

PHILIPPE DUNAND  
AEMC

# **TRACÉ DES CIRCUITS IMPRIMÉS**

**Compatibilité électromagnétique**

**Parasites et perturbations  
des électroniques**

DUNOD

Ce pictogramme mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du **photocopillage**.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1er juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établisse-

ments d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.

Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation du Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 3 rue Hautefeuille, 75006 Paris).



© Dunod, Paris, 1996

ISBN 2 10 002979 7

Toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite selon le Code de la propriété intellectuelle (Art L 122-4) et constitue une contrefaçon réprimée par le Code pénal. • Seules sont autorisées (Art L 122-5) les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, ainsi que les analyses et courtes citations justifiées par le caractère critique, pédagogique ou d'information de l'œuvre à laquelle elles sont incorporées, sous réserve, toutefois, du respect des dispositions des articles L 122-10 à L 122-12 du même Code, relative à la reproduction par reprographie.

# **AVERTISSEMENT**

Ce manuel s'adresse à tous les techniciens, dessinateurs, implanteurs concernés par le tracé des circuits imprimés. Nous l'avons voulu simple et pratique afin qu'il puisse être consulté facilement. Aucune connaissance en compatibilité électromagnétique n'est indispensable pour la lecture de ce guide.

Ce manuel n'est pas un guide de conception des équipements électroniques. Tous les problèmes de conception, de choix de composants, etc. seront traités dans un prochain volume.

Pour chaque point important, nous avons cherché à présenter les phénomènes avec le moins de théorie possible, en utilisant des notions simples. On pourra remarquer tout au long de ce manuel que la majorité des cas peuvent être résolus avec des règles simples. La perfection est difficile à atteindre, mais en respectant quelques recommandations de base, le tracé d'une carte permet d'améliorer de façon significative la compatibilité électromagnétique d'un équipement, et ce, pour un surcoût souvent négligeable.





# TABLE DES MATIÈRES

## TRACÉ DES CIRCUITS IMPRIMÉS

CHAPITRE I INTRODUCTION .....	11
DÉFINITIONS.....	12
Paramètres de mesure .....	12
Mode différentiel et mode commun.....	13
Couplage au niveau d'une carte.....	14
Domaine fréquentiel.....	17
Représentation des signaux.....	17
Conversion temps-fréquence .....	18
RETOUR DES COURANTS H.F. ....	20
CHAPITRE II IMPÉDANCE COMMUNE.....	21
COUPLAGE PAR IMPÉDANCE COMMUNE .....	22
IMPÉDANCE D'UN PLAN DE CUIVRE .....	23
IMPÉDANCE DES PISTES DE CIRCUIT IMPRIMÉ.....	25
Résistance des pistes.....	25
Intensité maximale.....	25

Impédance des pistes .....	27
TRACÉ DES ALIMENTATIONS.....	30
Impédance d'alimentation par piste .....	30
Réduction de l'impédance par pistage.....	31
Impédance d'alimentation par plan.....	33
Découplage des alimentations .....	34
Distribution de l'alimentation analogique .....	37
Cartes numériques.....	38
Connecteurs.....	42
Cartes mixtes .....	44
<b>CHAPITRE III  COUPLAGE CARTE À CHÂSSIS .....</b>	<b>49</b>
COUPLAGE CARTE À CHÂSSIS.....	50
CAPACITÉ PARASITE DES PISTES .....	52
RÉDUCTION DU COUPLAGE CARTE À CHÂSSIS.....	55
Raccordement du 0 V au châssis .....	55
Anneau de garde .....	56
Remplissage de masse.....	58
Identification des pistes sensibles .....	59
Routage des pistes sensibles .....	60
Filtrage des entrées - sorties .....	62
Regroupement des entrées - sorties .....	62
Montage des filtres .....	63
Ecran électrostatique.....	65
Exemple de tracé .....	67
Chapitre IV  DIAPHONIE.....	71
DIAPHONIE INDUCTIVE .....	72
Diaphonie capacitive .....	73
CAPACITÉ MUTUELLE. SANS PLAN DE MASSE.....	75

Piste écran.....	77
Cartes numériques.....	78
CAPACITÉ MUTUELLE. AVEC PLAN DE MASSE .....	79
Influence d'une fente dans le plan de masse .....	82
Influence des trous dans le plan de masse .....	84
DIAPHONIE : CAS PARTICULIERS.....	85
Diaphonie dans les fonds de panier.....	85
Mise en œuvre des filtres .....	86
Circuits à grand gain .....	87
<b>CHAPITRE V COUPLAGE CHAMP À CARTE.....</b>	<b>89</b>
LES CHAMPS ÉLECTROMAGNÉTIQUES .....	90
COUPLAGE CHAMP À FIL.....	92
COUPLAGE CHAMP À BOUCLE.....	93
Calcul de la tension de boucle à partir du champ magnétique.....	93
Calcul de la tension de boucle à partir du champ électrique.....	95
RÉDUCTION DU COUPLAGE CHAMP À CARTE.....	96
Réduction du couplage champ à fil .....	96
Réduction du couplage champ à boucle.....	96
Utilisation d'un plan de masse.....	96
Champ électromagnétique en surface de plan.....	98
<b>CHAPITRE VI RAYONNEMENT DES ÉLECTRONIQUES.....</b>	<b>101</b>
RAYONNEMENT D'UNE BOUCLE .....	102
RAYONNEMENT DES CÂBLES.....	103
RAYONNEMENT DES HORLOGES.....	107
Placement des composants.....	109
Tracé de l'horloge .....	110
AUTRES SURFACES RAYONNANTES.....	113
Boucles transversales .....	113

Bus de données et fond de panier.....	114
<b>CHAPITRE VII LIGNES DE TRANSMISSION.....</b>	<b>115</b>
LIGNE DE TRANSMISSION : DÉFINITIONS.....	116
LIGNE DE TRANSMISSION : EXEMPLE.....	119
ADAPTATION D'IMPÉDANCE .....	121
TRACÉ DES PISTES.....	124
Impédance caractéristique d'une ligne microstrip .....	124
Impédance caractéristique d'une stripline.....	125
Ruptures d'impédances.....	127
Fonds de panier .....	128
<b>CHAPITRE VIII CONVERTISSEURS À DÉCOUPAGE.....</b>	<b>131</b>
RAYONNEMENT ET SELF DES PISTES .....	132
MISE EN ŒUVRE DES FILTRES.....	134
MODE COMMUN ENTRÉE-SORTIE.....	136
MISE EN PARALLÈLE DE CONDENSATEURS.....	138
<b>CHAPITRE IX CONCLUSION.....</b>	<b>141</b>
DÉFINITION MÉCANIQUE DE LA CARTE.....	142
DÉFINITION ÉLECTRIQUE DE LA CARTE.....	143
PLACEMENT DES COMPOSANTS .....	144
ROUTAGE DES PISTES .....	145
ANNEXE 1 : IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE D'UNE LIGNE MICROSTRIP .....	146
ANNEXE 2 : IMPÉDANCE CARACTÉRISTIQUE D'UNE LIGNE STRIPLINE.....	147

# INTRODUCTION

**L**a compatibilité électromagnétique (CEM) est avant tout de la physique. Beaucoup la considèrent comme une discipline proche de la magie noire mais cette discipline respecte les lois connues de tous les électriciens et électroniciens. Lorsque ce paramètre est pris en compte dès le début de la conception d'un équipement, la mise au point CEM finale est aisée et le coût des protections mises en place est nettement inférieur à celui des solutions de rattrapage. Le suivi CEM d'un projet passe par une sensibilisation de tous les intervenants.

Le tracé du circuit doit donc être réalisé avec le souci de minimiser les effets des perturbations au niveau de la carte. Cette partie de l'étude est d'autant plus importante qu'elle n'entraînera pratiquement aucune dépense supplémentaire, le prix de revient d'une piste étant le même qu'elle que soit sa position.

Avant d'aborder les différents aspects du tracé, nous définirons la CEM ainsi que les paramètres permettant de mieux appréhender les couplages à prendre en compte lors du routage de la carte.

# Définitions

## Paramètres de mesure

La compatibilité électromagnétique est définie comme l'aptitude 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 ce soit dans cet environnement.

Pour vérifier la CEM d'un système, deux principaux types de tests sont utilisés :

- les mesures d'émission conduite et rayonnée permettent de chiffrer les perturbations générées par l'équipement et propagées vers l'extérieur sur les câbles (*émission conduite*) ou sous forme de rayonnement électromagnétique (*émission rayonnée*).

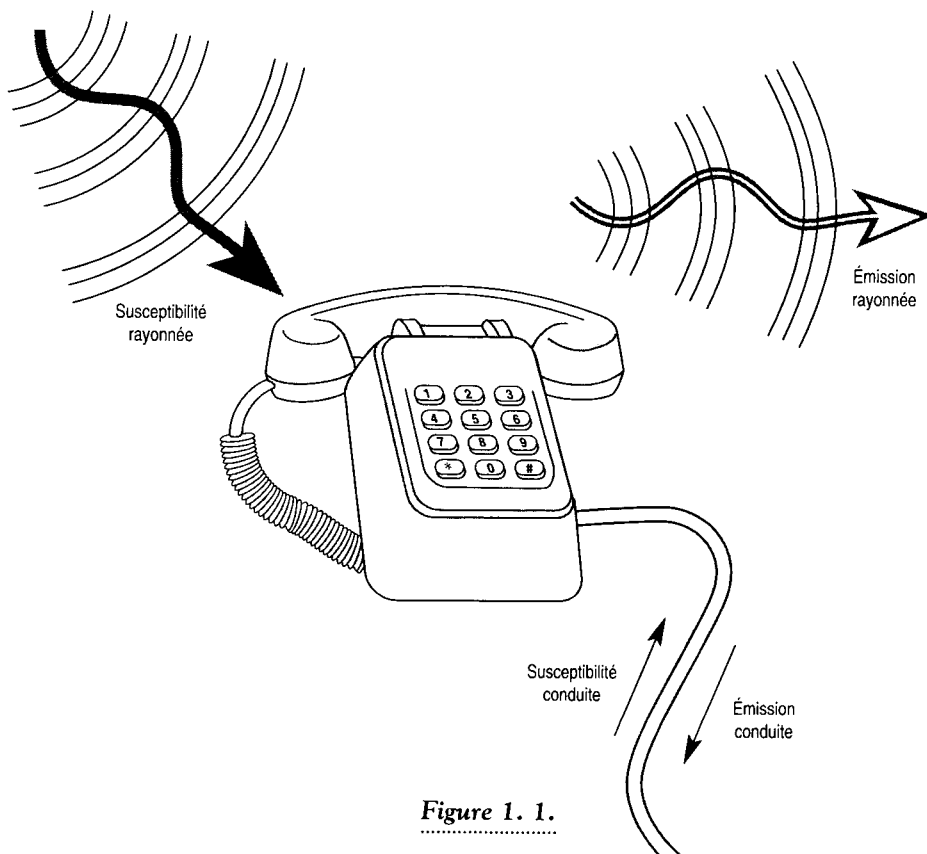


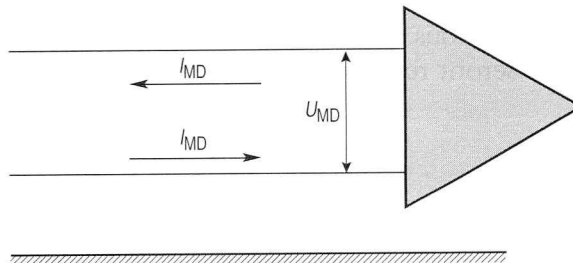
Figure 1. 1.

- les mesures de susceptibilité conduite et rayonnée permettent de déterminer l'aptitude d'un équipement à fonctionner sans dégradation de performances en présence de perturbations en conduction sur ses câbles (*susceptibilité conduite*) ou de rayonnement électromagnétique (*susceptibilité en rayonnement*).

Les niveaux normalisés sont de l'ordre du millivolt (mV) pour les mesures d'émission conduite et de quelques dizaines de microvolts par mètre ( $\mu\text{V}/\text{m}$ ) à quelques mètres de l'équipement pour les mesures d'émission rayonnée. En immunité conduite, les perturbations injectées sont de quelques volts lorsque l'injection est permanente et de quelques kilovolts lorsque l'injection est impulsionnelle. En immunité rayonnée, les niveaux normalisés sont de quelques volts par mètre. Ces niveaux représentent les cas les plus courants. On trouve dans certaines normes des niveaux différents en fonction des conditions d'environnement.

## Mode différentiel et mode commun

Le mode différentiel est la façon normale de transmettre tous les signaux électriques. Le courant de mode différentiel (MD) se propage sur l'un des conducteurs et revient sur les autres conducteurs. Les alimentations et tous les signaux électroniques sur deux fils sont transmis en mode différentiel. En tension, la d.d.p. différentielle est mesurée entre les conducteurs.



*Figure 1. 2.*

Le courant de mode commun (MC) se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse. La d.d.p. de mode commun est mesurée entre la masse d'une part et le potentiel moyen de tous les fils d'autre part.

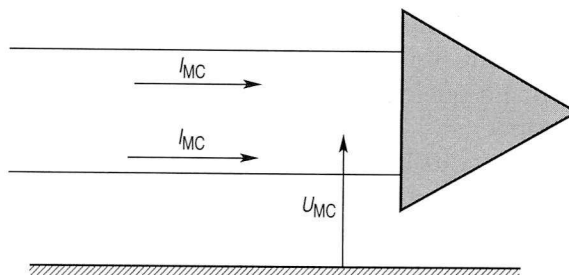


Figure 1. 3.

Les perturbations électromagnétiques se couplent avec efficacité sur les câbles en mode commun. Tous les mécanismes de couplage en mode commun sont efficaces en H.F. : impédance commune, effet de main, diaphonies inductive et capacitive, champ à câble et champ à boucle de masse. Le mode commun est le problème récurrent de la CEM.

### **Couplage au niveau d'une carte**

Quels sont les différents couplages que nous allons retrouver sur un circuit imprimé ? Ils sont au nombre de cinq et peuvent avoir différentes origines. Nous donnerons ici un descriptif sommaire de chaque couplage. Ils seront repris en détail tout au long de ce manuel.



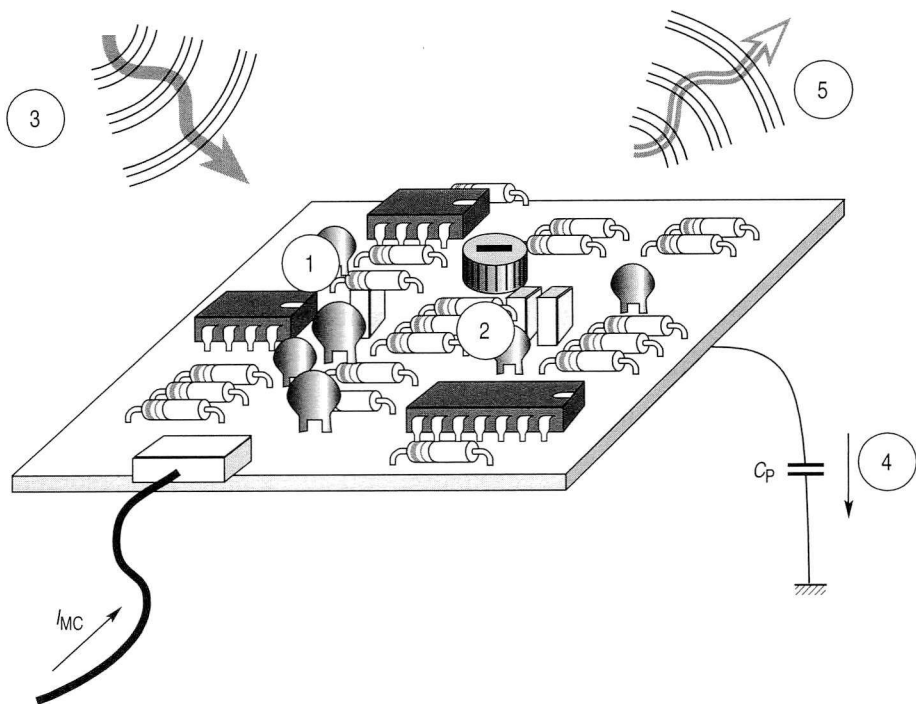


Figure 1. 4.

### ❶ Couplage par impédance commune

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

### ❷ Couplage par diaphonie

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

### ❸ Couplage champ à carte

Lorsque la carte voit un champ électromagnétique, des signaux perturbateurs se superposent aux signaux utiles par effet d'antenne.

### ❹ Couplage carte à châssis

Les champs électromagnétiques vont induire sur les câbles par effet d'antenne des perturbations de mode commun. Les courants de mode commun



injectés sur la carte vont la “secouer” en potentiel par rapport à son environnement et injecter ainsi des courants perturbateurs sur les pistes par capacité parasite.

### ⑤ **Rayonnement des cartes**

Les signaux haute fréquence ou à fort  $dI/dt$  circulant dans les boucles de circuit imprimé vont rayonner un champ électromagnétique.

Nous verrons tout au long de ce manuel que deux principes de base permettent de contrôler ces différents couplages :

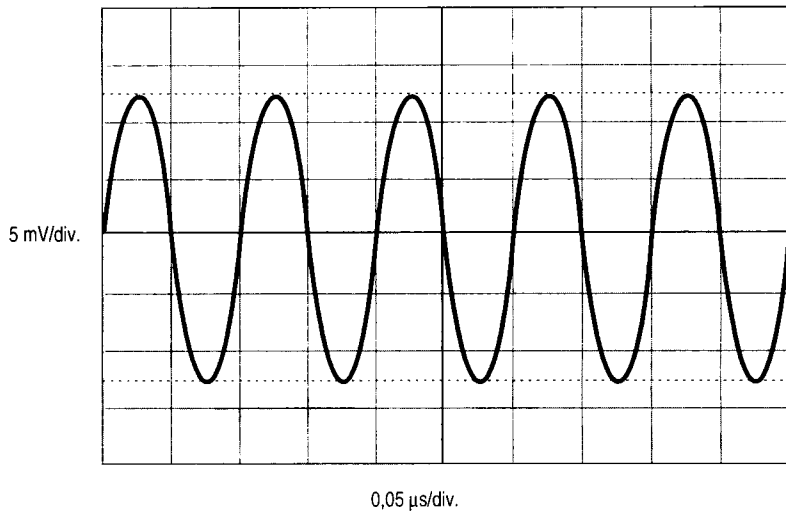
- faire des cartes très denses. Une “bonne” carte est une carte opaque.
- travailler avec plan de masse.

