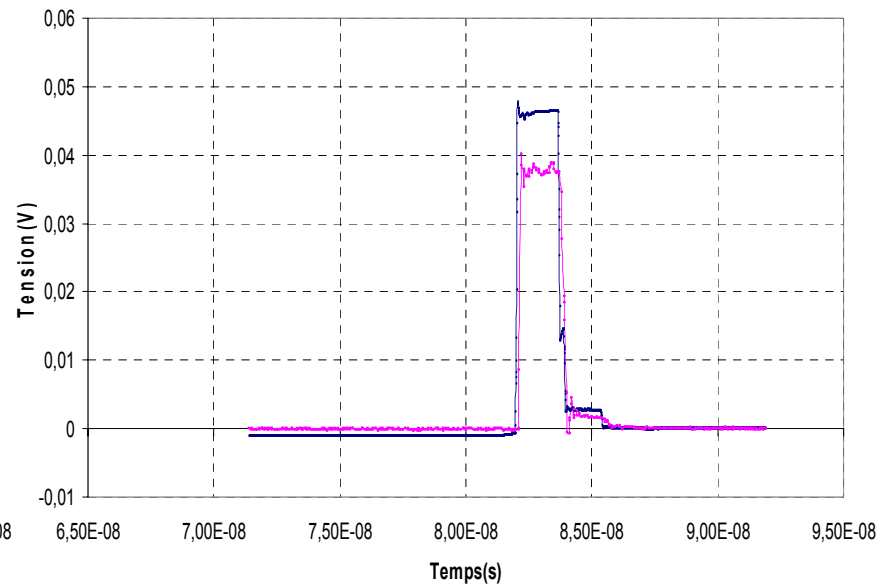
Onde arrière donnée par la simulation
Onde arrière donnée par le calcul

Comparaison entre la simulation et les mesures (1)

Cas où $s = 0.15\text{mm}$



— Onde avant donnée par Pspice — "Onde avant donnée par TDR"

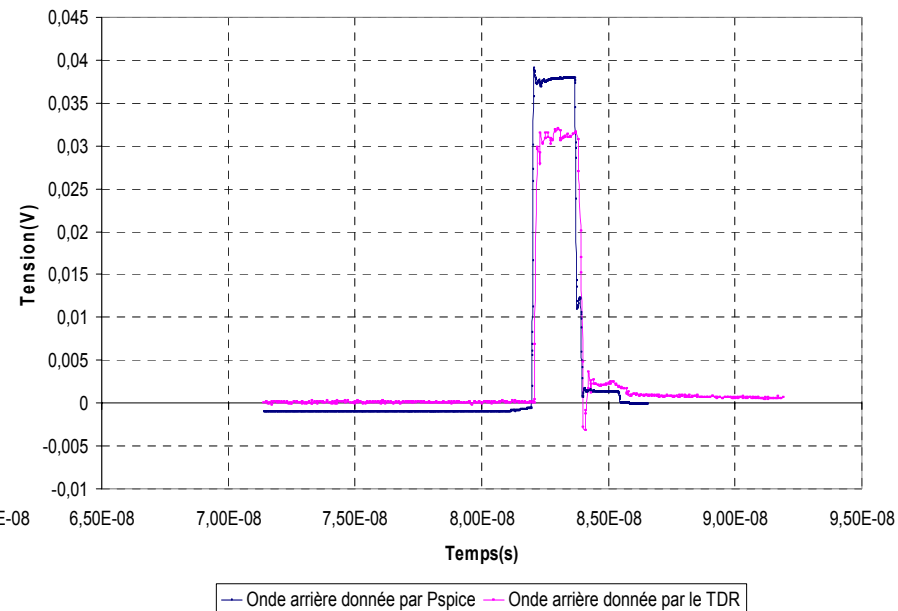
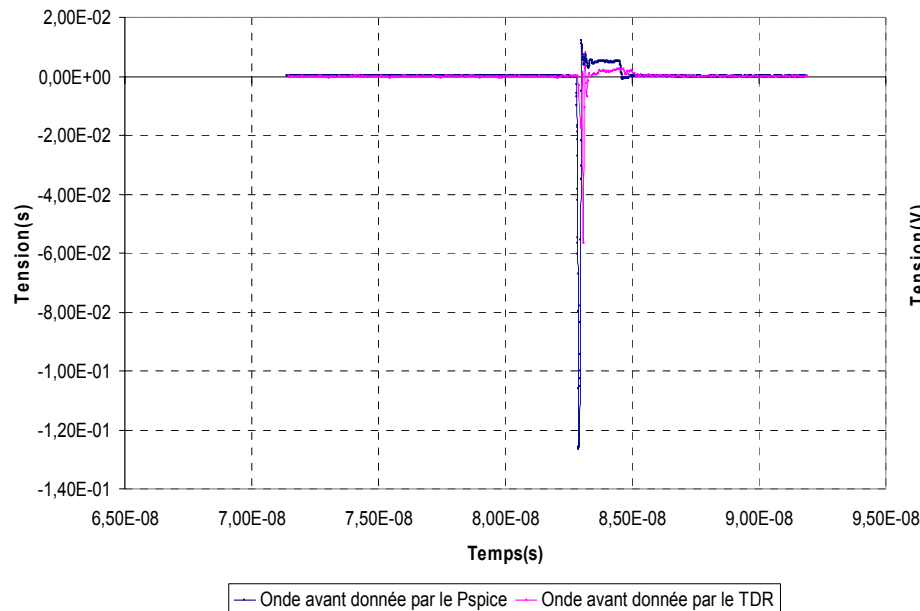


— Onde arrière donnée par Pspice — "Onde arrière donnée par le TDR"

Ecart de 40%, 10%

Comparaison entre la simulation et les mesures (2)

Cas où $s = 0.3\text{mm}$



Ecart de 50%, 12%



Conclusion sur les résultats obtenus



Quelques règles d'ingénieries pour la conception des cartes électroniques

➡ Les pistes doivent être adaptées lorsque le temps de propagation aller-retour de la ligne excède la durée de commutation de la logique

➡ La longueur des pistes doit être le plus court possible

➡ Placer des pistes écrans entre les pistes couplées

➡ Une piste doit être homogène sur toute sa longueur, on doit donc éviter les angles incongrus, les déviations et les pliures



Conclusion et perspectives

Présentation générale du LEMO

Au sein de l'INPG (Institut National Polytechnique de Grenoble), le LEMO (Laboratoire d'ElectroMagnétisme et Optoélectronique) relève du secteur de recherche ELESa (Génie Electrique, Automatique et Traitement du Signal). Le LEMO est l'un des six laboratoires de l'INPG composant la fédération ELESa créée en 1995 et agréée par le MENRT et le CNRS. Il est également associé à l'UJF.

De ses origines le laboratoire a hérité d'une double culture : l'optique et les microondes mais ces deux communautés sont très soudées puisqu'elles puisent une partie de leurs compétences dans le même domaine scientifique : celui de l'électromagnétisme. Les travaux de recherche relèvent pour la plus part des Sciences et Technologies de l'Information et de la Communication et on été structurés selon les trois groupes suivants :

• Groupe Microondes.

Les thèmes de recherche concernent la modélisation de lignes, l'étude de discontinuités et de circuits utilisés en électronique rapide, des études sur la diffraction et le couplage ondes conducteurs. Les applications concernent les interconnexions entre dispositifs électroniques, le « packaging » et la compatibilité électromagnétique. Ces études bénéficient de la plate forme CEM de l'UJF mise en place par J. Chilo, professeur à l'UJF et chercheur au LEMO.

Selon les recommandations du comité scientifique de 1994, une orientation système a été initiée et développée dans ce groupe, elle concerne l'intégrité des fonctions radiofréquences et hyperfréquences sur le silicium. Cette activité a trouvé ces derniers mois une aide contractuelle importante auprès de grands organismes d'Etat ou sociétés industrielles spécialisées dans ce secteur d'activité. Le LEMO est responsable dans ce domaine scientifique de l'un des thèmes de recherche retenu par le C.P.M.A (centre de Projets en Microélectronique Avancée) crée récemment à Grenoble par le CNRS, l'INPG, l'INSA de Lyon et le CEA et qui doit permettre à ce groupe le développement de thématique prospectives avec des grands partenaires impliqués dans la microélectronique silicium.

• Groupe OptoMicroonde

Ce groupe a été crée en 1990 et a été considéré comme axe prioritaire dans une charte d'objectifs signée en 1995 avec le CNRS. C'est un axe fédérateur du laboratoire puisqu'il privilégie les thèmes scientifiques s'appuyant à la fois sur les microondes et l'optique. Deux thèmes ont été développés concernant le contrôle optique des composants microondes et le traitement du signal microonde par voie optique.

• Groupe Photonique

Ce groupe a acquis une compétence reconnue dans la maîtrise de la technologie des composants d'optique intégrée sur verre pour lesquels G. Chartier a été parmi les premiers scientifiques à montrer les grandes potentialités pour la réalisation de capteurs ou de composants pour les télécommunications optiques. Muni de cette longue expérience ce groupe s'intéresse actuellement à l'étude de capteur, de composants actifs tels que les sources et les amplificateurs, les matériaux pour réaliser ces fonctions et l'optique non linéaire intégrée.

Le laboratoire comporte 58 personnes qui participent aux travaux du LEMO dont 17 enseignants chercheurs permanents (9 professeurs et 8 maîtres de conférences).

Les moyens techniques :

Le laboratoire dispose en propre de moyens variés de caractérisation de composants et matériaux, de moyens informatiques et de moyens technologiques.

Moyens de caractérisation :

- Analyseur de réseau vectoriel jusqu'à 40 GHz, et son module optoélectronique $\lambda=1,3 \mu\text{m}$.
- Banc d'analyse temporelle Tektronix
- Système de mesure sous pointes
- Analyseurs de réseau scalaires
- Laser YAG-Néodyme picoseconde
- Laser Sa:Ti pulse et continu
- Oscillateur optique paramétrique
- Caméra à balayage de fentes
- Caméra infrarouge
- Plusieurs bancs de caractérisation optique
- Analyseur de spectre optique
- Banc de caractérisation amplification optique
- Générateur de séquence numérique et analyseur de taux d'erreur
- Analyseur de spectre microondes jusqu'à 40 GHz

Moyens informatiques :

- Nombreux PC et Macintosh avec tables traçantes et imprimantes, pour la bureautique et la programmation
- Trois stations Unix pour la programmation et la simulation des circuits microondes

Moyens technologiques :

Dépôt de couches :

- Deux évaporateurs Edwards
- Un bâti d'évaporation et de pulvérisation cathodique RF (Plassys)
- Un bâti de pulvérisation cathodique RF et DC

Photolithographie :

- des machines de photolithographie MJB3 et MA56 Karl Süss (transfert de masques)

- deux tournettes, 5 étuves, 4 bains thermostatés, 2 plafonds soufflants
- un bâti de gravure plasma

Microscopie :

- trois microscopes
- un microscope électronique

Par ailleurs, le LEMO a accès d'une part aux services communs de l'ENSERG (service informatique, LHOG, bibliothèque, reprographie, atelier de mécanique) et d'autre part aux services interuniversitaires.

Les principaux axes de recherche du LEMO concernent :

- la conception et la caractérisation de composants optiques et microondes pour le traitement de l'information et les communications.
- L'intégrité de fonctions radiofréquences et hyperfréquences dans les filières Silicium.
- L'analyse de l'intégrité et des interférences de signaux, compatibilité électromagnétique dans les systèmes numériques rapides.
- Le contrôle optique de composants microondes.
- Le traitement et transport de signaux rapides par voie optique.
- L'étude de composants, microsystèmes et capteurs en optique intégrée sur verre.
- L'optique non linéaire

Le laboratoire possède des compétences technologiques reconnues dans la maîtrise des processus d'intégration sur verre des composants optiques.

Un projet c'est concrétisé cette année, c'est la fusion du LEMO et LPCS. Les deux laboratoires avaient des activités scientifiques pratiquement indépendantes. Le LPCS s'intéressait à la physique des composants silicium autour des axes suivants : composants microélectroniques (transistors MOS, mémoires, capteurs), filière SOI, bruit/fluctuation dans les composants semiconducteurs et composants haute température. Le LEMO n'envisageait dans la modélisation des composants électroniques, que les composants passifs auxquels il fallait ajouter les activités de recherche en optoélectronique, CEM et application de l'électromagnétisme à l'étude de l'environnement.

Cette fusion a donné naissance à l'IMEP : Institut de MicroElectronique et de Photonique.

*A mes chers parents, mes frères Chahir et Mounir et à
ma sœur Soumaya.*

REMERCIEMENTS

Je tiens tout d'abord à remercier la Société Tunisienne d'Electricité et du Gaz en la personne de son Président Directeur Général Monsieur Moncef BOUCINNA sans qui ce stage n'aurait pas eu lieu.

Ce travail a été effectué au sein du Laboratoire d'Electro-Magnétisme et Optoélectronique (LEMO) de l'Ecole Supérieure d'Electronique et de Radio-Electricité de Grenoble (ESERG). L'accueil chaleureux que j'ai reçu au LEMO, de tout le personnel qu'ils soient enseignants-chercheurs, thésards, techniciens et stagiaires, a bien facilité mon intégration à ce laboratoire. Le bon souvenir que je garde de cette période doit beaucoup à leur sympathie et à leur bonne humeur.

Je veux exprimer ma gratitude à Monsieur Jean CHILO qui m'a encadré durant ces trois mois et qui a toujours trouvé un moment à me consacrer pour être à l'écoute des problèmes dont je lui faisais part. Et de m'aider à les résoudre.

Je tiens à remercier également Messieurs Jamel BELHADJ TAHER et Anouar GUEZGUEZ pour leurs encouragements, leurs suivis et l'intérêt qu'ils ont porté pour ce stage, l'élaboration et la finitude de ce travail doit beaucoup à leurs conseils et à leurs efforts appréciables.

Résumé

Le tracé et la conception des circuits imprimés passe par la nécessité de prise en compte de l'intégrité des signaux et de la CEM, avec le souci de minimiser les effets des perturbations au niveau de la carte, ces effets qui sont dus principalement aux phénomènes de désadaptations, de discontinuités, de pertes sur les lignes, du couplage et autres...

Lors de ce travail, on a essayé de dégager les principales causes qui entraînent les dégradations sur l'intégrité du signal ainsi que les formes de ces dégradations qu'on peut retrouver sur les cartes électroniques numériques rapides, et on a validé cette étude par l'observation, sur un véhicule de test, de deux phénomènes importants qui sont les effets de propagation sur une ligne de transmission et le couplage électromagnétique entre les pistes d'interconnexion.

Le choix de l'analyse temporelle nous a beaucoup aidé à observer les phénomènes de réflexion et les signaux parasites sur les pistes couplées.

L'étude comparative dans le cadre du couplage lâche mené sur les pistes couplées avec des distances de séparations différentes, ont montré une bonne compatibilité de l'approche théorique avec la simulation, du moment où on considère le signal à la sortie de la ligne activée et non à son entrée. Cette approche est d'autant plus intéressante que les coefficients de couplage sont relativement importants. Les mesures viennent confirmer assez correctement les résultats de simulation pour ces valeurs.

Enfin des règles d'ingénierie ont été élaborées afin d'améliorer la conception des cartes électroniques et respecter les normes de la compatibilité électromagnétique.

Mots clés : Cartes électroniques, Compatibilité électromagnétique, Intégrité du signal, Ligne de transmission, Effet de propagation, Couplage électromagnétique, règles de conception.

Sommaire

| | |
|---|----|
| Introduction Générale..... | 1 |
| I - Présentation du LEMO | 2 |
| I - 1 Groupes..... | 2 |
| I - 2 Les moyens techniques..... | 3 |
| II - Techniques des mesures différentielles..... | 5 |
| II - 1 Introduction | 5 |
| II - 2 Le Balun | 6 |
| II - 2 - 1 La sélection du balun | 6 |
| II - 2 - 2 Les obstacles de mesures | 7 |
| II - 2 - 3 Méthode du balun physique..... | 8 |
| II - 2 - 4 Méthode mathématique du 'balun idéal' | 8 |
| II - 2 - 5 Méthode de simulation du mode mixte..... | 9 |
| II - 3 Les paramètres S | 11 |
| III - Le banc de test hyperfréquence..... | 14 |
| III - 1 Introduction | 14 |
| III - 2 Description | 15 |
| III - 3 Calibrage | 16 |
| III - 4 Modélisation par quadripôle d'erreur | 17 |
| III - 5 Modélisation "analyseur de réseaux"..... | 18 |
| III - 6 Méthode de calibrage..... | 19 |
| III - 6 - 1 Le calibrage SOLT | 19 |
| III - 6 - 2 Méthode d'épluchage (" De-embedding")..... | 21 |
| III - 6 - 2 - a Dispositif dédié à l'épluchage | 21 |
| III - 6 - 2 - b Les plots d'accès | 22 |
| III - 6 - 3 Méthode des paramètres Y | 23 |
| III - 6 - 4 Méthode des paramètres Z et Y | 23 |
| III - 6 - 5 La démarche de l'extraction des paramètres électriques..... | 25 |
| III - 6 Détermination analytique des paramètres S | 26 |
| III - 6 - 1 Simulation des mesures | 31 |
| III - 6 - 2 Extraction des paramètres du DUT | 35 |
| IV – Conclusion..... | 45 |
| Annexe..... | 46 |
| Bibliographie..... | 52 |

GLOSSAIRE

BONDING

Fils reliant la puce au boîtier. Ces fils sont en majeure partie fabriqués en fil d'or soudés d'une part au plot d'entrée sortie de la puce et d'autre part aux pistes du boîtier. Ces fils ont une composante fortement inductive et faiblement capacitive, et sont une source très importante de fluctuation de tension lors de fortes variations de consommation de courant sur la puce.

CEM

Compatibilité Electro-Magnétique. La CEM s'occupe depuis peu de temps de l'aspect composant, notamment au niveau des méthodes de mesures et techniques visant à améliorer la compatibilité des puces avec leur environnement, en terme de puissance parasite rayonnée et bruit toléré.

CAO

Conception Assistée par Ordinateur.

IS

Intégrité du Signal

PACKAGE

Boîtier permettant l'encapsulation des circuits intégrés.

PATRICE

Produit pour l'Analyse TRansitive des Interconnexions des Circuits Electriques

PCB

Printed Circuit Board. Carte de circuit imprimé.

SPICE

Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis : Programme de Simulation orienté Circuit Intégrés

TDR

Time Domain Reflectometry

TEM

Transverse Equivalent Mode : fréquences de fonctionnement pour lesquelles la composante longitudinale des champs électrique E et magnétique H sont négligeables. Le mode de propagation de l'onde le long de l'interconnexion est quasi-transverse, (approximation T.E.M).

SOMMAIRE

| | |
|---|-----------|
| INTRODUCTION..... | 3 |
| <u>Première partie: Etude d'IS et la CEM des cartes électroniques</u> | |
| I- La CEM des cartes électroniques | 5 |
| I-1- définition | 5 |
| II-2- Types de propagation électromagnétique | 5 |
| II-3- Différents types de couplages au niveau d'une carte | 5 |
| II-3-1- Couplage par impédance commune | 5 |
| II-3-2- Couplage par diaphonie | 6 |
| II-3-3- Couplage champ à fil | 7 |
| II-3-4- Couplage champ à boucle | 8 |
| II-3-5- Couplage carte à châssis | 9 |
| II- Intégrité du signal sur les cartes électroniques rapides | 10 |
| II-1- Effet de la rapidité des commutations sur IS | 10 |
| II-2- Les causes principales de perte en IS..... | 11 |
| II-3- Les différents niveaux d'interconnexions..... | 12 |
| II-4- Les formes de dégradation du signal | 14 |
| II-4-1- Retard pur | 14 |
| II-4-2- Rebonds, dépassements, réflexions, déformations | 14 |
| II-4-3- Atténuation, pertes dans les lignes, les substrats et les plans de masse..... | 14 |
| III- Environnement et outils d'analyse pour la conception des cartes électroniques | 15 |
| <u>Deuxième partie: Etude des phénomènes de propagation et du couplage EM sur les cartes électroniques</u> | |
| I- La modélisation des interconnexions | 18 |
| II- Etude des effets de propagation sur des lignes de transmission | 18 |
| II-1- Ligne de transmission, équation des télégraphistes..... | 18 |
| II-1-1- Réflexions et relations aux terminaisons | 19 |
| II-1-2- Adaptation d'impédance | 20 |
| II-2- Ligne de transmission, charge aux terminaisons | 21 |
| II-2-1- Charges purement résistives | 21 |
| II-2-2- Charge réactive (source adaptée)..... | 22 |

| | |
|---|-----------|
| II-3- Effet des discontinuités sur la propagation du signal | 26 |
| III- Etude des effets de couplage entre pistes d'interconnexion..... | 27 |
| III-1- Couplage lâche | 27 |
| II-1-1- Couplage lâche localisé | 27 |
| II-1-2- Couplage lâche réparti | 29 |
| III-2- Couplage fort | 31 |
| III-2-1- Domaine modal | 31 |
| III-2-2- Domaine des grandeurs observables | 32 |
| III-2-4- Adaptation d'impédance..... | 33 |

Troisième partie: Etude expérimentale sur véhicule de test

| | |
|--|-----------|
| I- Présentations générales..... | 35 |
| I-1- Présentation de Capture/Pspice | 35 |
| I-2- Présentation de l'oscilloscope de mesure..... | 36 |
| I-3- Présentation du véhicule de test | 36 |
| I-4- Présentation de l'environnement du travail | 38 |
| II- Calcul des paramètres caractéristiques des pistes | 38 |
| II-1- Calcul des caractéristiques de propagation | 38 |
| II-2- Calcul des caractéristiques de couplage | 39 |
| III- Etude des effets de propagation sur une piste unique | 40 |
| III-1- Cas de la ligne 1 du dispositif de test | 41 |
| III-2- Cas de la ligne 2 du dispositif de test | 42 |
| IV- Etude du couplage électromagnétique entre deux pistes..... | 44 |
| IV-1- Cas où $S = 0,15\text{mm}$ sur le véhicule de test..... | 45 |
| IV-2- Cas où $S = 0,3\text{mm}$ sur le véhicule de test..... | 49 |
| IV-3- Conclusion sur les résultats obtenu pour le couplage lâche | 52 |
| IV- Enoncé des règles d'ingénieries IS/CEM pour le routage des interconnexions..... | 53 |
| CONCLUSION..... | 54 |
| GLOSSAIRE..... | G1 |
| REFERENCES..... | R1 |
| ANNEXE..... | A1 |

INTRODUCTION

Actuellement les systèmes électroniques haute performance font appel à des fonctions de plus en plus complexes, tout en travaillant à des vitesses sans cesse plus élevées. Or, à haute fréquence, les châssis, les connecteurs et les pistes de cuivre des circuits imprimés ont tendance à adopter un comportement similaire à celui d'antennes de transmission miniatures, propageant ainsi leurs signaux parasites partout dans les systèmes. Conséquence : de plus en plus de circuits imprimés rapides présentent un certain nombre d'anomalies telles que bruit, résonance ou diaphonie, qui font que les signaux ne sont plus intègres.

Ces anomalies obligent les ingénieurs électroniciens à appréhender de nouveaux outils et de nouvelles techniques, qui pourraient à terme obliger une grande majorité d'entreprises à revoir totalement leurs méthodes de conception des circuits imprimés, notamment dans les secteurs de l'informatique et des télé-communications, très consommateurs de circuits haute performance[1].

Etudier l'intégrité du signal revient à étudier l'influence des éléments passifs (pistes, interconnexions, boîtiers et connecteurs) sur les systèmes électroniques numériques rapides et mixtes. En ce sens, les analyses SI sont à rapprocher des analyses CEM (Compatibilité Electromagnétique).

Ce travail a pour but d'améliorer la prise en compte de l'intégrité des signaux et de la CEM dans la conception des cartes électroniques numériques tout en visant l'optimisation du processus de conception et de mise au point de cartes électroniques.

Le document est divisé en trois parties :

La première partie est consacrée à l'identification et à la quantification des phénomènes électriques et électromagnétiques rencontrés dans les cartes électroniques tout en étudiant l'intégrité du signal et la CEM, ainsi que l'environnement et les outils d'analyse et de simulation pouvant coopérer à la conception de ces cartes.

La deuxième partie traite la modélisation des effets de propagation et du couplage électromagnétique entre pistes en développant l'approche théorique permettant de décrire le comportement de ces structures vis-à-vis des signaux d'activation, des charges à leurs extrémités et de leurs propres géométries.

La troisième partie porte sur la concrétisation de cette étude théorique sur un véhicule de test en élaborant une étude comparative entre l'approche théorique, la simulation et les mesures. Une méthodologie de conception, de caractérisation et de validation globale des cartes électroniques est alors développée.

PREMIERE PARTIE :

**Etude d'intégrité du signal et la CEM
des cartes électroniques : outils d'analyse
et de simulation**

I- La CEM des cartes électroniques

I-1- définition

On définit la CEM comme :

« Aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que se soit dans cet environnement ».

II-2- Types de propagation électromagnétique

On dénombre deux types de propagation d'un signal parasite :

- La propagation par rayonnement.
- La propagation par conduction.

Le couplage **en mode rayonné** est défini comme étant un couplage par onde électromagnétique engendré par des courants et des tensions. Ce mode de couplage est décrit par les *équations de Maxwell* qui sont une généralisation des lois d'Ampère et de Faraday.

Le couplage **en mode conduit** est défini comme étant un couplage se faisant par les conducteurs et leurs composants électriques associés. Ce mode de couplage est régi par *les lois classiques de l'électricité*, loi des mailles, théorèmes de Norton, Thévenin ... où les phénomènes parasites sont engendrés par des éléments (capacitifs, inductifs, résistifs) qu'il faut impérativement identifier[12].

II-3- Différents type de couplages au niveau d'une carte

Les différents couplages qu'on peut retrouver sur un circuit imprimé sont au nombre de cinq et peuvent avoir différentes origines.

II-3-1- Couplage par impédance commune

Les conducteurs de masse sur une carte ne présentent jamais une impédance nulle. Les courants circulant dans ces pistes y développent des différences de potentiel qui peuvent bruite les signaux.

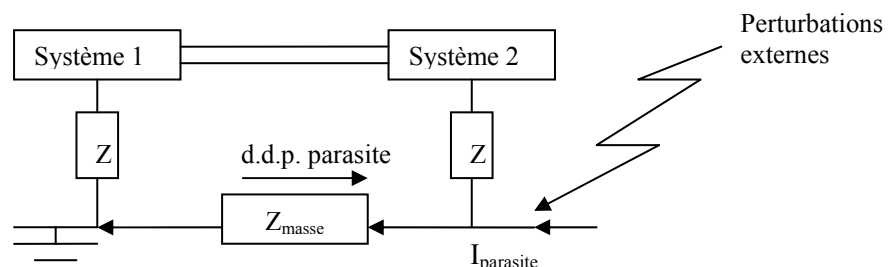


Figure 1 : Couplage par impédance commune

Si la ddp parasite dépasse le seuil de sensibilité ou la marge de bruit des circuits, il y a risque de parasitage, pour que la ddp soit nulle, il suffit que l'impédance Z ou le courant I soit nul.

