

ÉTUDE DES CARACTERISTIQUES TECHNIQUES ET ECONOMIQUES
DES FILIERES D'INTERCONNEXIONS
DES COMPOSANTS ELECTRONIQUES
DANS LES SYSTEMES

**PERFORMANCES ELECTRIQUES
THEORIE**

INTRODUCTION

Un circuit intégré ne peut fonctionner sans un environnement spécifique, un boîtier, une carte, qui lui permet de réaliser les fonctions pour lesquelles il a été conçu. C'est le packaging qui prend en compte les contraintes diverses touchant à l'environnement du silicium et qui contribue directement à sa performance et à sa fiabilité.

Du point de vue électrique, les signaux se propagent d'un circuit intégré à un autre en transitant à travers les différents niveaux de packaging. Les interconnexions ne peuvent améliorer, en aucun cas, un signal électrique entre deux jonctions; elles ne peuvent que le détériorer. Tout ce qui environne les jonctions (à l'intérieur de la puce), c'est à dire le packaging, les interconnexions, engendre des distorsions dans les signaux qu'il est important de connaître afin de les minimiser.

La conception d'un boîtier ou d'un module ne s'arrête pas au tracé des liaisons, le dimensionnement des interconnexions doit aussi prendre en compte le comportement électrique de ces liaisons. Des logiciels de modélisation spécifiques permettent de déterminer les caractéristiques électriques des lignes, ils sont de plus en plus intégrés aux logiciels d'implantation des cartes de circuits imprimés. Afin de comprendre et d'améliorer les performances électriques relatives aux interconnexions, il est indispensable de posséder une certaine connaissance théorique sur la question.

SOMMAIRE

I. RAPPELS.....	6
I.A. FREQUENCE D'HORLOGE, TEMPS DE MONTEE ET BANDE PASSANTE.....	6
I.B. VITESSE DE PROPAGATION D'UN SIGNAL ELECTRIQUE DANS UN MILIEU DONNE.....	7
I.C. COMPOSANTS ELEMENTAIRES	7
<i>I.C.1. Résistance.....</i>	7
<i>I.C.2. Capacité</i>	8
<i>I.C.3. Inductance</i>	8
II. PROPAGATION D'UN SIGNAL SUR UNE LIGNE DE TRANSMISSION: THEORIE.....	9
II.A. DOMAINE DE VALIDITE	9
II.B. EQUATIONS DE PROPAGATION, VITESSE DE PHASE, VITESSE DE GROUPE	9
II.C. IMPEDANCE CARACTERISTIQUE.....	10
II.D. REFLEXION	10
II.E. CAS PARTICULIER D'UNE LIGNE SANS PERTE	11
II.F. MINIMISATION DES PERTES: CONDITION D'HEAVISIDE	12
II.G. NOTION DE PUISSANCE	12
<i>II.G.1. Relations fondamentales.....</i>	12
<i>II.G.2. Etude de la perte de puissance par transmission</i>	13
II.H. PROBLEME DE L'ADAPTATION	13
<i>II.H.1. Condition d'adaptation du générateur.....</i>	13
<i>II.H.2. Condition d'adaptation du récepteur</i>	14
II.I. LA DIAPHONIE	14
<i>II.I.1. Mise en équation</i>	14
<i>II.I.2. Paradiaphonie et télédiaphonie</i>	15
<i>II.I.3. Le couplage directionnel.....</i>	16
III. LIGNES DE TRANSMISSION: APPLICATION AUX INTERCONNEXIONS	18
III.A. INTRODUCTION.....	18
III.B. PERTES SUR LES LIGNES.....	18
<i>III.B.1. Facteur d'atténuation résistive α_r.....</i>	19
<i>III.B.2. Facteur de pertes diélectriques α_d.....</i>	20
III.C. TEMPS DE PROPAGATION D'UN SIGNAL.....	20
<i>III.C.1. Wiring delays</i>	21
<i>III.C.2. Time of flight.....</i>	21
<i>III.C.3. Retard d'intégration</i>	22
<i>III.C.4. Reflexion sur les stubs</i>	23
III.D. STRUCTURES DE GUIDAGE ET MICROLIGNES	24
<i>III.D.1. Introduction</i>	24
<i>III.D.2. Ligne coaxiale</i>	24
<i>III.D.3. Microruban (Microstrip).....</i>	26
<i>III.D.4. Ligne ruban ou stripline.....</i>	28
<i>III.D.5. Pistes adjacentes</i>	30

IV. LE BRUIT	33
IV.A. BRUIT CONCERNANT LES COMPOSANTS (PUCES)	33
IV.A.1. <i>Bruit thermique (thermal noise)</i>	33
IV.A.2. <i>Shot noise</i>	34
IV.B. BRUIT CONCERNANT LE PACKAGING	34
IV.B.1. <i>Bruit de commutation (switching noise ou ΔI noise)</i>	34
IV.B.2. <i>Bruit de couplage (cross talk)</i>	35
IV.B.3. <i>Bruit de réflexion (reflection noise)</i>	35
IV.C. AUTRES BRUITS RENCONTRES	36
IV.C.1. <i>Signal integrity noise</i>	36
IV.C.2. <i>Flicker noise</i>	37
IV.C.3. <i>Burst noise (« Popcorn Noise »)</i>	38
IV.D. TEMPERATURE ET FACTEUR DE BRUIT	39
IV.D.1. <i>Facteur de bruit</i>	39
IV.D.2. <i>Température de bruit</i>	40
V. CONCLUSION	41
VI. BIBLIOGRAPHIE	42

ILLUSTRATIONS

Figure I-1: Signal $V(t)$ quelconque de période T , de temps de montée t_{rise} (10% à 90%).....	6
Figure I-2: Capacité formée de deux conducteurs plans séparés d'un isolant.....	8
Figure II-1: Modélisation d'une ligne de transmission.....	9
Figure II-2: Orientation d'une ligne de transmission.....	10
Figure II-3: Lignes couplées sur une distance l_0 et fermées sur des charges adaptées.....	15
Figure II-4: Couplage directionnel.....	16
Figure III-1: Temps de propagation et retards de transmission.	21
Figure III-2: <i>Wiring delays</i>	21
Figure III-3: Ligne coaxiale.	24
Figure III-4: Microruban (<i>microstrip</i>) et ligne ruban (<i>stripline</i>).....	26
Figure III-5: <i>Embedded Microstrip</i>	28
Figure III-6: <i>Dual or Off-Centered stripline</i>	30
Figure III-7: Capacité formée par deux pistes adjacentes.....	31
Figure III-8: Lignes <i>microstrip</i> adjacentes.....	31
Figure III-9: Répartition du champ électrique.	32
Figure III-10: Circuit multicouche.....	32
Figure IV-1: Modélisation du bruit thermique pour une résistance.....	33
Figure IV-2: Modélisation d'une ligne.....	36
Figure IV-3: Densité spectrale du <i>flicker noise</i>	37
Figure IV-4: Densité spectrale du <i>burst noise</i>	38

I. RAPPELS

I.A. FREQUENCE D'HORLOGE, TEMPS DE MONTEE ET BANDE PASSANTE

Un signal sinusoïdal est décrit par une expression de la forme:

$$v(t) = a \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad \omega = 2\pi \cdot f \quad T = \frac{1}{f}$$

avec:

a: Amplitude du signal (V).

ω : Pulsation ($\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$).

f: Fréquence du signal (Hz).

T: Période du signal (s).

La sinusoïdale est une fonction très importante. En effet, la plupart des équations différentielles possèdent des solutions sous forme trigonométrique. De plus, tout signal périodique **V** (de fréquence **F_{clock}**) peut être défini sous la forme d'une somme de sinus grâce à la décomposition en série de Fourier:

$$V(t) = \sum_{n=0}^{n=\infty} A_n \cdot \sin(2\pi \cdot n \cdot F_{\text{clock}} \cdot t)$$

F_{clock}: Fréquence du signal **V**.

A_n: Amplitude associée au sinus de fréquence **n.F_{clock}**.

V est constituée d'une fondamentale (**n = 0**) et d'harmoniques (**n ≥ 1**).

Plus la fréquence des harmoniques (**n.F_{clock}**) augmente, plus l'amplitude (**A_n**) associée à celle-ci diminue. De ce fait, la bande passante **BW** est définie comme étant le domaine de fréquences des harmoniques permettant de décrire correctement le signal entier **V**. En d'autres termes, la bande passante s'étend de 0 à **n_{max} · F**, fréquence de la dernière harmonique d'amplitude non négligeable.

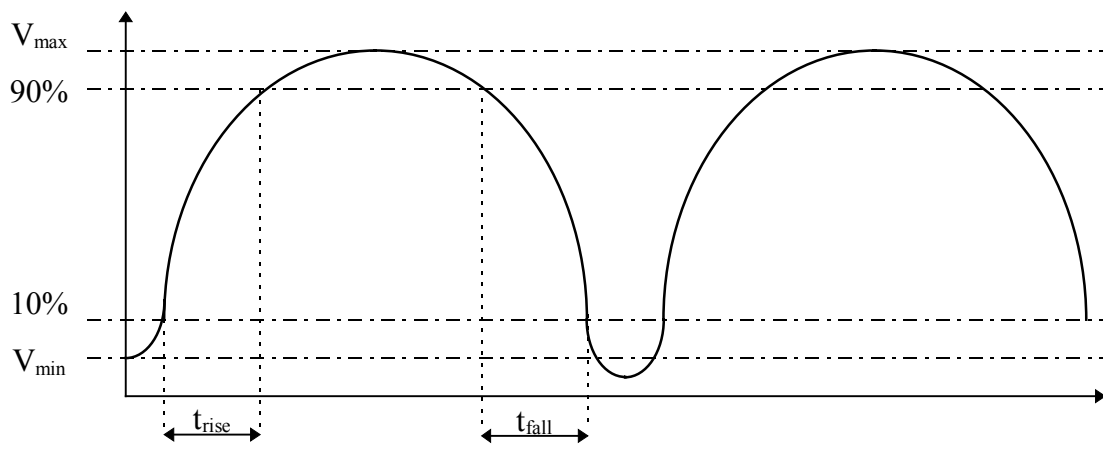


Figure I-1: Signal **V(t)** quelconque de période **T**, de temps de montée **t_{rise}** (10% à 90%).

Un signal périodique comprend toujours une phase ascendante et une phase descendante. Les temps de transition sont les durées associées à ces deux précédentes phases: Le temps de montée **t_{rise}** et le temps de chute, **t_{fall}** (Cf. figure I-1).

La relation liant la bande passante **BW** au temps de montée t_{rise} (de 10 à 90% de l'amplitude du signal) s'écrit de la façon suivante:

$$BW = \frac{0.35}{t_{\text{rise}}}$$

Le temps de montée est en général égal à environ 7% de la période d'horloge:

$$t_{\text{rise}} = \frac{0.07}{F_{\text{clock}}} \quad \text{soit:} \quad BW = 5 \cdot F_{\text{clock}}$$

En règle générale, cette expression s'explique par le fait que la fréquence majorant la bande passante corresponde à celle de la 5^{ème} harmonique.