# Domaine fréquentiel

## Représentation des signaux

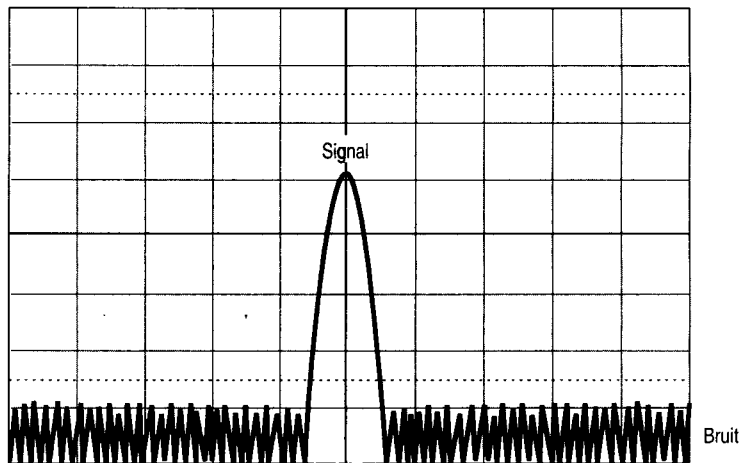
L'étude des signaux électriques se fait dans la majorité des cas en temporel, c'est à dire en utilisant une représentation des signaux en fonction du temps. L'appareil de mesure utilisé dans ce cas est l'oscilloscope. Mais les signaux peuvent également être représentés en fonction de la fréquence. On obtient ainsi une information sur la composition spectrale du signal étudié. On utilise pour effectuer ce type de mesures un analyseur de spectre.

Pour un signal sinusoïdal pur, la représentation dans le temps est connue.



*Figure 1. 5.*

La fréquence  $F$  du signal exprimée en hertz (Hz) est égale à l'inverse de la période  $T$  exprimée en secondes (s). Si l'on représente ce signal en fonction de la fréquence, on obtient un spectre composé d'une seule raie puisque le signal ne contient qu'une seule fréquence.



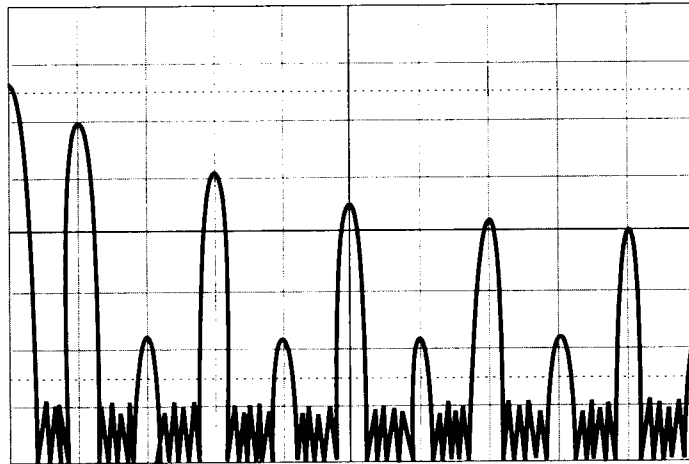
Fréquence centrale : 10 MHz

*Figure 1. 6.*

En CEM, la représentation spectrale est largement utilisée. Afin de classer les différentes perturbations, le spectre est divisé en deux parties : basse fréquence (B.F.) et haute fréquence (H.F.). Par convention, nous placerons la limite B.F./H.F. à 1 MHz environ. Cette frontière est évidemment discutable mais elle correspond bien aux différents problèmes CEM.

### **Conversion temps-fréquence**

Les relations fréquentielles sont très utilisées en CEM car elles permettent de simplifier bon nombre de calculs. Pour un signal sinusoïdal, le passage du domaine temporel au domaine fréquentiel s'effectue de façon simple. Mais de nombreuses perturbations sont de type impulsionnel et leur représentation spectrale n'est donc pas aussi simple qu'avec une simple sinusoïde.



Fréquence centrale : 10 MHz  
Span : 2 MHz/div.

*Fig. 1. 17.*

Dans ce cas, le passage du domaine tempore au domaine fréquentiel s'effectue par une relation simple. Les fronts de montées soumis à un couplage dérivatif peuvent être assimilés à une fréquence pure dont la valeur est donnée par la relation :

$$F_{\text{éq}} = 0,35 / T_m,$$

avec  $F_{\text{éq}}$  = fréquence équivalente au temps de montée en hertz (Hz),

$T_m$  = temps de montée de 10 % à 90 % en secondes (s).

Exemple :

Quel est la fréquence équivalente à une décharge électrostatique ?

Pour une décharge électrostatique,  $T_m \approx 1$  ns, d'où

$$F_{\text{éq}} = 0,35/10^{-9} = 350 \text{ MHz !}$$

## Retour des courants H.F.

Supposons une carte double face avec une piste sur une couche et un plan de masse utilisé pour le retour du courant. Si le courant injecté dans la piste est basse fréquence, le retour du courant s'effectue par le plan de masse où l'on observe un étalement de la nappe de courant.

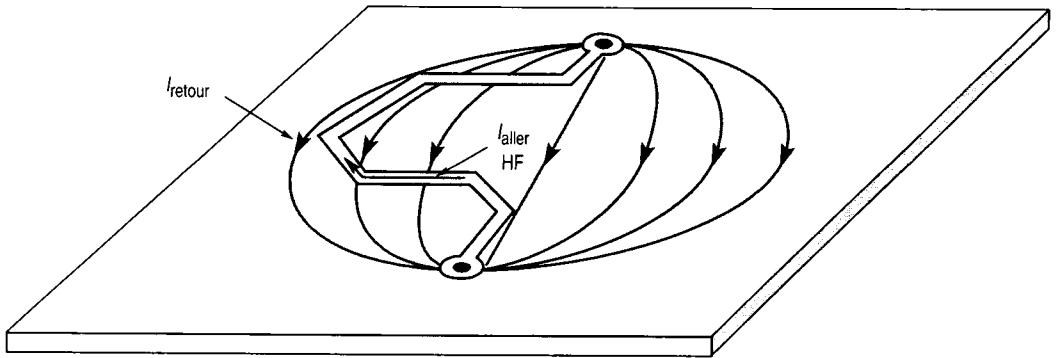


Figure 1. 8.

Si le courant injecté dans la piste est haute fréquence, le retour se fait toujours par le plan de masse mais la circulation du courant est limitée à une zone directement au dessous de la piste aller, dans l'ombre projetée de la piste sur le plan de masse.

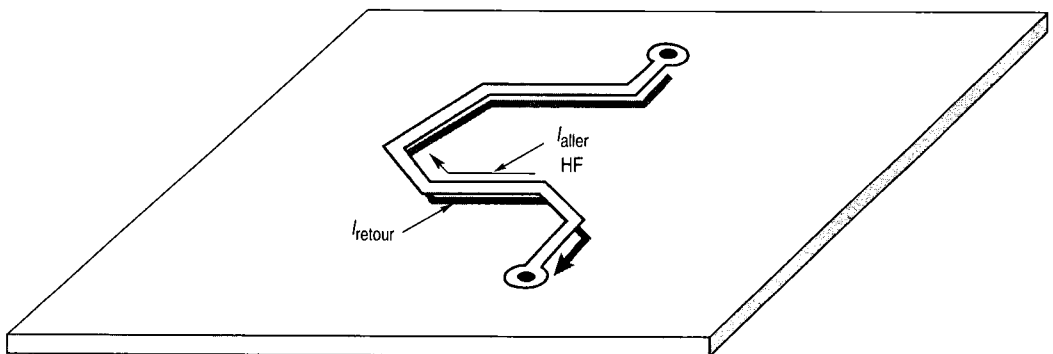


Figure 1. 9.

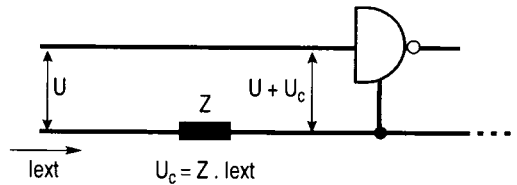
Ce phénomène va permettre d'utiliser au maximum le plan de masse afin de bénéficier d'effets réducteurs et de minimiser les couplages entre pistes.

# IMPÉDANCE COMMUNE

Après avoir rappelé le principe du couplage par impédance commune, nous étudierons comment évolue l'impédance des conducteurs en fonction de la fréquence puis nous traiterons les différents cas de tracé des alimentations au niveau d'une carte.

## Couplage par impédance commune

L'impédance d'un conducteur électrique n'est pas nulle. Une circulation de courant dans ce conducteur entraîne donc une d.d.p. entre ses extrémités. Ce couplage est appelé couplage par impédance commune.



*Figure 2.1.*

On voit que si la d.d.p. parasite dépasse le seuil de sensibilité ou la marge de bruit des circuits, il y a risque de parasitage.

La mise en équation de ce couplage se fait par la loi d'Ohm :

$$U = Z I,$$

avec  $U$  = d.d.p. aux bornes du conducteurs en volts (V),

$Z$  = Impédance du conducteur en ohms ( $\Omega$ ),

$I$  = courant en ampères (A).

La réduction de ce couplage peut être obtenue soit en réduisant le courant dans les conducteurs de masse et d'alimentation, soit en réduisant l'impédance des conducteurs.



## Impédance d'un plan de cuivre

Un plan de cuivre va présenter une impédance très faible jusqu'en haute fréquence. Cette impédance est définie par carré et elle n'est fonction que de l'épaisseur du cuivre ou de la fréquence.

En basse fréquence, un plan de cuivre se comporte comme une résistance de valeur :

$$R = 17/e$$

avec  $R$  = impédance par carré en milliohms par carrés ( $m\Omega/\square$ ),  
 $e$  = épaisseur du plan en micromètres ( $\mu m$ ).

En haute fréquence, apparaît l'effet de peau. Les courants ne pénètrent pas à l'intérieur des conducteurs et circulent préférentiellement en surface. L'impédance d'un plan de cuivre devient égale à :

$$Z = 370\sqrt{F},$$

avec  $Z$  = impédance par carré en milliohms par carrés ( $\mu\Omega/\square$ ),  
 $F$  = fréquence en mégahertz (MHz).

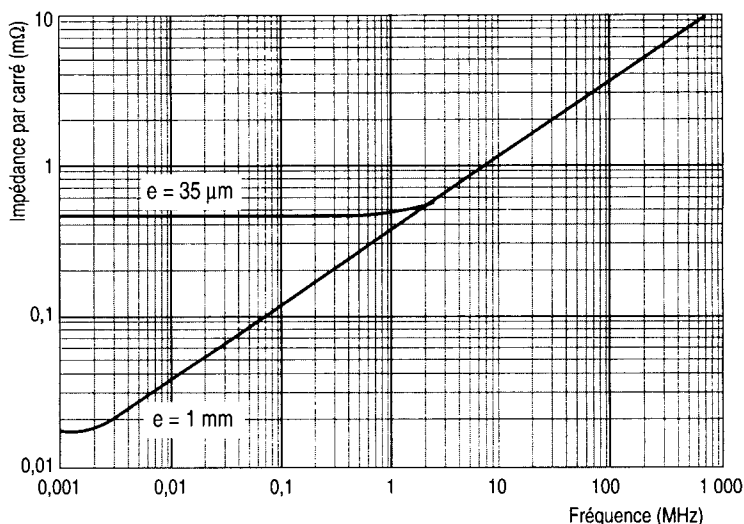


Figure 2.2.

On voit qu'à partir de 2 MHz, l'impédance d'un plan de 1 mm d'épaisseur est la même que celle d'un plan de 35  $\mu\text{m}$ . En haute fréquence, l'épaisseur de cuivre est indifférente.



**Application : Calcul de l'impédance d'un plan.**

*Quelle est l'impédance d'un plan de masse carré de 20 cm de côté à 100 MHz (fréquence équivalente de la logique HCMOS) ( $e = 35 \mu\text{m}$ ) ?*

On lit dans l'abaque à 100 MHz :

$$Z = 3,7 \text{ m}\Omega.$$

Un plan de cuivre reste un excellent court-circuit même en haute fréquence.



# Impédance des pistes de circuit imprimé

## Résistance des pistes

En basse fréquence, une piste de circuit imprimé se comporte comme une résistance. Sa valeur se calcule par la formule :

$$R = 17L/(dxe)$$

avec  $R$  = résistance de la piste en milliohms ( $m\Omega$ ),  
 $L$  = Longueur de la piste en millimètres,  
 $d$  = largeur de la piste en millimètres,  
 $e$  = épaisseur de la piste en micromètres.

Pour une piste de 35  $\mu\text{m}$ , la formule s'écrit :

$$R = 0,5L/d.$$

## Intensité maximale

La résistance des pistes permet de calculer les pertes joules supportées par les conducteurs. On peut ainsi déterminer le courant efficace maximal admissible dans une piste de circuit imprimé. La figure 2.3<sup>(1)</sup> donne l'intensité admissible en continu dans un conducteur en fonction de la section. Elle s'applique aux cartes imprimées simple face d'épaisseur nominale 1,6 mm à conducteur de cuivre. Les revêtements métalliques additionnels ne sont pas pris en compte et il est supposé que l'espacement entre les conducteurs est au moins égal à la largeur des conducteurs. Si ces conditions ne sont pas vérifiées, il est conseillé d'appliquer une diminution de 15 % du courant applicable. Les différentes courbes figurant sur cet abaque sont données pour des élévations de températures au dessus de la température ambiante.

(1) Origine : NF C 93 703

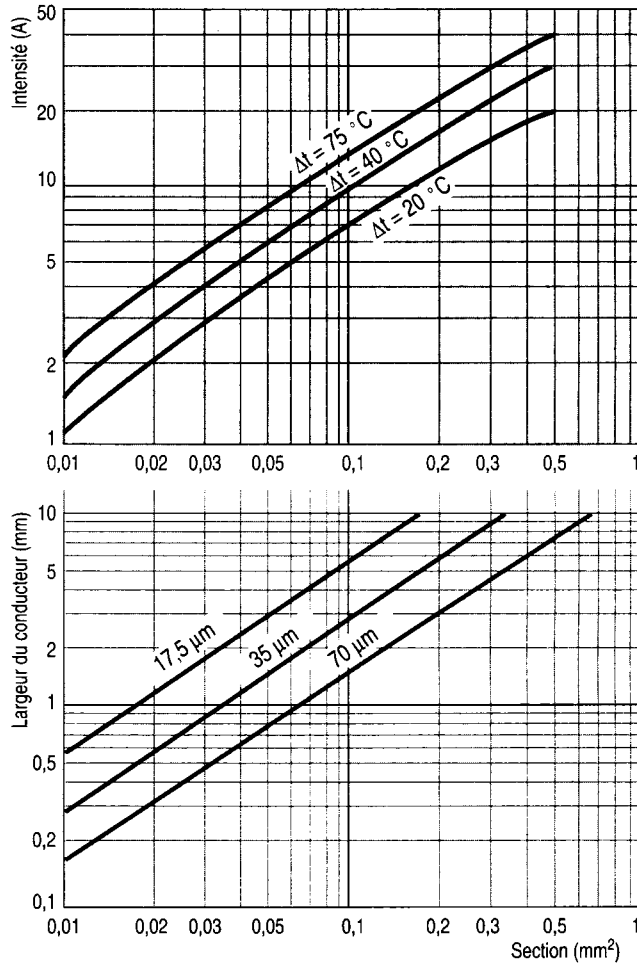


Figure 2.3.



### Application : Calcul de la largeur d'une piste

Une piste doit supporter un courant de 5 A. Quelle doit être sa largeur minimale ?

Avec un courant de 5 A, on obtient une élévation de température de  $40^\circ\text{C}$  au-dessus de la température ambiante pour une section de  $0,038\ \text{mm}^2$ , ce qui, pour une épaisseur de  $35\ \mu\text{m}$ , correspond à une largeur de  $1,1\ \text{mm}$ . En appliquant une correction de 15 %, la largeur minimale devient  $1,3\ \text{mm}$ .

Pour une élévation de température de 20 °C, la largeur minimale est de 1,9 mm. Après correction de 15 %, la largeur minimale devient 2,2 mm.

## Impédance des pistes

En haute fréquence, l'impédance d'une piste de circuit imprimé devient inductive, c'est-à-dire proportionnelle à la fréquence. En première approximation, nous considérerons qu'une piste de circuit imprimé présente une self inductance de 10 nH/cm quelle que soit sa section. L'impédance peut ainsi se calculer par la formule :

$$Z = 0,06L F,$$

avec  $Z$  = impédance en ohms,

$L$  = longueur de la piste en centimètres,

$F$  = fréquence en mégahertz.