Ceci est impossible, la réduction de ce couplage est donc obtenue par deux manières :

1. Minimiser l'impédance de la masse par l'utilisation de fils de liaisons larges et courts.
 - En particulier, on veillera à utiliser des tresses métalliques larges pour relier les carcasses des appareils à la masse.
 - On diminue l'impédance de la masse des circuits imprimés par l'utilisation de circuits multicouches.
2. Réduire les courants perturbateurs en réalisant un maillage serré des masses.
 - Les circuits particulièrement sensibles pourront avoir une masse dédiée.
 - Les courants qui circulent dans les masses des circuits imprimés peuvent être réduits par un bon découplage des alimentations.
 - Les courants parasites peuvent avoir moins d'influence si on prend garde à répartir les fonctions sur les circuits imprimés : il faut alimenter les étages perturbateurs en premier et puis séparer les masses des étages numériques et analogiques.

II-3-2- Couplage par diaphonie

Un conducteur coupable peut induire un signal sur un conducteur victime par effet de proximité.

- **Diaphonie capacitive :**

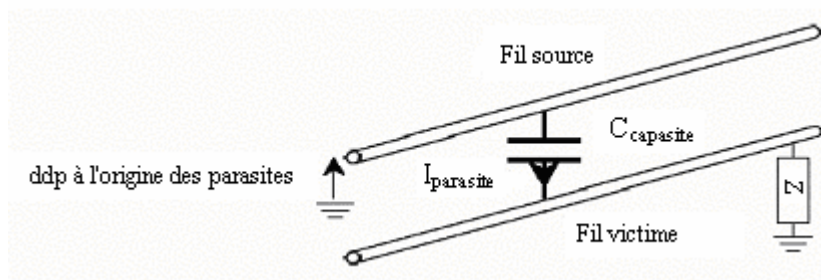


Figure 2 : Diaphonie capacitive[13]

Une ddp entre deux conducteurs génère un champ électrique. Lorsqu'un conducteur est soumis à une ddp, un conducteur voisin intercepte une partie de ces lignes de champ et collecte ainsi un courant perturbateur.

Afin de remédier à ce problème trois solutions sont à retenir :

1. Limiter les variations de tension sur les fils, dV/dt .
2. Diminuer la capacité parasite en éloignant les fils pollueurs des fils sensibles.
 - Eviter les fils parallèles.
 - Utiliser des écrans entre les conducteurs, des effets réducteurs.
 - La répartition des conducteurs dans les câbles en nappe doit tenir compte de la nature des signaux : il faut intercaler des fils de masse entre les fils d'horloge et les fils bas niveaux, il faut regrouper les fils numériques, les fils analogiques.
3. Les courants induits s'écoulent plus facilement à la masse lorsque l'impédance terminale des conducteurs est faible : les liaisons à basse impédance sont moins sensibles à la diaphonie capacitive.

- Diaphonie inductive :

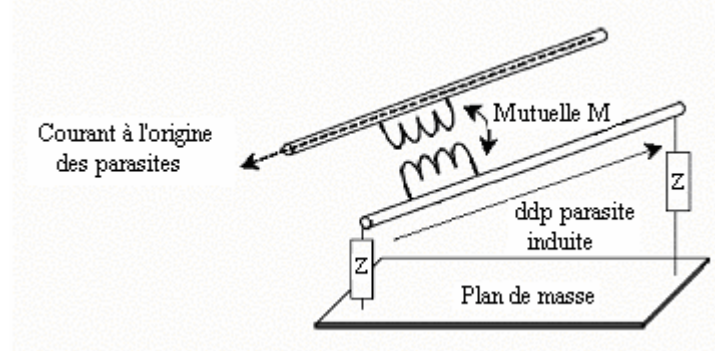


Figure 3 : Diaphonie inductive[13]

Lorsqu'un courant circule dans un conducteur, il génère un champ magnétique. Un conducteur voisin forme avec son conducteur de retour une boucle qui intercepte une partie du champ magnétique généré par le conducteur coupable. La variation du flux magnétique engendre une ddp dans la boucle victime.

Pour éviter ce genre de problèmes des solutions ont été adoptées :

1. Limiter les variations de courant dans les fils, dI/dt
 - Bien découpler les alimentations en entrée de carte pour éviter les pics de courants sur les lignes d'alimentation.
2. Diminuer la mutuelle en éloignant les conducteurs polluants et les conducteurs sensibles.
 - Câbler séparément les fils de puissance et les fils de commande.
 - Choisir une bonne répartition des conducteurs dans les câbles en nappe tout en multipliant les conducteurs à 0V.
3. Les courants induits sur le conducteur victime sont plus faibles si l'impédance de la boucle formée par ce conducteur est élevée : Augmenter l'impédance terminale des liaisons.
 - Les liaisons à haute impédance sont moins sensibles à la diaphonie inductive.

II-3-3- Couplage champ à fil

Lorsqu'un champ électrique éclaire un conducteur, ce conducteur devient le siège d'un courant de conduction. La cause est un champ électrique variable, l'effet est un courant induit. Ce conducteur n'a pas besoin d'être en circuit fermé pour que le courant circule. On peut dire que la capacité électrique entre les extrémités du conducteur suffit à retenir les lignes de courant.

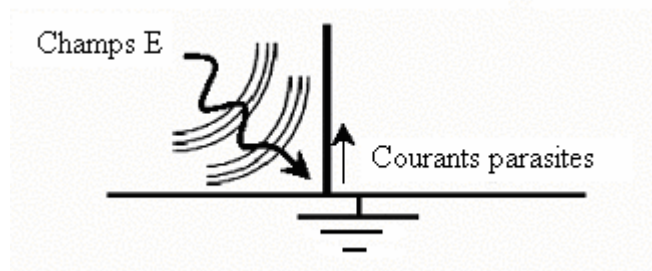


Figure 4 : couplage champ à fil

Ce couplage est difficile à chiffrer puisque le champ électrique est très instable et que le champ électrique HF subit des quantités de réflexion qui provoquent des zones à fort niveau et des zones où le niveau est localement plus faible que le niveau nominal.

Sur une carte, les pistes étant relativement courtes, les courants collectés par couplage champ à fil sont faibles. On voit malgré tout que dans certain cas, des pistes mal routées ou mal protégées peuvent collecter un courant suffisant pour perturber les circuits électroniques. Par contre, le courant collecté directement par les composants peut dans certains cas être suffisant pour perturber les circuits électroniques[6].

Pour réduire le couplage champ à fil il faut :

1. Utiliser des plans de masse : le champ qui s'y réfléchit, a un déphasage de 180° et interfère avec le champ incident.
2. Orienter les conducteurs en fonction de la polarisation des champs incidents.
3. Diminuer la longueur des pistes sensibles.

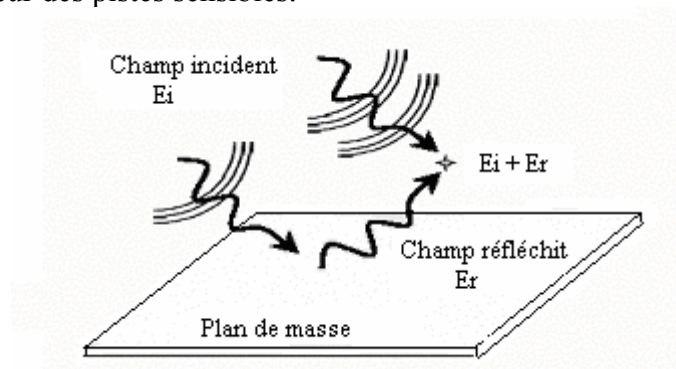


Figure 5 : Réduction du champ par un plan de masse

II-3-4- Couplage champ à boucle

Un champ magnétique variable induit dans une boucle interceptant le flux magnétique une ddp. Cette tension se calcule à partir de la loi de Lenz, mais cette loi ne marche que pour des boucles de longueurs inférieures au quart de la longueur d'onde. Au-delà de cette fréquence, la ddp collectée ne croît plus avec la fréquence, elle « sature ».

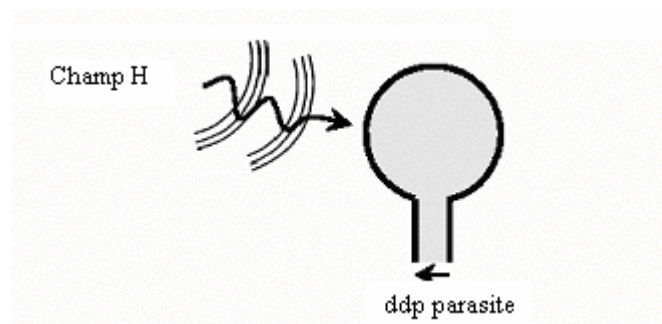


Figure 6 : Couplage champ H à boucle

La réduction de ce couplage passe évidemment par une réduction de la surface des boucles. On a donc intérêt à réaliser des cartes très compactes, très denses en utilisant au maximum l'intégration.

Le respect d'une règle simple de câblage permet de limiter la surface des boucles : fil aller et conducteur retour doivent rester voisins. Le respect de cette règle est systématique pour chaque piste dès lors qu'on utilise un plan de masse.

Dans le cas contraire, chaque piste longue doit être accompagnée par une piste de 0V.

II-3-5- Couplage carte à châssis

Les champs électromagnétiques induisent sur les câbles par effet d'antenne des perturbations de mode commun. Les courants de mode commun injectés sur la carte la "secouent" en potentiel par rapport à son environnement et injectent ainsi des courants perturbateurs sur les pistes par capacité parasite (Figure 7).

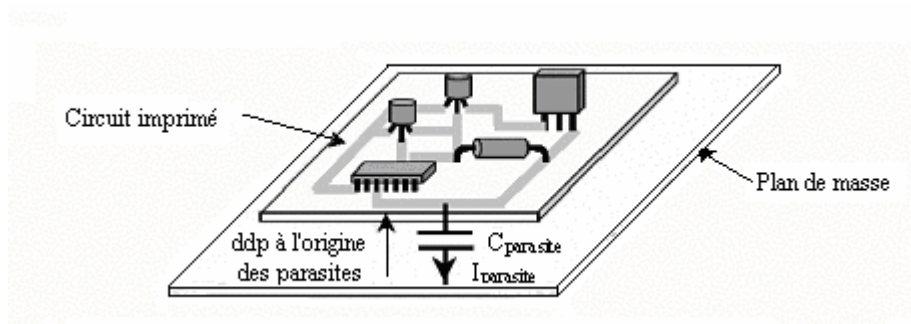


Figure 7 : Principe du couplage carte à châssis[13]

La capacité d'une carte par rapport aux masses environnantes est au moins égale à sa capacité intrinsèque, qui correspond à la capacité qu'elle présente loin de toute masse.

Lorsque la carte est proche d'une masse (dans un châssis métallique par exemple), sa capacité devient au moins égale à la capacité du condensateur plan équivalent.

La capacité totale de la carte est égale à la somme de la capacité intrinsèque et de la capacité plane. Bien entendu, cette capacité parasite se répartit sur toute la carte. Chaque piste, chaque composant reçoit une toute petite fraction de la capacité totale.

Lorsque la carte voit une perturbation de mode commun, un courant est injecté dans chaque piste

Afin de limiter le couplage carte à châssis il faut :

1. Limiter les variations temporelles des tensions (dV/dt) sur les conducteurs, boîtiers, etc. Par exemple, utiliser des signaux d'horloge sous forme de trapèze.

2. Dans le cas d'applications analogiques bas niveaux et basses fréquences on peut isoler le circuit de la masse pour limiter les courants parasites. C'est le cas des capteurs bas niveaux isolés.

- Dans tous les autres cas, il ne faut pas isoler le circuit car on minimise ce type de couplage, mais on favorise alors fortement d'autres couplages qui sont beaucoup plus gênants : isoler le circuit ne protège pas des perturbations hautes fréquences.
- Il est possible d'augmenter l'impédance du 0V de certains circuits ne devant pas être laissés flottants en reliant le 0V à la masse par une inductance L . Mais il apparaît des

surtensions lorsqu'il y a de forts courants parasites (en cas de décharges électrostatiques par exemple). De plus, l'amélioration apportée est limitée en hautes fréquences par la capacité parasite inter- spires de l'inductance.

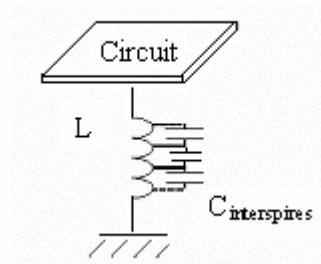


Figure 8 : Mise à la masse par liaison inductive

II- Intégrité du signal sur les cartes électroniques rapides

Avant, les problèmes d'intégrité du signal (IS) n'étaient simplement pas pris en compte, ou en tout cas pas de façon formelle. Mais l'accroissement des vitesses d'horloge en même temps que la rapidité de commutation des circuits digitaux ont amplifié les phénomènes de IS, et ont obligé les concepteurs de circuits imprimés à passer d'une approche empirique à une approche analytique.

Afin d'améliorer la prise en compte de IS, une étude théorique nous sera d'un grand intérêt pour pouvoir expliquer l'étroite relation entre la rapidité des commutations et la dégradation des signaux, ainsi que la connaissance des causes et conséquences des problèmes de perte en IS.

II-1- Effet de la rapidité des commutations sur IS

Les figures 9 et 10 représentent respectivement le signal d'horloge dans le domaine temporel et dans le domaine fréquentiel.

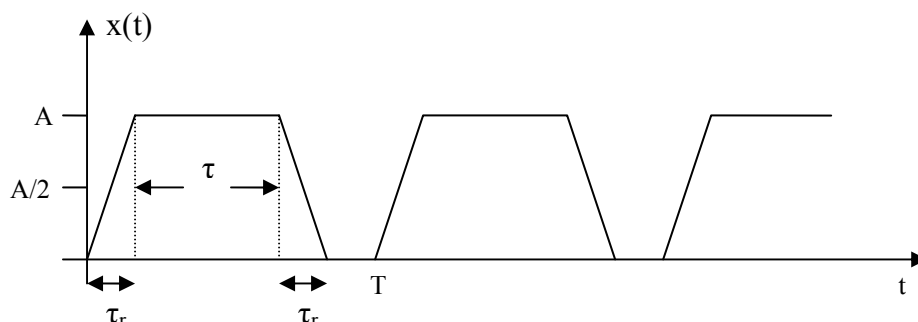


Figure 9 : Signal typique d'horloge

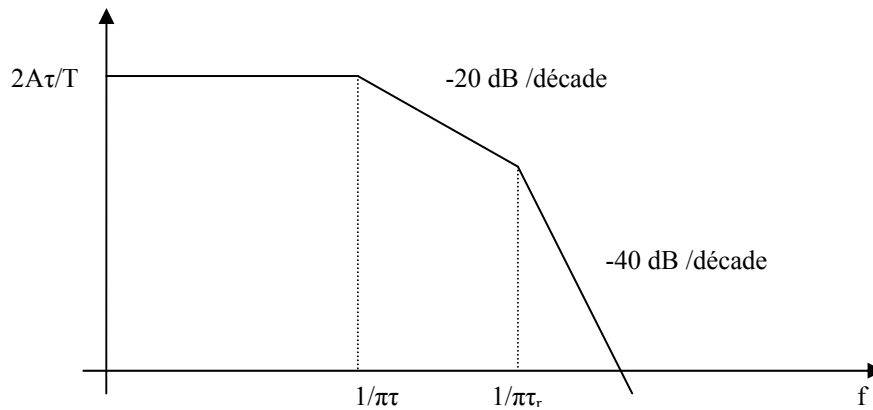


Figure 10 : Spectre du signal d'horloge

On remarque bien que le spectre apparaît avec des lobes qui dépendent des temps de montée et de descente, ainsi que la période d'horloge τ .

On distingue alors que les variations rapides du signal (montée et descente) sont les principales causes du contenu haute fréquence du spectre. En général, plus le spectre du signal s'étend vers les hautes fréquences, plus le couplage devient efficace et plus l'aspect intégrité du signal sera mis en cause. En diminuant le contenu haute fréquence du spectre, on pourra alors réduire l'efficacité du couplage et donc le niveau du signal perturbateur dans le circuit récepteur.

Par conséquent, pour rendre le couplage moins efficace, on devrait rendre le moins rapide les temps de montée/descente des signaux numériques.

II-2- Les causes principales de perte en IS

La dégradation des signaux peut en pratique être liée à divers phénomènes qui sont essentiels à l'étude de l'intégrité du signal et à la pollution EM qu'ils engendrent, de ces phénomènes on cite :

- La diaphonie et le couplage parasite entre lignes conductrices, autrement dit l'induction de courant d'une ligne sur une autre.
- L'effet de masse est quand à lui caractérisé par une tension de référence non constante : le 0 volt n'est pas distribué de façon homogène sur la carte.
- Le SSN (Simultaneous Switching Noise) est le bruit introduit par la commutation simultanée de circuits proches ; ce phénomène est dû aux boîtiers qui entourent les composants.
- Les réflexions parasites, qui imposent une adaptation d'impédance en bout de lignes dès que le temps d'aller retour du signal est supérieur à environ 50% du temps de montée du signal à transmettre.
- Désadaptation et discontinuité sur le chemin de propagation du signal (coudes, connecteurs, sorties à impédance variable...)
- Le timing skew est la non synchronisation des signaux qui s'explique par des différences de temps de propagation sur les lignes.
- Modification des temps de montée (et de descente) due au caractère dissipatif de la ligne.

Les interconnexions étant les principales sièges et sources de tous ces phénomènes de parasitage et de dégradation des signaux (en émission comme en réception), alors pour mieux comprendre

et analyser les problèmes qu'ils posent, il faut les classer selon leurs spécificités et l'échelle de temps et de distance qui les caractérisent[1].

II-3- Les différents niveaux d'interconnexions

La vue éclatée d'un système complexe précise les différents types d'interconnexions que l'on peut rencontrer. Ceci permet de classer les interconnexions suivant la hiérarchie :

- Niveau 0 : circuit intégré
- Niveau 1 : boîtier simple
- Niveau 1,5 : support de puces multiple
- Niveau 2 : circuit imprimé
- Niveau 3 : fond de panier

La figure ci-après situe ces niveaux les uns par rapport aux autres.

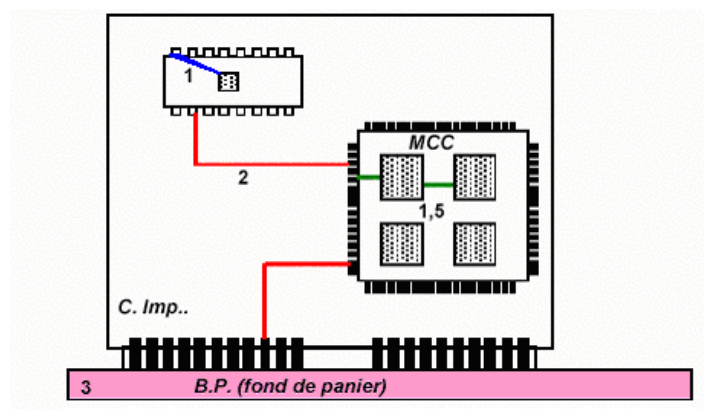


Figure 11 : Classification des interconnexions en niveaux

1- Niveau 0

Il s'agit là des interconnexions sur la puce elle-même. Pendant longtemps ce niveau n'était pas véritablement préoccupant (par rapport aux autres niveaux), car les longueurs mises en jeu sont faibles (de quelques microns à quelques millimètres au maximum). Cela n'est plus vrai actuellement à cause des réductions des dimensions transversales des interconnexions (largeur et épaisseur du métal) qui accroissent la résistance de l'interconnexion dans des proportions importantes.

2- Niveau 1

Ce niveau correspond à la transition du milieu "chip" vers le boîtier, et l'extérieur. La principale caractéristique de ce niveau est qu'il est très "discontinu" du point de vue électromagnétique, ce qui est très défavorable à la montée en fréquence (éléments parasites et réflexions des signaux). C'est le niveau le plus critique car c'est là que le compromis distance à parcourir – hautes fréquences des signaux est le plus sévère[7].

La première étape que doit franchir le signal en sortant de la puce est la connexion interne au boîtier. La figure ci-après résume les principales techniques de report de puce, de la plus ancienne (bonding filaire), à la plus évoluée "flip chip direct".

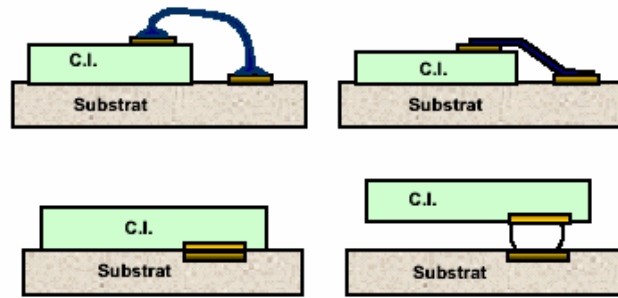


Figure 12 : Différentes solutions de connexion de puces dont le Bonding

3- Niveau 1,5

C'est le niveau intermédiaire entre le boîtier simple et le circuit imprimé.

L'idée est de placer plusieurs puces dans un même boîtier pour réduire le nombre des sorties à l'extérieur. Seules les liaisons vraiment externes sont donc des sorties, les autres bénéficient d'un environnement plus continu du point de vue électromagnétique, et optimisé pour la propagation ou le découplage.

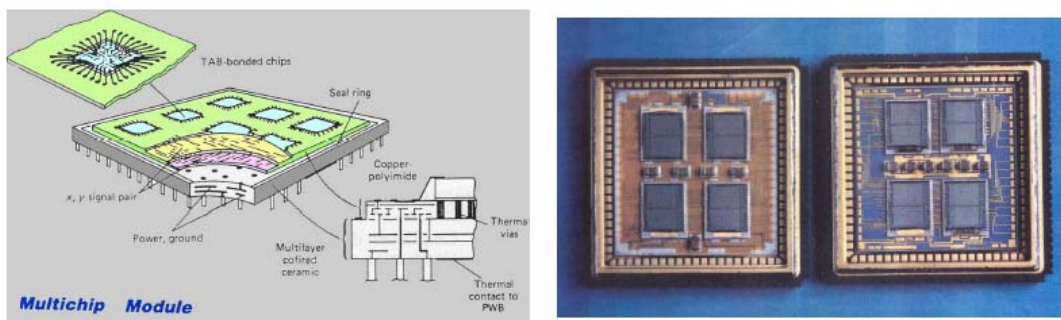


Figure 13 : exemples de multi-chip modules[7]

4- Niveau 2

C'est le niveau du « circuit imprimé », éventuellement multicouches, à très hautes performances.

- Les rubans conducteurs sont peu résistifs grâce aux dimensions transversales : largeur des rubans de quelques centaines de μm , épaisseur de l'ordre de la dizaine de μm , conducteurs en cuivre, l'effet de peau (variation de la résistance avec la fréquence, peut se faire sentir compte tenu des dimensions transversales et de la fréquence).
- Diélectriques souvent organiques (fibres de verre, téflon, polymères), pertes diélectriques pouvant nécessiter une prise en compte.
- Longueur importante (de 1 à 15 cm).

A ce niveau ce sont essentiellement les réflexions parasites et les couplages éventuels qui jouent un rôle important et c'est ce niveau qui sera retenu lors des essais pratiques réalisés dans ce stage.

5- Niveau 3

C'est le niveau de liaison entre carte électronique et fond de panier, en général ce niveau présente un problème de diaphonie dans les connecteurs.

II-4- Les formes de dégradation du signal

On peut classer les effets des interconnexions en différentes catégories :

- Retard pur (décalage dans le temps sans modification de forme ni d'amplitude)
- Rebonds, dépassements, échos (dépassements en plus ou en moins du niveau final)
- Atténuation (réduction d'amplitude sans modification notable de la forme du signal), déformation (changement de la forme du signal)

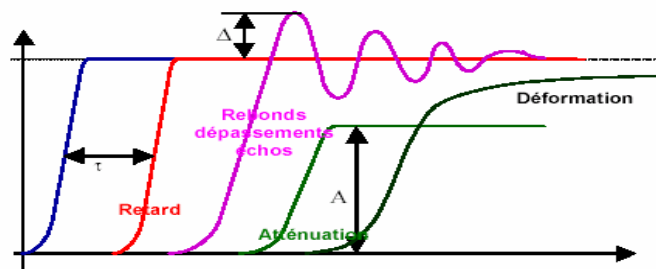


Figure 14 : Illustration des divers effets des interconnexions sur un signal logique[7]

II-4-1- Retard pur

Le retard de propagation est l'effet auquel on pense naturellement dès lors que l'on considère une interconnexion comme un guide d'onde propageant un signal à une vitesse forcément finie. Les effets du retard peuvent être plus ou moins corrigés ou atténués, à condition de bien maîtriser les paramètres de ce retard (longueur des interconnexions et vitesse de propagation sur les interconnexions). Pour améliorer cette caractéristique on peut jouer sur les structures et les matériaux.

II-4-2- Rebonds, dépassements, réflexions, déformations

Les effets combinés de la vitesse et de la désadaptation d'impédance conduisent à des réflexions des signaux chaque fois que l'impédance rencontrée par le signal est différente de l'impédance caractéristique de la connexion. Cet effet est négligeable pour les faibles longueurs ou les faibles vitesses, il augmente avec la vitesse des signaux pour plafonner à partir d'une certaine longueur.

II-4-3- Atténuation, déformation, pertes dans les lignes, les substrats et les plans de masse

On distingue deux principales causes des pertes et des déformations associées : les pertes métalliques (dans le conducteur) liées aux dimensions transversales des interconnexions et les pertes dans le substrat.

Les pertes métalliques deviennent très fortes lorsque la résistance de l'interconnexion R devient comparable à sa réactance ($L\omega$).

Dans certaines géométries proches du micro ruban la diminution d'épaisseur du métal s'accompagne d'une diminution du diélectrique ; dans ce cas, la profondeur de peau étant du même ordre, voire supérieure à l'épaisseur du métal, le courant et le champ magnétique, sont localisés dans toute l'épaisseur du métal. Il en résulte une localisation de l'énergie non seulement dans le diélectrique (situation "normale") mais aussi dans le métal, ce qui conduit au ralentissement de la propagation (effet d'onde lente dû aux pertes).

Les pertes dans les substrats sont nettement plus gênantes. La structure idéale pour la propagation, où le chemin de retour du courant est bien défini, proche du chemin aller et à faible résistance, n'est pas toujours réalisable. Aussi des effets sévères peuvent être introduits par le substrat (boucles de courant, parasitage, ...). La difficulté principale dans ce type de problème provient de la complexité et de la variabilité des structures.

A titre d'exemple la figure suivante illustre la différence de fonction de transfert entre deux interconnexions, l'une avec plan de masse métallique, l'autre avec retour de courant par le substrat (Si).