I.B. VITESSE DE PROPAGATION D'UN SIGNAL ELECTRIQUE DANS UN MILIEU DONNE

Dans le vide, la vitesse de propagation d'un signal électrique est identique à la célérité de la lumière. Dans un matériau quelconque, elle dépend de la permittivité de ce milieu, selon la formule:

$$V_p = \frac{C_0}{n} \quad n = \sqrt{\epsilon_{\text{eff}}}$$

avec:

V_p : Vitesse de propagation dans le milieu concerné.

C_0 : Vitesse de propagation dans le vide ($3 \cdot 10^8 \text{ m.s}^{-1}$).

n : Indice de réfraction du matériau.

ϵ_{eff} : Permittivité effective du matériau concerné (dans le cas où des matériaux différents environnent la ligne considérée, la permittivité électrique effective dépend des permittivités relatives et des épaisseurs de ces matériaux).

La longueur d'onde d'un signal de fréquence f se propageant à l'intérieur d'un matériau quelconque, à la vitesse V_p , est alors définie de la façon suivante:

$$\lambda = \frac{V_p}{f}$$

I.C. COMPOSANTS ELEMENTAIRES

I.C.1. RESISTANCE

La résistance par unité de longueur dépend de la résistivité du matériau et de la section du conducteur. Quand le matériau est déterminé, seule la modification de la géométrie de la ligne peut influencer la valeur de la résistance. Généralement, la section est un rectangle très aplati (piste).

$$R_L = \frac{\rho}{t \cdot w}$$

ρ : Résistivité du matériau de la piste.

t : Epaisseur de la piste.

w : Largeur de la piste.

I.C.2. CAPACITE

Deux plans conducteurs séparés d'un substrat de constante diélectrique ϵ_r constituent une capacité électrique. Plaçons nous dans le cas le plus simple, présenté ci-dessous:

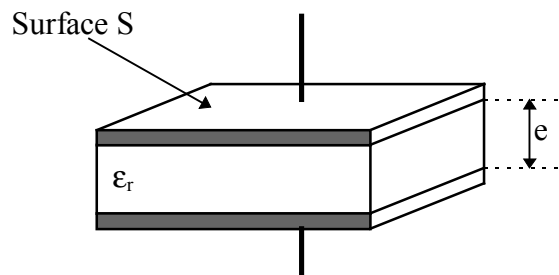


Figure I-2: Capacité formée de deux conducteurs plans séparés d'un isolant.

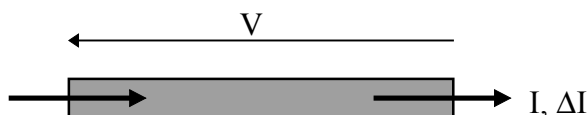
La capacité équivalente s'écrit:

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot S}{e}$$

De façon générale, lorsque deux conducteurs, au minimum, se trouvent à proximité et séparés d'un isolant (diélectrique), il apparaît une capacité qu'il ne faut pas négliger, surtout en hautes fréquences (exemple: Deux pistes adjacentes créent des problèmes de diaphonie).

I.C.3. INDUCTANCE

L'inductance est peut être le composant le plus important, particulièrement lorsque la bande passante augmente. Tous les types de connexion peuvent générer un phénomène d'induction. Dès qu'un courant circule à travers cette inductance, une différence de potentiel est créée à ses bornes. Pour une portion de circuit d'inductance L , traversée par une variation de courant ΔI pendant le temps Δt , la tension V mesurée est égale à:



$$V = L \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

L'inductance d'une petite portion d'interconnexion dépend fortement de son environnement électrique (Les autres lignes traversées par un courant). Il est donc impossible de déterminer l'inductance d'une partie de circuit, sans connaître, au préalable, la disposition du reste de ce circuit.

II. PROPAGATION D'UN SIGNAL SUR UNE LIGNE DE TRANSMISSION: THEORIE

Afin de décrire et de modéliser toutes les propriétés électriques des interconnexions, quatre composants élémentaires sont utilisés: La résistance R , la capacité C , l'inductance L et enfin la conductance G . Pour des fréquences élevées, ce sont les grandeurs normalisées R_L , C_L , L_L , et G_L , qui sont utilisées (respectivement résistance, capacité, inductance et conductance par unité de longueur). Celles-ci dépendent entre autre, des propriétés des matériaux et des géométries. Ces éléments permettent de décrire l'impédance caractéristique, la perte en ligne et la vitesse de propagation du signal électrique. La modélisation d'une ligne de transmission est représentée sur la figure II-1.

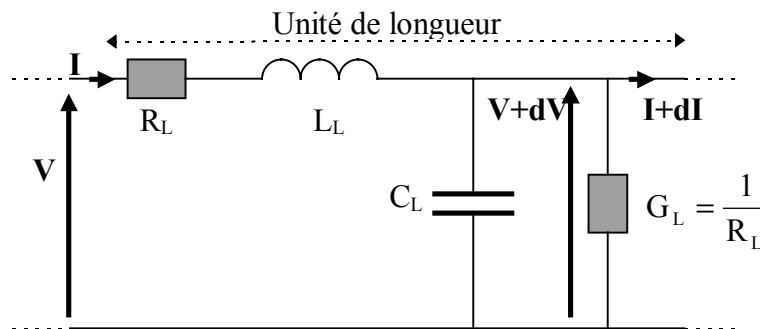


Figure II-1: Modélisation d'une ligne de transmission.

II.A. DOMAINE DE VALIDITE

R_L , L_L , G_L , C_L sont nommées les constantes primaires de la ligne. Celles ci peuvent être calculées sans difficulté uniquement dans le cas des lignes 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.

II.B. EQUATIONS DE PROPAGATION, VITESSE DE PHASE, VITESSE DE GROUPE

Nous traitons ici, le cas général d'une ligne avec pertes, et plus particulièrement une portion de cette ligne comprise entre l'abscisse x et $x+dx$. Dans le cas où le signal électrique transmis est de forme sinusoïdale, les équations de propagation de la tension V et du courant I le long de la ligne, font intervenir une quantité complexe appelée constante de propagation γ , de la façon suivante:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = \gamma^2 \cdot V \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 I}{\partial x^2} = \gamma^2 \cdot I$$

avec:

$$\gamma^2 = (R_L + jL_L \omega)(G_L + jC_L \omega)$$

γ est complexe, il est donc possible de l'écrire sous la forme:

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

- La partie réelle α est une constante d'affaiblissement exprimée en Nepers par mètre ou en décibels par mètre (1 dB = 0.1151 Np).
- La partie imaginaire β est une constante de phase exprimée en radians par mètre.

Par définition, la vitesse de phase s'écrit:

$$V_p = \frac{\omega}{\beta}$$

Cette grandeur est associée à la porteuse du signal transmis.

Quant à la vitesse de groupe, elle correspond à la vitesse de propagation de l'enveloppe du signal et s'exprime de la façon suivante:

$$V_g = \frac{\partial \omega}{\partial \beta}$$

II.C. IMPEDANCE CARACTERISTIQUE

Les solutions des équations qui précèdent permettent de définir l'impédance caractéristique de la ligne:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_L + j\omega L_L}{G_L + j\omega C_L}}$$

avec:

ω : pulsation (rad.s^{-1}) = $2\pi.f$

j : opérateur complexe.

II.D. REFLEXION

Si le signal rencontre une discontinuité dans l'impédance de la ligne, une onde réfléchie est produite. Cette discontinuité peut avoir différentes causes comme par exemple la charge d'un circuit, ou la modification dans la géométrie de la ligne.

Le coefficient qui mesure la fraction de l'onde réfléchie ne dépend que de l'impédance caractéristique et de la résistance qui se trouve au bout de la ligne (résistance de charge).

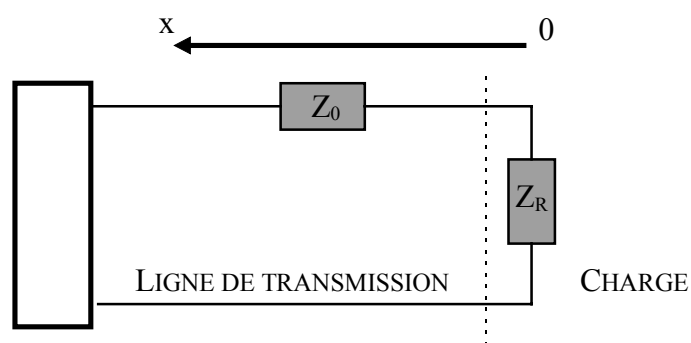


Figure II-2: Orientation d'une ligne de transmission.

Coefficient de réflexion à l'abscisse x :

$$\Gamma(x) = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0} \cdot \exp(-2\gamma \cdot x)$$

Au niveau de la charge, ce même coefficient devient:

$$\Gamma(0) = \frac{Z_R - Z_0}{Z_R + Z_0}$$

$\Gamma(x)$: Coefficient de réflexion à l'abscisse x .

Z_R : Impédance de charge.

Z_0 : Impédance caractéristique de la ligne de transmission.

γ : Constante de propagation du signal.

Remarque: Le coefficient de transmission $T(x)$ représente la fraction de signal se propageant le long de la ligne, sans être réfléchi, au point d'abscisse x :

$$T(x) = 1 - \Gamma(x)$$

$$T(0) = \frac{2Z_0}{Z_0 + Z_R}$$

Si $Z_R = Z_0$, $\Gamma(0) = 0$ et $T(0) = 1$, aucune réflexion ne se produit et le signal est totalement absorbé par l'impédance Z_R . Dans ce cas, la charge est dite « adaptée » à la ligne de transmission.

La réflexion est un phénomène susceptible de modifier un signal ou d'introduire du bruit. En pratique, de nombreuses discontinuités d'impédance existent: charges des circuits, charges parasites, connecteurs, connexions des boîtiers...

II.E. CAS PARTICULIER D'UNE LIGNE SANS PERTE

Pour des fréquences élevées ($R_L \ll L_L \cdot \omega$ et $G_L \ll C_L \cdot \omega$) et pour une ligne de transmission sans perte ($\alpha = 0$), l'impédance caractéristique d'une ligne TEM (Transverse Electric and Magnetic) se simplifie:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_L}{C_L}}$$

Dans ce cas Z_0 est réel et se comporte comme une charge résistive. La vitesse de propagation dans une ligne de longueur l_0 , pour une transmission TEM devient indépendante de la pulsation (donc de la fréquence).

Cette vitesse est alors donnée par la relation:

$$V_g = V_p = \frac{l_0}{\sqrt{L_L \cdot C_L}}$$

De telles lignes de transmission impliquent l'égalité entre les vitesses de phase et de groupe. Pour une ligne de longueur l_0 , le temps de propagation de groupe t_g est lié à la vitesse de groupe V_g , par:

$$t_g = \frac{l_0}{V_g}$$

Dans la situation où l'impédance de charge est adaptée à la ligne (sans perte), le signal transmis par une telle ligne de longueur l_0 , ne subira aucune modification de forme, mais sera affecté d'un retard t_g .