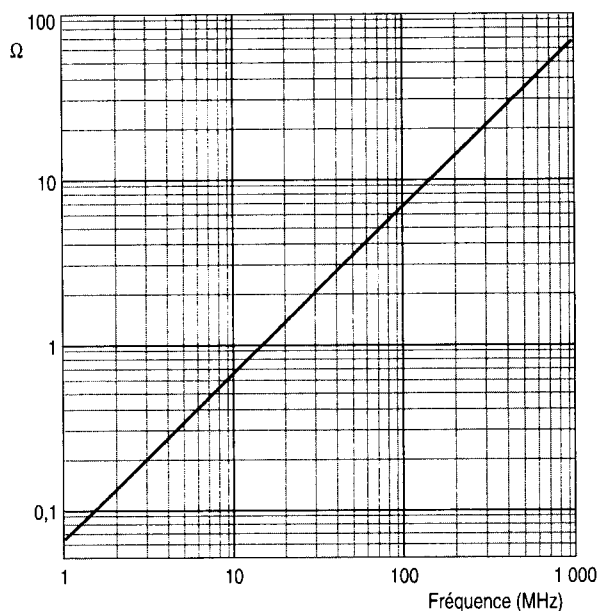
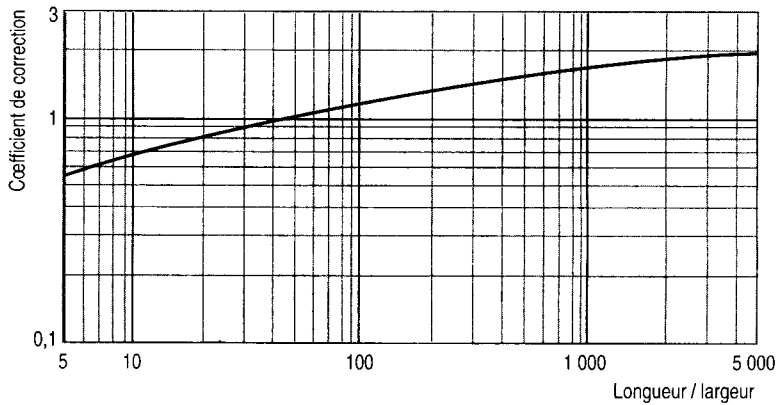


Figure 2.4.

La figure 2.5 permet de lire directement l'impédance d'une self de 10 nH (1 cm de piste) en fonction de la fréquence. Il suffit ensuite de multiplier cette valeur par la longueur de la piste en centimètres pour obtenir son impédance.

Pour un calcul plus précis, il est possible d'appliquer un coefficient correcteur intégrant la largeur des conducteurs (sans plan de masse).



*Figure 2.5.*

L'impédance de la piste se calcule alors par la formule :

$$Z = L Z_1 K,$$

avec  $Z$  = impédance de la piste en ohms,

$L$  = longueur de la piste en centimètres,

$Z_1$  = impédance d'une self de 10 nH (figure 2.5),

$K$  = coefficient correcteur (figure 2.6).



### **Application : Calcul de l'impédance d'une piste**

*Quelle est l'impédance d'une piste de masse de longueur 5 cm et de largeur 0,4 mm entre deux boîtiers numériques à 100 MHz, fréquence équivalente de la logique HCMOS.*

$$Z_1 = 6,3 \Omega \text{ (figure 2.5),}$$

$$K = 1,2 \text{ (figure 2.6),}$$

$$Z = 5 \times 6,3 \times 1,2,$$

$$Z \approx 38 \Omega.$$

Une telle impédance est inadmissible pour une piste assurant la référence de potentiel entre deux circuits échangeant des données.

## Tracé des alimentations

Le tracé des alimentations doit être réalisé de façon à maîtriser deux paramètres : réduire le bruit d'alimentation en Mode Différentiel et minimiser le bruit de masse en Mode Commun.

### Impédance d'alimentation par piste

L'impédance des pistes n'étant pas nulle, le courant de consommation des circuits va bruyter les alimentations. Ce phénomène sera d'autant plus critique que les circuits seront sensibles (analogique bas niveau) ou que le courant consommé sera haute fréquence (numérique).



#### Application : Calcul du bruit d'alimentation

*Une porte HCMOS consomme à la commutation un courant de 50 mA (courant de sortie plus courant de surconsommation) en 3,5 ns. La longueur totale de la piste entre le condensateur de découplage et le boîtier est de 6 cm. Quel est le bruit d'alimentation ?*

Le bruit d'alimentation est égal à

$$U = L \cdot \Delta I / \Delta t,$$

avec  $U$  = bruit d'alimentation en volts,

$L$  = Self de la piste en henrys,

$\Delta I / \Delta t$  : courant de consommation sur le temps de transition en ampères par seconde (A/s).

Une piste présente une self de 10 nH/cm.

$$U = 60 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^{-3} / 3,5 \times 10^{-9} \approx 850 \text{ mV.}$$

Le bruit d'alimentation généré par la commutation d'une porte correspond, environ, à la marge de bruit statique.

L'impédance des pistes étant principalement selfique et indépendante de la section, seule une diminution de la longueur permet de réduire ce bruit d'alimentation.

Le condensateur de découplage devra donc être placé au plus près du boîtier. Son placement vis-à-vis des broches d'alimentation n'est pas critique. La longueur totale de la piste entre le condensateur de découplage et le boîtier doit être réduite au strict minimum.



## Réduction de l'impédance par pistage

La self d'un conducteur correspond essentiellement à l'énergie stockée autour du conducteur lorsque ce dernier est parcouru par un courant. Pour un conducteur rectiligne, cette self vaut environ 10 nH/cm. En modifiant la géométrie et en donnant au conducteur la forme d'une épingle à cheveux, l'énergie stockée par le courant circulant sur la première moitié du conducteur sera compensée par celle stockée par le courant retour. Il y a moins d'énergie stockée, donc moins de self.

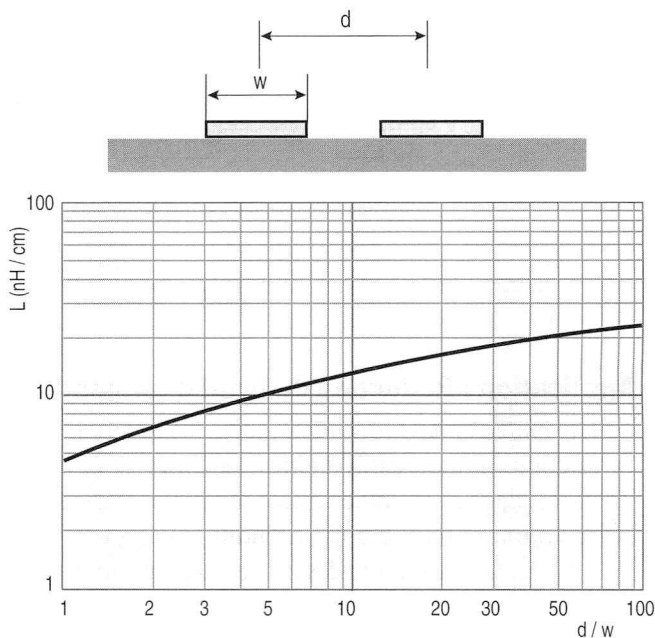
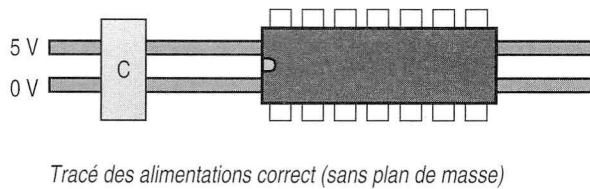
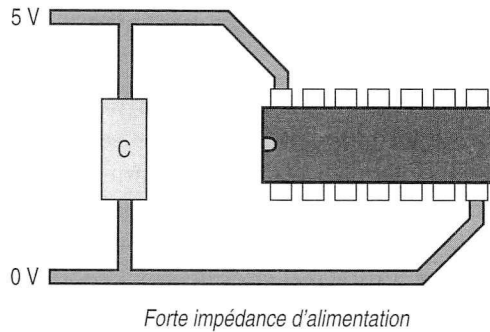


Figure 2.6.

L'alimentation sur une carte va se comporter en mode différentiel comme un conducteur en épingle à cheveux. Afin de diminuer le bruit d'alimentation, les conducteurs + et - d'alimentation doivent être routés le plus proche possible l'un de l'autre.



*Figure 2.7.*



**Application : Réduction du bruit d'alimentation**

*L'exemple ci-dessus montre que le bruit développé par une porte HCMOS à la commutation est d'environ 800 mV si la piste entre le condensateur de découplage et le boîtier a une longueur totale de 6 cm. Le tracé est modifié et l'alimentation est maintenant routée avec piste de 5 V contre piste de 0 V. La largeur des pistes est de 0,8 mm, la distance entre pistes est de 0,35 mm et la longueur totale de la piste est de 6 cm. Quel est le nouveau bruit d'alimentation ?*

Le bruit d'alimentation est égal à

$$U = L \cdot \Delta I / \Delta t,$$

avec  $U$  = bruit d'alimentation en volts,


$L$  = self de la piste en henrys,

$\Delta I / \Delta t$  = courant de consommation sur temps de transition en ampères par seconde.

Suivant la figure 2.7, la self de la piste vaut :

$$d/w = 1,15, \text{ d'où } L = 1,8 \times 6 \text{ cm} = 10,8 \text{ nH},$$

$$U = 10,8 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^{-3} / 3,5 \times 10^{-9},$$


$$U \approx 150 \text{ mV} !$$

Une simple précaution de pistage permet de réduire le bruit d'alimentation d'environ un facteur 5.

### **Impédance d'alimentation par plan**

Lorsque l'alimentation est assurée par des plans, le bruit d'alimentation est considérablement réduit. En reprenant l'exemple des paragraphes précédents et en considérant que les plans d'alimentation entre le boîtier et le condensateur de découplage sont équivalents à des carrés, le bruit d'alimentation est de :

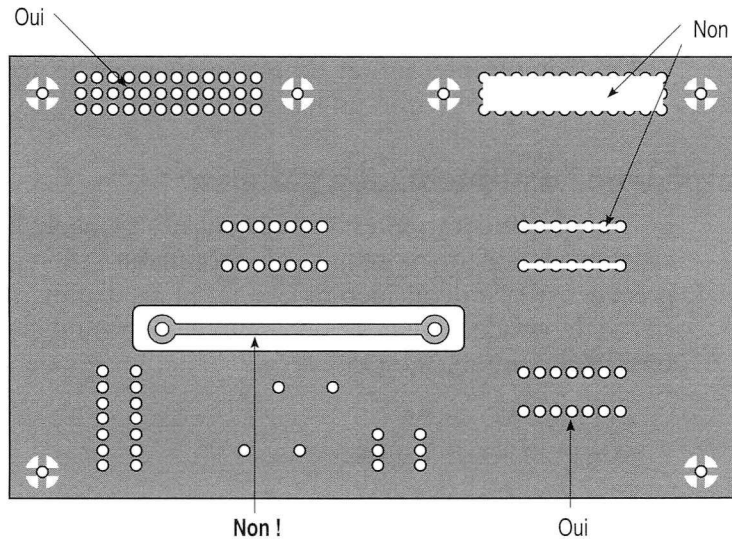
$$\begin{aligned} Z_{\square} &= 4 \text{ m}\Omega, \\ Z_{\text{total}} &= 4 \times 2 = 8 \text{ m}\Omega, \\ U &= 8 \times 50 = 0,4 \text{ mV}. \end{aligned}$$

Les courants de commutation ainsi que les temps de montées des familles logiques récentes (ACMOS, FAST) imposent en pratique une alimentation par plan si l'on veut conserver un niveau de bruit acceptable sur les cartes.

La réduction du bruit d'alimentation n'est garantie que tant que les plans peuvent être considérés comme des impédances très faibles. Une erreur fréquente est de fendre le plan de masse et d'augmenter ainsi son impédance. Une fente dans un plan va se comporter comme une self d'environ 1 nH/cm. Si la fente est ouverte à une de ses extrémités, la self équivalente est quatre fois plus importante et devient ainsi égale à 4 nH/cm. En reprenant l'exemple précédent mais avec un plan de masse fendu par une piste de 15 cm entre le boîtier et le condensateur de découplage, le bruit d'alimentation devient égal à :

$$\begin{aligned} U &= 0,4 \text{ mV} + L (\text{fente}) \Delta I / \Delta t \\ U &= 0,4 \text{ mV} + 15 \cdot 10^{-9} \cdot 50 \cdot 10^{-3} / 3,5 \cdot 10^{-9} \\ U &= 0,4 \text{ mV} + 214 \text{ mV} \end{aligned}$$

Un plan de masse ne doit pas être fendu. On veillera donc à ne jamais placer de pistes dans les plans d'alimentation. On s'assurera également que les bibliothèques des CAO sont correctes et que le diamètre des pastilles est suffisamment faible pour que les traversées dans les plans ne soit pas sécantes.



*Figure 2.8.*

Nous verrons au paragraphe suivant comment peuvent être traitées les cartes mixtes analogiques numériques qui comportent plusieurs 0 V.

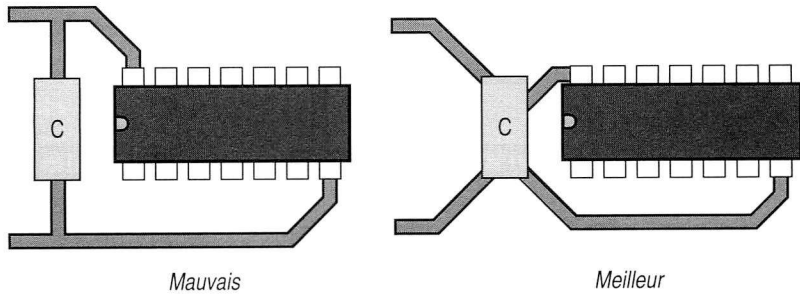
## Découplage des alimentations

Les condensateurs de découplage placés à proximité des boîtiers rapides vont limiter la circulation des courants à forts  $di/dt$  dans la carte. Ceci aura pour effets de diminuer à la fois le bruit de masse et le bruit d'alimentation.

- Pour les cartes avec alimentation par pistes, on placera dans la mesure du possible les pistes + et - d'alimentation l'une contre l'autre afin de réduire la self. Un condensateur de découplage sera placé à proximité immédiate de chaque boîtier en réduisant au maximum la longueur **totale** de la piste entre le condensateur et le boîtier. Pour la réduction du bruit d'alimentation, la position de la capacité par rapport à la broche de masse ou d'alimentation n'est pas critique.

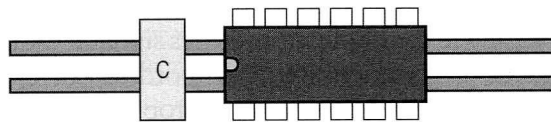
Le condensateur de découplage va isoler le boîtier du reste de la carte au moment de la commutation. Le tracé doit limiter le couplage entre l'amont et l'aval du condensateur :

- *limitation du couplage par impédance commune* : on doit réduire au maximum la longueur commune des pistes entre les deux parties à découpler ;



*Figure 2.9.*

- *limitation du couplage par rayonnement de la boucle amont sur la boucle aval.* : les pistes d'alimentations + et - doivent être proches afin de limiter les surfaces de boucles.

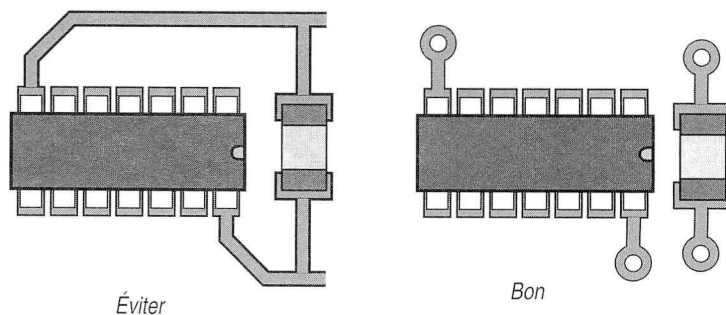


*Tracé des alimentations et découplage optimal  
(sans plan de masse)*

*Figure 2.10.*

- Pour les cartes multicouches avec alimentations par plans, la faible impédance d'un plan de cuivre permet de réduire considérablement le bruit d'alimentation et le bruit de masse. Pour cela, les plans ne doivent pas être fendus et les broches des boîtiers et des condensateurs doivent être raccordées directement aux plans par trous métallisés. Les freins thermiques, indispensables pour la fabrication des cartes, ne rajoutent pas d'impédance série significative.

Tout autre mode de raccordement augmentera le bruit. Une précaution particulière doit être prise lors de l'utilisation de composants CMS. Les connexions des composants ne traversant pas le CI, le découplage est souvent assuré par une piste, ce qui augmente le bruit. On veillera donc à placer une traversée à proximité de chaque connexion.



*Figure 2.11.*

La faible impédance des plans va permettre de réduire les contraintes quant au placement des condensateurs de découplage. Leur position par rapport aux boîtiers n'est pas critique, mais la distance maximale entre chaque boîtier et le condensateur le plus proche doit être d'autant plus faible que le temps de montée des signaux est bref. On veillera également à placer des condensateurs en bord de carte afin de limiter le rayonnement de la carte par une fente trop importante en bord de carte.