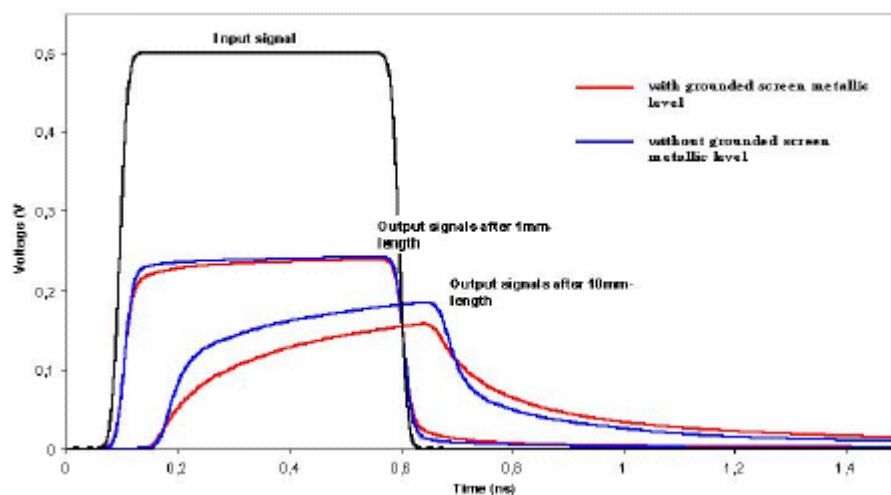


Figure 15 : Comparaison des signaux transmis après 1mm et 10 mm dans le cas de deux solutions de retour de courant[7]

III- Environnement et outils d'analyse pour la conception des cartes électroniques

De nos jours, de plus en plus d'outils spécialisés permettent aux concepteurs de réaliser une analyse IS, afin de prévoir et/ou d'éviter les problèmes de perte d'intégrité des signaux. Certains sont des outils indépendants, destinés à régler ponctuellement un problème particulier, alors que d'autres sont destinés à être complètement intégrés à l'environnement de conception de l'entreprise qui les utilise.

Certains outils de modélisation 3D permettent de calculer les paramètres électriques de différentes structures à trois dimensions, s'apparentent à des outils d'IS, dans le sens où ils

permettent de visualiser les champs magnétiques produits par les interconnexions et ainsi d'en connaître certains des effets parasites. Ces outils utilisent une approche de type « pleine onde », c'est-à-dire tiennent compte des quatre équations de Maxwell (à la base de toutes les théories électromagnétiques).

La plupart des outils d'IS ont quant à eux adopté une approche hybride, basée sur la création des schémas équivalents, faisant intervenir des entités simples telles qu'inductances ou capacités. Les différents éléments d'un circuit imprimé sont ainsi virtuellement remplacés par leurs équivalents avant de réaliser les calculs, ce qui permet de simplifier l'approche[3].

Parmi ces outils on trouve les logiciels de CAO/IAO qui sont utilisés pour la conception, la simulation de circuits électroniques ainsi que le développement de cartes dont la Compatibilité Electromagnétique du routage peut être vérifiée grâce à l'outil de CEM. L'intégration dans un même environnement de la saisie de schéma, du simulateur électronique et du PCB permet de révolutionner le travail de l'ingénieur dans le processus de conception et permet ainsi de respecter les délais de commercialisation de plus en plus courts.

DEUXIEME PARTIE :

**Etude des phénomènes de propagation et
du couplage EM sur les cartes
électroniques**

I- La modélisation des interconnexions

Pour prendre en compte l'interconnexion il faut tout d'abord en établir un modèle électrique qu'il faudra utiliser ensuite, généralement dans un simulateur. Une interconnexion est toujours constituée d'un matériau conducteur déposé sur un substrat normalement isolant.

Généralement on a affaire à trois types d'interconnexions :

- Si le temps t séparant l'arrivée du signal réfléchi de son départ est très inférieur au front du signal T_R on aura un mode de fonctionnement "localisé" où la notion de coefficient de réflexion n'a pas d'intérêt. Dans ce cas les réflexions successives sont très proches les unes des autres et l'influence de la connexion est faible.
- Si t est supérieur à T_R alors le signal a le temps de s'établir complètement avant que la réflexion n'arrive ; on a un mode de fonctionnement purement réparti, on est dans le cas de la propagation sur une ligne de transmission.
Dans ces conditions le signal fait l'objet de surtensions (et de surintensités) dont les amplitudes successives sont fixées directement par les coefficients de réflexion Γ_0 et Γ_1 .
- Dans les cas intermédiaires, souvent rencontrés en pratique, on parle de "semi-localisé".

Les lignes de transmissions donnent sur les signaux utiles des perturbations de plus grande importance que les circuits à constantes localisées, de ce fait, ce travail sera orienté à l'étude des effets de propagation et du couplage sur les pistes d'interconnexion modélisées par des lignes de transmissions.

II- Etude des effets de propagation sur des lignes de transmission

II-1- Ligne de transmission, équation des télégraphistes

Pour une ligne unique, on utilise le modèle des télégraphistes (R, L, C, G) donnant le schéma équivalent d'un tronçon de ligne de longueur dx (Figure 16a). Pour des lignes sans pertes, R et G sont nuls et on obtient le schéma de la Figure 16b.

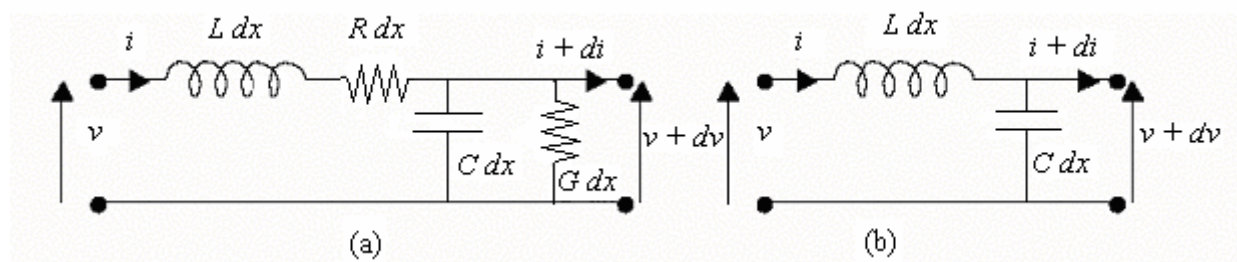


Figure 16 : Modèle des télégraphistes (a) général ; (b) sans pertes

Pour des fréquences élevées, ce sont les grandeurs normalisées par unité de longueur des paramètres primaires R, L, C, G qui sont définis.

Ces éléments permettent de décrire l'impédance caractéristique, la perte en ligne et la vitesse de propagation du signal électrique.

L (H/m) : inductance linéique lié à l'énergie magnétique.

R (Ω /m) : résistance linéique caractérisant les pertes dans les conducteurs.

C (F/m) : capacité linéique lié à l'énergie électrique.

G (S/m) : conductance linéique caractérisant les pertes dans le diélectrique.

R , L , G et C peuvent être calculés avec l'hypothèse T.E.M (Transversal Electric and Magnetic fields). En effet, les champs électromagnétiques se trouvent dans des plans perpendiculaires aux conducteurs, et le calcul des courants et des tensions est alors réalisable.

En règle générale les paramètres primaires sont fonctions de la fréquence (surtout R , L , G), mais si l'on néglige cette variation dans un premier temps cela permet de passer facilement dans le domaine harmonique ou fréquentiel[1]. Alors les relations fondamentales qui lient la tension au courant sont :

$$\frac{\partial V(x, w)}{\partial x} + (R + jwL)I(x, w) = 0 \quad (1)$$

$$\frac{\partial I(x, w)}{\partial x} + (G + jwC)V(x, w) = 0 \quad (2)$$

La résolution de ces équations donne :

$$V(x, w) = V_1(w)e^{-\gamma x} + V_2(w)e^{+\gamma x} \quad (3)$$

$$Z_c I(x, w) = V_1(w)e^{-\gamma x} + V_2(w)e^{+\gamma x} \quad (4)$$

Où : γ est la constante de propagation complexe. Elle est définie par :

$$\gamma(w) = \sqrt{(R + jwL)(G + jwC)} = \alpha + j\beta \quad (5)$$

Z_c est l'impédance caractéristique de la ligne.

$V_1(w)$, $V_2(w)$ dépendent des conditions aux terminaisons en $x=0$, $x=l$, donc des charges aux extrémités de la ligne.

II-1-1- Réflexions et relations aux terminaisons

Le fonctionnement d'une ligne de transmission est régi par ses équations propres mais tout autant par les composants qui sont connectés à ses extrémités (conditions aux limites).

Et donc la solution complète du problème est déterminée à l'aide des conditions de continuité aux extrémités de la ligne.

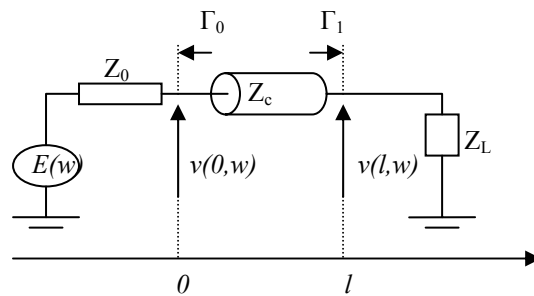


Figure 17 : Conditions de charge aux terminaisons

En pratique, de nombreuses discontinuités d'impédance peuvent exister sur la ligne : charges des circuits, charges parasites, connecteurs, connexions des boîtiers... Ce qui entraîne la réflexion qui est un phénomène susceptible de modifier le signal se propageant sur la ligne ou d'introduire du bruit.

On définit alors un coefficient de réflexion Γ par le rapport d'une grandeur se propageant dans un sens, sur la grandeur se propageant dans le sens contraire.

$$\Gamma = \frac{Z_{charge} - Z_c}{Z_{charge} + Z_c} \quad (6)$$

Et donc dans ce cas :

$$\Gamma_0 = \frac{Z_0 - Z_c}{Z_0 + Z_c} ; \quad \Gamma_1 = \frac{Z_1 - Z_c}{Z_1 + Z_c}$$

On en déduit alors les tensions $V(0,w)$, $V(l,w)$ et les courants $I(0,w)$, $I(l,w)$ aux terminaisons :

$$V(0, w) = E(w) \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} (1 + \Gamma_1 e^{-2l\gamma}) \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_0^n \Gamma_1^n e^{-2n\gamma l} \quad (7)$$

$$V(l, w) = E(w) \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} e^{-l\gamma} (1 + \Gamma_1) \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_0^n \Gamma_1^n e^{-2n\gamma l} \quad (8)$$

$$Z_c I(0, w) = E(w) \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} (1 - \Gamma_1 e^{-2l\gamma}) \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_0^n \Gamma_1^n e^{-2n\gamma l} \quad (9)$$

$$Z_c I(l, w) = E(w) \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} e^{-l\gamma} (1 - \Gamma_1) \sum_{n=0}^{\infty} \Gamma_0^n \Gamma_1^n e^{-2n\gamma l} \quad (10)$$

II-1-2- Adaptation d'impédance

Dans le cas où la charge terminale est telle que $Z_l = Z_c$ (ligne adaptée), nous obtenons $\Gamma_1 = 0$ (signal totalement absorbé). Et nous avons alors les solutions réduites suivantes :

$$V(x, w) = E(w) \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} e^{-\gamma x} \quad (11)$$

$$Z_c I(x, w) = E(w) \frac{Z_c}{Z_0 + Z_c} e^{-\gamma x} \quad (12)$$

C'est ainsi qu'on définit une ligne de longueur infinie comme une ligne de longueur finie terminée par son impédance caractéristique, le signal ne subit donc aucune réflexion[1].

II-2- Ligne de transmission, charge aux terminaisons

Dans cette étude on s'intéresse aux lignes sans pertes ($R = G = 0$) alors les paramètres primaires sont au nombre de deux et les paramètres secondaires se résument à :

$$R_c = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \text{et} \quad \beta = w\sqrt{LC} = wT_c$$

Où T_c est le temps caractéristique de la ligne (en secondes par mètres) correspondant à l'inverse de la vitesse de propagation sur la ligne.

Dans tous les cas qui suivent, on opte pour une excitation indicielle, représentant assez bien un signal logique.

II-2-1- Charges purement résistives

On suppose que l'on a des résistances quelconques aux terminaisons, d'une façon générale on a : $R_0 \neq R_c$ et $R_l \neq R_c$.

Soit alors le schéma électrique suivant :

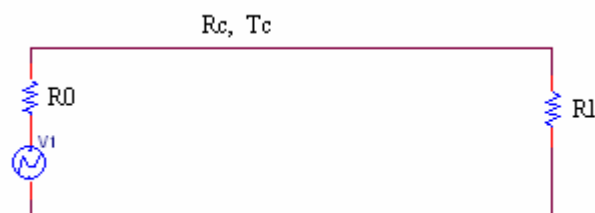


Figure 18 : Charges résistives

Dans ce cas les coefficients de réflexion sont non nuls, et donc les tensions en entrée et en sortie résultent de la superposition des ondes réfléchies par les terminaisons. Ainsi le front appliqué subit des déformations successives avant de se stabiliser à un niveau constant. La simulation d'un exemple de ce circuit à l'aide du logiciel Pspice (qu'on va présenter par la suite) donne le résultat suivant :

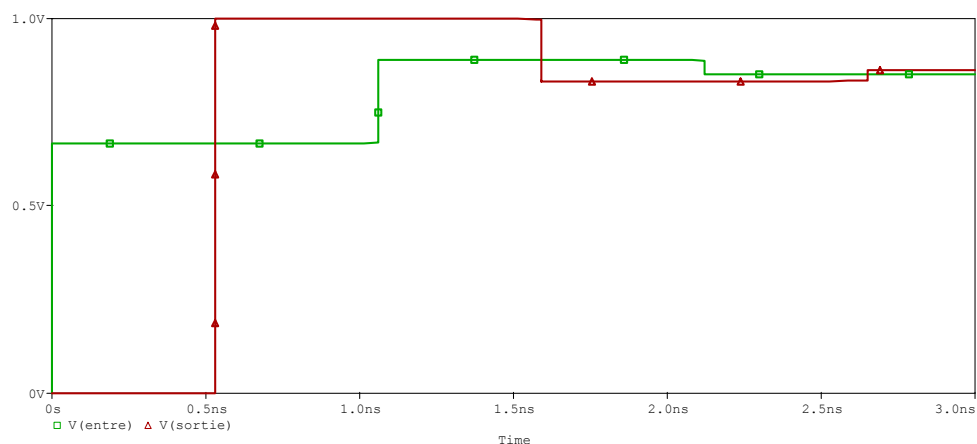


Figure 19 : Signaux en entrée et en sortie de la ligne pour charge résistive

Les valeurs numériques de cet exemple étant : $R_0 = 25\Omega$, $R_c = 50\Omega$, $R_l = 150\Omega$, $lT_c = 530\text{ps}$, ce qui conduit à des coefficients de réflexions de signes opposés ($\Gamma_0 = -1/3$ et $\Gamma_1 = 1/2$) alors la courbe représentative de la tension de sortie est de type oscillatoire, dans le cas contraire, c'est-à-dire les coefficients de réflexion sont de même signe, la courbe est alors en forme d'escalier et le type de transmission est peu intéressant.

En remplaçant les charges aux terminaisons par des lignes, on peut alors traiter la mise en cascade de plusieurs lignes de caractéristiques différentes, ce qui est un cas fréquent pour les interconnexions.

II-2-2- Charge réactive (source adaptée)

Lorsque les charges et l'impédance caractéristique sont résistives (les coefficients de réflexions sont réels purs) le passage au domaine temporel est très simplifié. Par contre les charges des lignes sont souvent réactives, alors pour étudier ce cas on choisit une configuration où la source est adaptée afin de simplifier les calculs.

Plusieurs cas peuvent se présenter, dans ce qui suit on ne va s'intéresser qu'à trois cas qui sont les plus courants, leur étude théorique est validée par des simulations sur le Pspice.

a- Charge RC parallèle

La configuration type est la suivante.

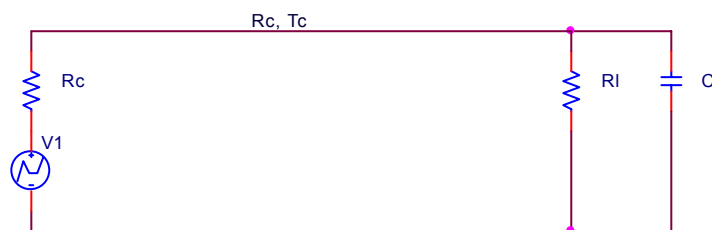


Figure 20 : Charge RC parallèle

En posant $\tau_c = \frac{R_l R_c}{R_l + R_c} C_l$ et $Z_l = \frac{R_l}{1 + j\omega \tau_l}$

On obtient la tension V à l'extrémité de la ligne dans le domaine temporel égale à :

$$V(l, t) = \frac{R_l R_c}{R_l + R_c} \left(1 - e^{-\left(\frac{t - lT_c}{\tau_c}\right)} \right) V(t - lT_c) \quad (13)$$

La simulation de ce cas de figure donne les résultats suivants pour les valeurs : $R_c = 58\Omega$, $R_l = 80\Omega$, $C = 2\text{pF}$ et $lT_c = 530\text{ps}$

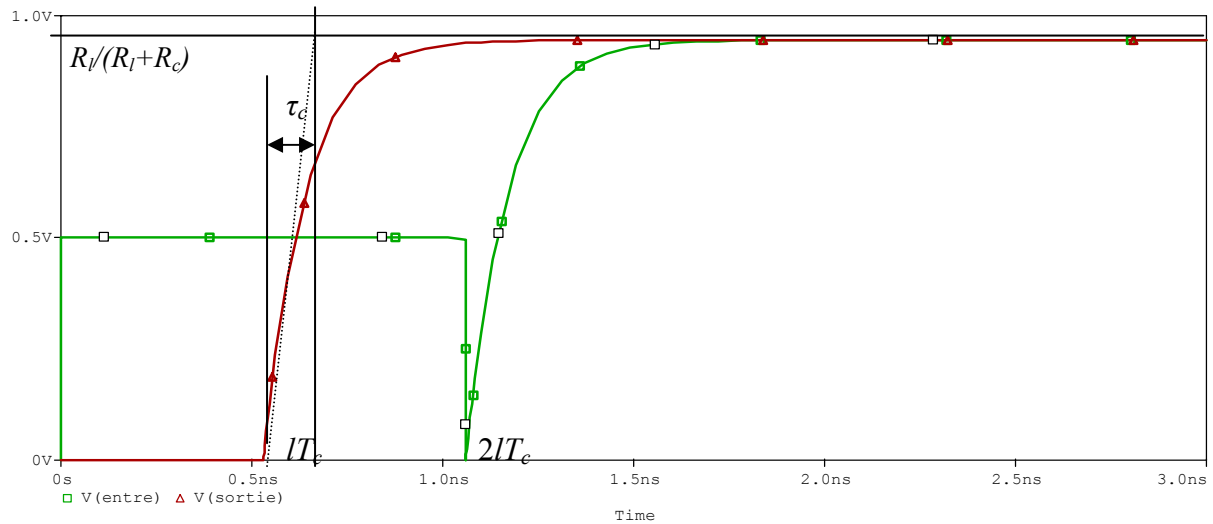


Figure 21 : Signaux en entrée et en sortie de la ligne pour charge RC parallèle

On voit qu'un échelon de tension est perturbé par la présence d'une capacité parallèle, la perturbation étant d'autant plus grande que la constante τ_c est grande. On a donc intérêt à diminuer C_l et R_l .

b- Charge RC série

Le schéma de réalisation est le suivant :

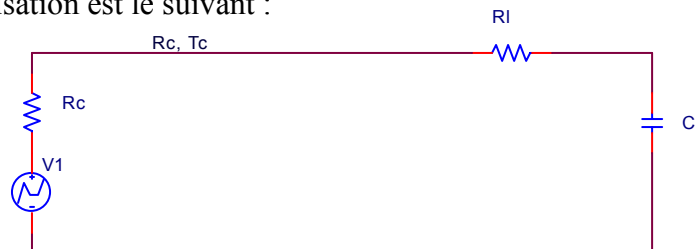


Figure 22 : Charge RC série

Les conditions de charge aux extrémités de la ligne donnent :

$$\Gamma_0 = 0 \quad ; \quad \Gamma_l = 1 - \frac{j\omega 2R_c C_l}{1 + j\omega C_l (R_c + R_l)}$$

En posant $\tau_c = C_l (R_c + R_l)$, on obtient la tension $V(l, t)$ dans le domaine temporel :

$$v(l, t) = \left(1 - \frac{R_c}{R_l + R_c} e^{-\left(\frac{t - lT_c}{\tau_c}\right)} \right) v(t - lT_c) \quad (14)$$

La figure ci-dessous montre la variation de la tension en bout de la ligne pour les valeurs : $R_c = 58\Omega$, $R_l = 50\Omega$, $C = 2\text{pF}$ et $lT_c = 530\text{ps}$

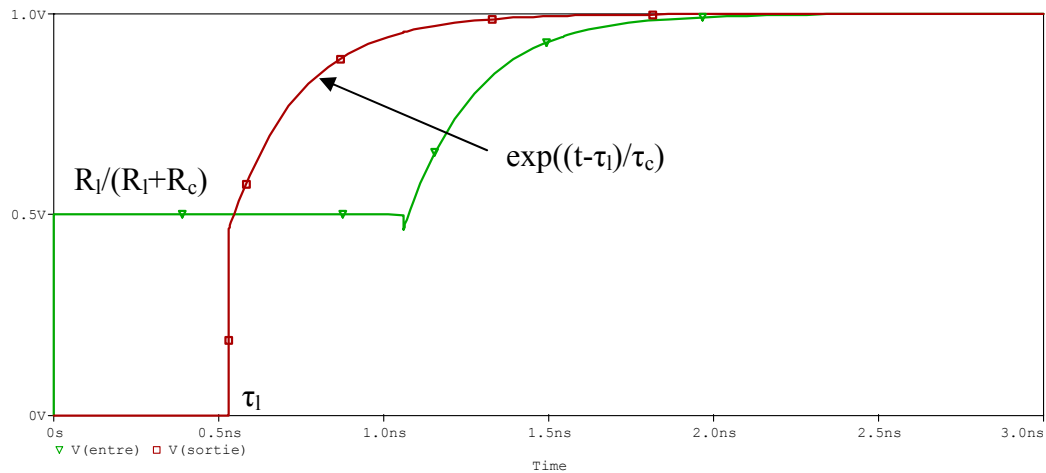


Figure 23 : Signaux en entrée et en sortie de la ligne pour charge RC série

On voit sur la courbe présente un traînage capacitif dû à la constante du temps τ_c et aux charges R_c et R_l .

Ainsi pour diminuer ce traînage capacitif, il faut :

- Réduire la constante de temps τ_c et donc réduire R_c et R_l .
- Augmenter l'amplitude du front et donc réduire R_c et augmenter R_l .

Si on annule complètement R_l :

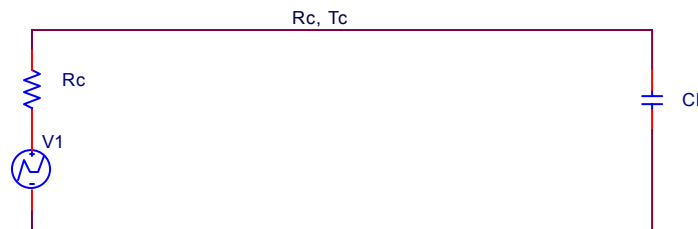


Figure 24 : Charge purement capacitive

On a $\tau_l = \sqrt{LC_l}$ et $\tau_c = R_c C_l$

On obtient alors la tension en bout de ligne dans le domaine temporel :

$$V(l, t) = 1 - e^{-\frac{t - \tau_l}{\tau_c}} \quad (15)$$

La courbe obtenue met en valeur l'effet capacitif pur :

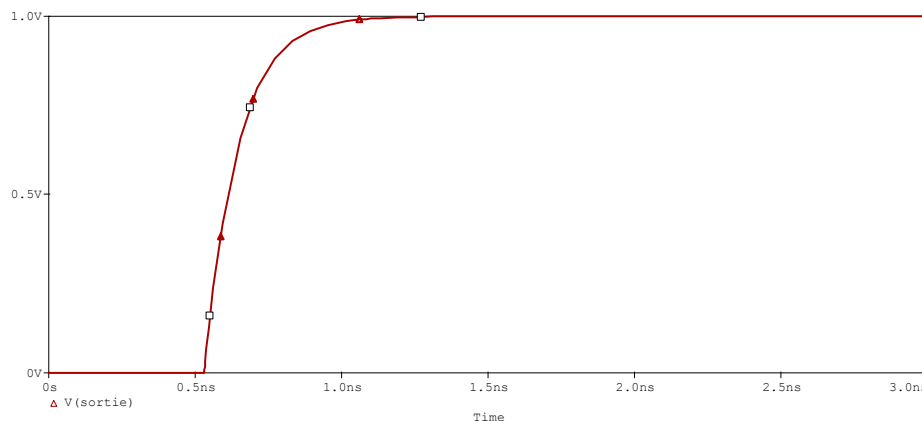


Figure 25 : Signal en sortie de la ligne, cas de charge purement capacitive

Dans ce cas particulier qui est très courant, l'étude de la réponse à une rompe unitaire montre un retard supplémentaire qui lui est lié.