II.F. MINIMISATION DES PERTES: CONDITION D'HEAVISIDE

La constante de propagation a été définie, précédemment, de la manière suivante:

$$\gamma = \alpha + j\beta \quad \text{soit} \quad \gamma^2 = \alpha^2 - \beta^2 + 2j.\alpha.\beta$$

d'autre part:

$$\gamma^2 = (R_L.G_L - L_L.C_L.\omega^2) + j\omega.(L_L.G_L - R_L.C_L)$$

Par identification de ces deux expressions, il est facile d'en déduire les expressions de α et β . La condition de Heaviside est basée sur le fait que minimiser les pertes (minimiser α) revient à vérifier l'équation:

$$\frac{d\alpha^2}{dL_L} = 0$$

Cette condition s'écrit:

$$L_L G_L = R_L C_L$$

Dans ce cas, α et β et la vitesse de propagation deviennent indépendantes de la fréquence. Cela signifie qu'un signal quelconque se propagera le long de la ligne sans aucune distorsion. Ces grandeurs s'expriment de la façon suivante:

$$\begin{aligned} \alpha &= \sqrt{R_L G_L} \\ \beta &= \omega \cdot \sqrt{L_L C_L} \\ v &= \frac{1}{\sqrt{L_L C_L}} \end{aligned}$$

II.G. NOTION DE PUISSANCE

II.G.1. RELATIONS FONDAMENTALES

Dans le cas où l'origine des abscisses est prise au récepteur et l'axe orienté du récepteur vers le générateur (Cf. figure II-2), la tension et le courant en tout point (d'abscisse x) de la ligne s'écrit:

$$\begin{aligned} \forall x \in [0, l_0] \\ V(x) &= V_i \cdot [\exp(\gamma \cdot x) + \Gamma_R \cdot \exp(-\gamma \cdot x)] \\ I(x) &= I_i \cdot [\exp(\gamma \cdot x) - \Gamma_R \cdot \exp(-\gamma \cdot x)] \end{aligned}$$

V_i, I_i : Tension et courant à la sortie du générateur.

Γ_R : Coefficient de réflexion au niveau de la charge ($x = 0$).

γ : Constante de propagation du signal.

Par définition, la puissance active en un point de ligne est donnée par:

$$P(x) = \frac{1}{2} \Re[V(x) \cdot I(x)^*]$$

En utilisant ces trois précédentes équations, l'expression de la puissance en un point quelconque d'abscisse x , s'écrit:

$$P(x) = \frac{|V_i|^2}{2.Z_0} \left[\exp(2\alpha.x) - |\Gamma_R|^2 \cdot \exp(-2\alpha.x) \right] \quad \forall x \in [0, l_0]$$

II.G.2. ETUDE DE LA PERTE DE PUISSANCE PAR TRANSMISSION

A l'entrée de la ligne ($x = l_0$), la puissance fournie par le générateur est:

$$P(l_0) = \frac{|V_i|^2}{2.Z_0} \left[\exp(2\alpha.l_0) - |\Gamma_R|^2 \cdot \exp(-2\alpha.l_0) \right]$$

A l'extrémité chargée ($x = 0$), la puissance absorbée par la charge est:

$$P(0) = \frac{|V_i|^2}{2.Z_0} \left[1 - |\Gamma_R|^2 \right]$$

D'où la perte de puissance par transmission:

$$K = \frac{P(l_0)}{P(0)} = \frac{\left[1 - |\Gamma_R|^2 \cdot \exp(-4\alpha.l_0) \right]}{1 - |\Gamma_R|^2} \cdot \exp(2\alpha.l_0)$$

Cas particulier:

Si $\alpha = 0$, alors $K = 1$. Cela signifie que la puissance est la même en tout point de la ligne:

$$P(x) = \frac{|V_i|^2}{2.Z_0} \left[1 - |\Gamma_R|^2 \right] \quad \forall x \in [0, l_0]$$

Ce qui est normal, car ce cas correspond à une ligne de transmission sans perte.

II.H. PROBLEME DE L'ADAPTATION

Le but d'une ligne de transmission est de propager le maximum de puissance du générateur vers le ou les récepteurs. Ce problème se pose et se résout au niveau du générateur et du récepteur. Il faut, en effet, que:

- d'une part, le générateur puisse transmettre le maximum de puissance à la ligne,
- d'autre part, le récepteur reçoive de la ligne le plus possible de cette puissance.

Soit une ligne de transmission, d'impédance caractéristique Z_0 , reliant un générateur de tension V_G et d'impédance interne Z_G , à une charge (récepteur) Z_R .

II.H.1. CONDITION D'ADAPTATION DU GENERATEUR

Soit $Z_E = R_E + jX_E$, l'impédance d'entrée de la ligne. Cela signifie que tout se passe comme si le générateur était fermé sur Z_E . La puissance active P fournie par le générateur à la ligne est de la forme:

$$P = \frac{1}{2} \Re(V_E \cdot I_E^*) = \frac{1}{2} \Re(Z_E \cdot I_E \cdot I_E^*) = \frac{1}{2} R_E \cdot |I_E|^2$$

avec:

V_E : Tension au bornes de Z_E .

I_E : Courant circulant dans Z_E .

Or le courant I_E peut s'écrire:

$$I_E = \frac{V_G}{Z_E + Z_G}$$

En réinjectant ce courant dans l'expression de P , il apparaît facilement que la puissance active est maximale lorsque la condition suivante est vérifiée:

$$Z_E = Z_G^* \quad \text{soit} \quad \begin{cases} R_E = R_G \\ X_E = -X_G \end{cases}$$

II.H.2. CONDITION D'ADAPTATION DU RECEPTEUR

Rappel: La puissance active en un point d'une ligne, d'abscisse x , a pour expression:

$$P(x) = \frac{|V_i|^2}{2 \cdot Z_0} \left[\exp(2\alpha \cdot x) - |\Gamma_R|^2 \cdot \exp(-2\alpha \cdot x) \right] \quad \forall x \in [0, l_0]$$

soit au niveau du récepteur:

$$P(0) = \frac{|V_i|^2}{2 \cdot Z_0} \left[1 - |\Gamma_R|^2 \right] \quad \forall x \in [0, l_0]$$

Il est donc évident que la puissance active au niveau du récepteur est maximale lorsque le coefficient de réflexion est nul; c'est à dire:

$$Z_0 = Z_R$$

II.I. LA DIAPHONIE

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. L'aspect parasite de ce couplage est à prendre en compte très sérieusement. En effet, le développement de circuits intégrés micro-ondes a mis en évidence les perturbations que pouvaient créer la présence de plusieurs lignes sur une surface de quelques centimètres carrés (jusqu'à moins de un millimètre carré).

Il convient donc de minimiser au maximum, cet effet parasite lié au couplage de ligne de transmission également appelé diaphonie.

II.I.1. MISE EN EQUATION

L'hypothèse de base qui permet d'aboutir à une simplification très sensible des calculs, et qui de plus, traduit parfaitement les observations en pratique, est que seuls l'une des deux lignes de transmission est alimentée par un générateur (ici d'amplitude $2E$) (Cf. figure II-3).

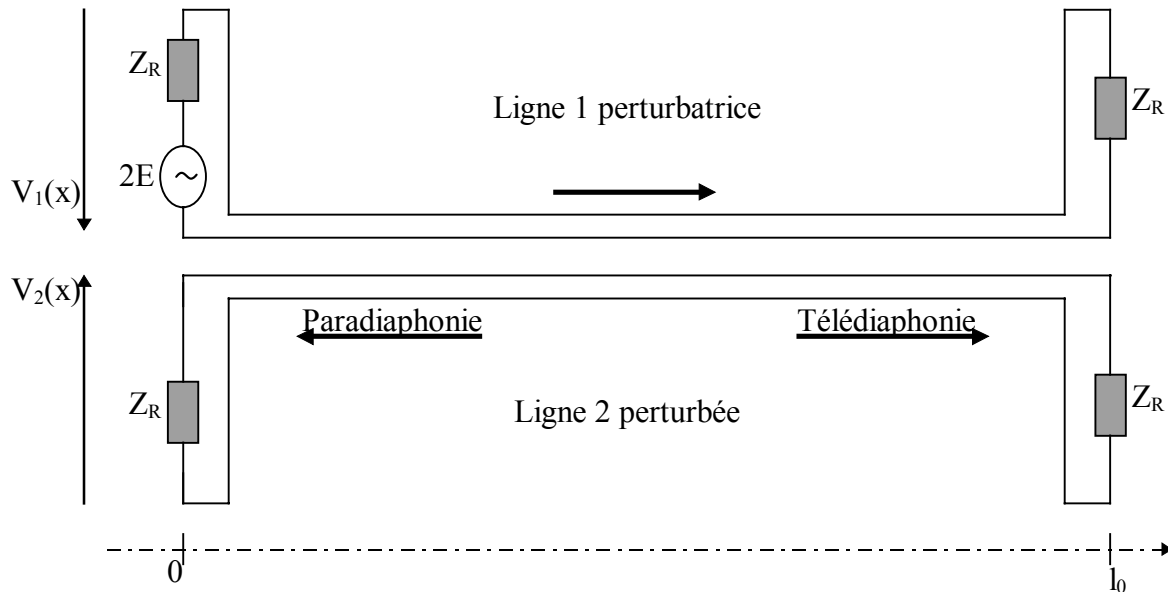


Figure II-3: Lignes couplées sur une distance l_0 et fermées sur des charges adaptées.

La ligne 2, supposée identique à la première, est fermée à ses deux extrémités sur des impédances de charge Z_R . Seule la ligne 1 est alimentée.

Dans le cas général, deux facteurs de couplage sont utilisés:

- Le facteur de couplage électrique k_e .
- Le facteur de couplage magnétique k_m .

Ces facteurs se calculent le plus souvent par des méthodes numériques compte tenu de la géométrie plus ou moins complexe des lignes.

En supposant que le couplage est faible, c'est à dire $k_e < 1$ et $k_m < 1$, les tensions en entrée et en sortie des deux lignes couplées, vérifient:

$$V_1(0) = E \quad V_1(l_0) = E \cdot \exp(-\gamma \cdot l_0)$$

$$V_2(0) = E \cdot \frac{k_m + k_e}{4} [1 - \exp(-2\gamma \cdot l_0)] \quad V_2(l_0) = -E \cdot \frac{k_m - k_e}{2} \exp(-\gamma \cdot l_0)$$

II.1.2. PARADIAPHONIE ET TELEDIAPHONIE

Nous constatons que lorsque la ligne 1 est alimentée, un signal apparaît aussi sur la ligne 2. Dans la ligne 1 adaptée, la propagation s'effectue seulement selon le sens des x positifs (cf. figure II-2). Par contre la propagation dans la ligne 2 s'effectue dans les deux sens: L'onde induite qui se propage dans le même sens que le signal perturbateur ($x > 0$) est caractéristique de la télédiaphonie tandis que l'onde opposé à celui du signal perturbateur est caractéristique de la paradiaphonie.

Des coefficients d'affaiblissement paradiaphonique α_{dp} et télédiaphonique α_{dt} sont définis par les relations:

$$\alpha_{dp} = \ln \left| \frac{E}{V_2(0)} \right| = \ln \left| \frac{4}{(k_m + k_e)[1 - \exp(-2\gamma \cdot l_0)]} \right|$$

$$\alpha_{dt} = \ln \left| \frac{E}{V_2(l_0)} \right| = \ln \left| \frac{2}{(k_m - k_e)\gamma \cdot l_0} \right| + |\gamma| \cdot l_0$$

La qualité de transmission sur la ligne 2 est d'autant plus grande que $V_2(0) < E$ et $V_2(l_0) < E$, c'est à dire que les coefficients d'affaiblissement diaphonique sont élevés. Pour maintenir cette diaphonie à un niveau acceptable, les expressions obtenues montrent qu'il ne faudra pas utiliser des longueurs l_0 trop importantes et qu'il conviendra de minimiser les couplages électriques k_e et surtout magnétiques k_m . Enfin, la différence $k_m - k_e$ doit être maintenue à un niveau bas afin de minimiser la télédiaphonie.