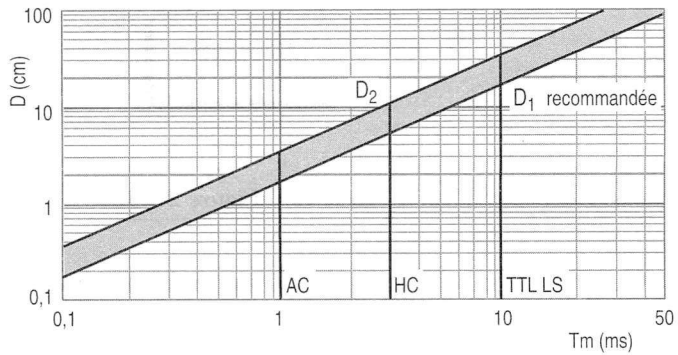
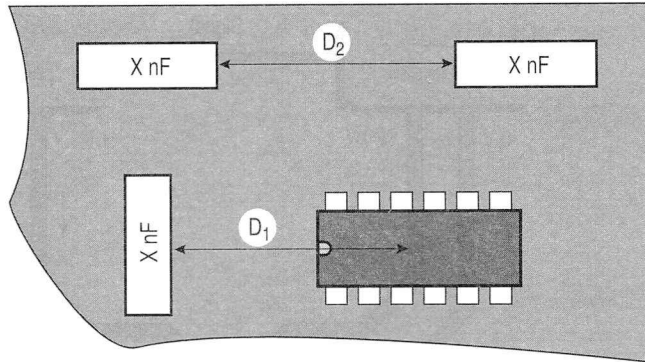
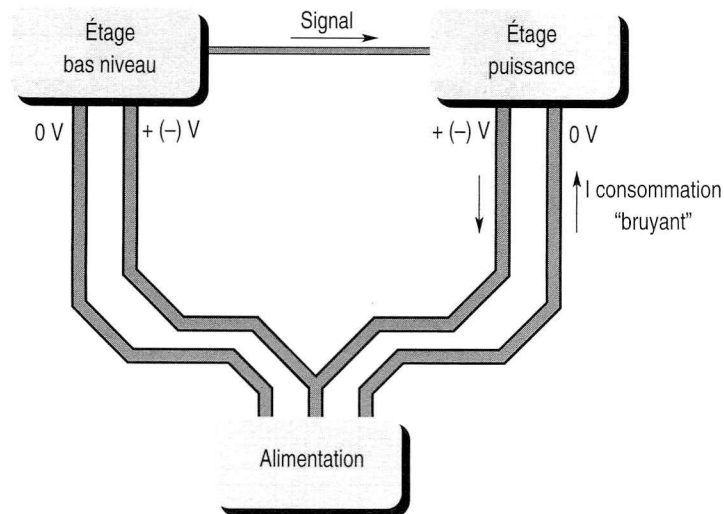


Figure 2.12.

## Distribution de l'alimentation analogique

Pour les circuits analogiques (comme pour tout autre circuit, ...), deux boîtiers échangeant des informations ne doivent pas avoir de différence de potentiel entre leurs références et la tension d'alimentation en mode différentiel (entre  $V+$  et  $V-$  dans ce cas) doit rester d'autant plus propre que la réjection de bruit sur les alimentations est faible. On devra donc limiter l'impédance des conducteurs de masse (piste large et courte), mais également limiter la circulation de courants bruyants dans les zones sensibles.

Une première solution consiste à séparer le pistage des alimentations de chaque boîtier et à ne raccorder les alimentations entre elles qu'en un seul point.



*Figure 2.13.*

Ce type de montage, appelé alimentation en étoile limite la circulation du courant de consommation à chaque circuit mais il présente trois inconvénients :

- la longueur des conducteurs, donc l'impédance, n'est pas minimale ;
- le courant de consommation de l'étage bruyant circule dans des conducteurs communs à l'alimentation et au signal sensible ;
- on retrouve une surface de boucle importante entre les conducteurs signaux et les conducteurs d'alimentations.

Afin de réduire ces couplages, l'alimentation doit être chaînée. Deux étages successifs ont leurs alimentations interconnectées au plus court afin de réduire l'impédance des conducteurs et la surface de boucle entre les pistes signal et les pistes alimentations. La chaîne ainsi réalisée est alimentée à partir de l'étage le plus bruyant afin de limiter la circulation de courants perturbateurs dans les parties sensibles.



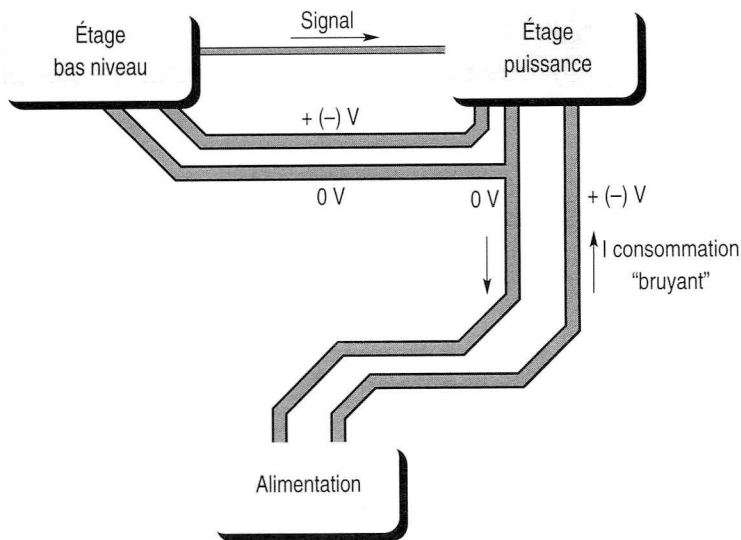


Figure 2.14.

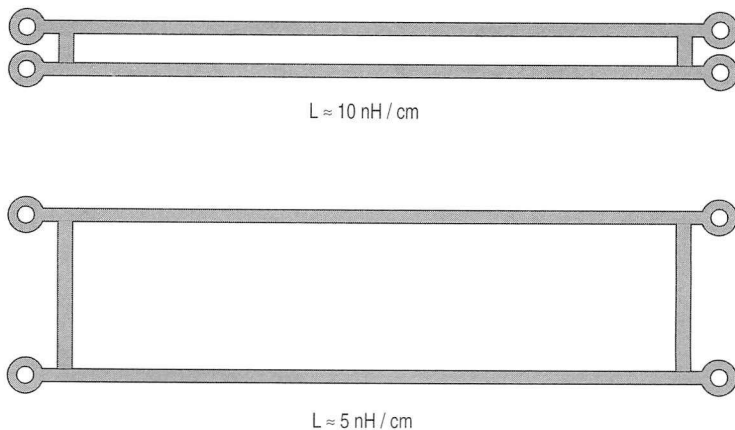
On veillera à chaîner **toutes** les alimentations (+, -, masse) et un découplage au niveau de chaque étage est conseillé afin de limiter le bruit en mode différentiel.

Il est important de noter que ce type d'alimentation est parfaitement adapté aux systèmes analogiques. En effet, les signaux des cartes analogiques suivent une progression très *rectiligne* orientée de l'entrée vers la sortie (ou la conversion).

## Cartes numériques

Du fait de la topologie des signaux, les cartes numériques imposent une équipotentialité non pas locale (étage à étage) mais globale. Le tracé des alimentations par chaînage n'est donc pas suffisant dans ce cas. D'autre part, les  $di/dt$  des cartes numériques sont plus importants que dans les cartes analogiques.

La réduction de l'impédance des pistes ne peut pas être obtenue par une augmentation de la section. De même, lorsque l'on place deux conducteurs en parallèle, la diminution de l'impédance totale n'est significative que lorsque les deux conducteurs sont éloignés.



*Figure 2.15.*

Pour une carte numérique, l'alimentation se composera donc au minimum d'un réseau maillé. On placera sur une face 0 V et 5 V côte à côte et l'on réalisera ensuite un maillage en routant les mêmes pistes perpendiculairement sur l'autre face. On obtient ainsi une réduction de l'impédance en mode différentiel par l'effet d'épingle à cheveux entre 0 V et 5 V et une réduction de l'impédance en mode commun par le maillage du 0 V. Le nombre de maille sur la carte doit être environ égale au nombre de boîtiers. On veillera à placer le maillage jusqu'en bord de carte.

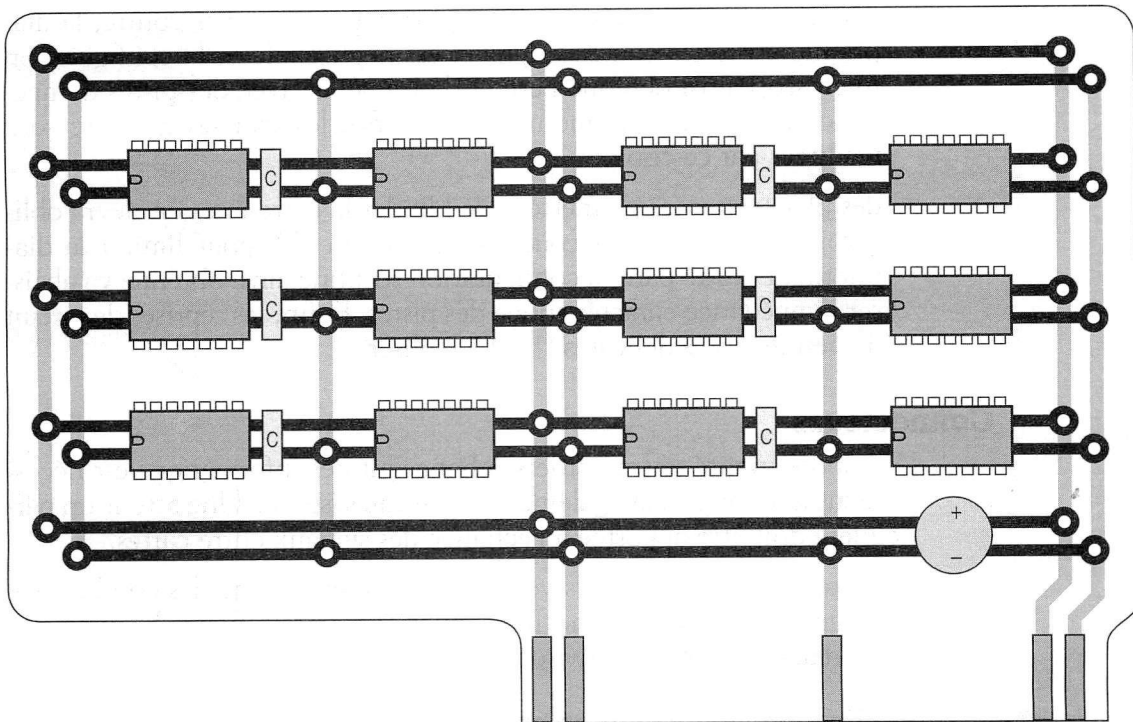


Figure 2.16.

Pour les cartes numériques multicouches, on réservera un plan pour le 5 V et un plan pour le 0 V. Afin de conserver la faible impédance d'un plan de cuivre, on ne placera aucune piste dans ces plans d'alimentations. Lorsque pour une raison d'encombrement les couches signaux ne peuvent recevoir les dernières pistes, ces dernières seront placées préférentiellement dans le plan de 5 V. Lorsque malgré tout, le plan de masse comporte une fente, de nombreuses précautions doivent être prises. Toute piste qui enjambe cette fente doit être accompagnée par une passerelle connectée au 0 V. Par précaution, la fente doit être couturée régulièrement (environ tous les 15 mm) par des liaisons courtes. La solution la plus simple consiste, on le voit, à ne pas fendre le plan de masse !

La disposition des plans d'alimentations peut être envisagée de deux façons :

- des plans internes n'offrent pas aux pistes un blindage aussi bon que lorsqu'ils sont placés en externe, la capacité des pistes par rapport à

l'environnement extérieur étant plus importante. Par contre, la diaphonie entre les couches signaux est négligeable et la configuration microstrip ainsi obtenue permet de travailler avec des pistes d'impédance caractéristique moins basse. Enfin, les reprises de carte sont facilitées par ce choix.

- des plans externes permettent de blinder la carte mais on devra obligatoirement router les couches signaux en X/Y pour limiter la diaphonie. D'autre part, la configuration stripline ainsi obtenue va abaisser l'impédance caractéristique des pistes. Enfin, les reprises de circuit deviennent très délicates (!...) à réaliser.

## Connecteurs

L'équipotentialité entre boîtiers échangeant des informations est nécessaire sur une carte mais également au niveau système. Une attention particulière doit être apportée à l'échange des signaux entre cartes.

Les broches de connecteurs vont se comporter comme des conducteurs rectilignes et présenter une impédance de type selfique. La longueur totale d'une broche est d'environ 2 cm ce qui représente une self de 20 nH.



### Application : Bruit dans un connecteur

*Quel est le bruit de masse dans un connecteur de fond de panier comportant trois broches de 0 V lorsqu'il est parcouru par courant de 100 mA avec un front de montée de 3,5 ns ?*

On peut considérer que les trois broches se mettent en parallèle ; la self totale est donc de 20 nH/3 ( $\approx 7$  nH) :

$$U = L \times \Delta I / \Delta t,$$

$$U = 7 \times 10^{-9} \times 0,1/3,5 \times 10^{-9} \approx 200 \text{ mV}.$$

La réduction du bruit de masse dans le connecteur ne peut être réduite qu'en multipliant le nombre de broches de masse dans le connecteur ou en échangeant des signaux systématiquement complémentés... mais cela double le nombre de broches nécessaires.

On réservera donc un nombre de broches de masse suffisant dans chaque connecteur en veillant à répartir ces broches sur toute la hauteur du connecteur afin de limiter également la longueur de la fente entre chaque broche. On placera au minimum une broche de 0 V pour huit broches signal pour les familles logiques de type TTL LS, une broche sur cinq pour le HCMOS, FAST et au moins une sur trois pour la famille AC MOS.

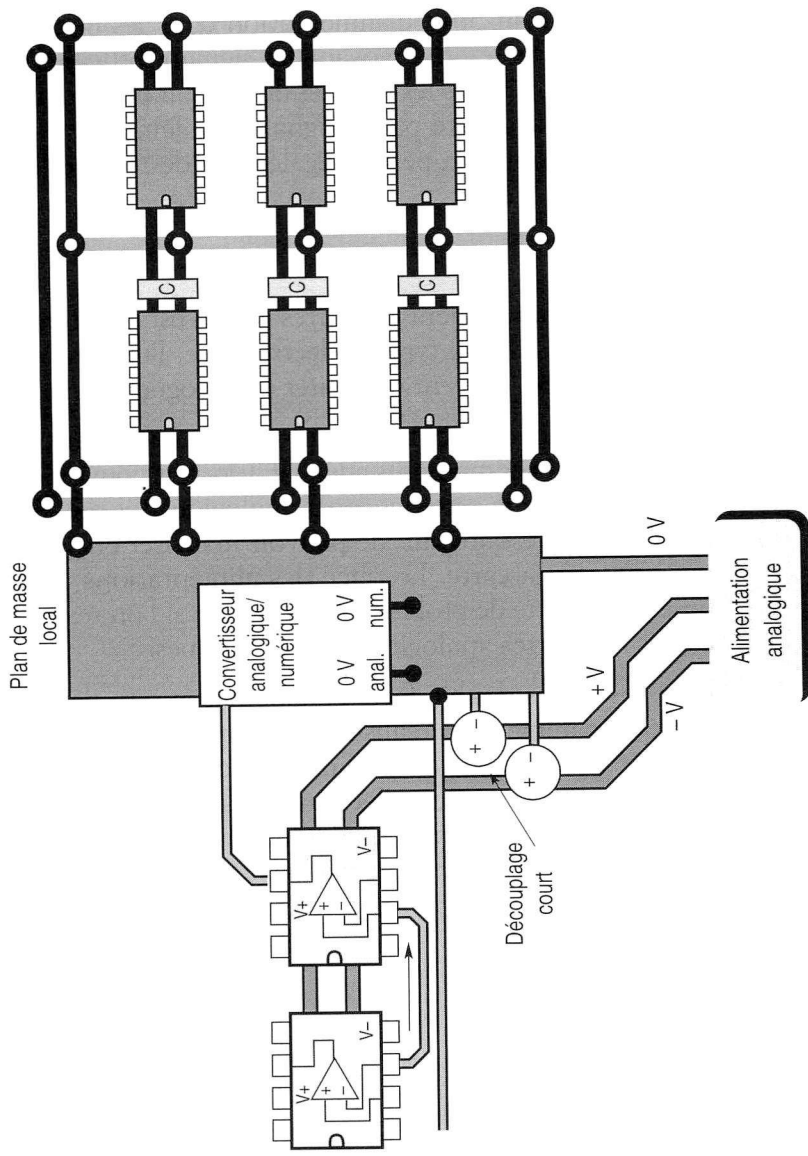


Figure 2.17.



La réduction du bruit d'alimentation dans les connecteurs peut également être assurée en envoyant les signaux bruyants en différentiel. Le bruit développé dans les broches de 0 V par un signal sera ainsi compensé par le bruit généré par le signal complémenté. Nous verrons que ce type de transmission permet également de réduire le rayonnement des systèmes.

## **Cartes mixtes**

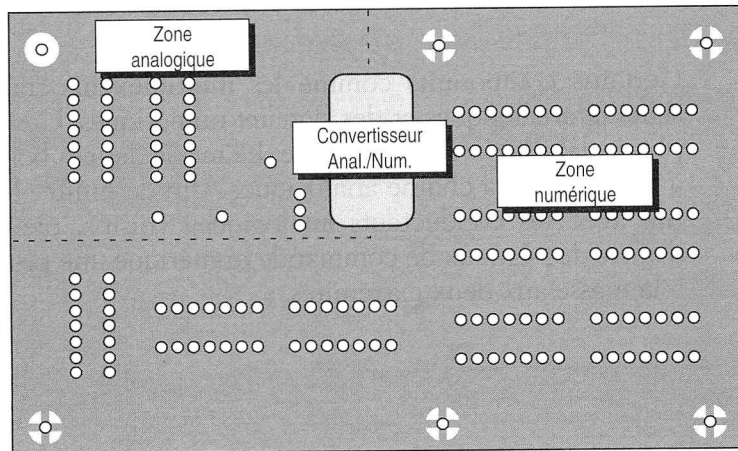
Le bon fonctionnement des cartes mixtes est directement lié au tracé des alimentations. Deux types d'électronique, l'un plutôt sensible et l'autre plutôt bruyant, doivent cohabiter et dialoguer sur la même carte.

La maîtrise des différentes perturbations sur une carte mixte passe par un placement des composants adéquat. On doit pouvoir distinguer en regardant le plan de la carte les zones analogiques et numériques. Cette séparation est nécessaire afin de pouvoir maîtriser ensuite la circulation des courants sur la carte. Le tracé des alimentations d'une carte mixte ne pose pas ensuite de problèmes particuliers si l'on respecte les règles applicables aux cartes analogiques et numériques.