L'effet capacitif en bout de ligne introduit une augmentation du temps qu'on appelle Δt à mi-hauteur comme le montre la figure ci-dessous :

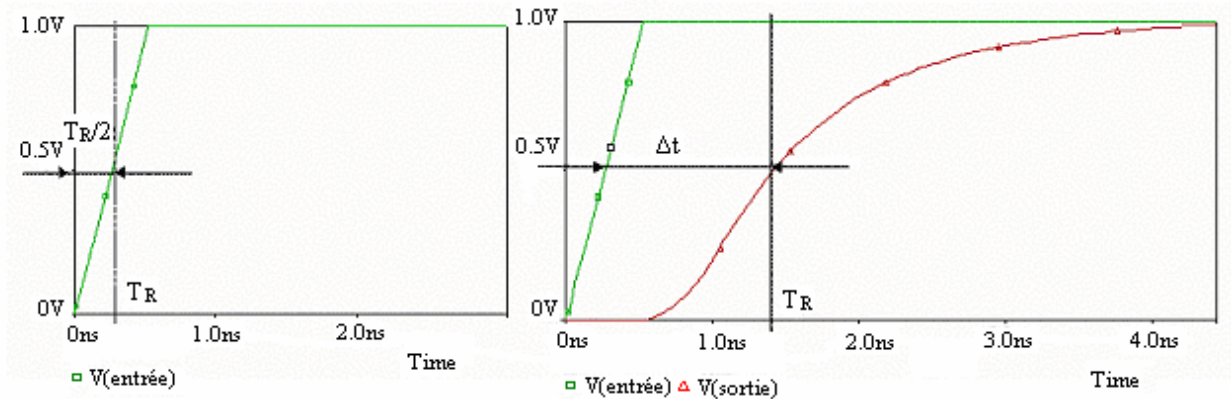


Figure 26 : Accroissement du retard pour une rompe

c- Charge RL série

La configuration est donnée ci-contre. Le même type de calcul donne accès à la tension en sortie

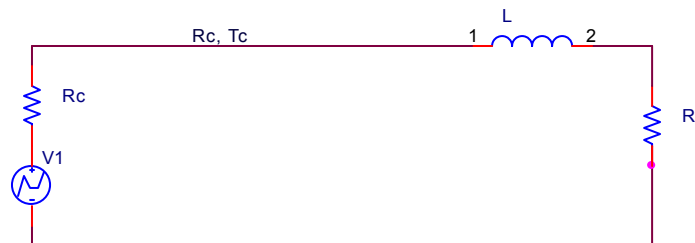


Figure 27 : Charge RL série

En posant $\tau_l = L(R_c + R_l)$ et $Z_l = R_l + jL\omega$, on obtient :

$$v(l, t) = \frac{R_l}{R_l + R_c} \left(1 - \frac{R_c}{R_l} e^{-\left(\frac{t - lT_c}{\tau_c}\right)} \right) v(t - lT_c) \quad (16)$$

La figure ci-dessous montre la variation de la tension en bout de la ligne pour des valeurs de : $R_c = 58\Omega$, $L = 10\text{nH}$, $R_l = 80\Omega$ et $lT_c = 530\text{ps}$

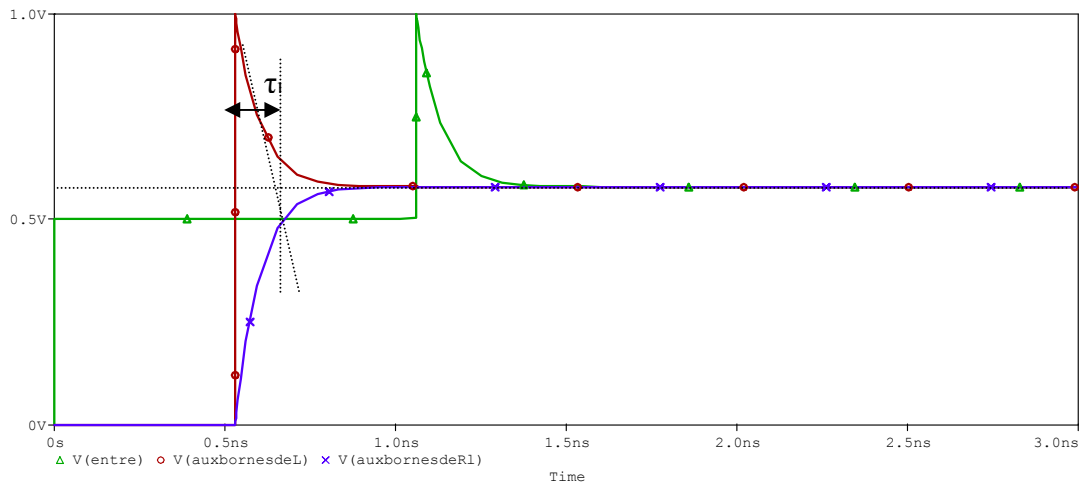


Figure 28 : Signaux en entrée, aux bornes de R_l et aux bornes de L , cas de charge RC série

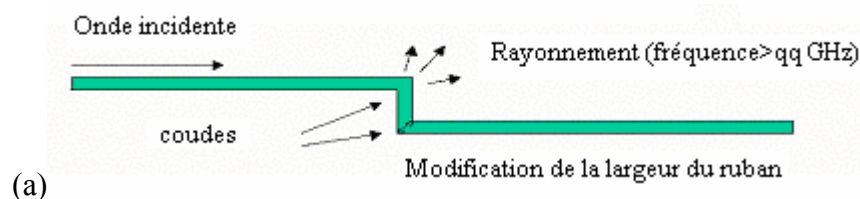
On voit qu'un échelon de tension est perturbé par la présence d'une self inductance, la perturbation étant d'autant plus grande que la constante τ_l est grande. On a donc intérêt à diminuer τ_l .

II-3- Effet des discontinuités sur la propagation du signal

En plus des effets liés aux charges (aux extrémités des connexions) apparaissent aussi des perturbations liées aux discontinuités géométriques rencontrées par le signal se propageant sur la connexion. En effet le signal est une onde et la discontinuité géométrique impose une déformation des champs électromagnétiques, qui conduit à des stockages d'énergie. On rend compte de ceci par un ou des éléments réactifs (self inductance ou capacitance). Dans un contexte de circuits intégrés ou de packaging cet effet est très important, et ceci d'autant plus que la vitesse des signaux est grande.

En général, les perturbation involontaires sur le chemin de propagation d'un signal peuvent êtres dues à :

- la présence de portes sur une piste horloge de circuit imprimé
- l'effet de discontinuité lié aux connecteurs entre carte mère et fille d'un système
- changement de géométrie de la ligne : coude, via, rétrécissement (Figure 29 a et b)



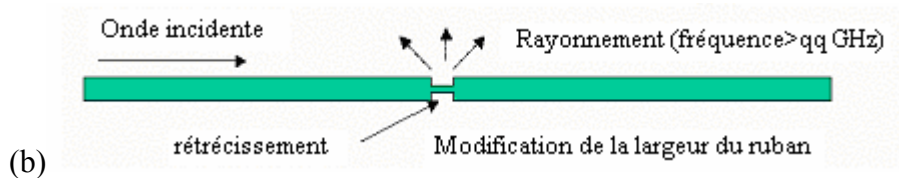


Figure 29 : Changement de géométrie de la ligne

- des connexions d'ordinateurs sur le réseaux,....

Des mesures par réflectométrie temporelle permettent de localiser les éléments réactifs ainsi que leurs valeurs respectives dont le but de limiter leurs effets sur la dégradation des signaux véhiculés.

III- Etude des effets de couplage entre pistes d'interconnexion

Lorsque deux ou plusieurs lignes de transmission sont placées à proximité les unes des autres, une fraction plus ou moins grande du signal se propageant sur l'une peut se trouver transférée sur les autres. C'est l'aspect de couplage parasite, aussi appelés diaphonie ou "crosstalk".

Dans cette étude sur le phénomène du couplage on considèrera que les lignes sont **sans pertes** et que les lignes sont symétrique (identiques).

III-1- Couplage lâche

On définit le couplage lâche par le fait que la réaction de la ligne parasitée sur la ligne activée est négligeable. Cette hypothèse revient aussi à considérer que la propagation sur la ligne activée s'effectue comme si la ligne parasitée n'était pas là.

Selon que le phénomène de couplage s'effectue sur une distance grande ou faible devant la longueur d'onde des signaux, on parle de couplage réparti ou localisé. Dans les deux cas on peut rendre compte des effets de couplages par des mutuelles inductances (effets magnétiques) et des capacités de couplage (effets électriques), mais dans le premier cas ces éléments sont localisés (en un ou plusieurs points sur les lignes) alors que dans le second ils sont répartis tout au long des lignes[2].

La condition de comparaison de la distance de couplage devant la longueur d'onde est remplacée (dans le cas d'une rampe de temps de montée T_R) par une comparaison entre lT_c et T_R .

II-1-1- Couplage lâche localisé

Dans ce cas on suppose $lT_c \ll T_R$, généralement on peut avoir trois types de couplage lâche localisé :

- Couplage lâche localisé purement capacitif.
- Couplage lâche localisé purement selfique.
- Couplage lâche localisé mixte

a- Couplage lâche localisé purement capacitif

La situation du couplage purement électrique est illustrée par le schéma ci-après :

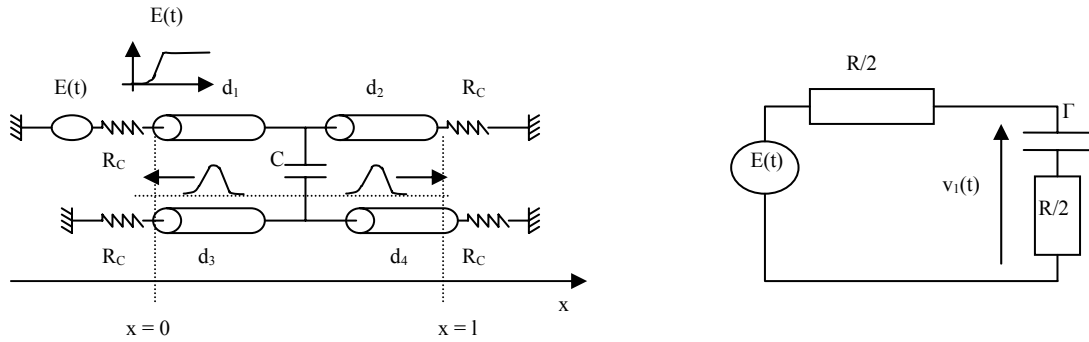


Figure 30 : Couplage lâche purement capacitif et circuit équivalent

$v_2(t)$ est un signal de dérivation ce qui montre que l'effet de la diaphonie est d'autant plus marqué que les signaux sont rapides (fronts du signal raides). En entrée et en sortie de la ligne parasitée, les tensions sont simplement retardées par rapport à $v_2(t)$ de d_3 et d_4 respectivement.

Les équations des tensions parasites s'écrivent alors :

$$ve_2(t) = \frac{R_c \Gamma}{4} \frac{\partial e(t - (d_1 + d_3)T_c)}{\partial t} \quad (17)$$

$$vs_2(t) = \frac{R_c \Gamma}{4} \frac{\partial e(t - (d_1 + d_4)T_c)}{\partial t} \quad (18)$$

b- Couplage lâche localisé purement selfique

Le circuit équivalent et le schéma équivalent au point l sont les suivants :

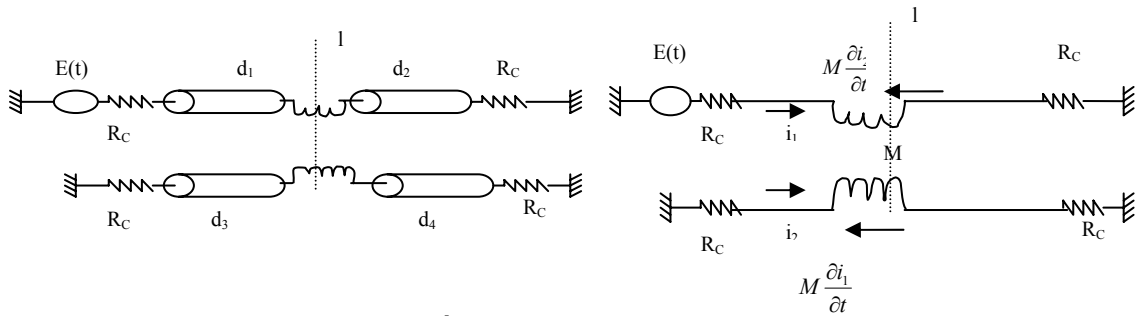


Figure 31 : Couplage lâche purement selfique et circuit équivalent

Les tensions parasites en entrée et en sortie s'écrivent alors :

$$ve_2(t) = \frac{M}{4R_c} \frac{\partial e(t - (d_1 + d_3)T_c)}{\partial t} \quad (19)$$

$$vs_2(t) = -\frac{M}{4R_c} \frac{\partial e(t - (d_1 + d_4)T_c)}{\partial t} \quad (20)$$

Les tensions aux deux extrémités sont cette fois de polarités opposées

c- Couplage lâche mixte

On peut combiner le couplage électrique et le couplage magnétique par superposition (tout est linéaire ici).

$$v_{e_2}(t) = \left(\frac{R_c \Gamma}{4} + \frac{M}{4R_c} \right) \frac{\partial e(t - (d_1 + d_3)T_c)}{\partial t} \quad (21)$$

$$v_{s_2}(t) = \left(\frac{R_c \Gamma}{4} - \frac{M}{4R_c} \right) \frac{\partial e(t - (d_1 + d_4)T_c)}{\partial t} \quad (22)$$

Il est alors possible d'annuler la tension $v_{s_2}(t)$ si l'on est capable de réaliser la condition

$$\frac{R_c \Gamma}{4} = \frac{M}{4R_c} \text{ soit encore } R_c^2 = \frac{M}{\Gamma}$$

II-1-2- Couplage lâche réparti

Lorsque le couplage entre les lignes s'effectue sur une longueur l non négligeable devant la longueur d'onde ou devant T_R/T_c on ne peut plus le considérer comme localisé.

Cette approche est plus générale que la précédente puisqu'elle permet d'obtenir les tensions et courants en tout point et qu'elle permet de prendre en compte des conditions de terminaisons variées.

Une première possibilité est d'utiliser les résultats du couplage localisé. On calcule pour cela les tensions induites en entrée et en sortie par intégration de tous les "éléments de couplage" tout au long de la propagation. La seconde consiste à établir un nouveau schéma équivalent au système de deux lignes couplées basé sur une capacité de couplage et une mutuelle inductance linéiques, au même titre que les paramètres de la ligne isolée sont linéiques.

En voici la représentation de deux lignes couplées et le schéma électrique correspondant :

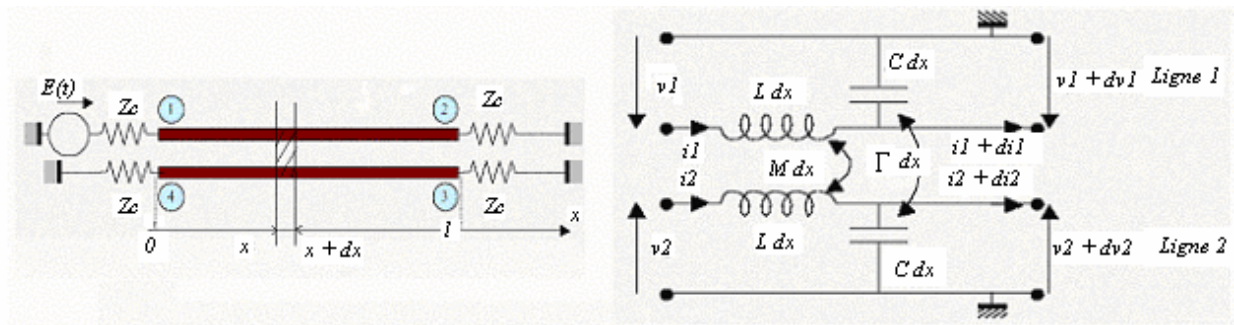


Figure 32 : Lignes couplées et schéma équivalent[15]

La mise en compte des couplages conduit à modéliser les effets électriques et magnétiques par des matrices inductances $[L]$ et capacitance $[C]$ de la forme :

$$[L] = \begin{bmatrix} L & M \\ M & L \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} C & -\Gamma \\ -\Gamma & C \end{bmatrix}$$

L et C traduisent les effets propres.

M et Γ traduisent les effets mutuels

Ces coefficients sont définis par unité de longueur ; on en déduit :

- les caractéristiques de propagation : $R_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$ et $T_c = \sqrt{LC}$
- les coefficients de couplage $K_L = \frac{M}{L}$ et $K_c = \frac{\Gamma}{C}$

En posant $K_B = \frac{K_L + K_c}{4}$ et $K_F = \frac{K_L - K_c}{2} IT_c$ les tensions en entrée et en sortie de la ligne parasité s'écrivent alors :

$$ve_2(t) = \frac{K_B}{2} (e_0(t) - e_0(t - 2IT_c)) \quad (23)$$

$$vs_2(t) = -\frac{K_F}{2} \frac{\partial e_0(t - IT_c)}{\partial t} \quad (24)$$

Ces tensions $ve_2(t)$ et $vs_2(t)$ constituent ce qu'on appelle "onde arrière" ou Backward et "onde avant" ou Forward (Figure 33). Ces résultats ne sont valables que pour ces conditions de calcul, notamment les deux terminaisons sont adaptées.

La tension parasite induite sur la ligne 2 est proportionnelle à l'amplitude du signal d'activation sur la ligne 1 par l'intermédiaire de K_B ainsi que de sa dérivée par l'intermédiaire de K_F en un point quelconque x . en entrée de la ligne 2 seul le mode Backward apparaît proportionnellement à $e(t)$. En sortie de cette même ligne, apparaît (avec un retard) un signal proportionnel à $\frac{\partial e}{\partial t}$.

Les conditions de charge aux terminaisons de la ligne parasitée peuvent donner alors naissance à des réflexions de ces modes dans le cas où $R_l \neq R_c$.

Il est donc important de connaître les tensions aux extrémités de la ligne, où sont généralement disposées les charges, et notamment les portes logiques.

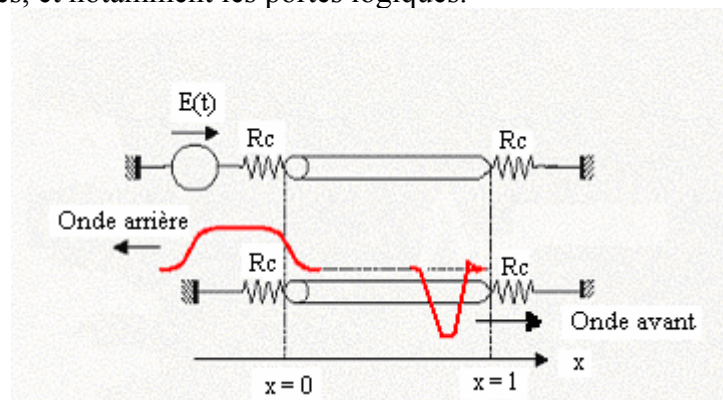


Figure 33 : Ondes arrière et avant

Remarque 1 : Le coefficient K_F peut s'annuler si certaines conditions sont réunies. Ce cas est celui des lignes homogènes, ou "naturelles". On a alors disparition totale du parasite en sortie de ligne.

Remarque 2 : Selon le signe du coefficient K_F le parasite en sortie sera positif ou bien négatif. K_F est positif pour les structures planaires courantes car le couplage électrique est dans ce cas défavorisé par rapport au couplage magnétique ($K_c < K_l$). Pour un signal d'excitation en forme de rampe montante le parasite est donc une impulsion négative.

On peut imaginer une structure qui favoriserait le couplage électrique en plaçant un diélectrique entre les deux lignes, mais pas entre les lignes et la masse. On aurait alors ($K_c > K_l$) et $K_F < 0$. Le parasite serait alors positif dans les mêmes conditions[7].

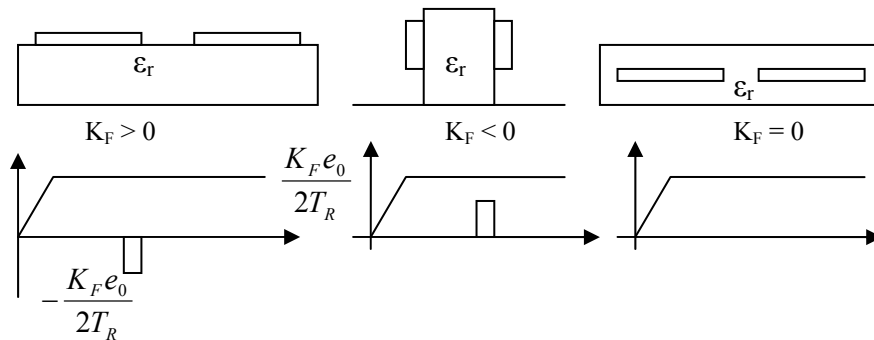


Figure 34 : Signe de K_F selon la structure de disposition des pistes

III-2- Couplage fort

On a considéré jusque là que le couplage était suffisamment faible pour que la réaction de la ligne parasitée sur la ligne activée puisse être négligé. Si ce n'est plus le cas on conçoit facilement que les paramètres de la ligne activée se trouvent modifiés par cette réaction. Il faut donc la prendre en compte à deux niveaux :

- Le premier niveau est la modélisation ; un conducteur seul au-dessus d'un plan de masse n'aura pas les mêmes paramètres que le même conducteur de mêmes dimensions mais auprès duquel un autre conducteur est placé.
- Le deuxième niveau est l'analyse des signaux se propageant sur la structure.

Dans une structure à deux conducteurs on a deux modes qui se propagent : le mode paire et le mode impaire.

III-2-1- Domaine modal

Pour les deux modes propagés sur la structure on définit les impédances série et admittance parallèle $[Z]$ et $[Y]$ en écrivant sous la forme matricielle pour une ligne simple :

$$[Z] = [R] + j\omega[L] \quad (25)$$

$$[Y] = [G] + j\omega[C] \quad (26)$$

III-2-2- Domaine des grandeurs observables

Dans le cas du couplage fort les grandeurs sur chacune des lignes sont dépendantes des grandeurs sur toutes les autres.

$$[Z] = [R] + j\omega[L] \quad (26)$$

$$[Y] = [G] + j\omega[C] \quad (27)$$

Les termes diagonaux de ces matrices rendent compte des effets propres, les effets hors diagonale aux effets mutuels.

III-2-3- Transformation modale et calcul des paramètres modaux primaires et secondaires

La transformation modale se fait par l'intermédiaire des matrices de passage $[M]$ et $[N]$ tel que :
 $[L] = [M]^{-1}[L][N]$; $[C] = [M]^{-1}[C][N]$; $[T_c^2] = [L][C]$; $[R_c^2] = [L][C]^{-1}$

a- Paramètres primaires modaux

En comparant les équations des lignes couplées avec celles obtenus à partir du schéma électrique du couplage, on obtient les paramètres des matrices $[L]$ et $[C]$:

$$L_{ii} = L \quad ; \quad L_{ij} = M \quad ; \quad C_{ii} = C + \Gamma \quad ; \quad C_{ij} = -\Gamma$$

Les matrices $[L]$ et $[C]$ s'écrivent :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_0 & M \\ M & L_0 \end{bmatrix} = L_0 \begin{bmatrix} 1 & K_L \\ K_L & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [C] = \begin{bmatrix} C_0 & -\Gamma \\ -\Gamma & C_0 \end{bmatrix} = C_0 \begin{bmatrix} 1 & -K_C \\ -K_C & 1 \end{bmatrix}$$

avec

$$L_0 = L \quad ; \quad C_0 = C + \Gamma \quad ; \quad K_L = \frac{M}{L_0} \quad ; \quad K_C = \frac{\Gamma}{C_0}$$

b- Paramètres secondaires modaux

Les matrices modales du temps de propagation $[T_C]$ et de la résistance caractéristique $[R_C]$ sont données par :

$$[T_C^2] = L_0 C_0 \begin{bmatrix} (1+K_L)(1-K_C) & 0 \\ 0 & (1-K_L)(1+K_C) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{c1}^2 & 0 \\ 0 & T_{c2}^2 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$[R_C^2] = L_0 / C_0 \begin{bmatrix} (1+K_L)/(1-K_C) & 0 \\ 0 & (1-K_L)/(1+K_C) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{c1}^2 & 0 \\ 0 & R_{c2}^2 \end{bmatrix} \quad (29)$$

Remarque

Si le milieu est homogène ($K_L = K_C = K$) alors les deux modes se propagent à la même vitesse :

$T_{c1} = T_{c2} = \sqrt{L_0 C_0} \sqrt{1 - K^2}$, mais les impédances caractéristiques des deux modes sont

différents : $R_{c1} = \sqrt{L_0 / C_0} \sqrt{\frac{1+K}{1-K}}$ et $R_{c2} = \sqrt{L_0 / C_0} \sqrt{\frac{1-K}{1+K}}$

C'est le cas, par exemple, des lignes triplaques ou « stripline »

III-2-4- Adaptation d'impédance

L'adaptation d'impédance est obtenue lorsque tous les modes propagés « voient » leur impédance caractéristique.

Le schéma équivalent d'adaptation des deux modes est le suivant :

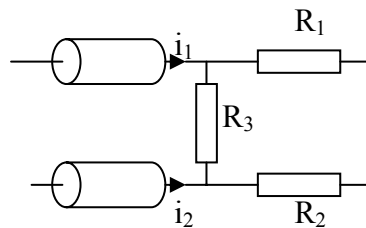


Figure 35 : Adaptation d'impédance pour le cas d'un couplage fort

Les expressions des R_i qui permettent d'adapter la structure sont données par :

$$R_1 = R_2 = R_{c1} \quad \text{et} \quad R_3 = 2 \frac{R_{c1} R_{c2}}{R_{c1} - R_{c2}}$$

TROISIEME PARTIE :

**Etude expérimentale sur véhicule de test
(approche théorique, mesures et
simulations)**

Lors de toute simulation de circuits intégrés, il est nécessaire de prendre en compte les effets des interconnexions afin d'obtenir des résultats cohérents. Dès lors, il est obligatoire de modéliser celles-ci, en définissant un réseau électrique équivalent (localisé ou distribué) dans lequel les valeurs numériques des différents éléments sont données.

D'un point de vue théorique, il est possible de déterminer les éléments nécessaires à la simulation à partir des paramètres géométriques de l'interconnexion et des paramètres technologiques des matériaux utilisés par des formules plus au moins compliquées selon la structure à étudier. Ces paramètres géométriques et technologiques ont des valeurs approchées par rapport à l'état réel et donc ils sont entachés d'une certaine incertitude.

La mesure par réflectométrie temporelle est une solution adéquate et facile à utiliser, qui permet de mesurer les paramètres caractéristiques des lignes de propagations ainsi que les coefficients de couplage d'une manière plus réelle et plus précise.

Afin de tester la validité de la simulation et de l'approche théorique du couplage et leurs possibilités de décrire le comportement de la structure à étudier, on a procédé à une suite de comparaisons entre ces différentes solutions tout en essayant d'interpréter les effets de la propagation sur les pistes ainsi que le phénomène de couplage qui peut survenir sur les circuits imprimés, des règles d'ingénierie contribuant à l'amélioration de la conception des cartes ont été dégagées.

Le logiciel de simulation utilisé lors de cette étude est l'ORCAD Pspice, l'oscilloscope est le TEKTRONIX 11802.

I- Présentations générales

I-1- Présentation de Capture/Pspice

Le Pspice, produit de la famille ORCAD, est un logiciel de simulation qui permet la modélisation du comportement des circuits analogiques et numériques. Dans notre cas de travail, la version A/D 9.2 de ce produit contient une bibliothèque assez riche de composants allant jusqu'aux modèles prêts de lignes de transmission seuls (idéales et avec pertes) et couplées. Cet avantage a rendu la simulation plus simple à aborder et facile à réaliser en terme d'introduction des paramètres de calculs et des impédances d'adaptations aux extrémités des pistes à étudier.

Ce logiciel offre la possibilité d'analyse en plusieurs domaines tels que :

- Analyse en Continu : balayage de 2 paramètres simultanément.
- Analyse en température.
- Analyse fréquentielle.
- Analyse du bruit.
- Analyse temporelle.
- Analyse paramétrique.
- Analyse de performances.
- Analyse statistique de Monte Carlo : tracé d'histogrammes.
- Analyse de Pire Cas.
- Analyse de Sensibilité.

Toutes les simulations réalisées au cours de ce travail se basent sur l'analyse temporelle afin de comparer les résultats trouvés avec ceux fournis par l'oscilloscope TDR.

L'analyse temporelle a l'avantage d'offrir une visualisation du comportement de chaque élément constituant le circuit (connecteurs, lignes d'accès, lignes couplées) la qualité de

l'adaptation des lignes peut ainsi être valorisée à partir des réflexions constatées sur le chemin de propagation. En outre elle permet de déterminer facilement les paramètres caractéristiques d'une ligne de transmission ainsi que la valeur du couplage à partir de l'amplitude mesurée de l'onde arrière, un autre avantage de cette analyse, est qu'elle permet de caractériser et localiser les discontinuités sur le chemin de propagation.

I-2- Présentation de l'oscilloscope de mesure

Le banc de test utilisé se compose d'un oscilloscope subnanoseconde à échantillonnage TEKTRONIX 11802, équipé de deux têtes de génération / acquisition SD-24, il permet d'effectuer des mesures dans le domaine temporel, en réflexion (TDR) et en transmission (TDT).