Remarque: Pour des lignes identiques sans perte, les facteurs de couplage électrique et magnétique sont égaux. Dans ce cas, de telles lignes seraient parfaitement exemptes de télédiaphonie puisque α_{dt} possède une valeur infiniment grande.

II.1.3. LE COUPLAGE DIRECTIONNEL

II.1.3.1. introduction

La situation envisagée dans cette partie est extrêmement courante et se produit à chaque fois que deux lignes identiques sont rapprochées volontairement dans le but de réaliser un transfert contrôlé d'une fraction de signal, d'une ligne à l'autre. L'analyse est effectuée en régime harmonique, (fréquemment rencontré en pratique) et les lignes sont supposées sans perte. Le transfert en effet, s'effectue sur des distances l_0 , excédant rarement quelques centimètres, si bien que les approximations des lignes sans perte deviennent parfaitement justifiées.

Par conséquent, les facteurs de couplages vérifient: $k_m = k_e = k$. Le signal sur la ligne 2 est donc induit par paradiaphonie et la propagation s'y fait en sens inverse de la ligne 1.

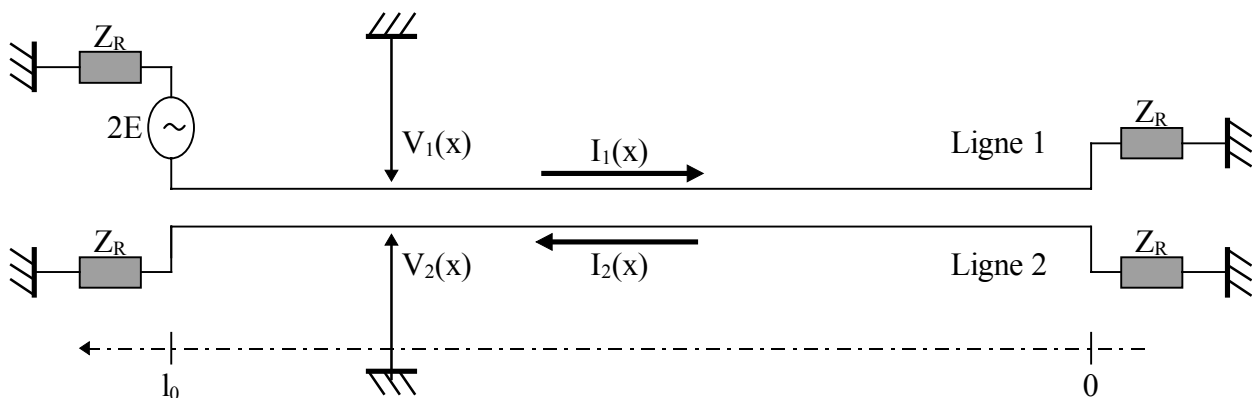


Figure II-4: Couplage directionnel.

II.1.3.2. Tensions et courants sur deux lignes couplées identiques

Comme l'indique le dessin précédent, seule la ligne 1 est alimentée par un générateur adapté d'amplitude $2E$ et les trois autres accès sont fermés par des charges Z_R choisies de façon à vérifier les équations:

$$\frac{V_1(x)}{I_1(x)} = Z_R \quad \forall x$$

$$\frac{V_2(x)}{I_2(x)} = -Z_R \quad \forall x$$

Le signe négatif dans la seconde équation provient du fait que le sens de propagation sur la ligne 2 est opposé à celui de la ligne 1. Les expressions des tensions et courants en tout point de ces deux lignes couplées s'expriment de la façon suivante:

$$V_1(x) = E \frac{\sqrt{1-k^2} \cdot \cos(\beta \cdot x) + j \cdot \sin(\beta \cdot x)}{\sqrt{1-k^2} \cdot \cos(\beta \cdot l_0) + j \cdot \sin(\beta \cdot l_0)} \quad \text{et} \quad I_1(x) = \frac{V_1(x)}{Z_R}$$

$$V_2(x) = E \frac{j \cdot k \cdot \sin(\beta \cdot x)}{\sqrt{1-k^2} \cdot \cos(\beta \cdot l_0) + j \cdot \sin(\beta \cdot l_0)} \quad \text{et} \quad I_2(x) = -\frac{V_2(x)}{Z_R}$$

II.1.3.3. Caractéristiques du couplage directionnel

Les puissances actives $P_1(x)$ et $P_2(x)$ en tout point des deux lignes sont données par:

$$P_1(x) = P_1(0) \frac{1 - k^2 \cdot \cos^2(\beta \cdot x)}{1 - k^2}$$

$$P_2(x) = P_1(0) \frac{k^2 \cdot \sin^2(\beta \cdot x)}{1 - k^2}$$

avec:

$$P_1(0) = \frac{1}{2} \Re e \left[\frac{E_2}{Z_R} \left(\frac{1 - k_2}{1 - k_2 \cdot \cos^2(\beta \cdot l_0)} \right) \right]$$

Le couplage C est défini par le rapport de puissances suivant:

$$C = \frac{P_1(l_0)}{P_2(l_0)} = \frac{1 - k^2 \cdot \cos^2(\beta \cdot l_0)}{k^2 \cdot \sin^2(\beta \cdot l_0)}$$

D'après cette relation, nous voyons que pour obtenir une puissance $P_2(l_0)$ maximale, pour un coefficient k donné, il faut choisir une longueur $l_0 = m \cdot \lambda / 4$ (m entier). On obtient alors:

$$C = \frac{1}{k^2} \quad \text{ou} \quad C(\text{dB}) = -20 \cdot \log(k)$$

Il apparaît que, selon le sens de circulation du signal dans la ligne 1, une fraction de signal est recueillie à l'une ou à l'autre des extrémités de la ligne 2, de puissance:

$$\frac{k^2 \cdot \sin^2(\beta \cdot l_0)}{1 - k^2 \cdot \cos^2(\beta \cdot l_0)}$$

III. LIGNES DE TRANSMISSION: APPLICATION AUX INTERCONNEXIONS

III.A. INTRODUCTION

Une piste sur un circuit est généralement considérée comme une connexion parfaite, c'est à dire qu'elle transfère un signal sans altération avec un délai considéré comme nul ou négligeable. Ceci est vrai en présence de longs temps de transition (temps de montée, temps de chute). Malheureusement, pour des fréquences élevées, les pistes réagissent différemment, et se comportent comme des lignes de transmission, avec une impédance caractéristique Z_0 bien définie. Le signal est alors détérioré.

Il est nécessaire de tenir compte de ce phénomène de transmission, lorsque le temps mis par le signal pour aller d'une extrémité à l'autre de la piste est supérieur à la moitié du temps de transition (t_{rise} et t_{fall}), c'est à dire:

$$\frac{L}{v} \geq \frac{t_{rise}}{2} \Leftrightarrow L \geq \frac{L_{rise}}{2}$$

avec:

L: Longueur de la piste.

v: Vitesse de propagation du signal à travers la piste.

t_{rise} : Temps de montée du signal.

L_{rise} : Distance associée au temps de montée.

Les signaux utiles, transmis d'un générateur à un récepteur, peuvent subir des déformations, dues à des atténuations ou des retards dans les lignes de transmission. Les géométries et les matériaux des microlignes deviennent alors des facteurs importants, dans la conception de circuits électroniques.

III.B. PERTES SUR LES LIGNES

Les circuits hautes fréquences utilisent le plus souvent des éléments logiques à structure différentielle; ils nécessitent des lignes à impédance contrôlée et de faibles atténuations. Ces atténuations de signal sur les lignes de transmission sont de la forme:

$$V_{out} = \exp(-\alpha \cdot L) V_{in}$$

avec:

α : facteur d'atténuation par unité de longueur.

V_{out} et V_{in} : Respectivement tensions à la sortie et à l'entrée de la ligne.

L: Longueur de la ligne.

Le terme **α** est constitué en général des pertes résistives **α_r** (pertes dues à l'effet de peau) et des pertes diélectriques **α_d** .

$$\alpha = \alpha_r + \alpha_d$$

III.B.1.FACTEUR D'ATTENUATION RESISTIVE α_R

Les pertes résistives dépendent de la nature des matériaux, des dimensions géométriques du conducteur et de la structure des lignes de transmissions. Celles-ci sont liées au phénomène d'effet de peau qui survient au niveau du conducteur. Le facteur d'atténuation lié à ces pertes s'écrit de la façon suivante:

$$\alpha_r = \frac{R_L}{2 \cdot Z_0}$$

R_L : Résistance linéique (par unité de longueur).

Z_0 : Impédance caractéristique de la ligne de transmission.

En continu, la résistance linéique est donnée par:

$$R_{DC} = \frac{\rho}{\text{Section}}$$

En haute fréquence, cette résistance est en général approximée par:

$$R_{HF} = \frac{\rho}{a \cdot w}$$

avec:

ρ : Résistivité ($\Omega \cdot m^{-1}$).

a : Profondeur de peau (m).

w : Largeur de la ligne (m).

La profondeur de peau correspond à la distance (à l'intérieur du conducteur) pour laquelle le champ transmis a diminué de $1/e$. Pour un conducteur plan, cette profondeur s'écrit:

$$a = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}}$$

μ_r : Perméabilité relative du matériau.

μ_0 : Perméabilité du vide ($= 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H} \cdot m^{-1}$).

f : Fréquence (Hz).

L'expression du facteur d'atténuation résistif devient donc:

$$\alpha_r = \frac{\sqrt{\pi \cdot \rho \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \mu_r}}{2 \cdot w \cdot Z_0}$$

En simplifiant celle-ci, il est possible d'écrire:

$$\alpha_r = \frac{\pi}{w \cdot Z_0} \sqrt{\frac{f \cdot \mu_r}{\sigma}}$$

avec:

σ : Conductivité ($\Omega^{-1} \cdot cm^{-1}$) = $1/\rho$.

f : Fréquence en Gigahertz.

w : Largeur de la ligne.

III.B.2.FACTEUR DE PERTES DIELECTRIQUES α_d

Les pertes diélectriques varient aussi en fonction de la fréquence, et le facteur associé α_d s'écrit:

$$\alpha_d = \frac{\pi \cdot f \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} \cdot \tan \delta \quad \text{en dB.m}^{-1}$$

avec:

c_0 : Vitesse de la lumière dans le vide.

$\tan(\delta)$: Tangente de l'angle de pertes du diélectrique.