Pour les cartes double face, chaque partie sera dans un premier temps traitée séparément en réalisant au moins un maillage de la partie numérique et un chaînage de la partie analogique. Les masses analogiques et numériques seront raccordées au niveau de l'échange des données, sous les convertisseurs analogique/numérique. On veillera également à alimenter la partie analogique via la partie numérique et à découpler cette alimentation au niveau des convertisseurs également.

Pour les cartes multicouches, la difficulté se situe dans la répartition des couches d'alimentation. Pour le plan de masse, deux solutions sont envisageables. La première consiste à réaliser deux plans de masse qui seront reliés par une languette de raccordement au niveau des convertisseurs analogiques numériques. Cette méthode permet de mieux maîtriser la circulation des courants dans chaque zone mais elle présente un énorme inconvénient. Il ne doit y avoir aucune piste qui coupe la fente ainsi créée ou alors toutes les précautions énumérées plus haut doivent être respectées !

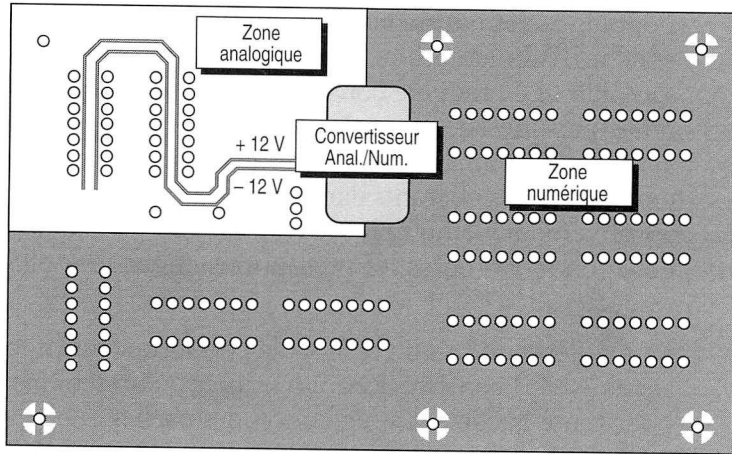
La meilleure solution (et la seule en pratique utilisable dès qu'il y a plusieurs ADC) consiste donc à n'utiliser qu'un seul plan de masse continu pour toute la carte. La séparation des parties analogiques et numériques au niveau du placement permettra de maîtriser la circulation des courants dans chaque partie.



Plan de 0 V

*Figure 2.18.*

Pour les alimentations, on ne pourra pas, pour des questions pratiques, réserver une couche par tension d'alimentation. On devra donc séparer le plan d'alimentation en plusieurs zones. La partie numérique sera alimentée par un plan de 5 V et dans la partie analogique, on pourra assurer une alimentation soit par des zones d'alimentation soit par chaînage.



Plan d'alimentations

**Figure 2.19.**

Certains composants comme les multiplexeurs traitent à la fois des signaux analogiques et des signaux numériques. Ces composants seront placés dans la partie analogique. La masse des ces boîtiers sera raccordée à la masse de la chaîne analogique. Afin de limiter le risque de diaphonie avec les conducteurs analogiques voisins, on placera de part et d'autre des signaux de commande numérique une piste de 0 V raccordée à la masse aux deux extrémités.



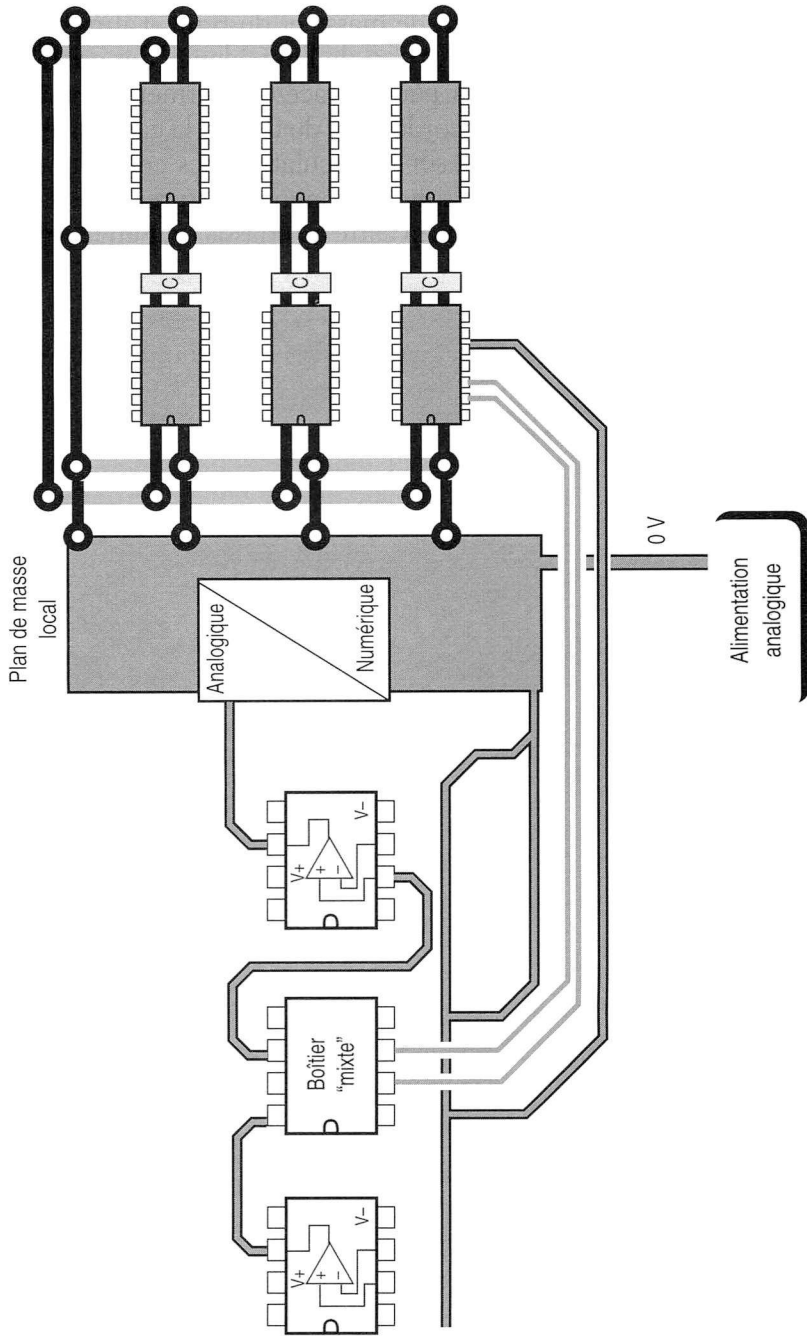


Figure 2.20.



La réduction du bruit de masse et du bruit d'alimentation sur une carte est assurée par la réduction de l'impédance des conducteurs d'alimentation mais également par un tracé qui permet de maîtriser la circulation des courants. Le raccordement du 0 V de la carte au châssis va également avoir une influence sur la circulation des courants dans la carte. Nous verrons au chapitre suivant comment assurer ces liaisons afin de garantir le raccordement de la carte au châssis tout en maîtrisant la circulation des courants.

# COUPLE CARTE À CHÂSSIS

Après avoir rappelé les effets d'une d.d.p. aux bornes d'un condensateur, nous étudierons le comportement capacitif des pistes vis-à-vis de leur environnement. Nous verrons enfin quelles sont les règles à adopter en ce qui concerne la gestion des masses, notamment électrique et mécanique.

## Couplage carte à châssis

La capacité entre deux conducteurs voisins n'est jamais nulle. Une d.d.p. entre eux injecte un courant de l'un sur l'autre.

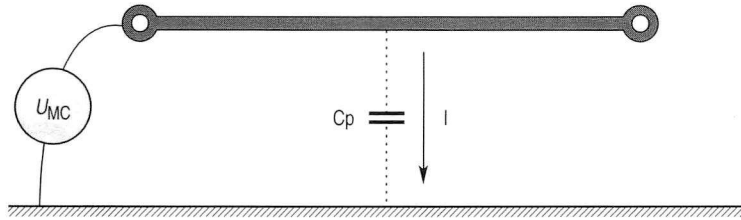


Figure 3.1.

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. Cette capacité vaut :

$$C_i = 35D,$$

avec  $C_i$  = capacité intrinsèque en picofarads (pF),

$D$  = diamètre du disque ou diagonale de la carte en mètres (m).

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.

$$C_p = 0,1S/h,$$

avec  $C_p$  = capacité plane en picofarads (pF),

$S$  = surface de la carte en centimètres carrés,

$h$  = hauteur de la carte par rapport aux masses en centimètres.

La capacité totale de la carte va être 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.

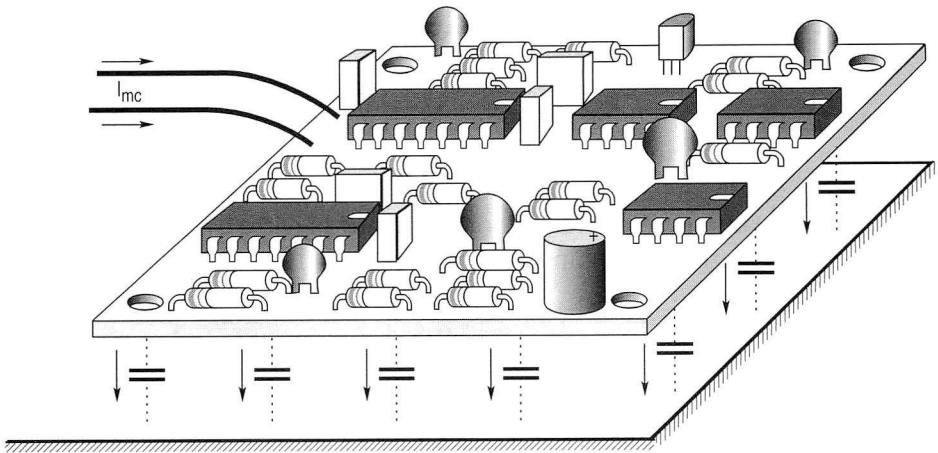


Figure 3.2.

Lorsque la carte verra une perturbation de mode commun, un courant va donc être injecté dans chaque piste :

$$I = 2\pi F C_v U,$$

avec  $I$  = courant parasite collecté en ampères (A),

$F$  = fréquence de la perturbation en hertz (Hz),

$C_v$  = capacité parasite de la piste victime en farads (F),

$U$  = d.d.p. appliquée entre la carte et la masse en volts (V).

La réduction de ce couplage peut être obtenue, soit en réduisant la capacité parasite entre la piste, soit en réduisant les d.d.p. entre la carte et son environnement (châssis).



### Application : Calcul du courant injecté dans une carte

Une carte voit une perturbation de type industriel de 2 kV en 5 ns.

Quel est le courant injecté dans une piste numérique présentant une capacité parasite de 0,1 pF ?

$$I = C \Delta V / \Delta t,$$

$$I = 0,1 \times 10^{-12} \times 2000 / 5 \times 10^{-9} = 40 \text{ mA} !$$

## Capacité parasite des pistes

La capacité totale d'une carte par rapport à son environnement représente le nombre de lignes de champ électrique qui s'accrochent entre la carte et son environnement. Les lignes de champ s'accrochent au plus court sauf sur la périphérie de la carte où l'on observe un renforcement du champ par effet de bord. Lorsque la carte est constituée d'un seul plan, on retrouve la capacité calculée en 3.1.

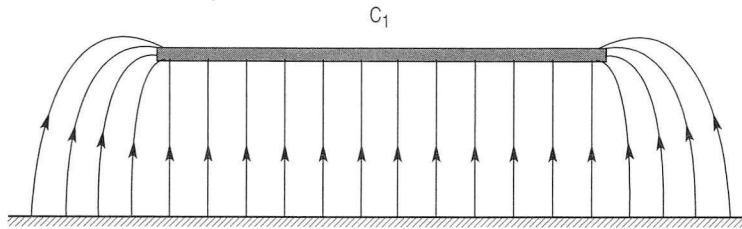


Figure 3.3.

Lorsque ce plan est coupé en deux, on obtient deux capacités de même valeur puisque les deux parties sont symétriques.

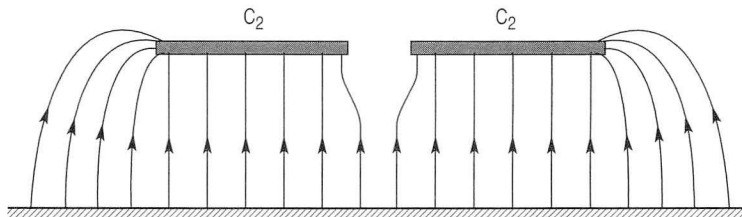


Figure 3.4.

En séparant le plan en trois parties distinctes, le montage obtenu n'est plus symétrique et la capacité des deux parties externes est beaucoup plus importante que celle de la partie centrale.

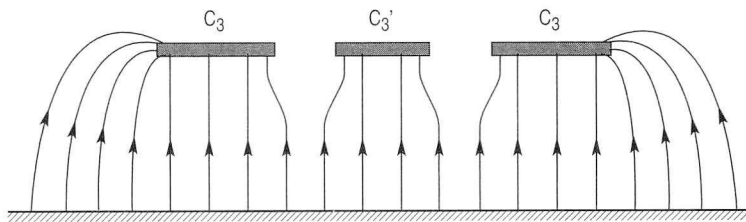


Figure 3.5.

La capacité d'une piste en bord de carte est donnée par l'abaque suivant. Elle correspond à la capacité d'une piste isolée par rapport à la masse la plus proche.

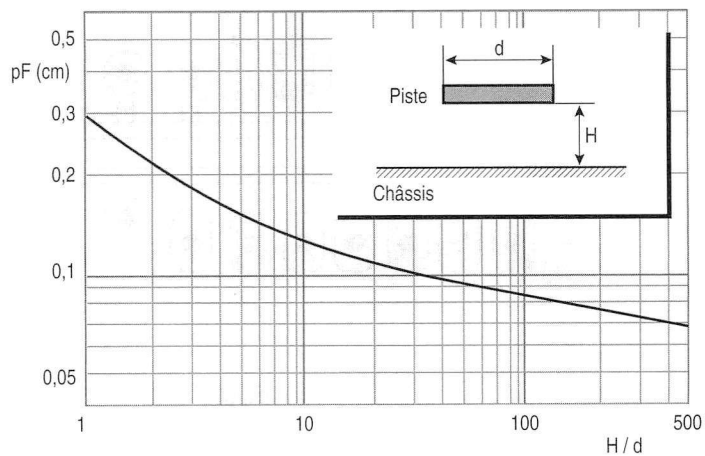


Figure 3.6.

Lorsque la piste est placée au cœur de la carte, on retrouve la configuration donnée par la figure 3.5. La capacité parasite de la piste vaut alors :

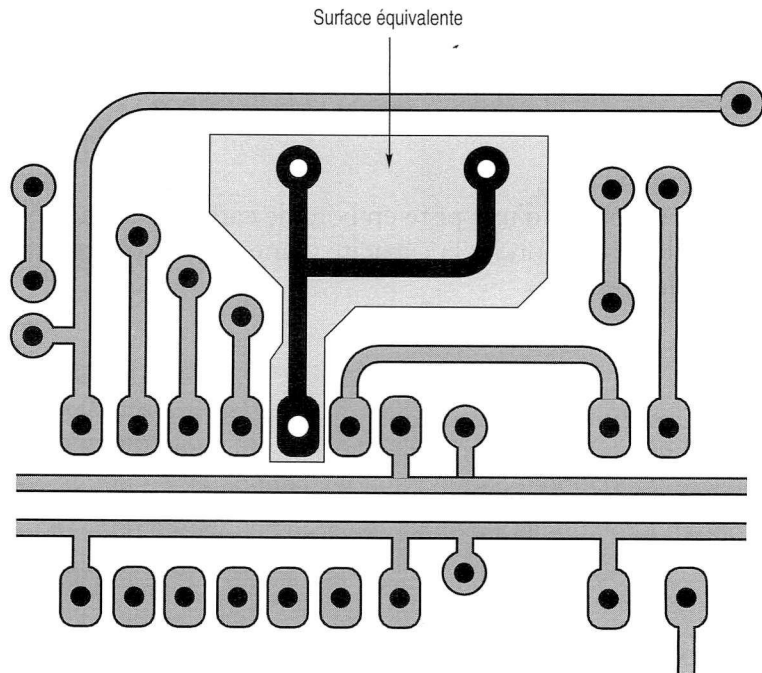
$$C = 0,1S / H,$$

Avec  $C$  = capacité parasite en picofarads,

$S$  = surface équivalente de la piste en centimètres carrés,

$H$  = Distance entre la piste et la masse la plus proche en centimètres.

La surface équivalente d'une piste représente une zone autour de la piste délimitée par une ligne située à égale distance entre la piste et ses premières voisines.



*Figure 3.7.*



## Réduction du couplage carte à châssis

### Raccordement du 0 V au châssis

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que la capacité parasite d'une piste ne pouvait être réduite que jusqu'à une valeur limite. Dès qu'une perturbation de mode commun sera vue par la carte, il y aura inévitablement un courant injecté dans cette capacité. La meilleure solution pour ne pas injecter de courant est donc de ne pas autoriser de d.d.p. entre la carte et son environnement immédiat. *Le 0 V électronique doit être raccordé au châssis.*

Pour les cartes numériques ou de puissance, le 0 V sera raccordé au châssis en autant de points que possible. Ces liaisons seront placées sous les connecteurs (avec deux points par connecteurs), sur les bords de la carte lorsque la distance entre coins dépasse 15 cm et sous la "partie chaude" au niveau de l'horloge et du microprocesseur (voir le chapitre sur le rayonnement des cartes).