Figure 36 : L'oscilloscope TEKTRONIX 11802

Le principe de fonctionnement d'un TDR est donné par la figure suivante :

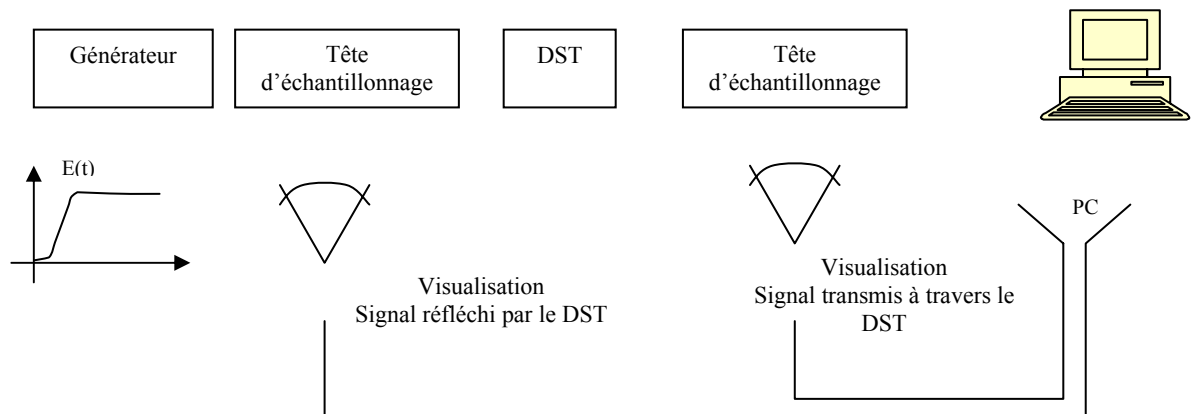


Figure 37 : Principe du TDR

Le signal délivré par le générateur SD-24 est un échelon de 27ps de temps de montée (T_R) et de 500mV d'amplitude à vide. Le spectre fréquentiel de ce signal s'étend jusqu'à quelques dizaines de Giga Hertz. L'impédance caractéristique des têtes SD-24 est de 50Ω aussi bien en génération qu'en acquisition. Des points de mesures reliés électriquement aux têtes SD-24 par des câbles coaxiaux 50Ω, assurent le contact avec le dispositif sous test.

I-3- Présentation du véhicule de test

L'élément constitutif le plus déterminant de la carte est la piste. Elle relie l'origine du signal à son point d'aboutissement. Sa présence a une influence décisive sur la qualité de l'isolement électromagnétique du circuit. La propagation des signaux sur cet élément peut être altérée ainsi que des phénomènes de couplage qui apparaissent.

Afin de simuler les effets concrets de propagation et du couplage électromagnétique sur les pistes d'un circuit imprimé, on dispose d'un véhicule de test qui se présente sous forme d'une carte comprenant des conducteurs en cuivres réalisés en technologie microruban, posés sur un substrat en verre EPOXY. Les connecteurs d'accès sont au standard SMA. Les lignes ou les pistes sur la carte sont de longueurs égales (15 cm) mais de largeurs et de dispositions différentes.

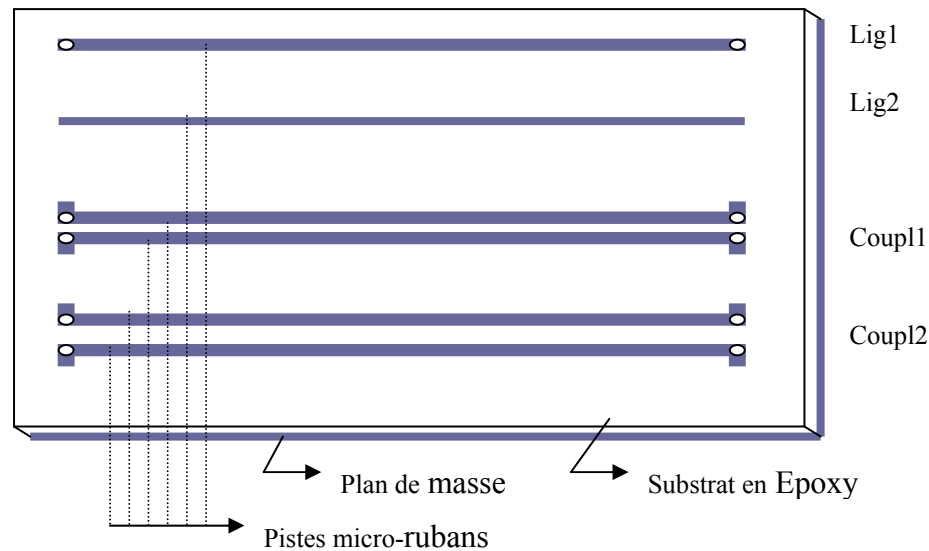


Figure 38 : Véhicule de test

Les paramètres géométriques de ces lignes sont représentés sur les figures 39a et 39b.

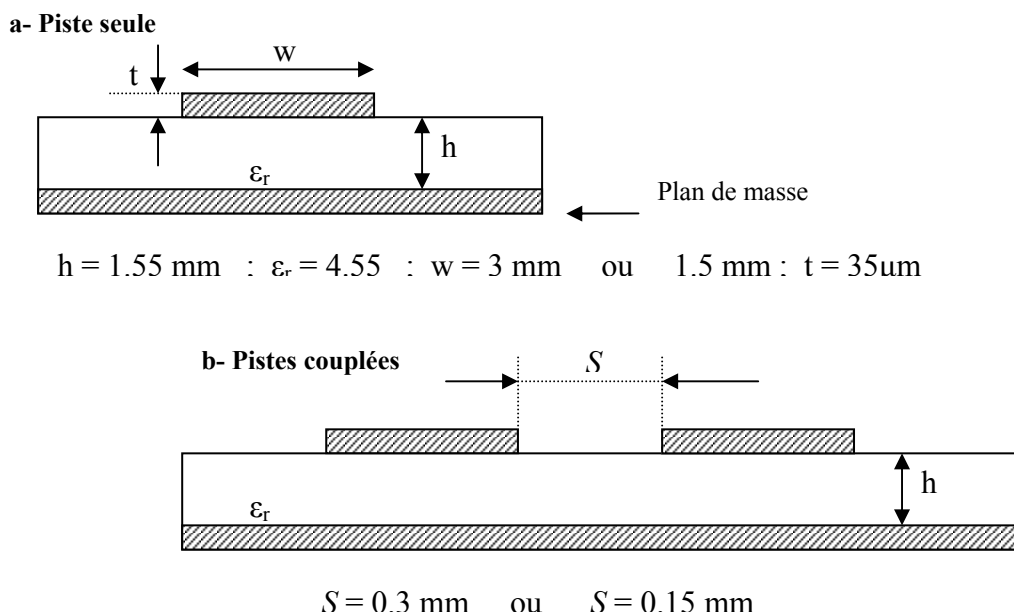


Figure 39 : Représentation schématique de la disposition des pistes sur le substrat

I-4- Présentation de l'environnement du travail

La figure ci-dessous résume l'environnement de travail adopté lors de la réalisation des mesures :

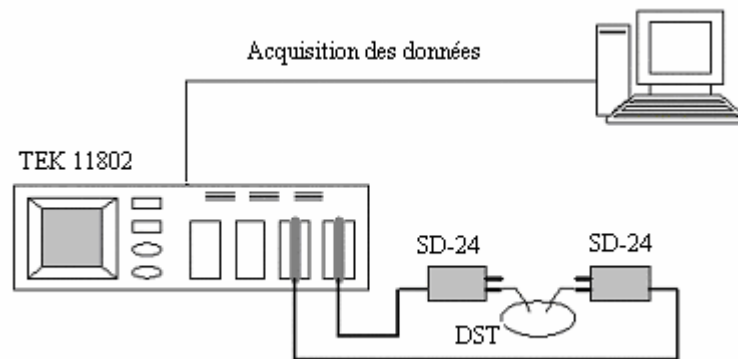


Figure 40 : Banc de mesure

Un micro-ordinateur de type compatible PC est relié au TEK 11802 par l'intermédiaire du port parallèle, il est équipé par le logiciel LabView qui permet de rapatrier les courbes obtenues à partir de l'oscilloscope et les enregistrer dans des fichiers de format « .dat », la fréquence d'échantillonnage étant de 512 points, les câbles utilisés pour connecter les têtes du TDR au dispositif de test sont des câbles coaxiaux pouvant supporter des fréquences allant jusqu'à 40 GHz, d'impédance caractéristique égale à 50 Ω et de longueur 1m.

II- Calcul des paramètres caractéristiques des pistes

II-1- Calcul des caractéristiques de propagation :

Pour une ligne unique, nous pouvons calculer :

$$\epsilon_r = 4,55$$

$$\epsilon_{eff} = 0.475\epsilon_r + 0.67 = 2.83 \quad (30)$$

$$T_c = 3.33\sqrt{\epsilon_{eff}} \text{ (ps/mm)} \quad (31)$$

$$R_c = \frac{138}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \log\left(\frac{6h}{0.8w+t}\right) = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w+1.25t}\right) \quad (32)$$

Le calcul donne :

- pour la ligne « Lig1 » de la figure 38

$$T_c = 5.60 \text{ ps} / \text{mm}$$

$$R_c = 50.08 \Omega$$

- pour la ligne « Lig2 » de la figure 38

$$T_c = 5.60 \text{ ps} / \text{mm}$$

$$R_c = 74.29 \Omega$$

Les caractéristiques des deux câbles coaxiaux identiques utilisés lors des mesures sont :

$$T_d = 4.85 \text{ ps} / \text{mm}$$

$$R_c = 50 \Omega$$

II-2- Calcul des caractéristiques de couplage :

Les caractéristiques de couplage sont déterminées ou bien à partir des abaques donnant directement K_B et K_F en fonction de S et h (c'est une méthode moins précise), ou encore à partir de la connaissance des paramètres géométriques de la structure, dans ce dernier cas on aurait besoin d'un logiciel spécifique qui se base sur une étude électromagnétique, et qui permet de calculer les paramètres L , C , M et Γ .

Le logiciel utilisé au cours de cette étude s'appelle : PATRICE (Produit pour l'Analyse TRansitive des Interconnexions des Circuits Electriques) c'est un solveur électromagnétique interne au laboratoire.

Les résultats obtenus sont :

- pour les deux lignes couplées « coupl1 » de la figure 38

$$L = 273 \text{ nH}; C = 152 \text{ pF}$$

$$M = 112 \text{ nH}; \Gamma = -46 \text{ pF}$$

$$K_l = 0.41; K_c = 0.30$$

$$K_B = 0.17; K_F = 45.21 \text{ ps}$$

- pour les deux lignes couplées « coupl2 » de la figure 38

$$L = 282 \text{ nH}; C = 142 \text{ pF}$$

$$M = 98 \text{ nH}; \Gamma = -34 \text{ pF}$$

$$K_l = 0.34; K_c = 0.23$$

$$K_B = 0.14; K_F = 45.42 \text{ ps}$$

Dans les études qui suivent, le tableur EXCEL a été utilisé pour visualiser et comparer les courbes dans la majorité des cas sauf pour le cas du couplage lâche (comparaison entre onde arrière donnée par le calcul théorique et par la simulation) on a eu recours à Matlab, car cela demandait un traitement particulier.

III- Etude des effets de propagation sur une piste unique

Le signal délivré par le générateur SD-24 de l'oscilloscope est un échelon d'amplitude 500mV à vide. Cette amplitude vaut $500\text{mV}/2$ c'est-à-dire 250mV à l'entrée de la ligne parce que l'échelon passe par le diviseur de tension formé par l'ensemble charge/ligne et si il ne subit aucune réflexion donc « absorbé » par la ligne. La tension à l'entrée de la ligne a la forme suivante :

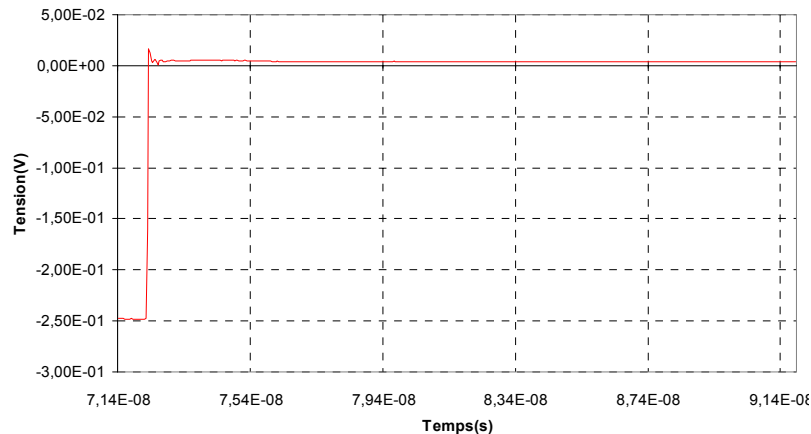


Figure 41 : Signal d'entrée adapté

Le schéma équivalent d'une ligne seule est représenté par la figure suivante :

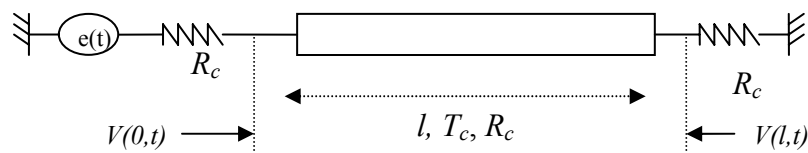


Figure 42 : Schéma de la ligne seule

Les tensions $V(0,t)$ et $V(l,t)$ étant les tensions à observer à l'entrée et à la sortie de la ligne. Afin de pouvoir rapprocher la simulation à la réalité des mesures, on a amené à modéliser les câbles coaxiaux par une portion de ligne portant leurs propres paramètres caractéristiques (T_d et R_c), et donc désormais le schéma équivalent est le suivant :

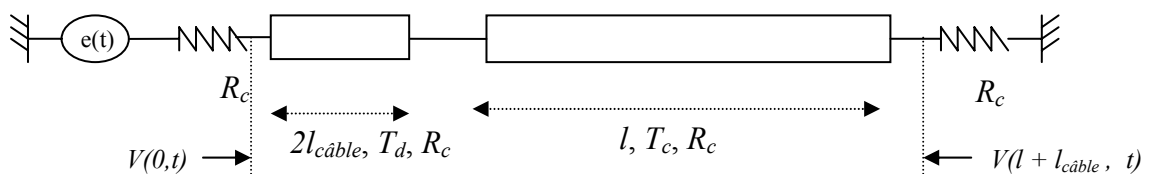


Figure 43 : Schéma de la ligne plus les câbles de liaison

III-1- Cas de la ligne 1 du dispositif de test (Lig1)

La simulation du comportement de la piste à partir des ses paramètres caractéristiques déterminés précédemment, par le logiciel Pspice donne les courbes suivantes à l'entrée et à la sortie de la piste.

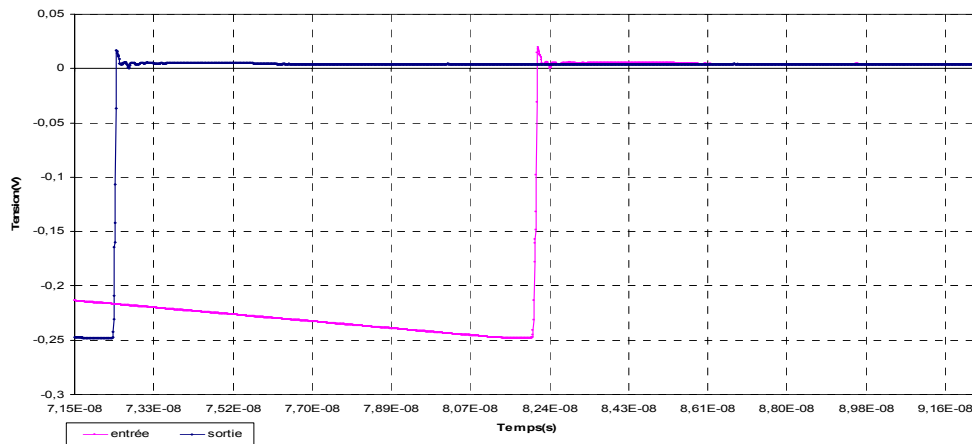


Figure 44 : Signal à l'entrée et à la sortie de la piste (Lig1)

On remarque à priori qu'il n'y a pratiquement pas de réflexion à l'entrée de la piste, un simple calcul donne un coefficient de réflexion $\Gamma = 8E-04 \approx 0$, le signal transmit est retardé de $2l_{cable}T_d + lT_c = 10,54ns$

En procédant à la mesure par le TDR, on obtient les courbes suivantes :

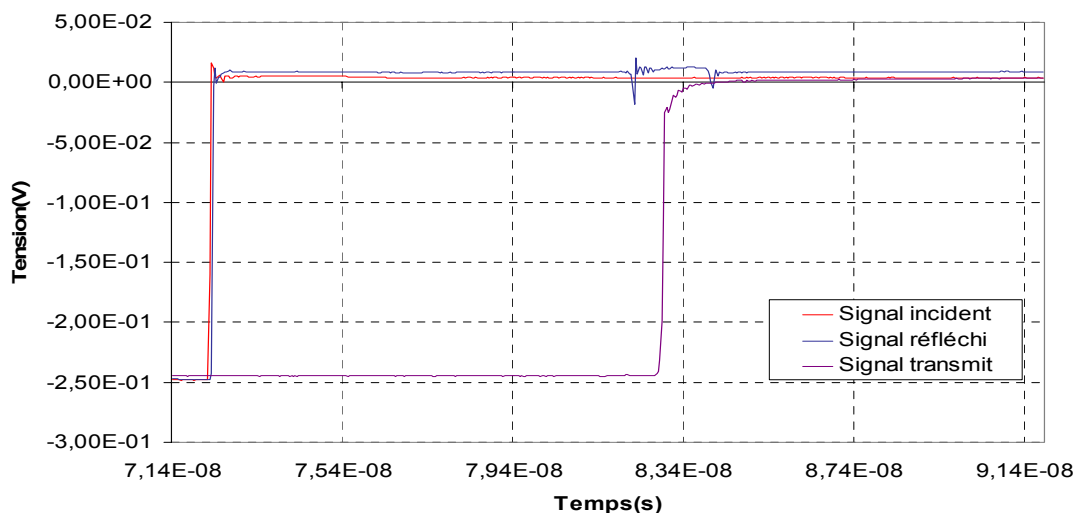


Figure 45 : Résultat de mesure par TDR sur Lig1(signal incident, réfléchi et transmit)

On remarque une légère désadaptation au niveau de l'entrée de la ligne avec des fluctuations qui sont dues principalement aux discontinuités introduites par les connecteurs.

Des nouvelles mesures sont alors effectuées afin de cerner les caractéristiques réelles de la ligne et ce à partir du signal d'entrée comme c'est indiqué sur la figure suivante :

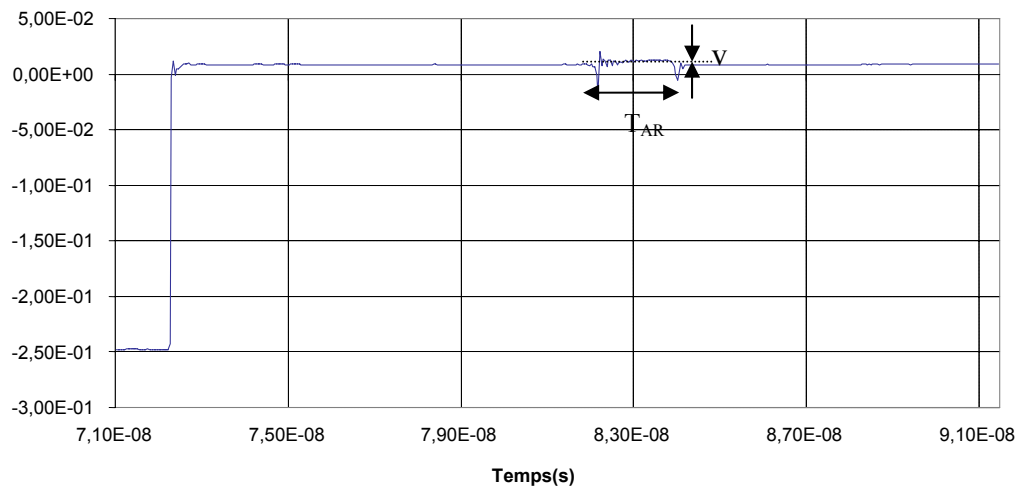


Figure 46 : Signal à l'entrée de la ligne (Lig1)

On relève le temps d'aller retour T_{AR} sur la ligne ainsi que le coefficient de réflexion ρ qui, dans ce cas de figure, égale à $v(\text{mV})/250\text{mV}$. On en déduit R_c et T_c .

$$R_c = R_0 \frac{1+\rho}{1-\rho} = 51.41\Omega$$

$$T_c = \frac{T_{AR}}{2l} = 5.88\text{ps/mm}$$

Le coefficient de réflexion est alors : $\Gamma = 0.014$, il est nettement supérieur à celui donné par la simulation, ceci s'explique par l'incertitude des formules théoriques approchées utilisées pour l'extraction des paramètres caractéristiques de la ligne, les erreurs de mesures des paramètres technologiques et même les erreurs de lecture sur l'oscilloscope dues aux oscillations aléatoires introduites par les connecteurs.

Le temps de propagation, quand à lui, est pratiquement le même à 4% près d'écart et on a donc pratiquement les mêmes résultats.

III-2- Cas de la ligne 2 du dispositif de test (Lig2)

De la même manière que le premier cas le résultat de la simulation donne la courbe suivante à l'entrée de la ligne :

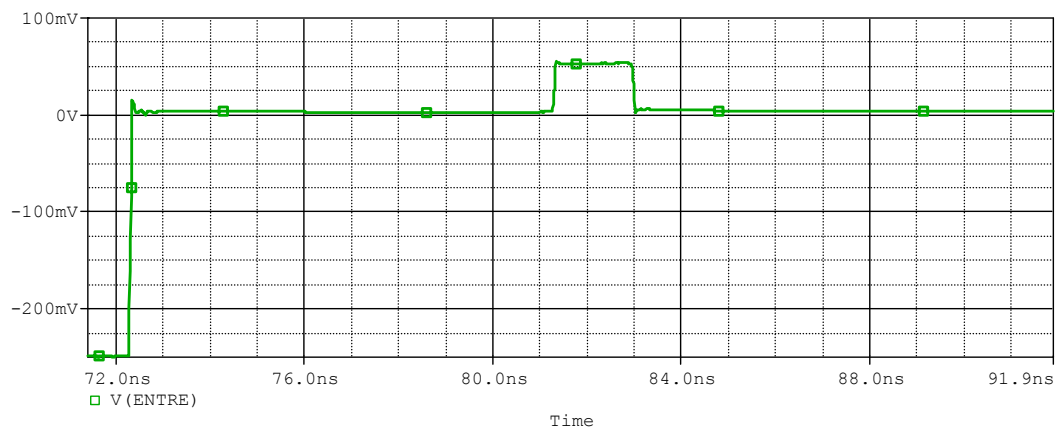


Figure 47 : Signal à l'entrée de la piste (Lig2)

Le coefficient de réflexion est beaucoup plus important car l'impédance caractéristique de la ligne est nettement supérieure à 50Ω , alors $\Gamma = 0.19$ dans ce cas.

En effectuant les mesures par le TDR on obtient les courbes suivantes :

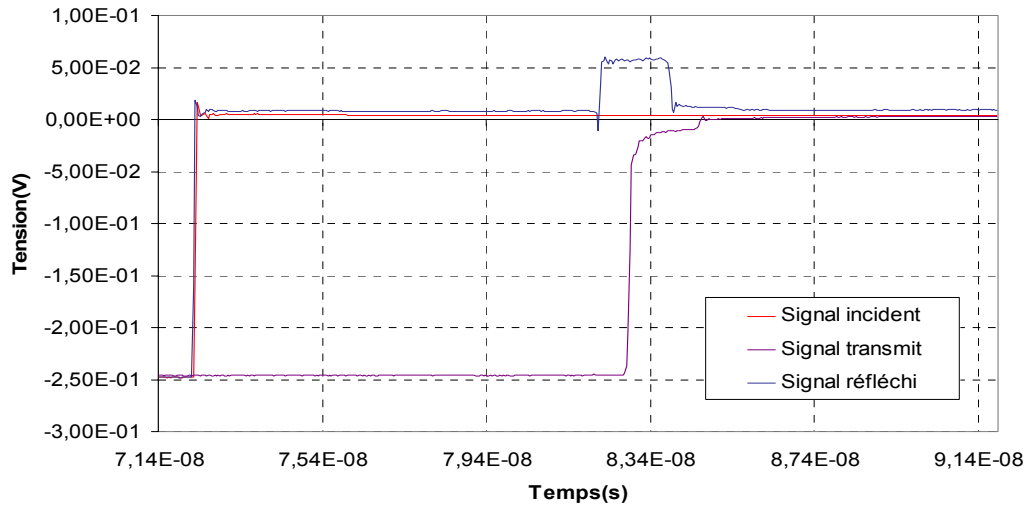


Figure 48 : Résultat de mesure par TDR sur Lig2 (signal incident, réfléchi et transmit)

Le calcul des caractéristiques de cette deuxième ligne s'appuie sur la courbe suivante de manière semblable au premier cas :

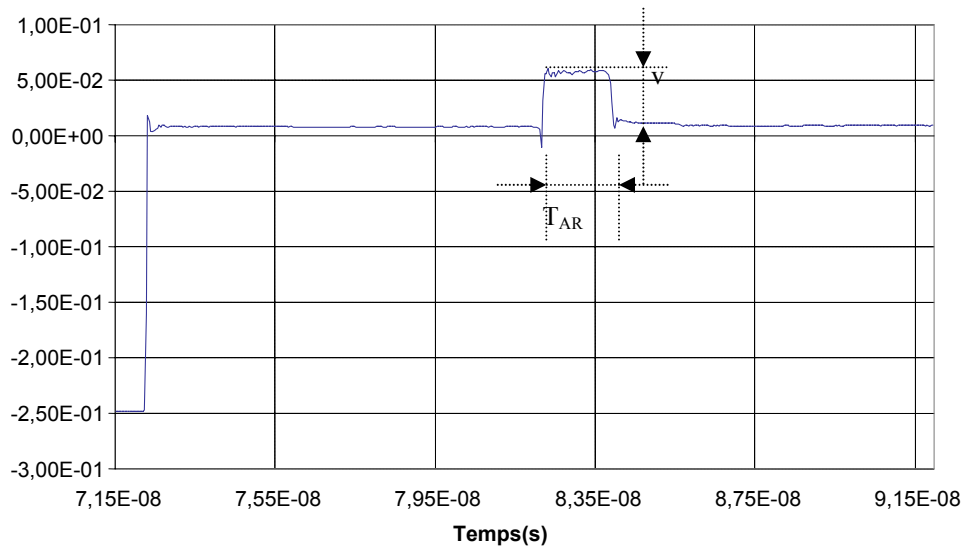


Figure 49 : Signal à l'entrée de la ligne (Lig2)

$$R_c = R_0 \frac{1+\rho}{1-\rho} = 75\Omega$$

$$T_c = \frac{T_{AR}}{2l} = 5.88ps/mm$$

Le coefficient de réflexion $\Gamma = 0.2$, on remarque une légère différence de 5%, donc les calculs sont bons. La comparaison entre les courbes de simulation et de mesure, dans ce cas, marque un écart léger et pratiquement négligeable.