Rappel: La vitesse de propagation d'une onde électromagnétique à l'intérieur d'un matériau de constante diélectrique ϵ_r , est donnée par l'expression:

$$V = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

Les valeurs de $\tan(\delta)$ sont données dans les databooks. Le tableau qui suit, contient cette précédente information accompagnée de la permittivité relative de quelques isolants entrant dans la conception de boîtiers et de modules (à 3 Ghz):

	TANGENTE DE L'ANGLE DE PERTES	PERMITTIVITE RELATIVE
Céramique (Alumine)	0.001	9.4
Verre-Epoxy	0.03	4.0
Verre (Quartz)	0.00006	3.8
Polyimide	0.01	3.5
Silicium (100 Ω .cm)	0.33	11.8
Silicium (10 Ω .cm)	3.3	11.8
Teflon	0.00015	2.1

III.C. TEMPS DE PROPAGATION D'UN SIGNAL

Lorsqu'un émetteur (driver) envoie un signal électrique sur un récepteur, par l'intermédiaire d'une connexion (ligne de transmission), il existe un retard entre l'instant où le signal est émis et l'instant où ce même signal est reçu. La figure III-1 caractérise ce phénomène de décalage temporel et définit les principaux types de retard existants.

Le temps de propagation d'un signal peut être divisé en plusieurs intervalles de temps (retards). En effet, il dépend de chaque partie du réseau de transmission (La porte logique, les interconnexions de la puce, le *buffer* de sortie, le packaging et les interconnexions entre les différents packages). Chaque constituant d'un tel réseau crée un retard supplémentaire, dans la transmission du signal.

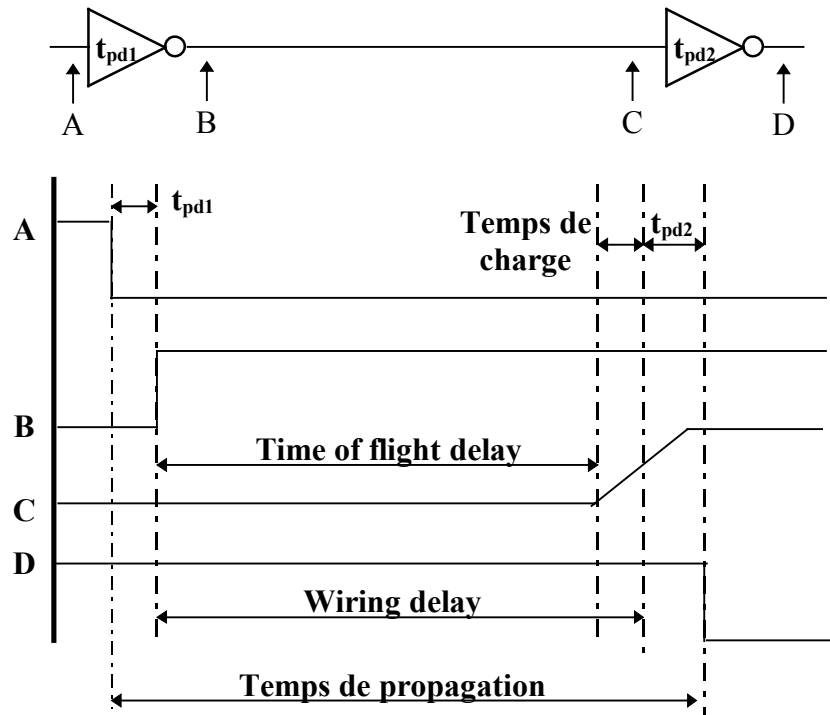


Figure III-1: Temps de propagation et retards de transmission.

III.C.1. WIRING DELAYS

Deux principaux mécanismes contribuent au retard de ligne (*wiring delay*): la valeur finie de la vitesse de la lumière et la diminution de la bande passante, due au temps de stockage (RC). Ce dernier provient de la capacité totale C du packaging et des interconnexions, et de la résistance R , incluant la résistance de sortie R_S et celle de la ligne de transmission. La figure III-2 illustre ceci:

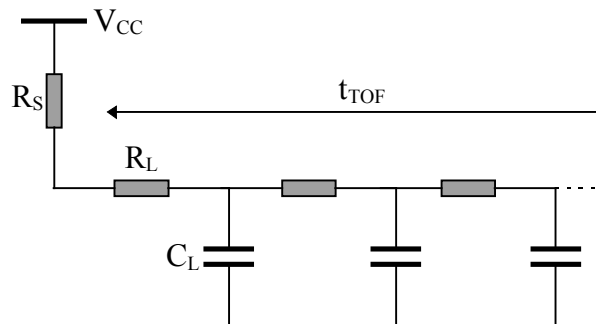


Figure III-2: *Wiring delays*.

III.C.2. TIME OF FLIGHT

Pour une ligne conductrice entourée d'un matériau de constante diélectrique ϵ_r , le *time of flight* du signal parcourant une longueur L est t_{TOF} , tel que:

$$t_{TOF} = \frac{L \cdot \sqrt{\epsilon_r}}{c_0} = \frac{L}{v}$$

avec:

c_0 : Célérité de la lumière dans le vide.

v : Vitesse de la lumière (ou du signal) dans le diélectrique.

Le tableau qui suit, donne quelques ordres de grandeur de t_{TOF} pour quelques packages.

STRUCTURE	CONSTANTE DIELECTRIQUE	LONGUEUR (POUCES)	TIME OF FLIGHT (NSEC)
On-Chip Trace	3.5	0.1	0.016
Ceramic Package Lead	10.0	1.0	0.26
Plastic Package Lead	4.5	1.0	0.18
Cofired Ceramic Substrate	10.0	6.0	1.6
Fr4 PC Trace	5.0	6.0	1.1
Fr4 Cpu Board Trace	5.0	18.0	3.4
Teflon-Glass Cpu Board trace	2.4	18.0	2.3

Une diminution de la bande passante du signal provoque une augmentation du temps de transition t_{rise} . Cette dégradation de t_{rise} introduit également un retard supplémentaire dans le retard de ligne.

III.C.3.RETARD D'INTEGRATION

Chaque interconnexion est associée à une résistance R_L reliée à la masse par une capacité C_L . Pour une piste de longueur L , ce couple résistance/capacité agit comme un filtre, élevant le temps de propagation du signal en ajoutant un temps de stockage. Ce temps supplémentaire t_{RC} induit par R_L et C_L peut être estimer par:

$$t_{RC} \approx R_L \cdot C_L \cdot L^2$$

avec:

R_L : Résistance par unité de longueur.

C_L : Capacité par unité de longueur.

L : Longueur de la ligne.

Dans ce cas, le retard de ligne (*wiring delay*) peut être assimilé à la somme du *time of flight* et du temps de stockage RC :

$$t_{wiring} \approx t_{TOF} + t_{RC}$$

Remarque:

Lorsqu'une capacité C est située à la fin de la ligne de transmission, l'impédance caractéristique de la ligne agit comme une résistance et introduit un retard supplémentaire $\tau = Z_0 \cdot C$.

III.C.4. REFLEXION SUR LES STUBS

Une ligne « *stub* » représente une piste de dimension réduite par rapport aux autres interconnexions, dont l'une des extrémités est reliée à une piste principale et l'autre est fermée sur elle-même ou sur une impédance de charge. Les signaux transmis se trouvent perturbés par ces excroissances, à cause des réflexions qu'elles engendrent.

Les *stubs* peuvent agir soit en tant que résonateur, soit comme une capacité diminuant le temps de montée t_{rise} du signal. Ce dernier cas se vérifie lorsque la longueur du *stub* est plus courte que $2L_{\text{rise}}$.

Soit t_{stub} en *picoseconde*, le retard ajouté à t_{rise} par ce *stub*:

$$t_{\text{stub}} = 85 \cdot L_{\text{stub}} \frac{Z_{\text{trace}}}{Z_{\text{stub}}} \sqrt{\epsilon_r}$$

avec:

L_{stub} : Longueur du *stub* (pouce).

Z_{trace} : Impédance caractéristique de la piste principale sur laquelle le *stub* est connecté.

Z_{stub} : Impédance caractéristique du *stub*.

ϵ_r : Constante diélectrique de l'isolant.

Généralement, le *stub* est très étroit par rapport à la piste principale, et le rapport d'impédance présent dans la précédente équation est de l'ordre de 0,7.

III.D. STRUCTURES DE GUIDAGE ET MICROLIGNES

III.D.1. INTRODUCTION

La ligne de propagation idéale est la ligne coaxiale, de structure cylindrique dont le conducteur véhiculant les charges primaires correspond à l'axe du cylindre (âme du câble), et dans laquelle les charges induites sont transportées à la périphérie (blindage du câble). Dans cette structure, le blindage assure un isolement électrostatique total de l'âme par rapport au monde extérieur. Il en résulte que tout le courant de retour est véhiculé par le blindage.

Dans la pratique, il est difficile de réaliser de telles structures (avec une impédance caractéristique uniforme). Des structures pseudocoaxiales tentent de se rapprocher du cas idéal.

Dans les circuits imprimés et les circuits intégrés, la technique de fabrication, par couches laminées, interdit la réalisation de structures coaxiales. On distingue les lignes *microstrip*, dans lesquelles le conducteur principal se propage au dessus d'un plan véhiculant le courant de retour, et les lignes *stripline*, dans lesquelles le conducteur principal est pris en « sandwich » entre deux plans de retour de courant (plans de masse).

III.D.2. LIGNE COAXIALE

La ligne coaxiale est une des lignes de transmission la plus utilisée actuellement. Sa fréquence maximale d'utilisation se situe aux alentours de 40 GHz. Elle est constituée de deux conducteurs de diamètres extérieur $2a$ et intérieur $2b$, et par un diélectrique de permittivité relative ϵ_r , qui permet de centrer le conducteur interne par rapport au conducteur externe (Cf. figure III-3).

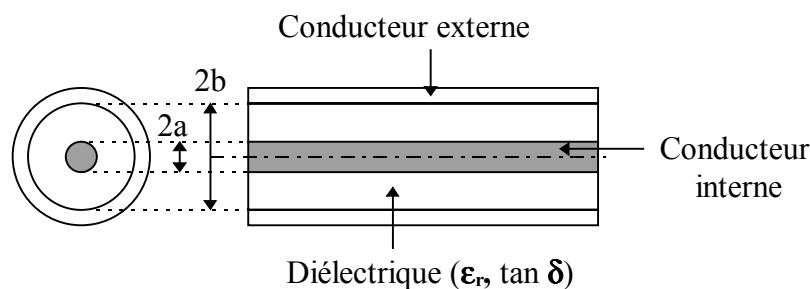


Figure III-3: Ligne coaxiale.

III.D.2.1. Ligne sans perte

Lorsque le mode de propagation est de type TEM, l'impédance caractéristique Z_0 est donnée, dans le cas d'un diélectrique sans perte ($\tan \delta = 0$), non magnétique et pour des parois parfaitement conductrices ($\rho = 0$), par la relation:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

III.D.2.2. Ligne avec pertes

Dans le cas général, les conducteurs possèdent une résistivité ρ non nulle, et le diélectrique est dissipatif ($\tan \delta$ non nul). L'onde transmise n'est plus TEM, mais elle est considérée comme quasi-TEM. L'impédance caractéristique Z_0 s'écrivant par définition:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_L + j\omega L_L}{G_L + j\omega C_L}}$$

avec:

$$R_L = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{b} + \frac{1}{a} \right) \quad \text{avec} \quad R_s = \sqrt{\pi \cdot \rho \cdot f \cdot \mu_0}$$

$$L_L = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

$$C_L = \frac{2\pi \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$$

$$G_L = \frac{2\pi \cdot \omega \cdot \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \tan(\delta)}{\ln\left(\frac{b}{a}\right)}$$

III.D.2.3. Temps de propagation

Le temps de propagation t_p du signal est donné par la relation suivante:

$$t_p = 3.3\sqrt{\epsilon_r}$$

t_p en ns.m⁻¹.