Pour les cartes analogiques, une précaution particulière doit être prise lorsque la carte véhicule des signaux sensibles. Le raccordement au châssis ne devra pas être effectué en plusieurs points afin d'éviter le rebouclage des courants d'alimentation, sauf si la mécanique est très équipotentielle (boîtier fraisé dans la masse par exemple).

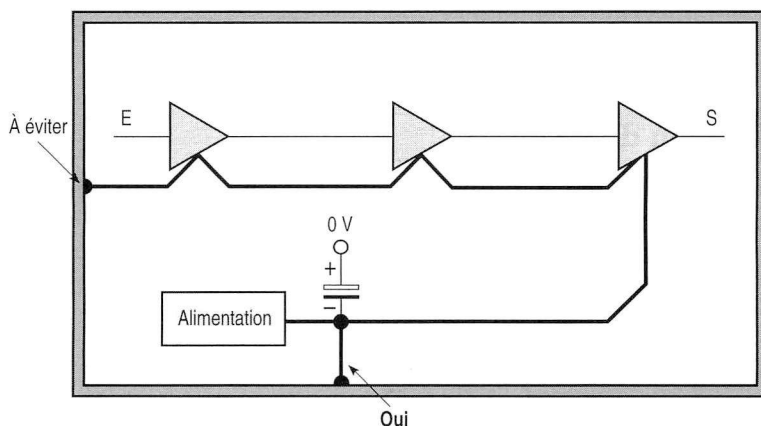


Figure 3.8.

Pour les cartes mixtes, on retrouve le même problème. Le raccordement peut s'effectuer tant que l'on est dans la partie numérique mais doit être arrêté au niveau de la partie analogique. Ne confondons pas courant et tension. Le 0 V doit être raccordé au châssis mais on ne doit pas autoriser la circulation de courants perturbateurs dans les zones sensibles.

Lors des essais des équipements, certains points de raccordements doivent parfois être supprimés. C'est le cas notamment lors des tests DES où un courant peut circuler dans les cartes et perturber le système par impédance commune. Afin de faciliter cette opération, les liaisons entre le 0 V et le châssis doivent être sectionnables sur la carte.

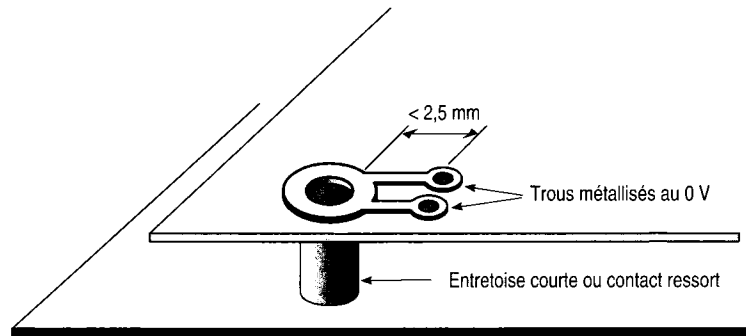
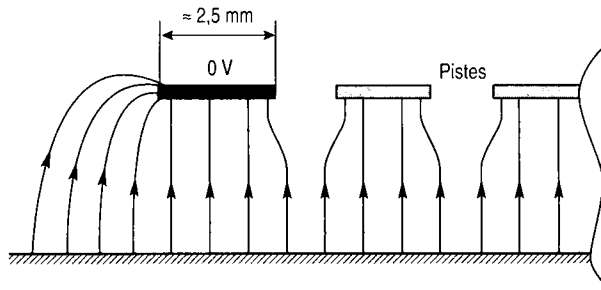


Figure 3.9.

### Anneau de garde

La meilleure solution pour éviter les effets de bord et un couplage trop important sur des pistes et de ne pas placer de pistes en bord de cartes !... Il suffit pour cela de ceinturer la carte par un anneau de garde relié au 0 V. La surface interne de la carte se trouve ainsi délimitée par ce conducteur et on ne retrouve aucune piste en bord de carte.

Pour limiter les effets de bord au maximum, on veillera à donner à cet anneau une largeur suffisante pour ne pas avoir de lignes de champ qui viennent s'accrocher sur les pistes placées près du bord de carte.



*Figure 3.10.*

La largeur souhaitable est de 2,5 mm. Cela permet de supprimer le risque cité ci-dessus. Cela permettra également de placer dans cet anneau de garde les différentes références que l'on doit inscrire en fin de tracé... L'inconvénient d'un anneau de garde de cette largeur est évidemment la surface occupée et cette solution est pratiquement impossible à réaliser d'un point de vue industriel. Un compromis satisfaisant consiste à occuper avec l'anneau de garde la surface qu'occuperaient 3 pistes environ en bord de carte.

Cet anneau de garde sera fermé et raccordé à la grille de masse ou au plan de masse par des traversées. Sur une carte numérique, le raccordement se fera en autant de points que possible. Sur une carte analogique, on veillera à ne pas générer de couplages entre fonction par cette piste en présentant un rebouclage possible des courants de consommation donc un couplage par impédance commune.

Un cas difficile est celui des cartes avec isolement galvanique. Les entrées vont se trouver sur une partie isolée donc flottante par rapport au châssis. Une perturbation de mode commun va secouer cette partie par rapport au châssis et par rapport au reste de la carte et perturber ainsi tout l'équipement en champ électrique.

La première précaution à prendre est de filtrer les entrées par rapport au châssis. On placera pour cela autour de la partie flottante un anneau de garde relié au châssis (attention à l'isolement...). Cet anneau permettra de référencer les filtres, le blindage des câbles et sera connecté au châssis. On évitera de le raccorder au 0 V de la partie non flottante afin de limiter l'injection de courants perturbateurs dans la référence de la carte. Afin de protéger les pistes de la partie flottante et de diminuer leur capacité parasite, on pourra placer un second anneau de garde qui sera raccordé à la référence de la partie flottante.

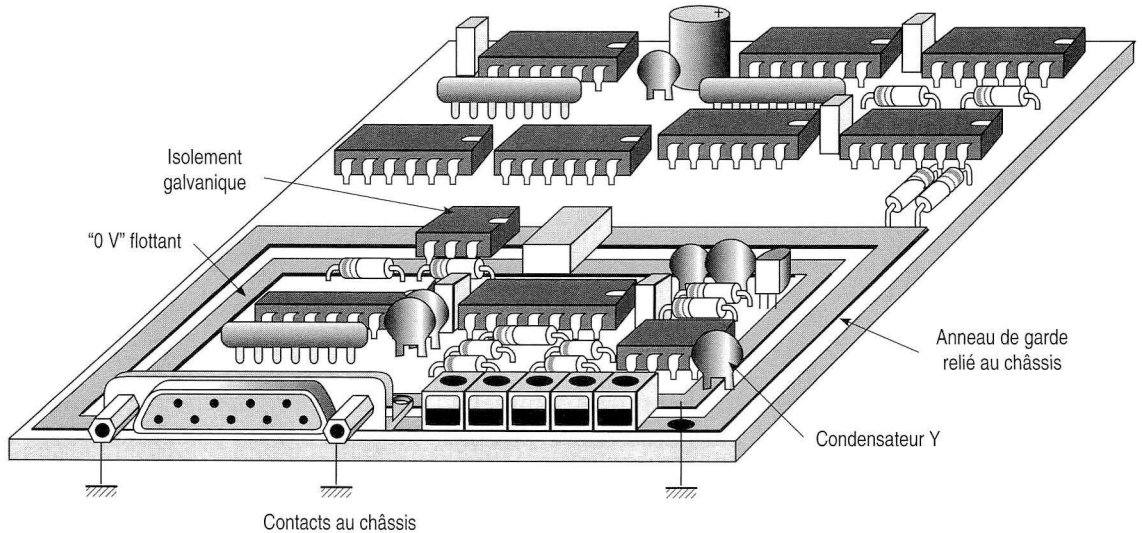


Figure 3.11.

Ceci présente évidemment le gros inconvénient d'occuper une surface importante sur la carte.

## Remplissage de masse

La surface équivalente des pistes, donc leur capacité parasite est directement liée à l'opacité de la carte. Nous verrons plus loin quelles sont les précautions à prendre pour router les pistes dites sensibles.

Lorsque le routage de la carte est terminé, toutes les zones libres doivent être remplies par du cuivre. Les zones de masse ainsi réalisées vont contribuer en partie à l'équipotentialité globale de la carte. Il est important de préciser que ces plans vont inmanquablement présenter de nombreuses fentes. Pour un circuit double faces, ces fentes ne dégradent pas l'équipotentialité de la masse par rapport à celle obtenue avec un simple maillage. Pour un circuit multicouches, le plan de masse interne restera complet et ne devra en aucun cas être découpé. Ce remplissage de masse peut présenter deux risques :

- lors du passage à la vague, les zones de cuivre en surface risquent de se déformer. Cet effet peut être évité soit en réalisant un étamage sélectif, soit en réalisant les zones de cuivre sous forme d'une grille serrée ;

- certaines zones de cuivre peuvent se trouver flottantes, c'est-à-dire non reliées au 0 V, et avoir pour conséquence une légère augmentation de la diaphonie entre les pistes de part et d'autres de la zone de cuivre et une augmentation du couplage carte à châssis par capacité parasite. Elles doivent donc être supprimées. Ceci peut s'effectuer simplement par CAO.

### Identification des pistes sensibles

Le couplage carte à châssis est proportionnel à la capacité parasite de la piste victime par rapport au châssis mais également à l'impédance de charge de la piste victime. Les précautions de routage ne s'appliqueront donc pas à toutes les pistes mais uniquement à celles dites sensibles. Mais pour appliquer ces règles de protection, les pistes sensibles doivent être connues !

Lors de la conception de l'équipement, les parties sensibles sont mises en évidence par le concepteur. La transmission d'un dossier d'implantation complet est donc un paramètre essentiel pour assurer une prise en charge complète de la CEM au niveau du tracé. Ces informations peuvent être transmises soit sous forme de dossier et de fiches, soit sous forme de codes au niveau du schéma (couleur, petits panneaux, etc.).

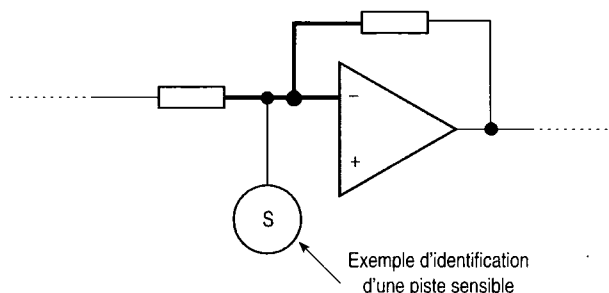


Figure 3.12.

On peut déjà noter que les pistes sensibles seront principalement les pistes bas niveau et les pistes à hautes impédances. On notera également que les pistes rapides seront à traiter de la même manière que les pistes sensibles. Nous verrons que le rayonnement des câbles est en partie lié à la capacité parasite des pistes rapides.



## **Routage des pistes sensibles**

Après avoir identifié les parties sensibles et relevé les équipotentielles à protéger, un certain nombre de précautions sont à prendre lors du tracé de la carte. La première partie de la protection se fait lors du placement des composants. Les parties sensibles doivent être placées si possible au centre de la carte afin de limiter les effets de bord. Le routage des pistes sensibles est ensuite effectué manuellement en priorité (après les alimentations) en prenant soin de tirer les pistes au plus court. Ces pistes seront ensuite fixées par le système afin que leur emplacement ne soit pas modifié pendant le reste du tracé. Ceci présente toutefois l'inconvénient de figer le tracé et de poser quelques difficultés au routeur automatique lors de la phase finale du tracé.

Dans l'exemple suivant, les deux implantations proposées présentent deux pistes de surface équivalente identique mais le comportement de l'ensemble vis-à-vis des perturbations ne sera pas du tout le même dans les deux cas. En effet, sur le schéma 1, la capacité parasite considérée est celle de la piste d'entrée de l'ampli alors que sur le schéma 2, la piste considérée est la sortie de l'ampli. Dans le premier cas, la capacité parasite s'accroche sur une piste haute impédance alors que dans le second cas, c'est une piste basse impédance qui voit le courant perturbateur. L'effet induit dans le circuit électrique est donc moindre dans ce dernier cas.

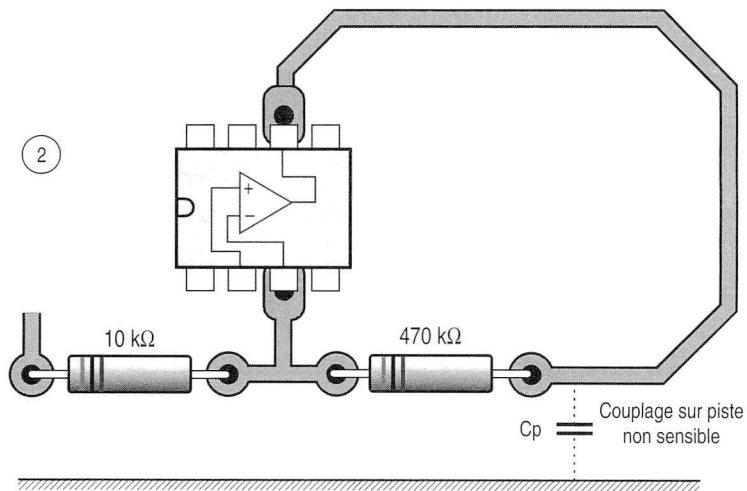
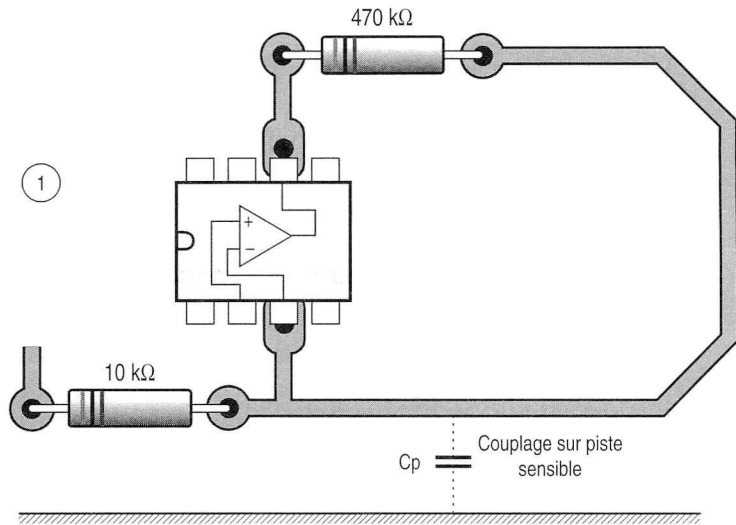


Figure 3.13.

## Filtrage des entrées - sorties

Afin de limiter les perturbations vues par les cartes, les entrées - sorties doivent être filtrées. Dans la majorité des cas, les filtres sont installés sur le circuit imprimé. L'implantation et le tracé au niveau des filtres doivent être particulièrement soignés afin de bénéficier au maximum de l'efficacité de filtrage des éléments utilisés.

### • Regroupement des entrées - sorties

La plupart des équipements ne sont pas raccordés en H.F. aux masses de l'installation. Même les équipements connectés avec un vert/jaune se trouvent en H.F. flottants par rapport aux masses du fait de la longueur (donc de l'impédance) trop importante des ces liaisons de masse. Lorsqu'une perturbation de mode commun est vue par un câble, cette dernière entre dans l'équipement, ressort par capacité parasite... et par les autres câbles !

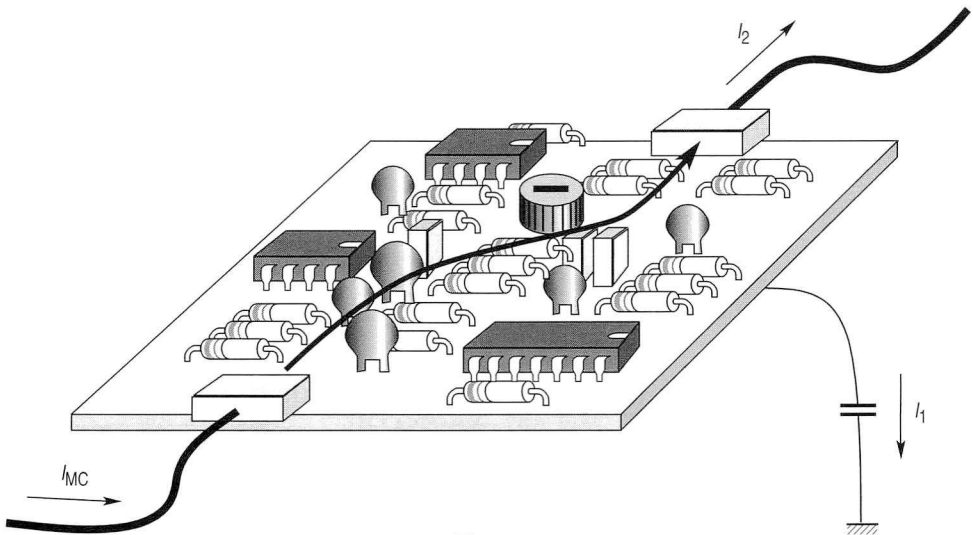


Figure 3.14.

Ceci entraîne une circulation d'un courant de mode commun qui risque de perturber la carte par impédance commune. Afin de contrôler la circulation du courant, tous les câbles d'entrées-sorties doivent être regroupés sur une Tôle de Référence de Potentiel (TRP). Les connecteurs et les filtres doivent donc être installés sur un seul coté de la carte. La TRP peut être le plastron métallique d'une carte fille.