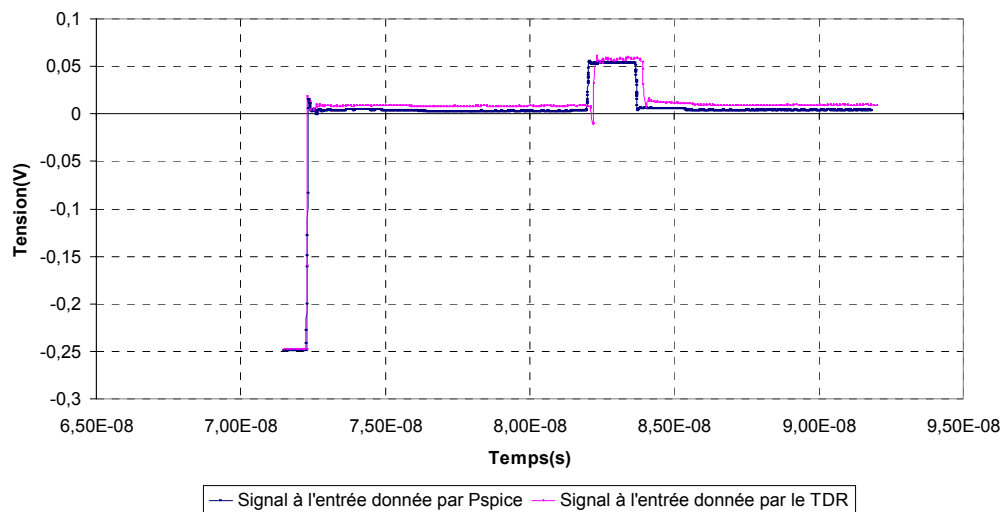


Figure 50 : Comparaison entre la mesure et la simulation pour une ligne de transmission

Comme conclusion pour cette première partie d'étude de propagation sur les lignes de transmissions, on peut dire que les mesures viennent confirmer les simulations à un écart près, dû principalement à l'incertitude des calculs d'une part et aux effets de désadaptations introduits par les connecteurs d'autre part et qui ne sont pas pris en compte par le simulateur.

IV- Etude du couplage électromagnétique entre deux pistes

Dans le cas de deux pistes adjacentes, disposées sur un substrat, une capacité et une inductance mutuelle sont créées (Figure 51). Des perturbations sont ainsi générées par le signal d'activation sur la piste adjacente, alors deux cas peuvent se présenter : le cas d'un couplage lâche où la réaction de la piste parasitée sur celle activée est négligeable et le cas d'un couplage fort où cette réaction est importante au point de modifier les paramètres de la piste activée.

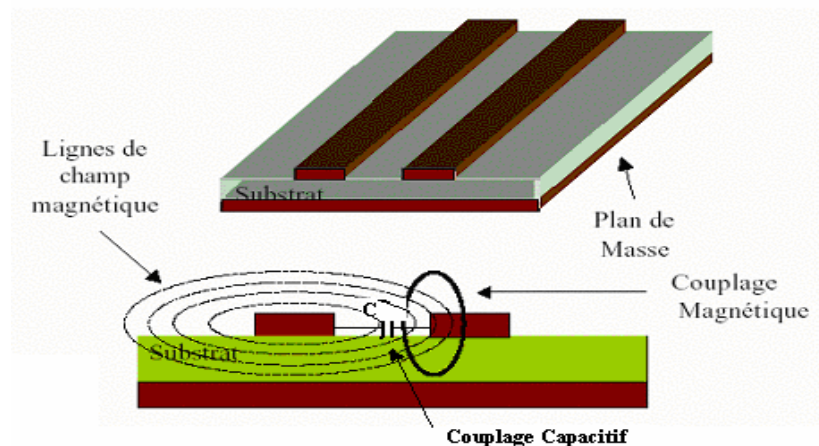


Figure 51 : Capacité et inductance formées par deux pistes adjacentes.

Dans ce présent travail, on va s'intéresser à l'étude du couplage lâche sur deux géométries différentes, les lignes sont identiques, parallèles, de même longueur et de même impédance caractéristique 50Ω afin d'assurer l'adaptation à leurs extrémités et donc éviter la complication due aux réflexions, les deux géométries se différencient par la distance d'adjacence entre les pistes. Les lignes sont couplées sur la totalité de leur longueur.

Le signal délivré par le générateur SD-24 de l'oscilloscope est le même échelon décrit auparavant.

Le schéma équivalent de deux lignes couplées ainsi que les portions de lignes qui modélisent les câbles coaxiaux, est le suivant :

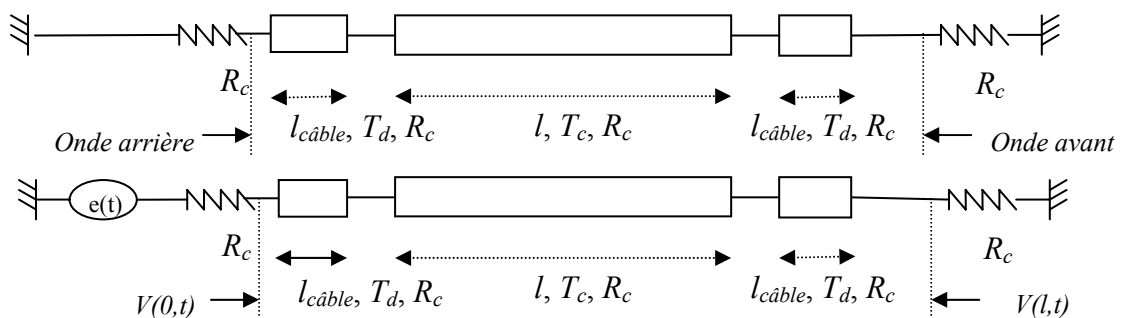


Figure 52 : Schéma équivalent de deux lignes couplées

Dans cette partie d'étude sur le couplage on va s'intéresser à tester la validité et l'importance de la théorie du couplage lâche en effectuant des comparaisons entre les résultats théoriques et les résultats de simulations à partir des paramètres géométriques de la structure, ensuite la comparaison avec les résultats de mesures, qui décrivent le comportement réel et concret du circuit, est alors requise pour conclure sur la validité globale de cette théorie.

IV-1- Cas où $S = 0,15\text{mm}$ sur le véhicule de test (coupl1)

En effectuant des mesures à l'aide de l'oscilloscope TDR on obtient les courbes suivantes :

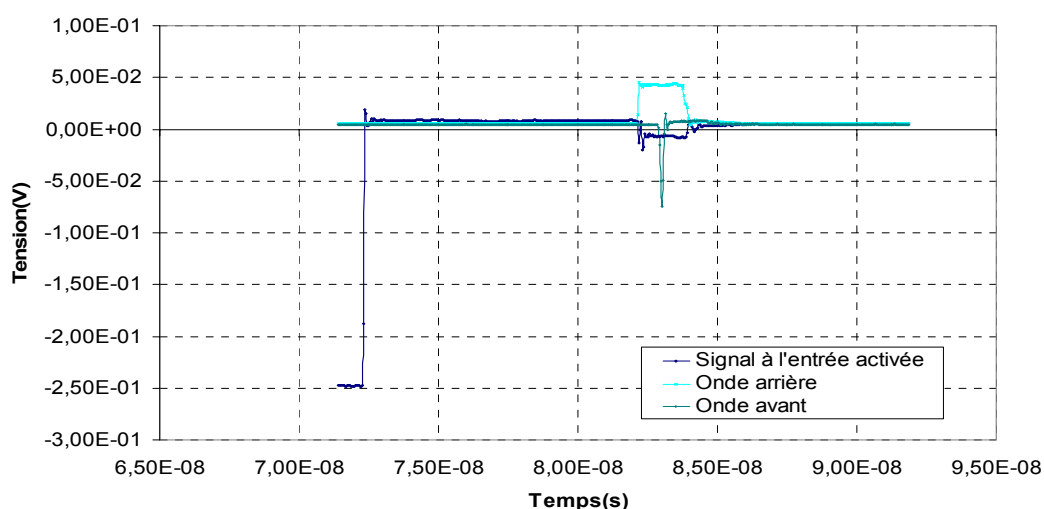


Figure 53 : Les signaux à l'entrée de la ligne activée, l'entrée et la sortie de la ligne parasitée obtenus par le TDR

A partir des amplitudes respectives de l'onde arrière et de l'onde avant on peut tirer les valeurs de K_B et K_F , en effet les mesures de ces amplitudes donnent :

$$\text{Onde arrière : } K_B = \frac{38mV}{250mV} = 0.152$$

$$\text{Onde avant : } K_F = 79.2mV \frac{27ps}{250mV} = 8.553ps$$

De ces valeurs on calcule facilement les autres paramètres, ce qui donne :

$$K_l = 0.393; K_c = 0.286$$

$$L = 280nH; M = 110.04nH$$

$$C = 0.113nF; \Gamma = 0.032nF$$

Un écart de 10% est alors à remarquer entre la valeur de K_B mesurée et calculée, ceci est acceptable, de fait des erreurs de calculs. Mais on constate bien un rapport de 5 entre la valeur de K_F calculée et mesurée ce qui ne peut être négligé.

En effet, en comparant la dérivée du signal à l'entrée et à la sortie de la piste, on retrouve bien ce rapport. A l'entrée de la piste le signal étant adapté de 250mV d'amplitude et de 27ps de temps de montée ce qui donne un rapport d'à peu près de $10E09$ V/s, en effectuant la dérivée du signal de sortie on obtient l'allure de la courbe suivante :

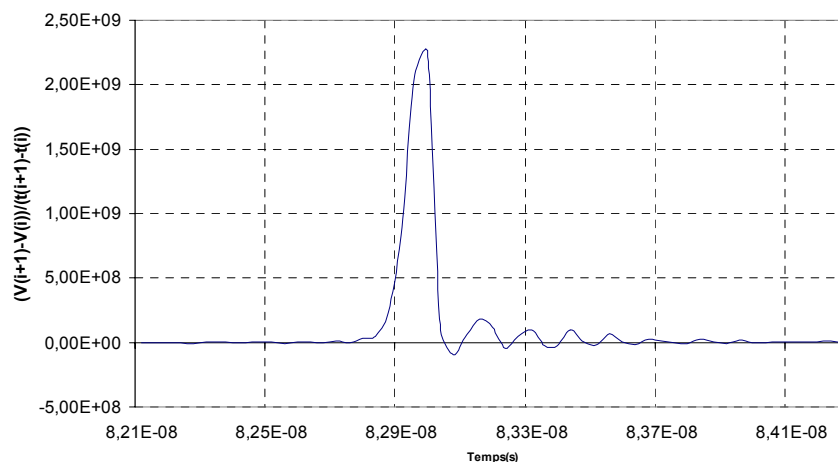


Figure 54 : Dérivée du signal de sortie

Le pic est de l'ordre de $2E09$ V/s, et donc le rapport (10/2) est bien de l'ordre de 5. Ceci s'explique par le fait que le temps de montée du signal a subi des modifications, il a augmenté à cause des pertes sur la ligne.

Cette remarque est assez importante dans la mesure où elle va nous expliquer les écarts non négligeables rencontrés lors de cette étude.

a- Comparaison entre la simulation et les formules théoriques du couplage lâche

Les expressions de l'onde avant et arrière étant les suivantes :

$$ve_2(t) = \frac{K_B}{2} (e_0(t) - e_0(t - 2lT_c))$$

$$vs_2(t) = -\frac{K_F}{2} \frac{\partial e_0(t - lT_c)}{\partial t}$$

En tenant compte des retards introduits par les câbles coaxiaux de liaison, les formules deviennent :

$$ve_2(t) = \frac{K_B}{2} (e_0(t - 2l_{\text{câble}}T_d) - e_0(t - 2l_{\text{câble}}T_d - 2lT_c)) \quad (33)$$

$$vs_2(t) = -\frac{K_F}{2} \frac{\partial e_0(t - lT_c - 2l_{\text{câble}}T_d)}{\partial t} \quad (34)$$

La comparaison de l'onde avant à partir du signal de l'entrée $e_0(t)$ avec la simulation réalisée par le Pspice aboutit à un écart important de 40% qui se réduit considérablement jusqu'à 10% si on compare avec le signal de sortie. Les figures suivantes illustrent ces résultats.

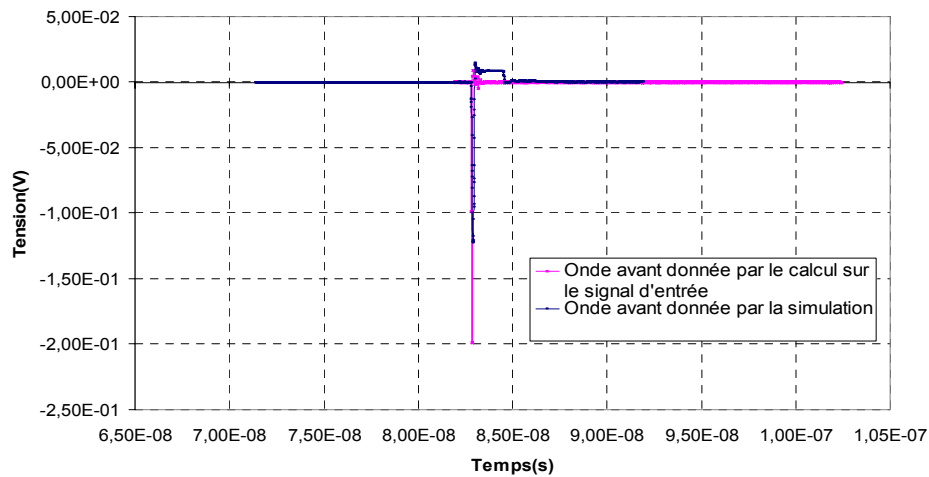


Figure 55 : Comparaison (onde avant) entre la simulation et le calcul théorique à partir du signal d'entrée

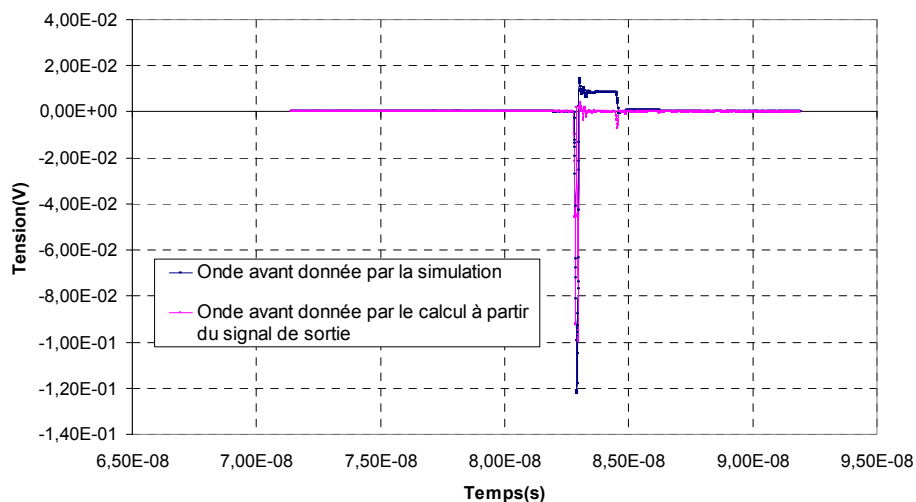


Figure 56 : Comparaison (onde avant) entre la simulation et le calcul théorique à partir du signal de sortie

De la même manière, On refait le même travail sur l'onde arrière et on retrouve un écart faible de 6% entre la simulation et le calcul issu du signal d'entrée ou de sortie d'une manière égale car l'onde arrière est indépendante de la dérivée du signal d'activation.

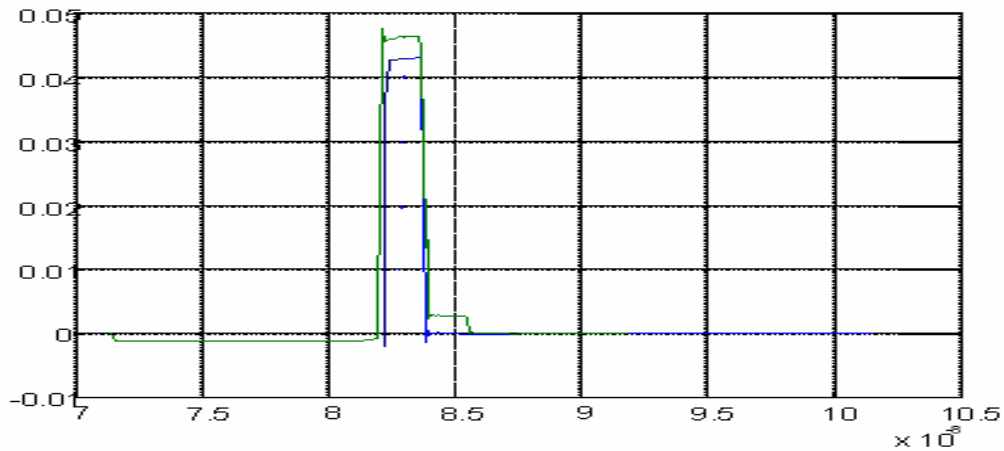


Figure 57 : Comparaison (onde arrière) entre la simulation et le calcul théorique à partir du signal d'entrée

b- Comparaison entre la simulation et les résultats obtenus par le TDR

Les courbes de comparaisons sont représentées sur les figures ci-dessous :

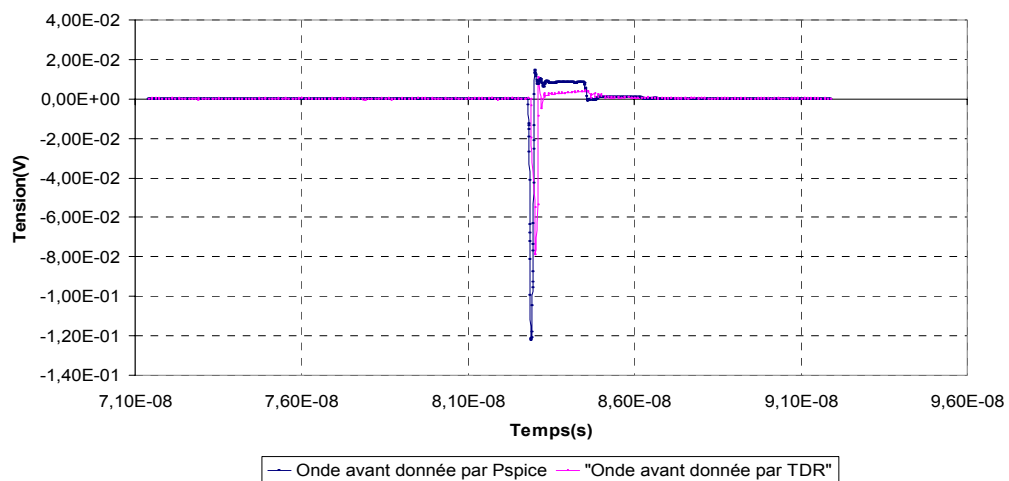


Figure 58 : Comparaison (onde avant) entre la simulation et la mesure par TDR

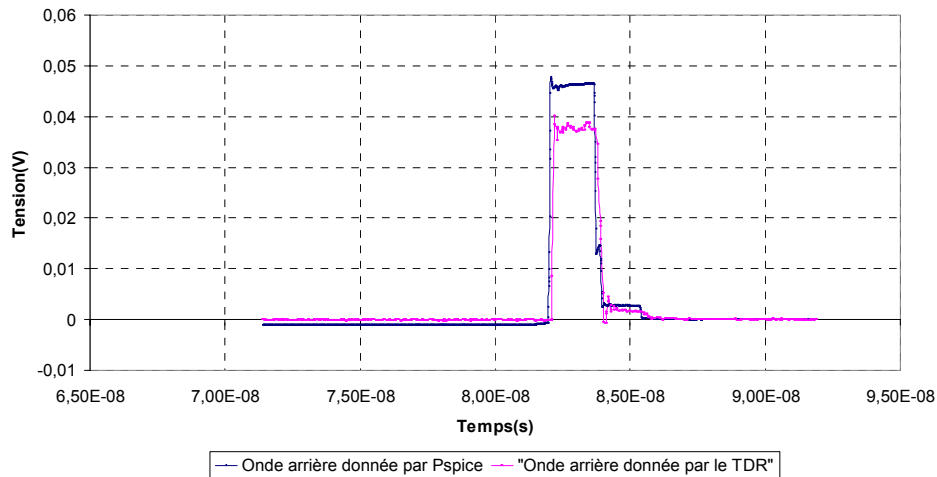


Figure 59 : Comparaison (onde arrière) entre la simulation et la mesure par TDR

Un écart faible de 10% est retrouvé sur l'onde arrière qui s'explique par les erreurs et l'incertitude du calcul à partir des paramètres géométriques, et un écart important de 40% est retrouvé sur l'onde avant qui affirme de nouveau le caractère dissipative de la ligne à ne pas négligé.

IV-2- Cas où $S = 0,3\text{mm}$ sur le véhicule de test (coupl2)

Les mesures effectuées à l'aide de l'oscilloscope TDR donnent les courbes suivantes :

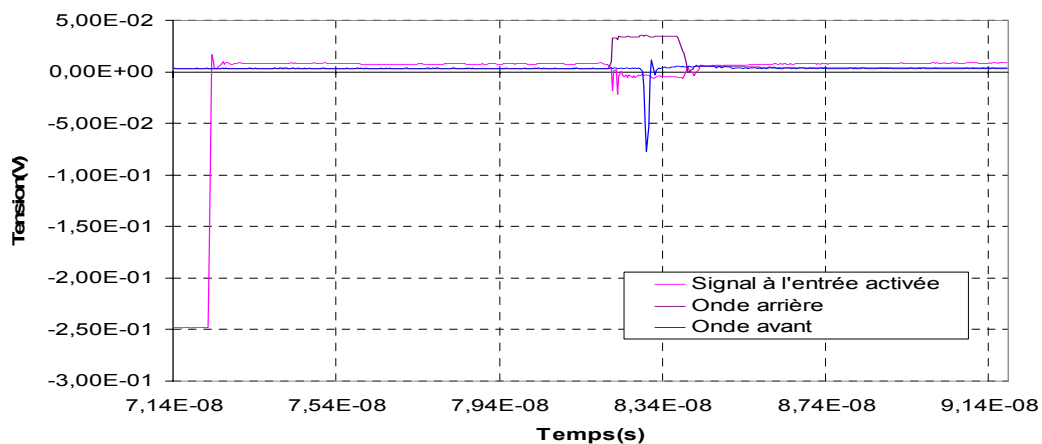


Figure 60 : Les signaux à l'entrée de la ligne activée, l'entrée et la sortie de la ligne parasitée obtenus par le TDR

A partir des amplitudes respectives de l'onde arrière et de l'onde avant on peut tirer les valeurs de K_B et K_F , en effet les mesures de ces amplitudes donnent :

$$\text{Onde arrière : } K_B = \frac{30\text{mV}}{250\text{mV}} = 0.12$$

$$\text{Onde avant : } K_F = 81.2mV \frac{27ps}{250mV} = 8.769ps$$

De ces valeurs on calcule les autres paramètres de la même manière que précédemment, ce qui donne :

$$\begin{aligned} K_l &= 0.294; K_c = 0.185 \\ L &= 280nH; M = 82.32nH \\ C &= 0.113nF; \Gamma = 0.020nF \end{aligned}$$

On constate bien que les coefficients de couplage ont diminué car S a augmenté, et donc le couplage est plus faible que le premier cas.