III.D.2.4. Pertes

Les constantes d'affaiblissement (en dB.m⁻¹) α_r et α_d , dues respectivement aux pertes dans les conducteurs et celles dans le diélectrique, sont données par les expressions:

$$\alpha_r = 8.686 \frac{R_L}{2 \cdot Z_0}$$

$$\alpha_d = 8.686 \frac{\pi \cdot \sqrt{\epsilon_r} \cdot \tan(\delta)}{\lambda_0}$$

R_L : Résistance linéique.

Z_0 : Impédance caractéristique.

Tan (δ): Tangente de l'angle de pertes du diélectrique.

Le facteur d'atténuation du conducteur décroît lorsque au moins une des dimensions caractéristiques (a , b) augmente.

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%.

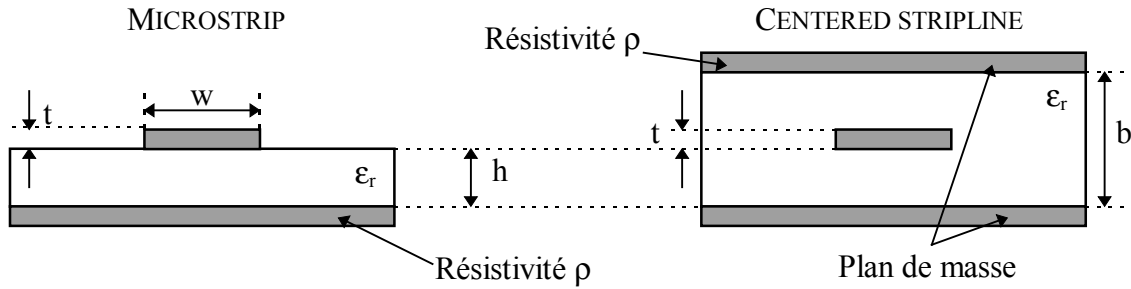


Figure III-4: Microruban (*microstrip*) et ligne ruban (*stripline*).

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 ($\text{ns} \cdot \text{m}^{-1}$).

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:

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

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.

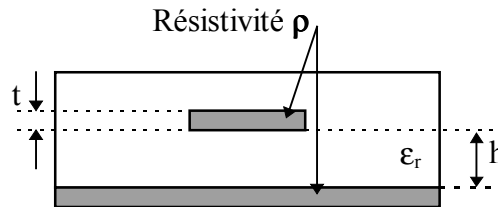


Figure III-5: *Embedded Microstrip*.

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:

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

avec:

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

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

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:

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

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:

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

avec:

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

μ_0 : Perméabilité du vide.

ρ : Résistivité du conducteur.

et:

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

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

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.

Les pertes diélectriques sont, en général, très faibles comparées aux pertes dans le conducteur, aux fréquences micro-ondes. Par contre, pour les ondes millimétriques, elles deviennent comparables car les pertes diélectriques augmentent linéairement avec la fréquence.

III.D.4.3. Dual stripline

La ligne *dual stripline*, variante de la *stripline*, est constituée de deux rubans conducteurs, isolés dans un diélectrique délimité par deux plans de masse comme le montre la figure III-6.

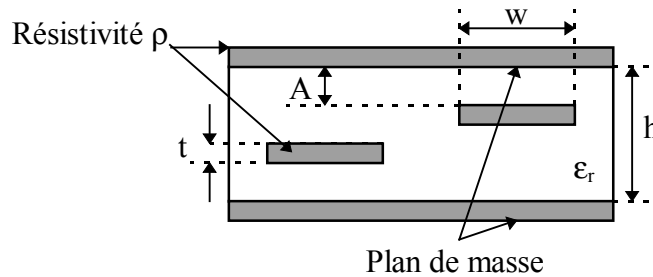


Figure III-6: *Dual or Off-Centered stripline.*

L'impédance caractéristique d'une telle configuration s'exprime de la façon suivante:

$$Z_0 = \frac{2F_1 \cdot F_2}{F_1 + F_2}$$

avec:

$$F_1 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8A}{0.67\pi \cdot w(0.8 + t/w)} \right)$$

$$F_2 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln \left(\frac{8h}{0.67\pi \cdot w(0.8 + t/w)} \right)$$

III.D.5. PISTES ADJACENTES

III.D.5.1. Rappels sur la notion de diaphonie

La diaphonie est le résultat d'un couplage capacitif et inductif entre deux lignes adjacentes. Une fraction de l'énergie de la ligne active peut être transférée sur la ligne non active (passive) par la capacitance et l'inductance mutuelles entre les deux lignes. En effet, les champs produits par les variations de tension et de courant sur une ligne peuvent induire tensions et courants sur la ligne voisine.

Dans le cas de deux pistes adjacentes, disposées sur un substrat, une capacité mutuelle est créée (Cf. figure III-7). Des perturbations sont ainsi générées et le signal transmis dans l'une des deux pistes peut être détérioré ou influencé par la seconde.

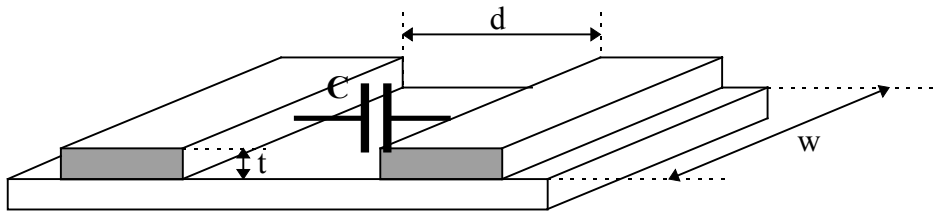


Figure III-7: Capacité formée par deux pistes adjacentes.

Dans ce cas, la capacité mutuelle entre les deux pistes adjacentes, s'expriment de la façon suivante:

$$C = 0.31 \frac{t}{w} + 0.23(1 + \epsilon) \cdot \log_{10} \left(1 + \frac{2w}{d} + 2w + \frac{w^2}{d^2} \right)$$

De manière à minimiser l'amplitude de la diaphonie, il est préférable de réaliser des pistes très courtes et de les éloigner autant que possible les unes des autres. La diaphonie peut être réduite en refermant les lignes sur leur impédance caractéristique.

III.D.5.2. Couplage de deux microstrip: Modes symétrique et antisymétrique

Intéressons nous au couplage de deux lignes *microstrip*, c'est à dire deux lignes rubans conductrices, adjacentes, isolées d'un plan conducteur (lié à la masse), par un diélectrique de constante ϵ_r (Cf. figure III-8).

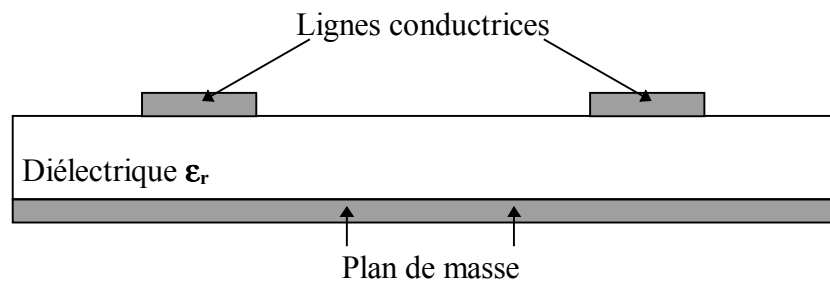


Figure III-8: Lignes *microstrip* adjacentes.

Soient les deux états d'équilibre suivants:

- Le mode symétrique: Les deux conducteurs, supposés identiques, sont portés au même potentiel (par rapport au plan de masse) et parcourus par un courant de même intensité I_S et de même orientation. Dans cette configuration, le courant de retour dans le plan de masse est $2I_S$ (sens opposé aux lignes).
- Le mode antisymétrique: Les deux lignes sont parcourues, cette fois, par un courant de même intensité, mais de sens opposés, tandis qu'aucun courant ne circule dans la masse. Si la tension entre la première ligne et la masse est V_A , alors celle entre la seconde et la masse est $-V_A$. La différence de potentielle entre ces deux lignes est donc de $2V_A$.

La répartition du champ électrique pour les deux modes de propagation, représentée figure III-9, sont très différentes. Il en résulte que les permittivités équivalentes des deux modes sont également différentes. Par contre, dans une configuration multicouche (cf. figure III-10) cette dernière propriété n'est plus vérifiée.

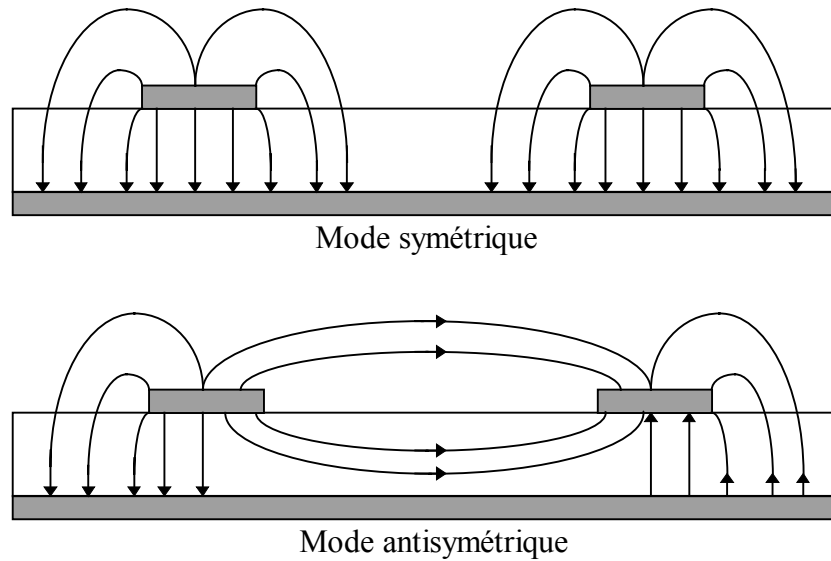


Figure III-9: Répartition du champ électrique.

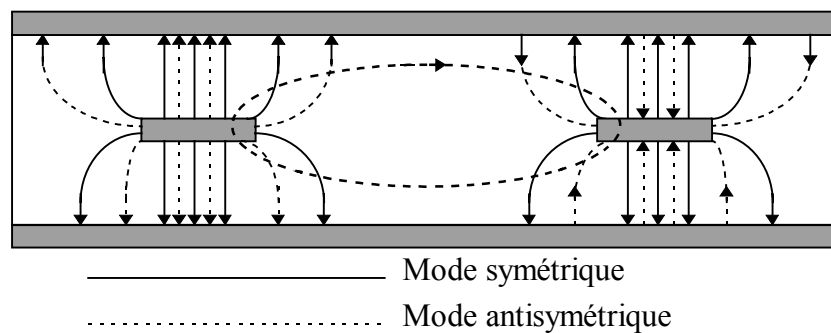


Figure III-10: Circuit multicouche.