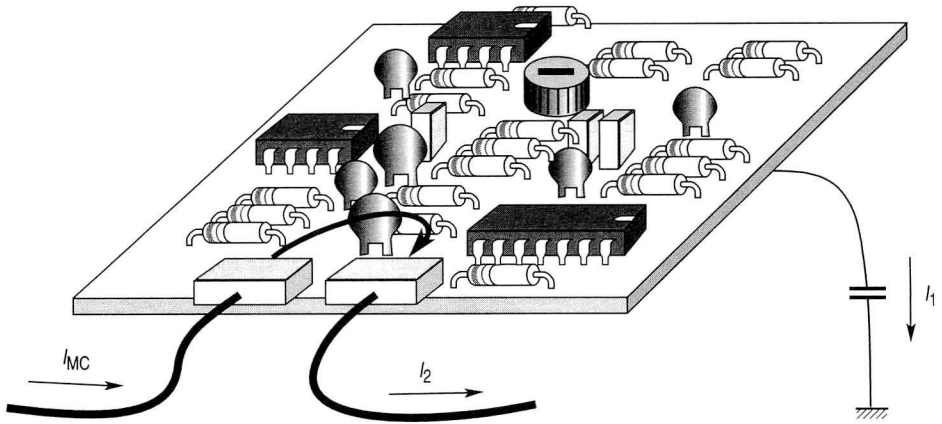


Figure 3.15.

### • Montage des filtres

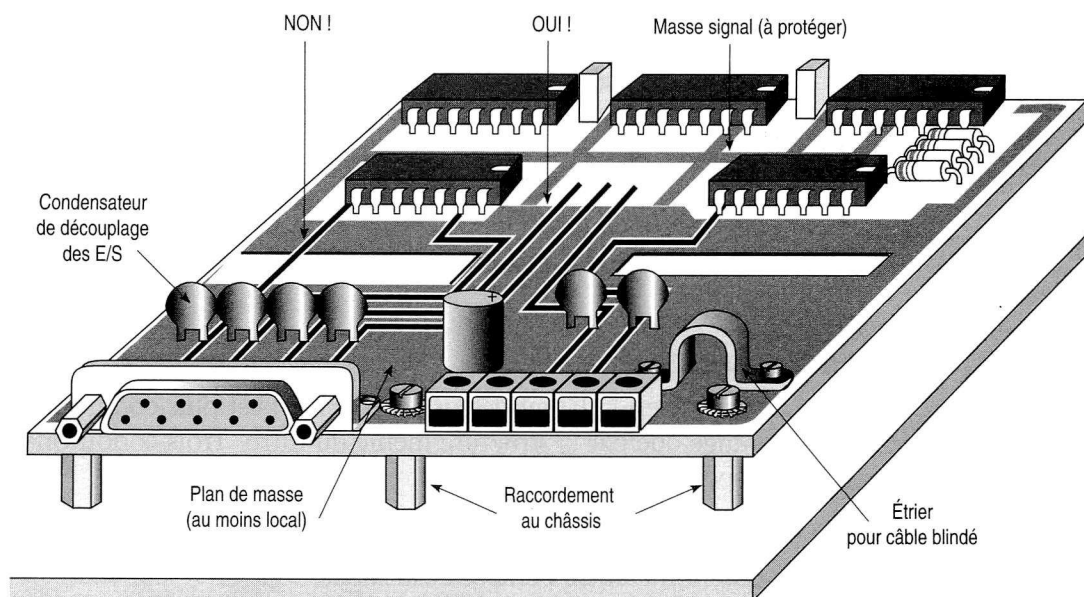
L'efficacité des filtres en H.F. (au-dessus de 10 MHz) est plus conditionnée par le montage que par la structure même du filtre. Trois conditions doivent être respectées :

- pas d'impédance série entre le filtre et la TRP,
- pas de diaphonie entre l'entrée et la sortie,
- pas de rayonnement de l'amont sur l'aval.

La meilleure position pour un filtre est en traversée de cloison au niveau de la TRP. Toutefois, pour une question de mise en œuvre et de coût, les filtres sont souvent placés sur la carte en entrée d'équipement. Afin de respecter les trois conditions citées ci-dessus, un certain nombre de précautions doivent être prises. Nous verrons dans le chapitre suivant le problème de la diaphonie dans les filtres.

La référence du filtre devant être assurée par une très basse impédance, on placera au niveau des entrées - sorties un plan de masse. Pour un circuit multicouche, on utilisera le plan de masse de la carte. Pour un circuit double face, on placera un plan de masse local uniquement au niveau des éléments de filtrage. Le courant sera ensuite évacué à la TRP via des liaisons directes entre le plan de masse de filtrage et la tôle. On prévoira au moins deux raccordements par connecteur.

Afin de mieux contrôler la circulation des courants, il est possible lorsqu'on utilise un plan de masse global de fendre ce dernier afin de séparer la zone de filtrage du reste de la carte. Ceci entraîne une contrainte supplémentaire. Toutes les liaisons entre les entrées et le reste de la carte doivent être accompagnées de leur retour; elles doivent donc toutes être placées au niveau du raccordement entre les deux demi-plans.



*Figure 3.16.*

L'efficacité de filtrage dépend de la mise en œuvre des filtres. Un problème apparaît souvent lors de la mise au point CEM d'un équipement. Lorsque l'utilisation de filtre n'est pas prévue dès le premier routage, les modifications apportées sont réalisées par un câblage volant. Lors de la reprise du CI., la mise en œuvre sur la carte des modifications doit tenir compte des autres contraintes d'implantation et d'encombrement. Les performances des éléments rajoutés sur la carte risquent donc de ne pas correspondre à celles obtenues lors des essais. On devra donc dès le premier tracé prévoir l'implantation de filtres sur les entrées-sorties ainsi que sur les pistes critiques. Pour permettre au concepteur une mise au point optimale, le tracé du filtrage sera réalisé en plaçant quatre pastilles en série comme indiqué ci-dessous. Ce tracé permet la mise en place de plusieurs solutions.

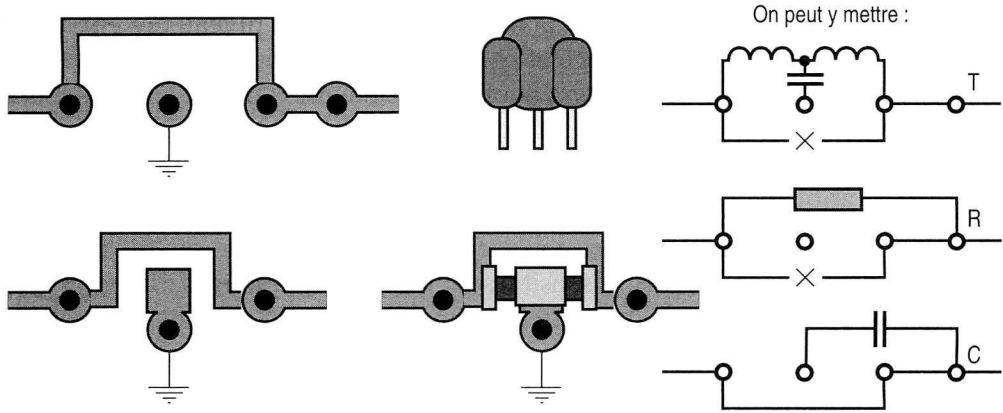


Figure 3.17.

### Écran électrostatique

Pour les équipements en boîtiers isolants, le raccordement du 0 V au châssis n'apporte évidemment aucune protection contre le couplage carte à châssis. On peut dans ce cas "beurrer" le fond du boîtier par un écran réalisé en matière conductrice et relié au 0 V de la carte. On crée ainsi une capacité importante entre la carte et cet écran mais il n'y a plus de d.d.p. entre la carte et son environnement.

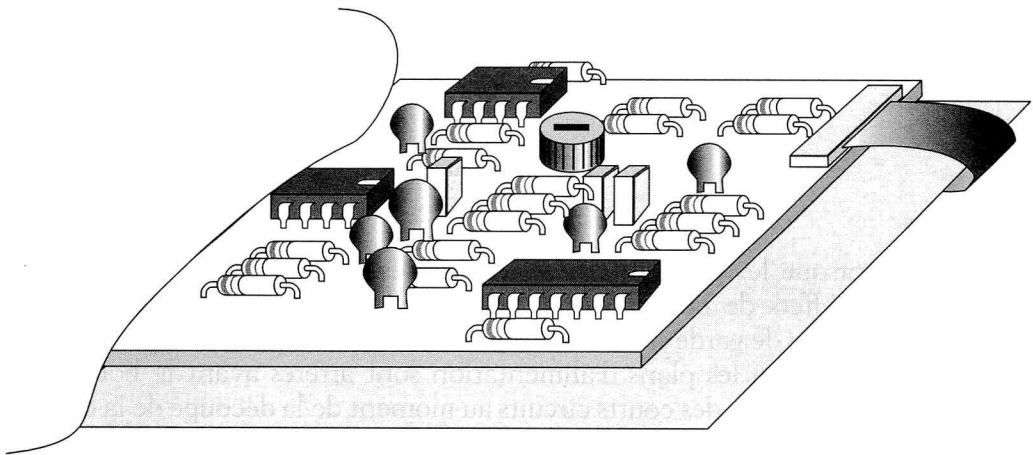
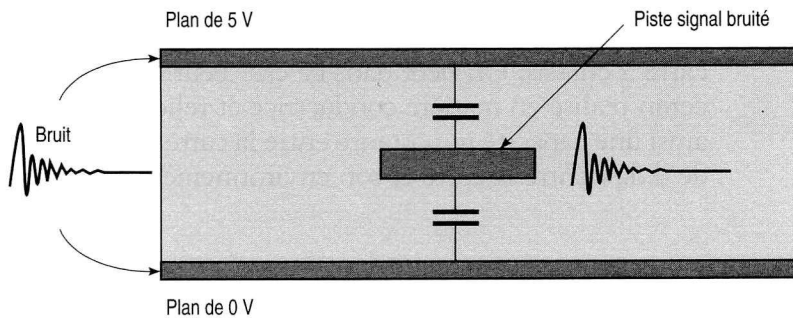


Figure 3.18.

L'écran sera raccordé à la masse de la carte au niveau des entrées-sorties par une languette large et courte. Afin de limiter au maximum les effets de bord, cet écran devra avoir si possible une taille légèrement supérieure à celle de la carte. Lorsque les dimensions de la mécanique ne permettent pas de laisser dépasser l'écran suffisamment, on placera un anneau de garde en bord de carte.

L'effet d'écran électrostatique peut être obtenu en circuit multicouches en plaçant les pistes sensibles en interne. Les plans d'alimentations vont ainsi masquer la capacité parasite des pistes par rapport aux masses environnantes. Pour les pistes très bas niveau, cette disposition peut présenter un désavantage. Une piste placée entre un plan de masse et un plan d'alimentation se trouve au centre d'un diviseur capacitif et récupère environ la moitié du bruit d'alimentation. Dans ce cas-là, les pistes sensibles doivent être placées entre deux plans de masse.

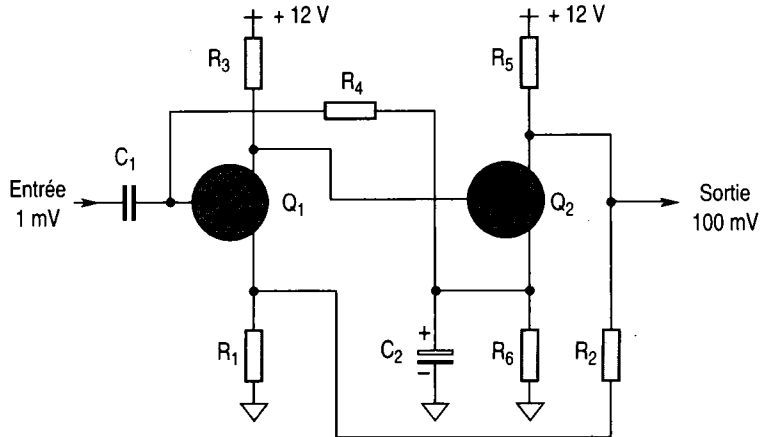


*Figure 3.19.*

Lorsque les plans internes sont utilisés comme écrans électrostatiques, les effets de bords ne sont pas limités. On veillera donc à placer un anneau de garde sur toutes les couches utilisées pour les signaux. En multicouches, les plans d'alimentation sont arrêtés avant le bord de carte afin d'éviter des courts circuits au moment de la découpe de la carte. Évidemment, ceci se fait au détriment des effets de bords puisque la capacité parasite des pistes en bord de carte n'est plus masquée. On veillera donc à prolonger le plan de masse jusqu'en bord de carte.

## Exemple de tracé

Le schéma ci-dessous représente un préampli audio.



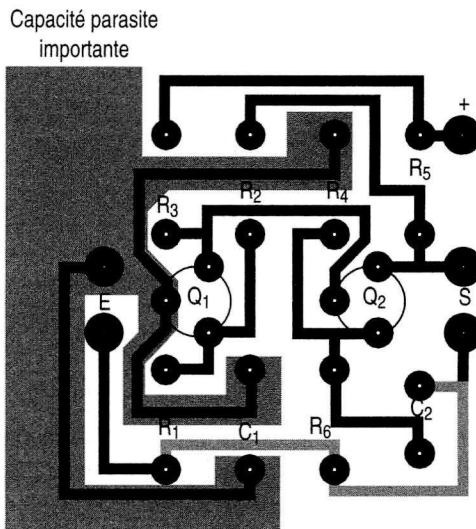
*Figure 3.20.*

La simplicité et le nombre réduit de composants permettent d'effectuer un tracé en simple face. Deux points particuliers sont à prendre en considération lors du tracé de la carte :

- équipotentialité entre les deux étages et équipotentialité globale de la carte,
- protection de la piste d'entrée.

- Le tracé 1 présente deux inconvénients : l'équipotentialité de la carte est assurée par une piste étroite qui va présenter en H.F. une impédance élevée et d'autre part, le placement des composants ne permet pas de réduire au maximum la longueur de cette piste puisque  $R_1$ ,  $R_6$  et  $C_2$  sont disposés de part et d'autre de la carte.

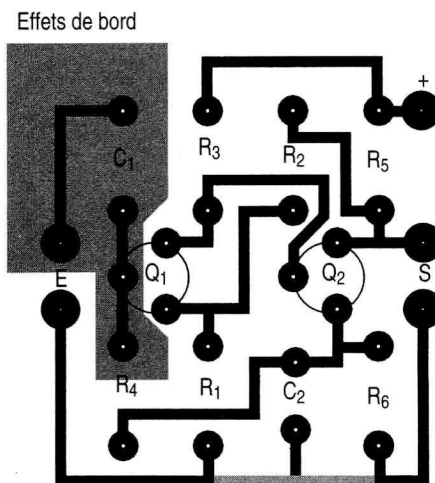
La piste d'entrée présente une surface équivalente importante. En interne, une grande partie de la surface est occupée par cette piste sensible mais le principal problème se situe au niveau des effets de bord puisque cette piste se trouve en bord de carte sur environ la moitié de la carte.



*Figure 3.21.*

- Pour le tracé 2, le placement des composants a été modifié :  $R_1$ ,  $R_6$  et  $C_2$  ont été placés à proximité les uns des autres afin de limiter la longueur de la piste assurant l'équipotentialité du montage et les composants raccordés sur la piste d'entrée sensible ont également été regroupés. L'équipotentialité est ainsi améliorée mais elle n'est toujours assurée que par une piste étroite.

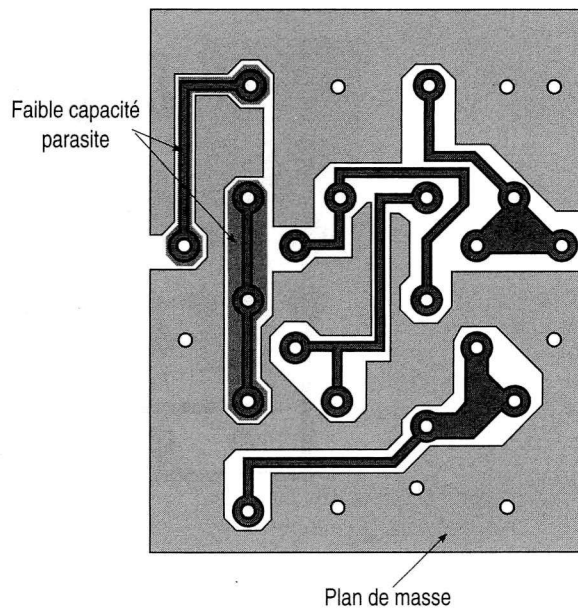
La surface équivalente de la piste d'entrée est également réduite mais on trouve toujours un effet de bord important.



*Figure 3.22.*

- Pour le tracé 3, le placement des composants précédents est conservé. Le pistage est également conservé mais les pistes d'alimentation et de masses ont été élargies et remplissent les zones restées libres sur la carte.

L'équipotentialité est maintenant assurée par un plan de masse qui n'est pas parfait mais qui est maillé. La surface équivalente de la piste d'entrée est limitée à son strict minimum et les effets de bord sont ainsi supprimés.



*Figure 3.23.*

On voit à travers cet exemple, qu'à partir d'un même schéma et sans surcoût, que le comportement d'une carte vis-à-vis des perturbations peut être totalement modifié. Il est important de noter que ceci s'obtient sans difficulté particulière et encore une fois sans surcoût.



# DIAPHONIE

**L**a diaphonie représente le couplage entre deux circuits indépendants cheminant à proximité l'un de l'autre. Afin de ne pas sortir du cadre pratique de ce manuel, nous donnerons une explication très sommaire du phénomène de diaphonie. Après en avoir présenté le principe, nous donnerons les ordres de grandeurs des coefficients de couplage sur un circuit imprimé ainsi que les règles de protection.