Un écart de 14% est alors à remarquer entre la valeur de K_B mesurée et calculée, ce qui est relativement plus important que l'écart constaté au premier cas (10%), le K_F garde un rapport de 5 moins petit sur le TDR que par la simulation à cause des pertes sur la ligne.

a- Comparaison entre la simulation et les formules théoriques du couplage lâche

Les résultats de comparaison entre les formules théoriques des ondes avant et arrière et la simulation réalisée par Pspice sont donnés par les figures suivantes :

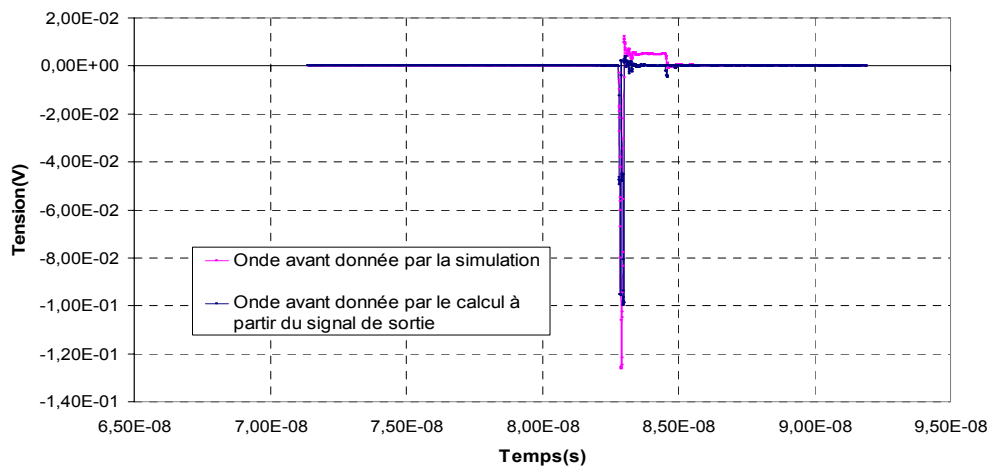


Figure 61 : Comparaison (onde avant) entre la simulation et le calcul théorique à partir du signal de sortie

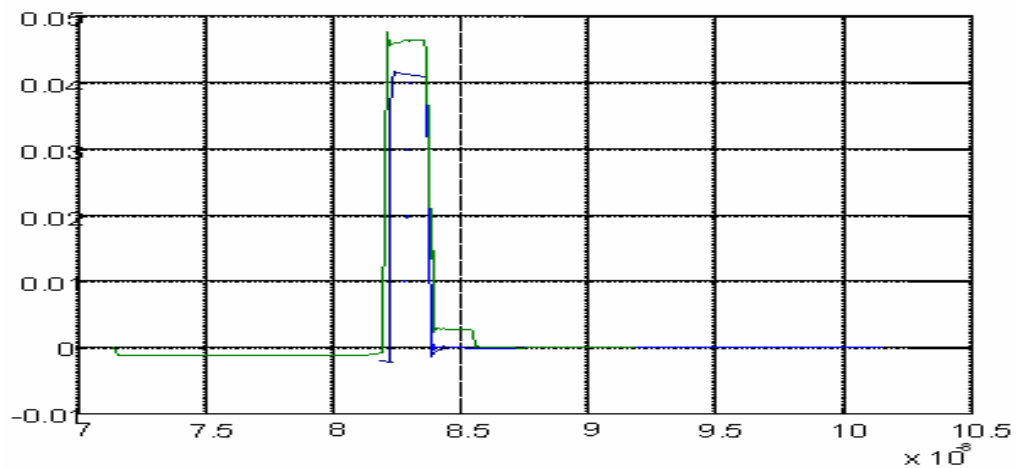


Figure 62 : Comparaison (onde arrière) entre la simulation et le calcul théorique à partir du signal d'entrée

Les courbes montrent un écart de 20% pour l'onde avant et 10% pour l'onde arrière qui sont des écarts relativement plus importants que le premier cas.

b- Comparaison entre la simulation et les résultats obtenus par le TDR

Une nouvelle comparaison est alors abordée entre les courbes obtenues par la simulation et la mesure et on aboutit aux résultats suivantes :

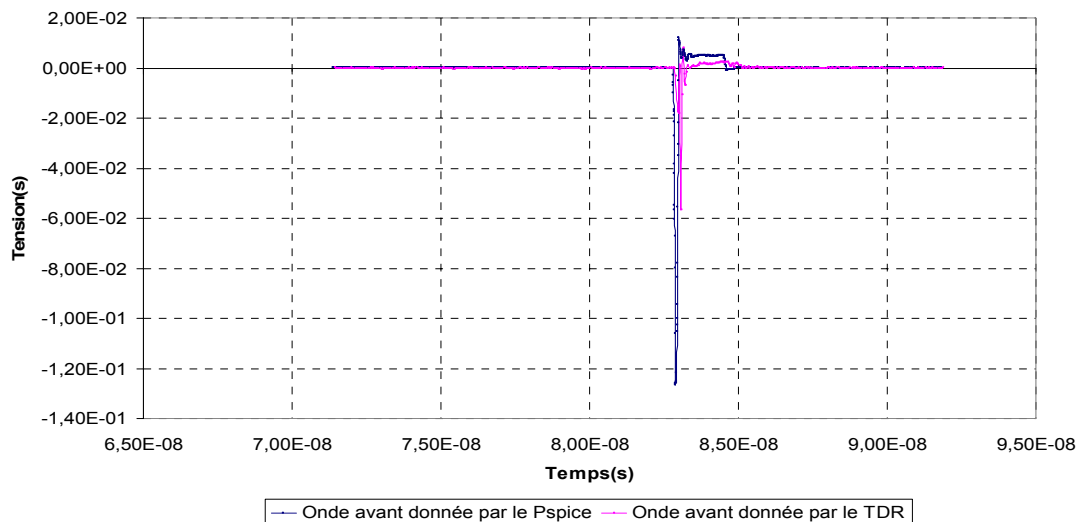


Figure 63 : Comparaison (onde avant) entre la simulation et la mesure par TDR

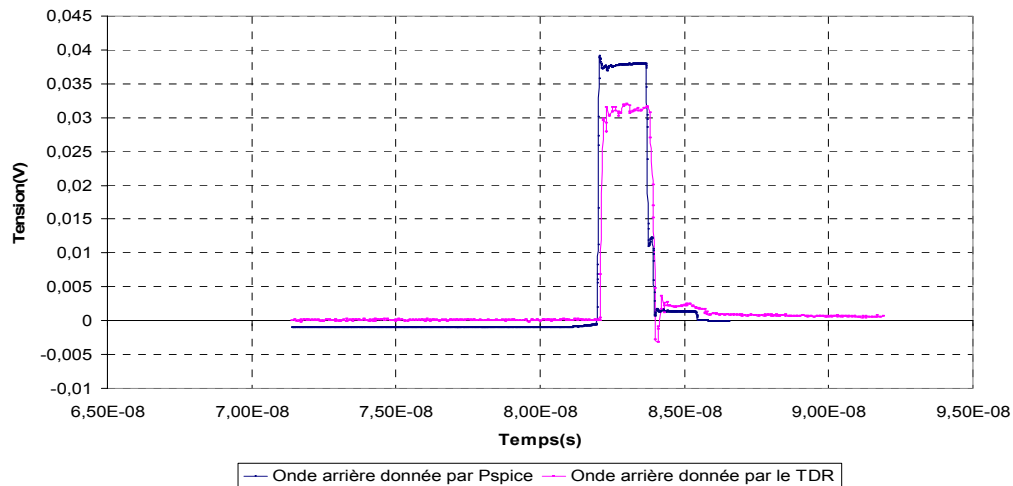


Figure 64 : Comparaison (onde arrière) entre la simulation et la mesure par TDR

Les amplitudes des courbes simulées et mesurées dans le cas de l'onde avant ont une différence de 69mV ce qui peut sembler important si on ramène cet écart à la valeur de 125mV simulée, presque 50% d'écart.

Alors que celui de l'onde arrière est de 12%.

On remarque bien des pourcentages d'écart relativement supérieurs à ceux constatés dans le premier cas ($S = 0.15\text{mm}$).

IV-3- Conclusion sur les résultats obtenu pour le couplage lâche

L'étude comparative menée dans cette partie montre que, pour des valeurs de couplage assez important dans le cadre du couplage lâche, l'approche théorique est bien validée et modélise assez correctement les signaux parasites introduits sur la ligne inactivée tant qu'on considère le signal à la sortie de la ligne activée et non pas à son entrée.

Les résultats de calculs théoriques montre un écart faible avec la simulation ce qui peut sembler un bon avantage dans la mesure où on peut s'en passer de l'outil de simulation qui nécessite un investissement matériel non négligeable (acquisition d'outil informatique, personnels compétents...).

Le couplage mesuré est un peu plus faible que le couplage issu de la simulation. C'est normal, étant donné que les sources de désadaptation (connecteurs, qualité de gravures...) ne sont pas prises en compte lors de la phase de modélisation puisqu'elles sont de nature aléatoire.

Pour des coefficients de couplage faibles, les mesures par réflectométrie temporelle montrent une certaine imprécision de la simulation, ceci est d'autant plus marqué que ces coefficients diminuent. Par contre, pour des coefficients assez important, les mesures viennent confirmer la simulation avec des écarts relativement faibles.

Les pertes sur les lignes sont des phénomènes à prendre en considération, puisqu'ils ont de l'influence sur le temps de montée du signal et donc sur le signal parasite à l'entrée de la ligne inactivée. Pour cela, lors de la modélisation, il faut bien considérer le signal à la sortie de la ligne activée et non pas celui à son entrée afin d'approcher la réalité des mesures.

Enfin, un artifice quelque fois employé pour annuler, ou tout au moins pour réduire l'amplitude de l'onde avant est de diminuer K_F en « homogénéisant » le diélectrique. Dans le cas des circuits imprimés, une simple plaque de verre époxy placée sur le circuit réduit dans des proportions intéressantes l'amplitude de cette onde.

IV- Enoncé de quelques règles d'ingénieries IS/CEM pour le routage des interconnexions

A partir des constations rencontrées lors de cette études sur les problèmes de CEM sur les cartes électroniques rapides, on peut tirer quelques règles pratiques d'implantation qui peuvent améliorer la conception des cartes pour des performances meilleures.

- Les pistes doivent être adaptées lorsque le temps de propagation aller-retour de la ligne excède la durée de commutation de la logique.
- Le phénomène de couplage décroît très vite avec l'espacement des conducteurs, il faut donc espacer les conducteurs.
- Les interconnexions non adaptées doivent être de type lignes courtes.
- La longueur de la ligne doit être d'autant plus faible que la vitesse du circuit est grande.
- La longueur des pistes doit être le plus court possible.
- La ligne de signal et la ligne de retour doivent être le plus regroupées possible, les pistes doivent être également protégées, c'est-à-dire qu'il faut les antiparasiter grâce aux pistes de masse placées à côté de celles-ci (pistes écrans).
- Les zones d'isolement entre elles doivent être aussi grandes que possible.
- Une piste doit être homogène sur toute sa longueur, on doit donc éviter les angles incongrus, les déviations et les pliures.

CONCLUSION

Le tracé et la conception des circuits imprimés passe par la nécessité de prise en compte de l'intégrité des signaux et de la CEM, avec le souci de minimiser les effets des perturbations au niveau de la carte, ces effets qui sont dus principalement aux phénomènes de désadaptations, de discontinuités, de pertes sur les lignes, du couplage et autres...

Lors de ce travail, on a essayé de dégager les principales causes qui entraînent des dégradations sur l'intégrité du signal ainsi que les formes de ces dégradations qu'on peut retrouver sur les cartes électroniques numériques rapides, et on a validé cette étude par l'observation, sur un véhicule de test, de deux phénomènes importants qui sont les effets de propagation sur une ligne de transmission et le couplage électromagnétique entre les pistes d'interconnexion.

Le choix de l'analyse temporelle nous a beaucoup aidé à observer les phénomènes de réflexion et les signaux parasites sur les pistes couplées.

Les calculs théoriques obtenus à partir des paramètres géométriques et technologiques de la structure ont montré une légère incertitude par rapport aux mesures obtenues par le TDR, ajoutant à cela que la modélisation ou la simulation ne prend pas en compte les oscillations aléatoires introduites par les connecteurs et qui peuvent être non négligeables dans certains cas.

Les désadaptations des pistes d'interconnexion peuvent altérer gravement le signal à transmettre par la création des réflexions parasites qui le modifie et le déforment, dans le cas de deux pistes couplées si la ligne perturbée est ouverte à une des extrémités alors l'amplitude de l'onde parasite est doublée.

L'étude comparative dans le cadre du couplage lâche menée sur les pistes couplées avec des distances de séparations différentes, c'est-à-dire avec des coefficients de couplage distincts, ont montré une bonne compatibilité (écart de 10%) de l'approche théorique avec la simulation du moment où on considère le signal à la sortie de la ligne activée et non à son entrée. Cette approche est d'autant plus intéressante que les coefficients de couplage sont relativement importants. Les mesures viennent confirmer assez correctement les résultats de simulation pour ces valeurs.

Enfin, afin d'éviter les problèmes de couplage et de désadaptation qui peuvent entraîner un risque d'erreur de fonctionnement, des règles d'ingénierie ont été énoncées.

D'un autre côté, la modélisation des interconnexions de circuits intégrés doit tenir compte des effets de discontinuités. En effet, cela peut être intéressant pour les structures multicouches qui présentent plusieurs couches de métal reliées entre elles par des vias. Sur chaque couche, les pistes métalliques présentent souvent de nombreux coudes et sont situées à proximité d'autres pistes. Il est alors nécessaire de modéliser les vias, les coudes, les croisements de pistes interniveaux ainsi que les effets dus aux changements de niveaux sur ce genre de structure. Par manque de temps, cette étude n'a pas été abordée et pourra être poursuivie lors d'un travail ultérieur.

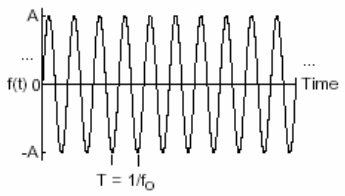
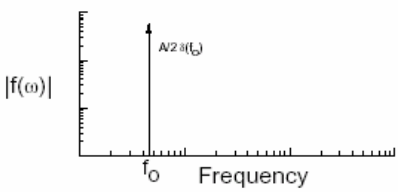
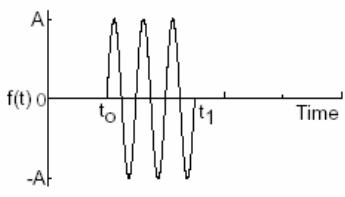
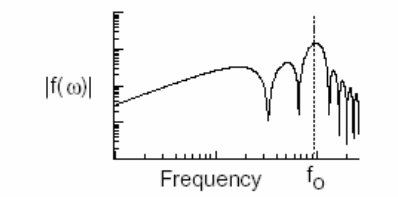
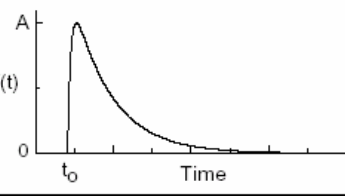
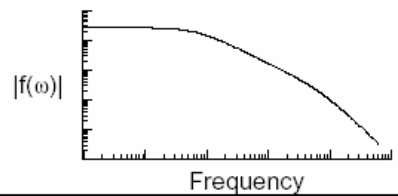
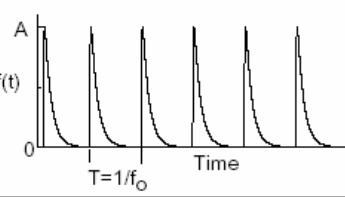
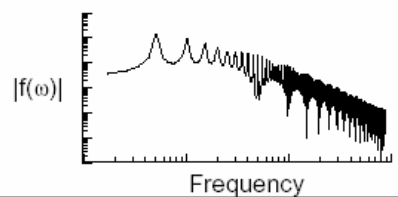
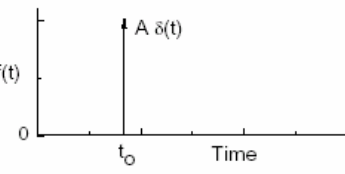
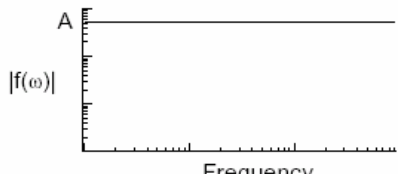
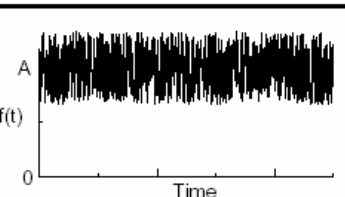
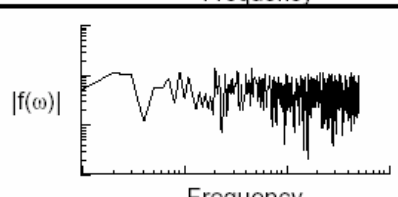
| |
|-------------------|
| REFERENCES |
|-------------------|

- [1] J.Chilo,
« *Ligne isolée en régime temporel* » cours, maîtrise EEA, IUP-3, Université Joseph Fourier de Grenoble, Science et Medcine, Janvier 2002.
- [2] J.Chilo,
« *Ligne en régime temporel, couplage distribué* » cours, maîtrise EEA, IUP-3, Université Joseph Fourier de Grenoble, Science et Medcine, Janvier 2002.
- [3] O. Clère,
« *Outils et méthodes pour assurer l'intégrité des signaux* ». Revue sientifique, Technologies Internationales, N°43, Avril 1998.
- [4] T.V. Dinh,
« *Simulation des effets de propagation couplée et dissipative sur simulateur électrique nodal (SPICE)* ». Thèse de Doctorat d'Etat, INPG, Juillet 1993.
- [5] J. Chilo,
« *Les interconnexions dans les circuits intégrés logiques rapides : Outils de modélisation et d'analyse temporelle* ». Thèse de Doctorat d'Etat, INPG, Décembre 1983.
- [6] P. Dunand,
« *Tracée des circuits imprimés, compatibilité électromagnétique* ». Dunod, 2^{ème} Edition, Paris 2000.
- [7] G. Angenieux,
« *Effets des interconnexions dans les circuits rapides* ». Cours, Université de Savoie, Chambéry, Janvier 2002.
http://www.univ-savoie.fr/labos/lahc/MEMBRERS_LAHC/Angenieux/Ens_Angenieux/accueil.html
- [8] J.Henry,
« *Les interconnexions en électronique* ». MASSON et C^{ie}, Editeurs, Paris 1970.
- [9] F.Fortin,
« *Caractérisation de structures à multiconducteurs pour composants hyperfréquences* ». Rapport de stage de DEA, (LAHC) Université de Savoie, pp 4-8, Juillet 1997.
- [10] F.Lagrange,
« *Caractérisation électrique d'interconnexions de circuits intégrés rapides* ». Rapport de stage de DEA, (LEMO) Université de Josef Fourier, pp 24-35, Septembre 1998.
- [11] Ronald R.J.White,
« *Maîtrise des parasites à la conception des circuits imprimés et fonds de panier* », Dunod, 2^{ème} Edition 1982.
- [12] JY.Fourniols,

- « *Compatibilité électromagnétique des circuits intégrés, caractérisation des interconnexions* ». Cours de DESS, Département de génie électrique et informatique, pôle de formation en microélectronique de Toulouse, INSA.
- [13] « *Compatibilité électromagnétique, couplages des perturbations* », note de cours, Ecole supérieure de plasturgie. Juin 2001.
www.lesite3ei.com/html/bourse%20maquettes/maquettes/CEM%20Couplages%20des%20Perturbations.pdf
- [14] F.Rachidi,
« *Mode de couplage et méthode d'analyse* », note de cours, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne. Été 2002.
http://lrewwww.epfl.ch/dir-CEM/Modes_de_couplage.pdf
- [15] « *Les coupleurs directs* », note de cours, Maîtrise EEA U12 Microondes, Université de Savoie.
www.julie.univ-savoie.fr/.../Ferrari/Ens_FERRARI/base%20de%20donnee/Maitrise%20EEA/cours/Chapitre2.PDF
- [16] « *Base théorique commune et mesures en hyperfréquence et RF* », présentation de cours.
www.univ-savoie.fr/.../Ferrari/Ens_FERRARI/base%20de%20donnee/DESS%20TR/cours%20acrobats/cours.PDF
- [17] F.Rachidi,
« *Introduction à la CEM* », note de cours, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne. Été 2002.
http://lrewwww.epfl.ch/dir-CEM/Introduction_CEM.pdf
- [18] « *Performance Electrique Theorie* », cours, Sytem Plus S.A.
<http://www.systemplus.fr/documents/96intercoperfelec.pdf>
- [19] « *Interconnexion Puce Boîtier, câblage* », cours, System Plus S.A
<http://www.systemplus.fr/documents/96intercobonding.pdf>

ANNEXE

Formes d'onde typiques et leur spectre fréquentiel

| Signal | Forme d'onde | Spectre |
|------------------------------------|---|--|
| 1. Sinusoïde |  |  |
| 2. Impulsion sinusoïdale |  |  |
| 3. Impulsion unique |  |  |
| 4. Train d'impulsions |  |  |
| 5. Impulsion de Dirac |  |  |
| 6. Bruit avec une composante DC |  |  |

Modèle global de l'interconnexion

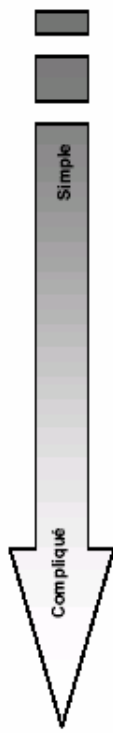
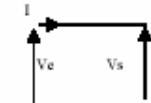
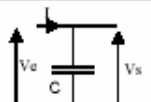
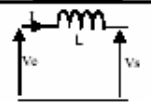
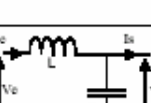
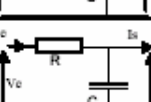
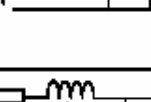
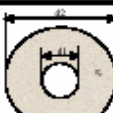
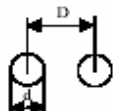
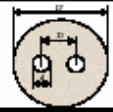
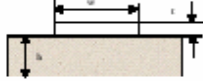
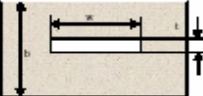
| | | | |
|--|---|---|--|
|  | L'interconnexion "idéale" (revient à ignorer le problème) : | Pas de retard, pas de déformation, modèle trivial, limité aux basses fréquences (kHz) |  |
| | Modèle capacitif | Seul l'effet capacitif du ruban, porté à un potentiel par rapport à la masse est pris en compte. |  |
| | Modèle selfique : | Au contraire du modèle capacitif il convient à la situation où l'effet selfique prédomine largement sur l'effet capacitif (fil de liaison, bonding, par exemple). |  |
| | Modèle capacitif et selfique : | On ajoute l'effet selfique du ruban. Ce modèle est capable de rendre compte d'un retard de propagation pur. |  |
| | Modèle capacitif et résistif : | L'effet capacitif est pris en compte, mais l'effet selfique est masqué par les pertes dans les conducteurs, on ne tient compte que de la résistance de ceux ci (ce modèle donne lieu à des équations de diffusion et non de propagation). |  |
| | Modèle complet : | Tous les effets sont pris en compte y compris les pertes dans les conducteurs (R) et dans les substrats (G). |  |

Figure 18 différents types de modèles utilisables selon les circonstances

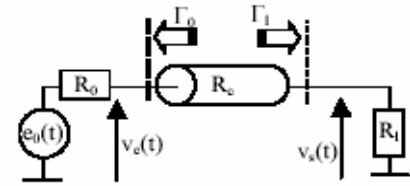
Remarque : ces modèles sont très généraux, car les paramètres R , L , C , G peuvent varier avec la fréquence.

| | | R_{c0} | ϵ_{reff} | α_d (np/m) | α_c (np/m) |
|--|--|--|--|---|--|
| Coaxial |  | $60 \ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)$ | ϵ_r | $\frac{\pi f \lg \delta}{v_0} \sqrt{\epsilon_r}$ | $\sqrt{\pi f \epsilon} \left(\frac{1}{d_1 \sqrt{\sigma_1}} + \frac{1}{d_2 \sqrt{\sigma_2}} \right) \frac{1}{\ln\left(\frac{d_2}{d_1}\right)}$ |
| Bifilaire |  | $120 \ln\left(\frac{2D}{d}\right)$ | $\approx \epsilon_r$ | $\frac{\pi f \lg \delta}{v_0} \sqrt{\epsilon_r}$ | $\frac{\sqrt{\pi f \epsilon}}{d \ln\left(\frac{2D}{d}\right) \sqrt{1 - \left(\frac{d}{D}\right)^2}}$ |
| Bifilaire Blindé |  | $276 \ln \left[\frac{2D}{d} \frac{1 - (D/D')^2}{1 + (D/D')^2} \right]$ | ϵ_r | | |
| Micro ruban Si $W/h < 1$ |  Si $w/h < 1/2\pi, B=h$ Si $w/h > 1/2\pi, B=2\pi w$ | $\approx 60 \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right)$ | $\frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12h/w}} \right)$ | $\pi f \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_{\text{reff}} - 1}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \frac{\lg \delta}{v_0}$ | $0,159 A \frac{R_s}{h Z_c} \left[\frac{32 - (w/h)^2}{32 + (w/h)^2} \right]$ $A = 1 + \frac{h}{w} \left(1 + \frac{1,25}{\pi} \ln\left(\frac{2B}{b}\right) \right)$ |
| Micro ruban Si $W/h > 1$ | $B=2\pi W$ | $\approx 120\pi$ $\left[\frac{w}{h} + 1,393 - 0,667 \ln\left(\frac{w}{h} + 1,444\right) \right]$ | $\frac{\epsilon_r + 1}{2} +$ $\frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 10h/w}} + 0,04(1 - w/h)^2 \right)$ | | $7 \cdot 10^{-6} A \frac{R_s Z_{\text{eff}}}{h} \left[\frac{w}{h} + \frac{0,67w/h}{w/h + 1,44} \right]$ $A = 1 + \frac{h}{w} \left(1 + \frac{1,25}{\pi} \ln\left(\frac{2B}{b}\right) \right)$ |
| Triplaque Si $w/b \leq 1/2$ $x = th(\pi w/2b)$ $x' = \sqrt{1 - x^2}$ |  | $30 \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{x'}}{1 - \sqrt{x'}} \right)$ | ϵ_r | | |
| Triplaque Si $1/2 \leq w/b$ | | $\frac{30\pi^2}{\ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{x}}{1 - \sqrt{x}} \right)}$ | ϵ_r | | |

Ce tableau résume pour quelques structures courantes et simples des formules pratiques donnant la permittivité effective (ϵ_{reff}), l'exposant de pertes métalliques (α_c), l'exposant de pertes diélectriques (α_d) et l'impédance caractéristique de la structure supposée dans le vide (R_{c0}).

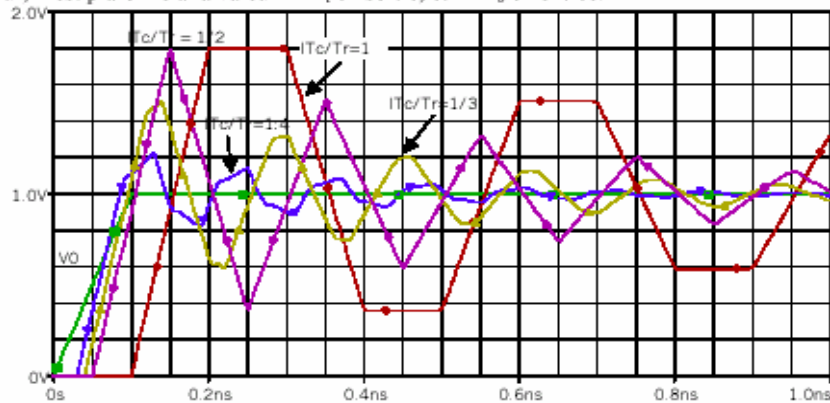
4.2. Effets de la longueur

Les effets de la propagation sont négligeables pour les faibles longueurs ou les faibles vitesses, ils se font sentir lorsque la ligne est "longue" (devant le temps de montée du signal s'il est indiciel ou sa largeur si c'est une impulsion). Ils augmentent donc avec la vitesse des signaux pour plafonner à partir d'une certaine longueur. Pour analyser ce phénomène on peut raisonner sur un signal logique de type échelon de temps de montée T_r , non nul. Pour un circuit constitué d'une ligne excitée en entrée et chargée en sortie (ci-contre) les tensions aux extrémités de la connexion sont données par les expressions 2-24 et 2-25 ci-dessus.

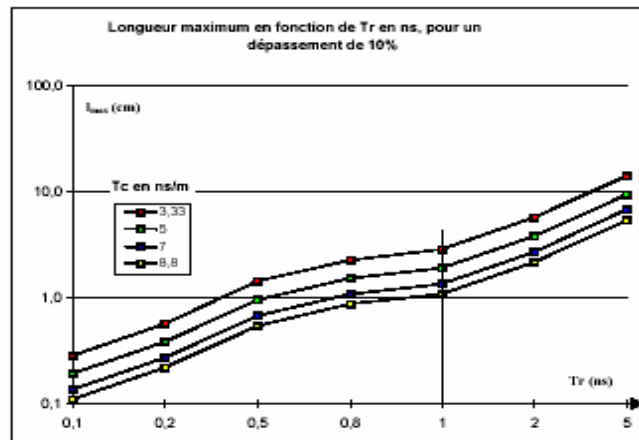


- Si le temps $2lT_c$ séparant l'arrivée du signal réfléchi de son départ est très inférieur à T_r , on aura un mode de fonctionnement « localisé » ou « semi-localisé » où la notion de coefficient de réflexion n'a pas d'intérêt (et peu de sens). Dans ce cas les réflexions successives sont très proches les unes des autres et l'influence de la connexion est faible.
- Si $2lT_c$ est supérieur à T_r , alors le signal a le temps de s'établir complètement avant que la réflexion n'arrive ; on a un mode de fonctionnement purement réparti, on est dans le cas de la propagation sur une ligne de transmission. Dans ces conditions le signal fait l'objet de surtensions (et de surintensités) dont les amplitudes successives sont fixées directement par les coefficients de réflexion Γ_0 et Γ_L .
- Dans les cas intermédiaires, souvent rencontrés en pratique, on parle de « semi-localisé ».