IV. LE BRUIT

IV.A. BRUIT CONCERNANT LES COMPOSANTS (PUCES)

Dans un réseau de composants tels que des puces, le bruit se transmet dans tout le système de la même façon que le signal électrique principal. De plus, à chaque fois que le signal parasite entre dans un composant, il se retrouve renforcé par d'autres bruits provenant du composant lui-même. Ces bruits internes aux éléments du réseau sont constitués du bruit thermique (*thermal noise*) et du bruit de grenaille (*shot noise*).

IV.A.1. BRUIT THERMIQUE (THERMAL NOISE)

Egalement désigné sous le nom de *Johnson noise*, le bruit thermique est associé au mouvement aléatoire des électrons, dû à l'agitation thermique dans le conducteur. Une tension AC, aléatoire, est alors générée à l'intérieur des lignes d'interconnexion. La puissance P_n d'une telle source de bruit thermique, ainsi ajoutée au signal, est donnée par:

$$P_n = k.T.B \quad [W]$$

avec:

k: Constante de Boltzmann ($1,38.10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$).

T: Température absolue (K).

B: Bande passante associée au bruit (Hz), étroite, centrée sur la fréquence d'utilisation (dispersion).

Le bruit thermique est présent dans tous les types de composants, aussi bien ceux actifs que passifs. Dans une résistance R , le bruit thermique peut être représenté par une source de tension placée en série ou une source de courant placée en parallèle, comme le montre la figure IV-1:

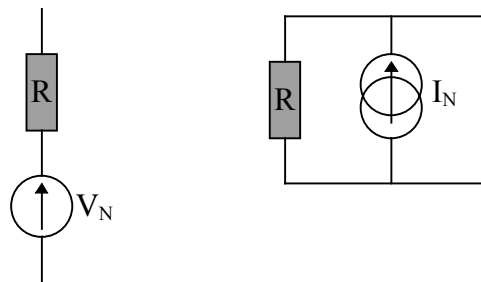


Figure IV-1: Modélisation du bruit thermique pour une résistance.

La tension et le courant de bruit s'expriment à l'aide de la valeur moyenne de leur carré:

$$\overline{V^2} = 4kT.R.B \quad \text{et} \quad \overline{I^2} = \frac{4kT.B}{R}$$

Remarque: Le bruit thermique, tout comme le *shot noise*, possède une distribution d'amplitude, gaussienne.

IV.A.2.SHOT NOISE

Le bruit de grenaille, désigné aussi sous le nom de *Schottky noise*, est créé à l'intérieur des composants actifs. En effet, le passage de chaque porteur de charge à travers une jonction (PN), est un événement purement aléatoire (ceci dépend de l'énergie et de la vitesse des porteurs). Ainsi, le courant externe I du composant, qui apparaît comme une intensité constante, est en réalité, sujet à des fluctuations (aléatoires) autour d'une valeur moyenne I_0 . Ces variations sont très réduites en amplitude, mais représentent une distorsion du signal non négligeable, surtout lorsque d'autres composants amplifient celle-ci ou en ajoutent d'autres du même type.

La fluctuation de courant, i , est généralement représentée par sa valeur moyenne au carré, de la façon suivante:

$$\overline{i^2} = \overline{(I - I_0)^2} = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{T} \int_0^T (I - I_0)^2 \cdot dt \right]$$

I : Intensité réelle à la sortie du composant.

I_0 : Intensité moyenne à la sortie du composant.

Dans le cas où le courant I est composé d'une série d'impulsions d'intensité, aléatoires et indépendantes, de valeur moyenne I_0 , alors le courant résultant du bruit, i , vérifie:

$$\overline{i^2} = 2q \cdot I_0 \cdot \Delta f \quad [A^2]$$

avec:

q : Charge de l'électron ($1,6 \cdot 10^{-19}C$).

Δf : Bande passante (Hz).

IV.B. BRUIT CONCERNANT LE PACKAGING

Il existe trois principales sources de bruit, intervenant particulièrement à l'intérieur des interconnexions: Le bruit de commutation (*switching noise*) provenant de la distribution de puissance, le bruit de couplage (*cross talk*) dû à des lignes de transmission adjacentes, et le bruit causé par le phénomène de réflexion. Ce dernier type de bruit ne se produit pas en même temps que les deux premiers; c'est pourquoi il peut être étudié à part. Les autres au contraire, peuvent interagir entre eux.

IV.B.1.BRUIT DE COMMUTATION (SWITCHING NOISE OU ΔI NOISE)

Le fonctionnement d'un système informatique est caractérisé par la commutation synchrone d'un certain nombre de sorties (adressage de mémoire, envoi de données sur le bus système, etc.); chacune de ces sorties en commutant fait un appel de courant sur la ligne qu'elle commande, il s'ensuit un appel de courant important au niveau du boîtier élémentaire.

Par exemple, lorsque N sorties commutent une intensité i chacune en un temps dt , elles vont générer un front $dI/dt = N \cdot di/dt$ au niveau de l'alimentation de ce boîtier; si L_{equi} est l'inductance équivalente de ce boîtier, un bruit $V_{\Delta I}$ dit de commutation (ΔI noise) apparaîtra sur les tensions utiles, de valeur:

$$V_{\Delta I} = L_{equi} \cdot N \cdot \frac{d(i)}{dt} = L_{equi} \cdot \frac{dI}{dt}$$

Cette variation de tension se répercute sur tous les circuits présents dans le boîtier et réduit d'autant l'immunité au bruit de chaque porte logique; elle peut même induire des erreurs logiques; enfin, ce bruit perturbe les lignes de transmission pendant quelques nanosecondes réduisant d'autant le temps de cycle machine.

Pour déterminer $V_{\Delta I}$, il est nécessaire de connaître l'inductance équivalente. Hors, ce paramètre ne peut être obtenu que par simulation numérique, car les géométries sont souvent trop complexes pour pouvoir le calculer directement.

IV.B.2. BRUIT DE COUPLAGE (CROSS TALK)

La seconde source de bruit rencontrée dans les interconnexions, est le bruit de couplage (*cross talk*) qui est induit dans les conducteurs se trouvant à proximité d'une ligne qui commute. Dans certaines situations, il est possible que ce type de bruit s'ajoute à un bruit de commutation.

Le bruit *cross talk* est principalement causé par la capacité et l'induction mutuelles existant entre les deux conducteurs adjacents. La ligne qui génère le bruit est désignée comme ligne active, et celle où le bruit apparaît, ligne passive. L'intensité du bruit qui résulte de ce couplage de lignes, V_{pas}/V_{act} , dépend des paramètres suivants:

- ▶ La distance séparant les deux lignes adjacentes, d .
- ▶ L'impédance caractéristique Z_0 (les lignes sont supposées de même impédance).
- ▶ La constante de diélectrique de l'isolant, environnant les conducteurs, ϵ_r .
- ▶ Le rapport de la longueur (de lignes) couplée avec celle de la ligne passive ($L_{couplée}/L_{pas}$).

$$\frac{V_{pas}}{V_{act}} \text{ varie rigoureusement comme } \frac{Z_0}{d} \frac{L_{couplée}}{L_{pas}} \sqrt{\epsilon_r}$$

Ce phénomène de bruit se rencontre à chaque fois que deux conducteurs se trouvent à proximité l'un de l'autre. C'est pourquoi il est fréquemment présent au niveau du packaging et des interconnexions. Pour plus de renseignements sur le sujet, il est préférable de se reporter aux problèmes de diaphonie et de couplage de lignes (rubans).

IV.B.3. BRUIT DE REFLEXION (REFLECTION NOISE)

IV.B.3.1. Réflexion issue d'une discontinuité d'impédance

Dans une ligne de transmission, lorsque le signal électrique rencontre une modification de l'impédance caractéristique, comme par exemple un défaut dimensionnel de la section de ligne, une réflexion de ce signal se produit. Une onde incidente de tension V_{in} passant d'un milieu d'impédance caractéristique Z_1 vers un de Z_2 , crée une onde réfléchie de tension V_{ref} , telle que:

$$V_{ref} = V_{in} \cdot \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1}$$

Cette onde réfléchie constitue un signal parasite. Un ensemble de discontinuités d'impédance sur la ligne de transmission va donc générer un bruit de réflexion, non négligeable et susceptible d'introduire des erreurs au niveau des récepteurs.

IV.B.3.2. Réflexion causée par un stub

Quand la longueur du *stub* ne vérifie pas la condition:

$$L_{\text{stub}} \geq 2L_{\text{rise}}$$

Le *stub* se comporte comme un résonateur, de fréquence de résonance f_{stub} (Hz):

$$f_{\text{stub}} = \frac{6}{L_{\text{stub}} \sqrt{\epsilon_r}}$$

avec:

L_{stub} : Longueur du *stub* (pouce).

ϵ_r : Constante diélectrique de l'isolant.

IV.C. AUTRES BRUITS RENCONTRES

IV.C.1. SIGNAL INTEGRITY NOISE

Le chemin emprunté par un signal électrique dans une interconnexion, peut appartenir à deux catégories: La première est celle des lignes de transmission possédant une distance suffisamment grande devant la longueur d'onde du signal; quant à la seconde, au contraire de la première, concerne les lignes de courte longueur. Dans ce dernier cas, nous allons voir que des perturbations peuvent être générées.

Les segments d'interconnexion courts, en particulier ceux disposant de géométries non uniformes, se comportent comme des circuits RLC, tels que le montre la figure IV-2. Généralement, l'inductance provient soit des longs branchements tels que les *wirebonds* ou les monocouches TAB, soit des interconnexions du package ne possédant pas de tension de référence (masse).

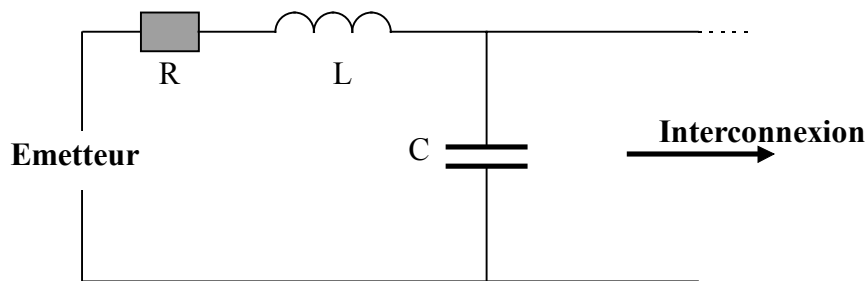


Figure IV-2: Modélisation d'une ligne.

Dans le cas où il n'y a pas de résistance, le circuit possède une fréquence de résonance f_0 égale à:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L.C}}$$

Dans le cas contraire, les constantes de temps τ_L et τ_C sont définies de la façon suivante:

$$\tau_L = \frac{L}{R} \quad \text{et} \quad \tau_C = R.C$$

La pulsation de coupure précédente s'écrit alors:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L.C}} = \frac{1}{\sqrt{\tau_C \cdot \tau_L}}$$

La condition conduisant à une absence d'oscillations est:

$$\tau_C > 4\tau_L \quad \text{ou} \quad R.C > 4\frac{L}{R} \quad \text{ou} \quad R > 2\sqrt{\frac{L}{C}}$$

En pratique, une résistance série R est présente dans la modélisation de la ligne. Elle provient généralement de la résistance de sortie du générateur ou de la résistance de la ligne elle-même. Si cette résistance R vérifie l'inéquation précédente, les oscillations sont éliminées et les perturbations liées à la résonance sont alors inexistantes.

IV.C.2.FLICKER NOISE

Ce type de bruit se rencontre aussi bien dans les composants actifs qu'à l'intérieur des plus simples composants passifs. Les origines de ce *flicker noise* sont très variées. Pour les transistors, par exemple, les impuretés ou les défauts de la structure cristalline constituent des pièges pour les charges électriques. Celles-ci sont alors piégées et libérées de façon aléatoire et par conséquent un courant parasite est généré (principalement en basses fréquences).

Le *flicker noise* est toujours associé au courant direct circulant dans le composant, et sa densité spectrale est de la forme:

$$\overline{i^2} = K_1 \frac{I^A}{f^B} \Delta f$$

avec:

Δf : Bande passante (étroite).

I : Courant direct.

K_1 : Constante relative au composant.

A : Constante comprise entre 0.5 et 2.

B : Constante proche de l'unité.

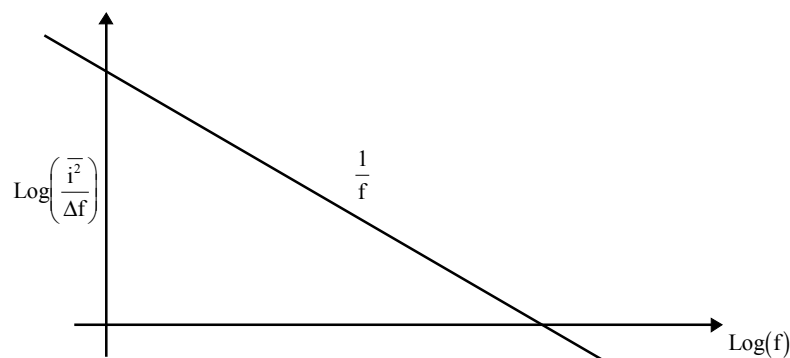


Figure IV-3: Densité spectrale du *flicker noise*.

Dans le cas où $\mathbf{B} = 1$, la densité spectrale de ce type de bruit possède une dépendance fréquentielle en $1/f$, comme le montre la figure IV-3. Il apparaît bien que ce bruit est prédominant en basses fréquences.

La constante \mathbf{K}_1 est un paramètre sensible, car celui-ci ne dépend pas uniquement du type de composant concerné. En effet, des composants issus du même *process* de fabrication et du même matériau, peuvent posséder des constantes \mathbf{K}_1 différentes. Ceci s'explique par le fait que les imperfections cristallines peuvent varier aléatoirement d'un composant à l'autre. La valeur de cette constante est généralement obtenue expérimentalement (moyenne d'un échantillon représentatif de composants de même origine).

Enfin, une autre caractéristique du *flicker noise* est sa distribution non gaussienne.

IV.C.3.BURST NOISE (« POPCORN NOISE »)

Ce bruit, comme le *flicker noise*, concerne principalement le domaine des basses fréquences. La provenance du *burst noise* n'est pas parfaitement connu, bien que la présence de contamination ionique de métaux lourds semble jouer un rôle important.

La densité spectrale de ce bruit est de la forme suivante:

$$\overline{i^2} = K_2 \frac{I^c}{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2} \Delta f$$

avec:

\mathbf{K}_2 : Constante relative au composant.

\mathbf{I} : Courant direct traversant le composant.

\mathbf{c} : Constante comprise entre 0.5 et 2.

\mathbf{f}_c : Fréquence de coupure relative au processus de bruit.

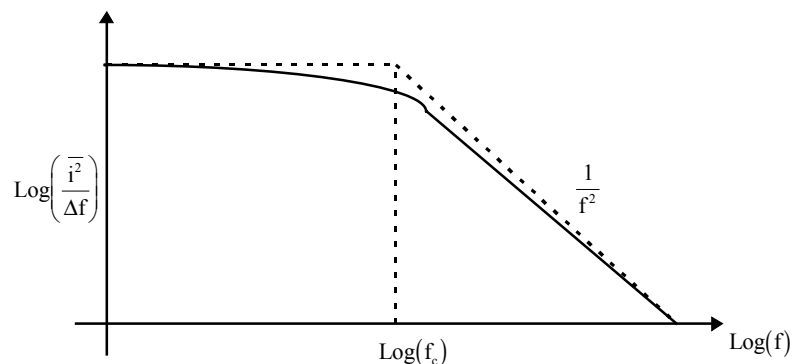
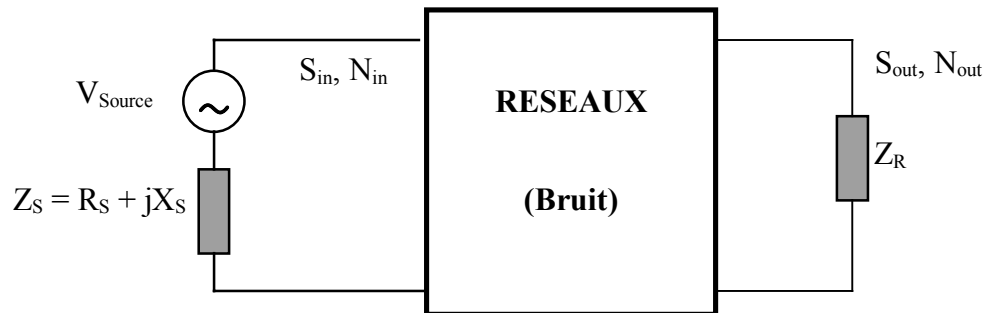


Figure IV-4: Densité spectrale du *burst noise*.

Comme pour le cas du *flicker noise*, la constante \mathbf{K}_2 peut varier considérablement d'un composant à l'autre et sa valeur doit être obtenue par mesures expérimentales. La distribution de l'amplitude de ce bruit ne suit également pas une distribution gaussienne.

IV.D. TEMPERATURE ET FACTEUR DE BRUIT

Considérons le montage suivant: Une source de tension V_S d'impédance Z_S est connectée à un réseau générant un bruit interne (Cf dessin suivant).



IV.D.1.FACTEUR DE BRUIT

Le facteur de bruit représente la dégradation du rapport signal/bruit entre l'entrée et la sortie d'un réseau. Il est communément utilisé dans le but de caractériser les performances de bruit, provenant d'un circuit ou d'un composant. Cependant, ce facteur se limite au cas où l'impédance de source est résistive ($Z_S = R_S$). Cette grandeur peut se trouver soit sous forme de rapport de puissances **NF**, soit sous forme de rapport de tensions **F**. Le facteur de bruit s'écrit:

$$NF = \frac{(S/N)_{in}}{(S/N)_{out}} \quad \text{et} \quad F = \frac{(V_S/V_N)_{in}}{(V_S/V_N)_{out}}$$

avec:

NF: *Noise figure* (concerne les puissances) exprimé généralement en décibels ($10 \cdot \log_{10}(NF)$).

F: *Noise factor* (concerne les tensions caractéristiques).

S: Puissance du signal principal.

N: Puissance de bruit (N_{in} est pris dans la résistance de source R_S).

V_S : Tension du signal principal.

V_N : Tension relative au bruit.

in/out: Respectivement en entrée et en sortie.

Soit **G**, le gain en puissance du réseau; l'expression précédente devient:

$$NF = \frac{(S/N)_{in}}{\frac{G \cdot S_{in}}{G \cdot (N_{in} + N_A)}} \quad \text{soit} \quad NF = 1 + \frac{N_A}{N_{in}}$$

avec:

N_{in} : Puissance de bruit en entrée.

N_A : Puissance de bruit ajoutée par le réseau.

IV.D.2.TEMPERATURE DE BRUIT

La température de bruit est une autre représentation possible du bruit dans un réseau. Généralement, la température de bruit est utilisée dans les phénomènes de bruits d'antennes et de récepteurs.

La température de bruit est définie comme la température T_N à laquelle il faudrait porter le dipôle fictif (à bruit uniquement d'origine thermique) pour qu'il présente un bruit identique à celui du dipôle étudié, à la température T , dans la gamme de fréquences B (étroite centrée en f).

Bien que le bruit dans un réseau provient de plusieurs sources, la température de bruit est un concept décrivant la totalité du bruit en terme de bruit thermique (possédant une puissance de bruit équivalente). On a:

$$T.R_{eq} = T_N.R_S$$

$$NF = 1 + \frac{4kT.R_{eq}.B}{4kT.R_S.B}$$

Le facteur de bruit et la température de bruit sont liés de la façon suivante:

$$NF = 1 + \frac{T_N}{T} \quad \text{ou} \quad T_N = (NF - 1).T$$

B: Domaine de fréquences, étroite, centrée sur la fréquence d'utilisation (dispersion).

R_S: Résistance de source.

R_{eq}: Résistance de bruit équivalente.

La résistance équivalente de bruit **R_{eq}** est la résistance qui, portée à la même température T que le dipôle, présente la même densité spectrale que celle du dipôle.

Remarque: Réseau idéal, sans bruit: $T_N = 0^\circ\text{K}$ et $NF = 1$ ou 0 dB

V. CONCLUSION

La miniaturisation des transistors élémentaires, à l'intérieur des puces, conduit à une progression élevée des performances des circuits intégrés. En effet, ces derniers possèdent des fréquences d'horloge de plus en plus rapides, et un nombre d'entrées / sorties de plus en plus grand. Néanmoins, ces performances sont amoindries par la qualité des packages sur lesquels les circuits intégrés sont assemblés.

Pour résoudre ce problème, il est indispensable d'améliorer les performances électriques des packages, c'est à dire optimiser au maximum la transmission des signaux électriques, issus de la puce, vers d'autres composants ou périphériques. Ceci ne peut être réalisé sans une connaissance minimum théorique sur le sujet.

Cette base théorique, tient compte, tout d'abord, de la propagation d'un signal dans une ligne de transmission quelconque, en soulignant quelques points importants tels que les pertes, le temps de propagation, ou encore la notion d'impédance caractéristique. Les interactions éventuelles entre plusieurs interconnexions, voisines, sont ensuite à envisager car elles influencent de façon non négligeable, la transmission des signaux électriques. Enfin, la description des performances électriques de telles systèmes passent par la connaissance des phénomènes de bruit, très présents dans la réalité.

VI. BIBLIOGRAPHIE

Analysis and Design of Analog Integrated Circuit (second edition)

Paul R.GRAY
Robert G.MEYER

Monolithic Microwave Integrated Circuits

Technology & Design
Ravender Goyal, editor

Transmission en espace libre et sur les lignes

Paul F.COMBES
Dunold University

Microelectronics Packaging Handbook

Rao R.TUMMALA
Eugene J.RYMASZEWSKI

Techniques de l'ingénieur:

Assemblage des circuits intégrés.

Gérard DEHAINE

Structure de guidage pour circuits microondes et millimétriques.

Marc HELIER
Christian PICHOT

Lignes de transmission: Application à la conception de systèmes.

Roland MARBOT

Lignes de transmission: Propagation d'ondes électromagnétiques.

Roland MARBOT