La figure suivante illustre ce phénomène pour une source d'échelon 1v à vide, de temps de montée $T_r = 100$ ps, et une ligne d'impédance 50Ω terminée en entrée par $Z_i = 5 \Omega$ et en sortie $Z_o = 4500 \Omega$. La longueur électrique lT_c de la ligne prend les valeurs 100 ps, 50 ps, 40 ps, 30 ps. On note qu'en dessous d'une certaine « longueur relative » lT_c/T_r la surtension due aux réflexions diminue sensiblement. Cela permet de fixer une longueur maximale l_{max} au-delà de laquelle les dépassements (overshoot) risquent de dépasser le seuil de commutation de la logique utilisée. On note aussi que pour $lT_c/T_r > 0,5$ on est dans un mode de fonctionnement purement réparti, le dépassement ne dépend alors plus de la longueur, il est plafonné à la valeur $1 + \Gamma_L$ en sortie, et $1 + \Gamma_0$ en entrée.



Allure des signaux à la charge dans une interconnexion sans pertes désadaptée, pour différentes longueurs

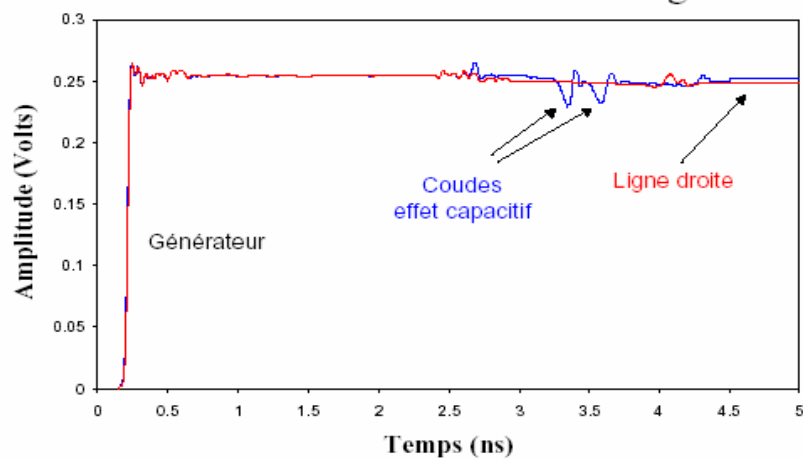
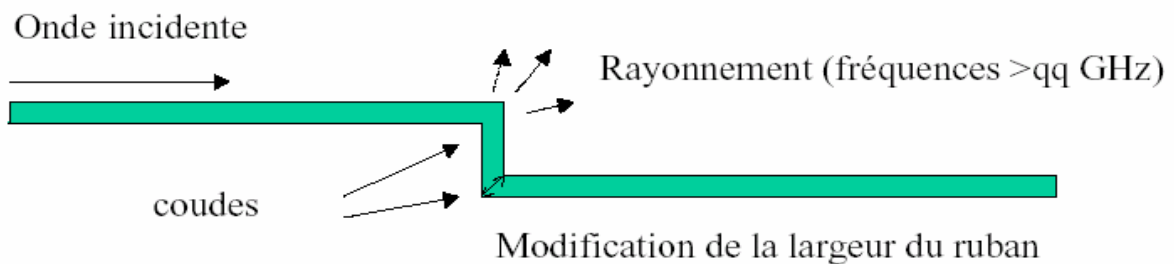


Longueur d'interconnexion non adaptée compatible avec un dépassement de 10%, en fonction du temps de montée T_r

On peut ainsi définir des règles pratiques qui fixent la longueur d'interconnexion à partir de laquelle l'adaptation d'impédance est obligatoire, pour une technologie de portes (immunité au bruit) et d'interconnexions (vitesse de propagation du signal) données.

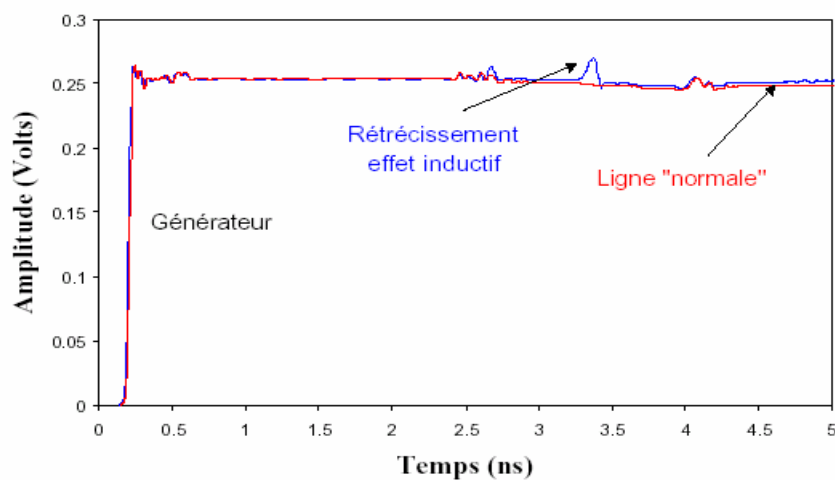
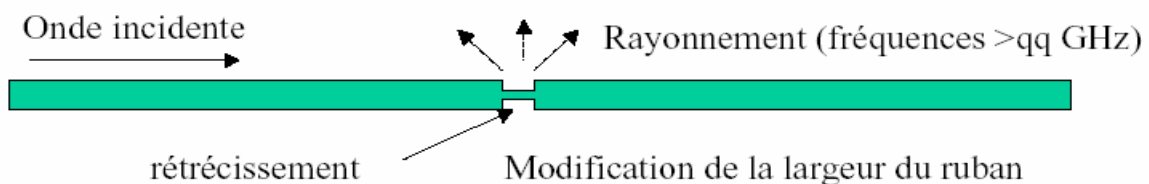
Discontinuités

Coude - Mesure TDR



Discontinuités

Rétrécissement - Mesure TDR



3.2 Différents types d'interconnexions pour un système électronique :

Un système électronique peut en général se constituer :

- d'un ensemble de circuit(s) intégré(s) ,
- chaque circuit intégré pouvant être ou non encapsulé dans un package, ou bien collé sur un support (appelé substrat)
- le tout étant assemblé sur un support type circuit imprimé (Figure 7), ou micro carte, ou multi chip module présentant plusieurs plans de dépose des composants nus ou en boîtiers.

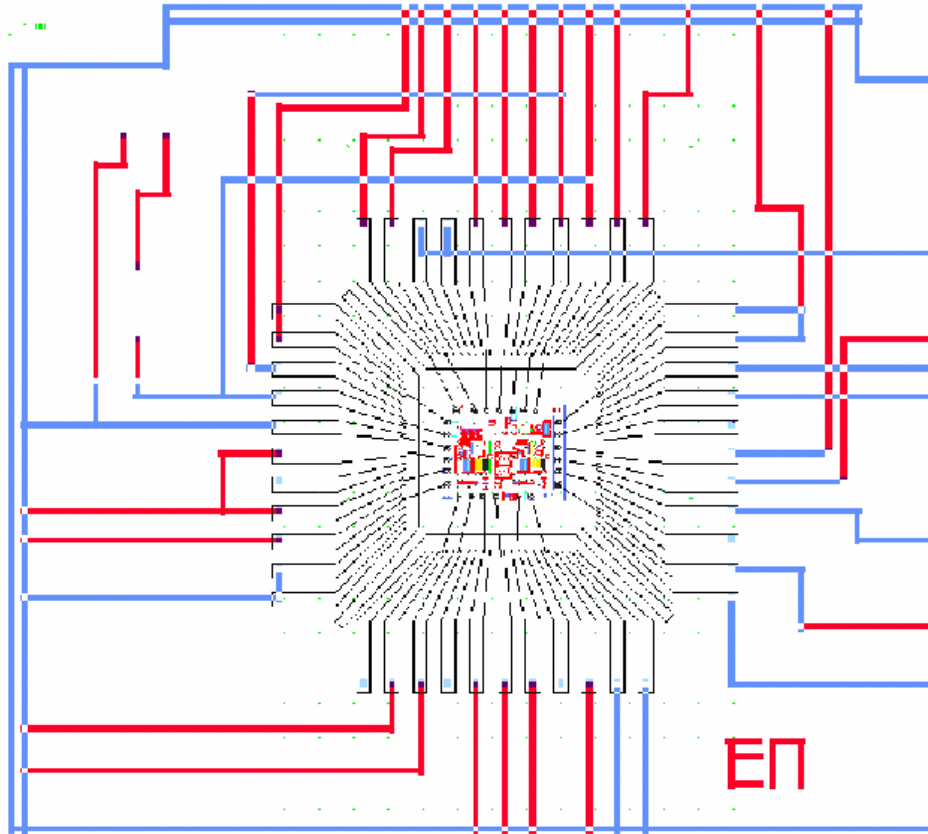


Fig 7 : Différents types d'interconnexions pour un système électronique

Remarque :

- les interconnexions depuis la puce vers le circuit imprimé ont des caractéristiques géométriques différentes, réalisés en Aluminium, Or, ou autre matériau, elles peuvent être modélisées par des éléments type R, L, C qui auront des ordres de grandeur différents
- les signaux véhiculés depuis le circuit imprimé vers la puce et à l'intérieur de l'ASIC, ont des caractéristiques électriques différentes (fréquence, tension, courant)

4.3 Différents modèles de couplage :

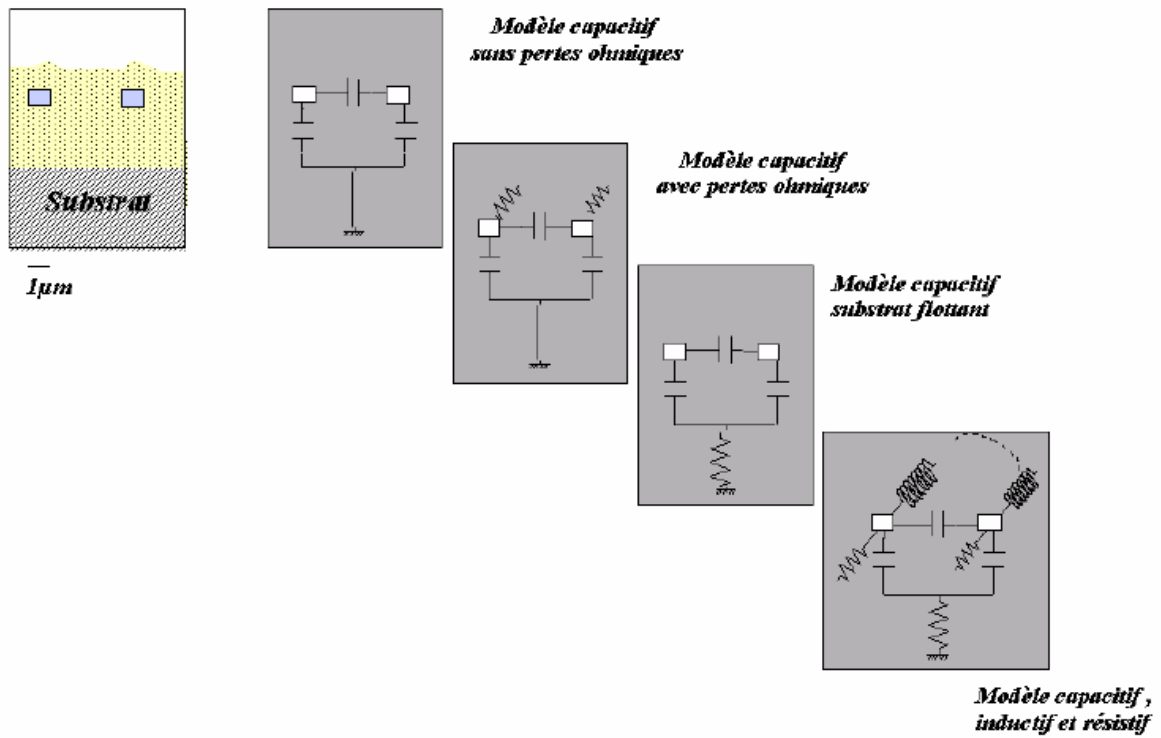


Fig 24 : Différents modèles de couplage au niveau circuit intégré pour deux interconnexions.

III.D.3.MICRORUBAN (*MICROSTRIP*)

La ligne à microruban (*microstrip*) est une des structures de guidage pour circuits micro-ondes et millimétriques, parmi les plus connues. Bien que sa géométrie soit relativement simple (Cf. figure III-4), cette structure ne supporte pas une onde TEM pure. Cependant, une approche simplifiée, supposant que l'onde guidée est quasi TEM, fournit des expressions avec une précision de l'ordre de 1%.

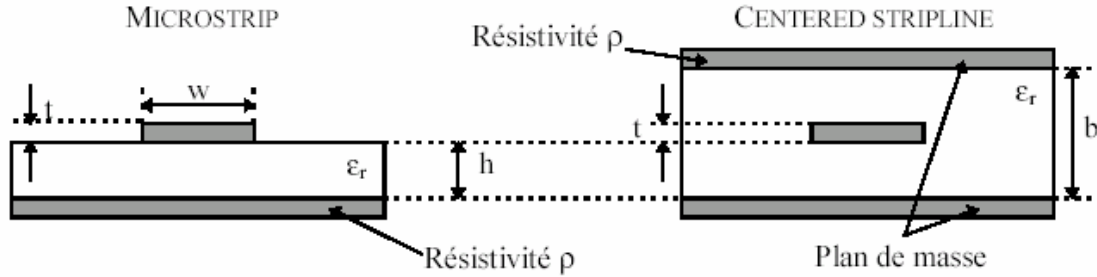


Figure III-4: Microruban (*microstrip*) et ligne ruban (*stripline*).

La ligne *microstrip* est constituée d'un conducteur séparé d'un plan par un isolant. Ce plan, porté à un potentiel constant (masse) assure le retour des courants et confère à la ligne une impédance uniforme. La vitesse de propagation dans une ligne *microstrip* est environ 25% plus rapide que celle dans une ligne *stripline*.

III.D.3.1. Impédance caractéristique

► Dans le cas où t est supposée négligeable ($t \leq 0.05h$), l'impédance caractéristique Z_0 et la permittivité effective relative ϵ_{eff} sont données par:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \ln \left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h} \right) \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \leq 1$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}} \left[\frac{w}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(1.444 + \frac{w}{h} \right) \right]^{-1} \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \geq 1$$

avec:

$$\epsilon_{\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + \frac{10h}{w} \right)^{-\frac{1}{2}}$$

La permittivité effective relative ϵ_{eff} est plus faible que la permittivité relative ϵ_r du substrat. Elle tient compte du champ à l'extérieur du substrat. L'erreur maximale relative pour ces expressions de Z_0 et α_{eff} , est de 2%.

Lorsque l'épaisseur t du ruban ne peut être négligée, il suffit de remplacer w par w_E , et ϵ_{eff} par ϵ_E dans les expressions précédentes de Z_0 sachant que:

$$\frac{w_E}{h} = \frac{w}{h} + \frac{\Delta w}{h} \quad \text{et} \quad \epsilon_E = \epsilon_{\text{eff}} - Q$$

avec:

$$\frac{\Delta w}{h} = \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{4\pi \cdot w}{t} \right) \right] \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \leq \frac{1}{2\pi}$$

$$\frac{\Delta w}{h} = \frac{1.25}{\pi} \frac{t}{h} \left[1 + \ln \left(\frac{2h}{t} \right) \right] \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi}$$

$$Q = \frac{\epsilon_r - 1}{4.6} \frac{t/h}{\sqrt{w/h}}$$

Il existe d'autres expressions de l'impédance caractéristique plus ou moins complexes, qui utilisent d'autres approximations et hypothèses. Notamment, celle-ci:

$$Z_0 = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} \ln \left(\frac{5.98h}{0.8w + t} \right) \quad \text{et} \quad t_p = 3.35 \sqrt{0.47\epsilon_r + 0.67}$$

t_p : Temps de propagation (ns.m⁻¹).

III.D.3.2. pertes

La constante d'affaiblissement α_r de la ligne microruban due aux pertes dans le conducteur est égale à:

$$\alpha_r = 1.38A \frac{R_s}{h \cdot Z_0} \frac{32 - \left(\frac{w_E}{h} \right)^2}{32 + \left(\frac{w_E}{h} \right)^2} \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \leq 1$$

$$\alpha_r = 6.110^{-5} A \frac{R_s \cdot Z_0 \cdot \epsilon_E}{h} \left(\frac{w_E}{h} + \frac{0.667 \left(\frac{w_E}{h} \right)}{1.444 + \left(\frac{w_E}{h} \right)} \right) \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \geq 1$$

avec:

$$A = 1 + \frac{h}{w_E} \left(1 + \frac{\ln(2B/t)}{\pi} \right) \quad \text{et} \quad B = h \quad \text{pour} \quad \frac{w}{h} \geq \frac{1}{2\pi} \quad \text{sinon} \quad B = 2\pi \cdot w$$

R_s : Résistance surfacique du conducteur: $\sqrt{\pi \cdot \rho \cdot f \cdot \mu_0}$

La constante d'affaiblissement α_d , due aux pertes diélectriques dans la ligne microruban est donné par l'expression:

$$\alpha_d = 27.3 \frac{\epsilon_r}{\epsilon_r - 1} \frac{\epsilon_E - 1}{\sqrt{\epsilon_E}} \frac{\tan(\delta)}{\lambda_0}$$

Les pertes diélectriques dans une *microstrip* sont généralement très faibles comparées aux pertes dans le conducteur.

III.D.3.3. Variante d'une ligne microruban

Il est possible de rencontrer des *microstrip*, un peu modifiés, comme par exemple l'*embedded microstrip*. Cette dernière configuration (Cf. figure III-5) possède une couche de diélectrique supplémentaire, au dessus de la bande conductrice, modifiant ainsi la permittivité efficace du système.

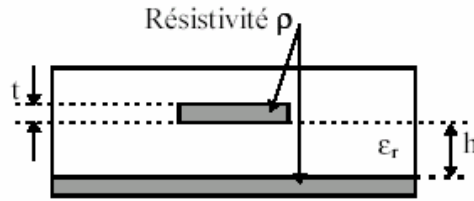


Figure III-5: *Embedded Microstrip*.

L'impédance caractéristique d'une ligne *embedded microstrip* est de la forme:

$$Z_0 = \frac{K}{\sqrt{0.805\epsilon_r + 2}} \ln\left(\frac{5.98h}{0.8w + t}\right)$$

avec: $60 \leq K \leq 65$

Remarque: La valeur de **K** dépend de l'épaisseur du diélectrique recouvrant le conducteur.

III.D.4. LIGNE RUBAN OU STRIPLINE

La ligne *stripline* est la seule microligne homogène (un seul diélectrique) supportant un mode fondamental réellement TEM. La structure *stripline* est beaucoup plus protégée que celle *microstrip*, dans laquelle le conducteur est sensible aux phénomènes extérieurs. Par contre, elle est plus compliquée à réaliser.

Cette fois, le conducteur est totalement à l'intérieur du substrat. Le conducteur est à l'abri des perturbations électrostatiques extérieures. Le système est de plus symétrique (Cf. figure III-4).

III.D.4.1. Impédance caractéristique

L'impédance caractéristique Z_0 , d'une ligne ruban, peut être définie de façon générale par les relations suivantes:

$$Z_0 = \frac{30}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \frac{b-t}{w'} \left[\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{w'} + \sqrt{\left(\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{w'} \right)^2 + 6.27} \right] \right\}$$

avec:

$$w' = w + \Delta w \quad \text{et} \quad \frac{\Delta w}{b-t} = \frac{x}{\pi.(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0.0796}{w/b + 1.1x} \right)^m \right] \right\}$$

$$\text{où } x = \frac{t}{b} \quad \text{et} \quad m = 2 \left(1 + \frac{2}{3} \frac{x}{1-x} \right)^{-1}$$

Si $w'/(b-t) < 10$, la précision de l'expression précédente est inférieure à 0.5%.

L'impédance caractéristique Z_0 et le temps de propagation t_p d'une telle microligne peuvent également s'exprimer sous la forme:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{4h}{0.67\pi.w(0.8+t/w)} \right) \quad t_p = 3.35\sqrt{\epsilon_r} \quad [\text{ns.m}^{-1}]$$

III.D.4.2. pertes

La constante d'affaiblissement α_r (en dB.m⁻¹) des pertes dans le conducteur est donnée par l'expression:

$$\alpha_r = \frac{0.0231R_s.\sqrt{\epsilon_r}}{Z_0} \frac{\partial Z_0}{\partial w'} \left\{ 1 + \frac{2w'}{b-t} - \frac{1}{\pi} \left[\frac{3x}{2-x} + \ln \left(\frac{x}{2-x} \right) \right] \right\}$$

avec:

$R_s = \sqrt{\pi.\rho.f.\mu_0}$: Résistance surfacique du conducteur ($\Omega.m_2$).

μ_0 : Perméabilité du vide.

ρ : Résistivité du conducteur.

et:

$$\frac{\partial Z_0}{\partial w'} = \frac{30.\exp(-A)}{w'.\sqrt{\epsilon_r}} \left[\frac{3.135}{Q} - \left(\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{w'} \right)^2 (1+Q) \right]$$

$$Q = \sqrt{1 + 6.27 \left(\frac{\pi}{8} \frac{w'}{b-t} \right)^2}$$

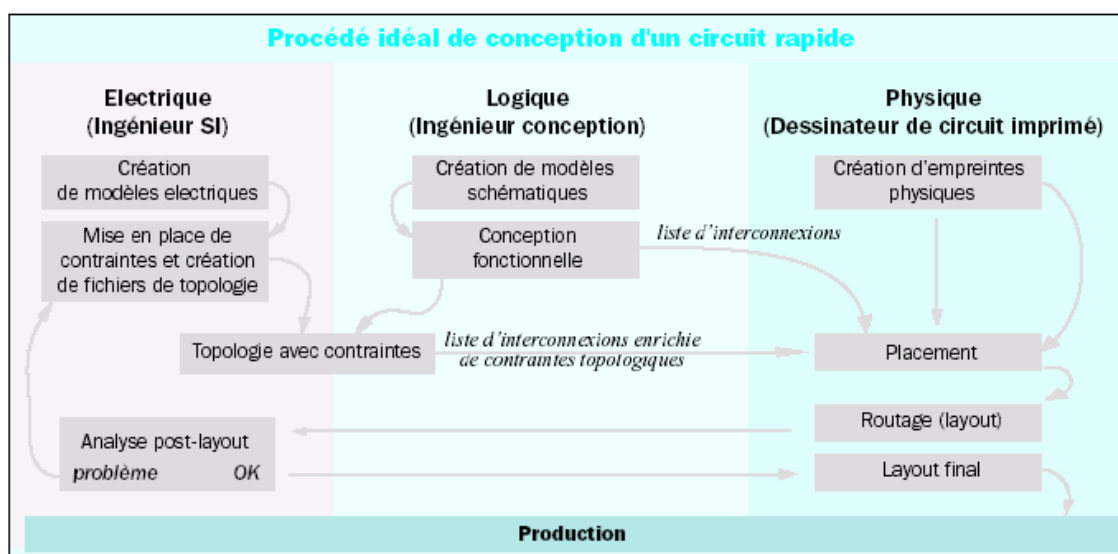
On remarque que pour une valeur donnée de Z_0 , les pertes dans le conducteur augmentent suivant la racine carrée de la fréquence.

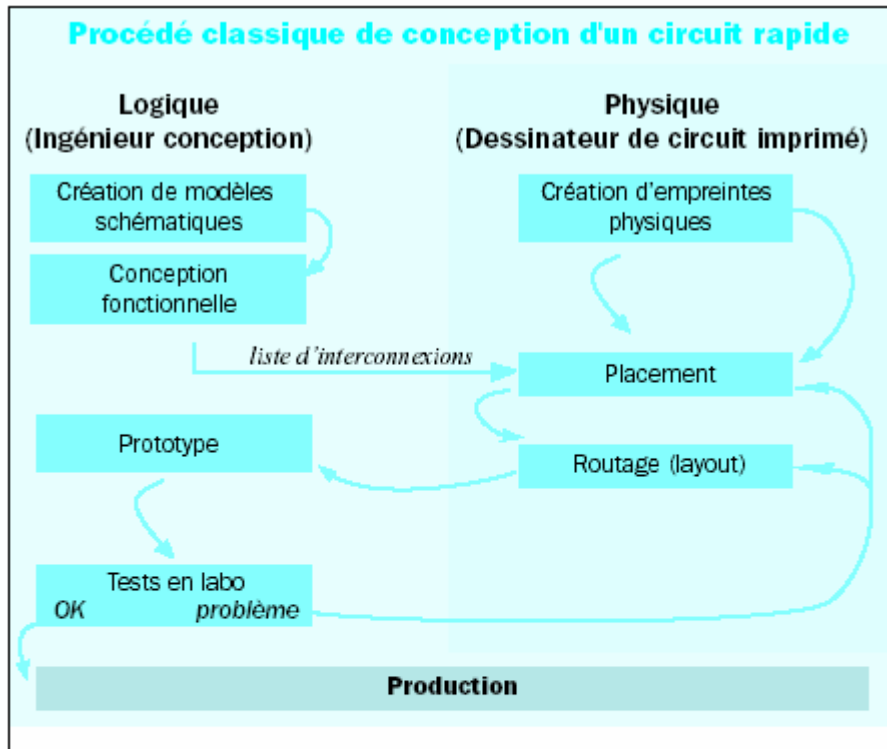
La constante d'affaiblissement α_d (en dB.m⁻¹) des pertes dans le diélectrique s'exprime de la manière suivante:

$$\alpha_d = \frac{27.3}{\lambda_0} \sqrt{\epsilon_r} \tan(\delta)$$

avec $\tan(\delta)$ tangente de l'angle de pertes du diélectrique.

| Quelques outils d'analyse de l'Intégrité des Signaux | | | |
|--|---------------------------|--------------------|--|
| Nom de la société | Simulateur | Niveau d'analyse | Pour en savoir plus |
| Mentor Graphics | Interconnectix | Pré et post layout | tél : 01 30 12 02 10, fax : 01 30 12 02 20 URL : http://www.Mentor.com |
| HyperLynx (Etats-Unis) | BoardSim | Post layout | tél : +1 425 869 23 20 , fax : +1 425 881 10 08 URL : http://www.Hyperlynx.com |
| | LineSim | Pré layout | |
| ViewLogic | Quad Design XTK | Pré et post layout | tél : 01 69 18 71 11, fax : 01 69 28 65 91 URL : http://www.Viewlogic.com |
| Cadence | Signoise | Post layout | tél : 01 34 88 53 00, fax : 01 34 88 53 01 URL : http://www.cadence.com |
| | BoardQuest SigXPlorer | Pré et post layout | |
| VeriBest | Signal Analyser | Pré et post layout | tél : 01 41 76 35 00, fax : 01 41 76 35 01 URL : http://www.Veribest.com |
| UniCAD (Canada) | UniSolve Signal Integrity | Pré et post layout | tél : +1 613 596 90 91, fax : +1 613 596 90 80 URL : http://www.UniCAD.com |





Le flot idéal de conception d'un circuit imprimé haute performance intègre trois niveaux d'abstraction -électrique, logique, physique- correspondant chacun à un métier spécifique.

A l'opposé, le flot classique ne fait intervenir que deux métiers. Il paraît plus simple, mais aucune précaution n'est prise en amont pour assurer l'intégrité des signaux, si bien qu'aucun retour en arrière n'est possible avant la production d'un prototype, étape longue et donc coûteuse. Cette démarche va à l'encontre de l'approche qualité (faire bien du premier coup), et de l'approche « time to market », car elle rallonge les temps et les délais de conception.