## Diaphonie inductive

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

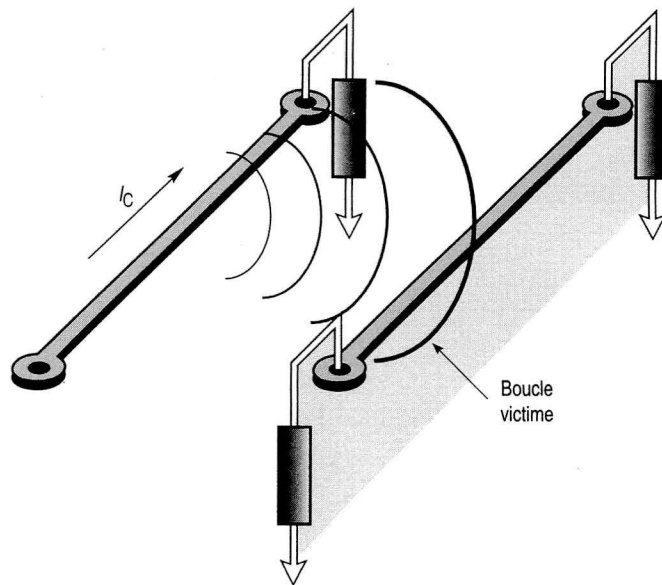


Figure 4.1.

Ce couplage est mis en équation grâce à l'introduction de la mutuelle inductance, notée  $M$ . Elle représente le coefficient de **couplage inductif** entre le circuit coupable et le circuit victime.

$$U = 2\pi FMI,$$

avec  $U$  = d.d.p. induite dans la boucle victime en volts (V),

$F$  = fréquence du courant perturbateur en hertz,

$M$  = mutuelle inductance entre les circuits coupable et victime en henrys,

$I$  = courant perturbateur en ampères.

## Diaphonie capacitive

Une d.d.p. entre deux conducteurs génère un champ électrique. Lorsqu'un conducteur est soumis à une d.d.p., un conducteur voisin va intercepter une partie de ces lignes de champ et collecter ainsi un courant perturbateur.

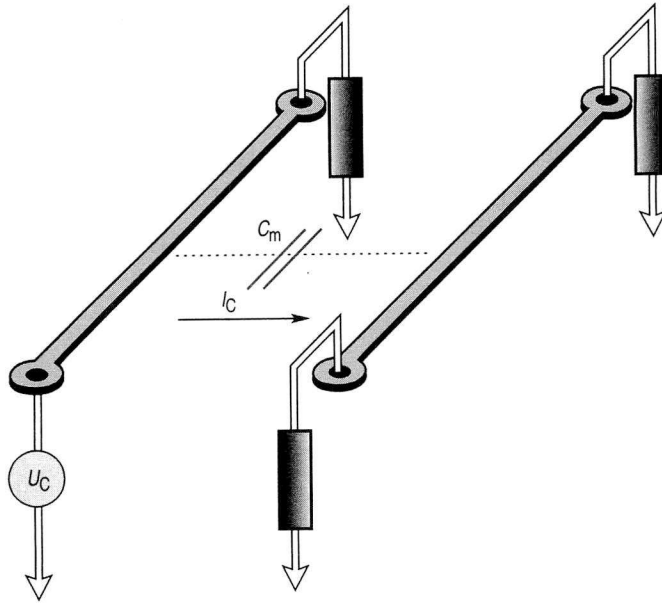


Figure 4.2.

Ce couplage est mis en équation grâce à l'introduction de la capacité mutuelle, notée  $C_m$ . Elle représente le coefficient de "couplage capacitif" entre le circuit coupable et le circuit victime.


$$I = 2\pi F C_m U,$$

avec  $I$  = courant collecté en ampères,

$F$  = fréquence de la d.d.p. coupable en hertz,

$C_m$  = capacité mutuelle entre les circuits coupable et victime en farads,

$U$  = d.d.p. perturbatrice en volts.



Aux fréquences élevées, il y a équivalence en énergie entre la diaphonie capacitive et la diaphonie inductive. Ceci est dû à l'effet de ligne qui fait qu'aux premiers instants, une ligne apparaît comme une résistance indépendante de la charge qui se trouve à son extrémité (voir chapitre 7).

Les règles pour réduire la diaphonie sont, d'un point de vue géométrique, les mêmes en ce qui concerne la diaphonie inductive et la diaphonie capacitive. En B.F., les impédances de travail (quelques kilohms) sont habituellement plus élevées que l'impédance caractéristique des lignes (quelques  $10 \Omega$  à  $100 \Omega$ ) qui se comportent alors comme des charges capacitives. La diaphonie capacitive est donc prédominante. Les règles de protection et les méthodes de réduction des couplages seront donc abordées au moyen des capacités mutuelles entre pistes. Ces règles géométriques pourront s'adapter pour la réduction de la mutuelle inductance entre pistes.

## Capacité mutuelle. Sans plan de masse

Nous traiterons ici du cas des circuits simple face (sans plan de masse !) et des circuits double faces sans plan de masse.

Considérons la géométrie suivante :

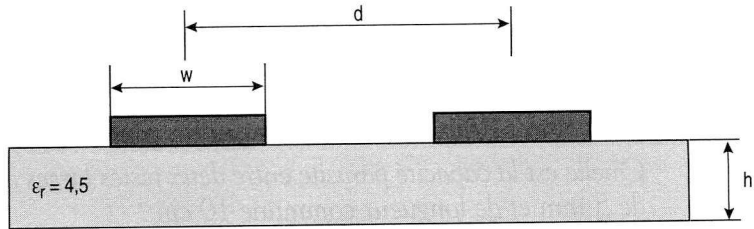


Figure 4.3.

Avec  $d$  = distance entre pistes en millimètres,  
 $w$  = largeur des pistes en millimètres,  
 $h$  = hauteur du substrat en millimètres.

La capacité mutuelle entre les deux pistes est donnée dans l'abaque suivant. Les réseaux de courbes ont été tracés en faisant varier les paramètres  $d$ ,  $w$  et  $h$ . Le substrat utilisé pour les calculs est le verre époxy qui présente une permittivité diélectrique de 4,5. L'épaisseur des pistes a été choisie égale à 35  $\mu\text{m}$ , mais ce paramètre a peu d'influence sur la capacité piste à piste.

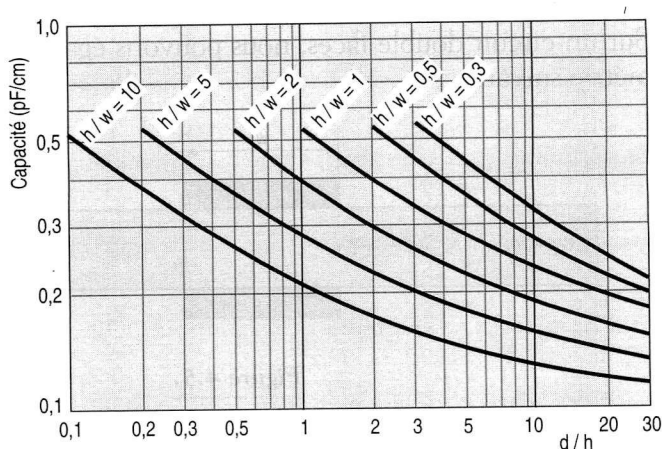


Figure 4.4.

On remarque sur le réseau de courbes que la capacité piste à piste décroît peu avec l'éloignement. Si l'on applique un coefficient 2 dans la géométrie de la figure 4.3, on voit que la diminution de la capacité parasite sera plus importante en raccourcissant la longueur commune d'un facteur deux qu'en éloignant les pistes d'un facteur deux. Ainsi, sans plan de masse, la réduction de la diaphonie passe également par une augmentation de la densité des cartes. Plus la carte sera compacte, plus les longueurs communes seront faibles, donc plus les capacités parasites seront faibles !



### Application : Réduction de la capacité piste à piste

Quelle est la capacité parasite entre deux pistes larges de 0,8 mm, distantes de 5 mm et de longueur commune 10 cm ?

Le circuit est simple face avec une hauteur de 1,6 mm :

$$d/h = 3,63 \quad (5,8/1,6) = 2, \text{ d'où}$$

$$C_m = 0,23/10 = 2,3 \text{ pF.}$$

Éloignement des pistes d'un facteur deux :

$$d/h = 6,75 \text{ et } h/w = 2, \text{ d'où}$$

$$C_m = 0,21/10 = 2,1 \text{ pF.}$$

Réduction de la longueur commune d'un facteur deux :

$$d/h = 3,63 \text{ et } h/w = 2, \text{ d'où}$$

$$C_m = 0,23/5 = 1,15 \text{ pF.}$$

Sur un circuit double faces, nous pouvons également trouver la géométrie suivante :

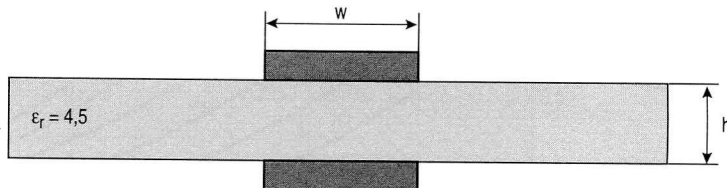


Figure 4.5.

Avec  $w$  = largeur des pistes en millimètres,  
 $h$  = hauteur du substrat en millimètres.

La capacité mutuelle entre les deux pistes est donnée dans l'abaque suivant. Les réseaux de courbes ont été tracés en faisant varier les paramètres  $w$  et  $h$ . Le substrat utilisé pour les calculs est le verre époxy et présente donc une permittivité diélectrique de 4,5 et l'épaisseur des pistes a été prise égale à 35  $\mu\text{m}$ .

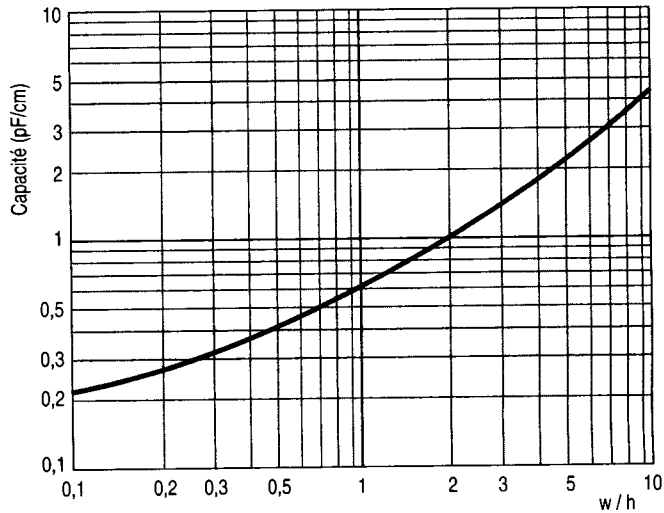


Figure 4.6.

### Piste écran

Afin de diminuer la diaphonie entre deux pistes, une piste écran placée entre ces deux conducteurs et raccordée au 0 V permet de réduire le couplage d'environ un facteur 5.

Pour la réduction de la diaphonie capacitive, cette piste doit se comporter comme un parapluie en champ électrique et intercepter les lignes de champ en imposant un potentiel. Il faut en B.F raccorder la piste écran au 0 V au moins à une extrémité.

Pour la diaphonie inductive, le circuit victime est une boucle. La piste écran doit donc présenter, avec la masse, une surface de boucle capable d'intercepter le champ magnétique. Elle doit donc être raccordée à la masse aux deux extrémités.



En résumé, pour les signaux basse fréquence où la diaphonie capacitive est prédominante, on pourra se contenter de ne raccorder la piste écran à la masse qu'à une seule extrémité. Pour les signaux haute fréquence, et notamment en numérique, la piste écran doit impérativement être raccordée à la masse aux deux extrémités.

## **Cartes numériques**

L'évolution des technologies et l'augmentation de la vitesse et des temps de montées font que les cartes numériques rencontrent de plus en plus des problèmes de diaphonie. Un des cas les plus favorables est celui des câbles en nappe et dans une moindre mesure celui des bus sur les cartes numériques..

Sur un circuit sans plan de masse, lorsqu'on ne trouve que très peu de pistes retour (0 V), la diaphonie, pour deux pistes éloignées d'une piste de 0 V, peut atteindre 80 %, c'est-à-dire que la piste victime voit un signal parasite égale à 0,8 fois le signal coupable. Lorsqu'on ne dispose pas de plan de masse pour réduire la diaphonie, on devra placer de nombreuses pistes écran dans les bus d'adresses et de données. L'idéal est de placer une piste sur deux au 0 V. Afin de ne pas trop pénaliser le tracé, on placera une piste de masse de part et d'autre du bus.



## Capacité mutuelle - Avec plan de masse

Nous traiterons ici des circuits avec plan de masse et principalement des circuits multicouches.

Considérons la géométrie suivante :

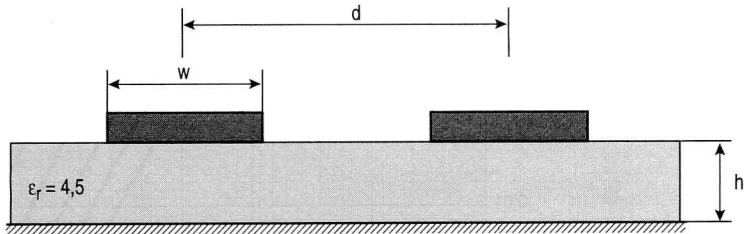


Figure 4.7.

Avec  $d$  = distance entre pistes axe à axe en millimètres,  
 $w$  = largeur des pistes en millimètres,  
 $h$  = hauteur du substrat en millimètres.

La capacité mutuelle entre les deux pistes est donnée dans l'abaque suivant. Les réseaux de courbes ont été tracés en faisant varier les paramètres  $d$ ,  $w$  et  $h$ . Le substrat utilisé pour les calculs est le verre époxy et présente donc une permittivité diélectrique de 4,5. L'épaisseur des pistes a été prise égale à 35  $\mu\text{m}$  et les pistes sont de largeurs égales.

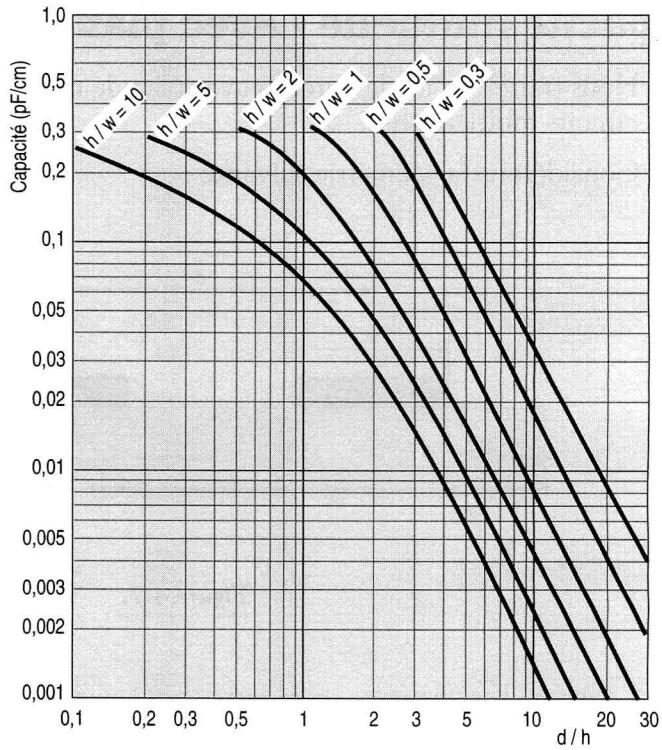


Figure 4.8.

Nous pouvons également retrouver en multicouches la configuration stripline, c'est-à-dire que les pistes sont placées entre deux plans. Ces plans peuvent être des plans de masse ou un plan d'alimentation et un plan de masse.

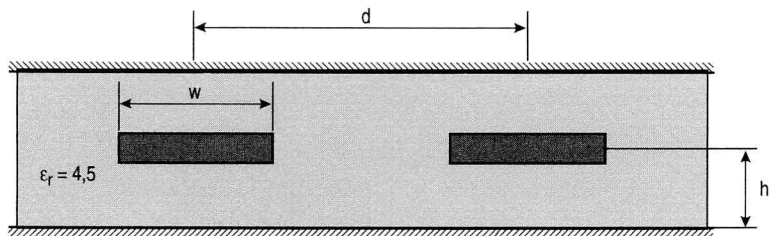


Figure 4.9.

Avec  $d$  = distance entre pistes axe à axe en millimètres,  
 $w$  = largeur des pistes en millimètres,  
 $h$  = hauteur du substrat en millimètres.

Les conditions de calcul sont les mêmes que pour la configuration microstrip.

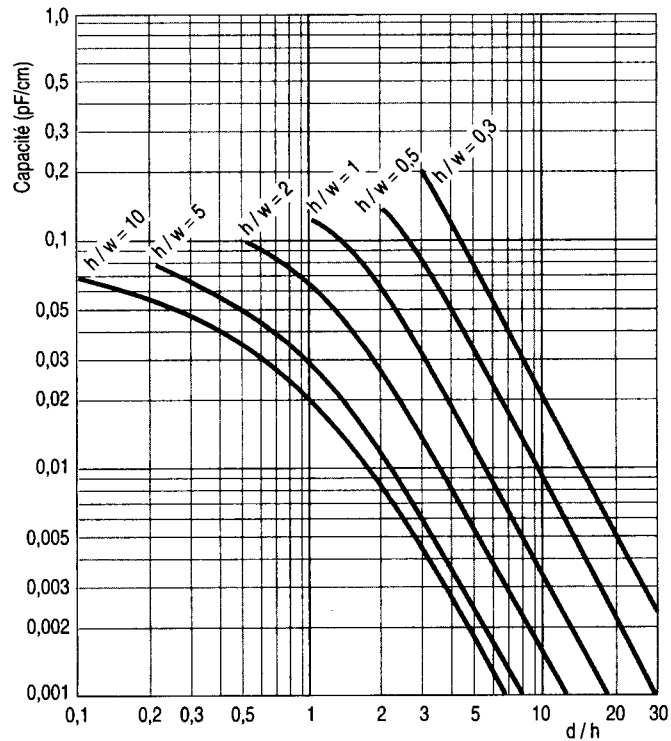


Figure 4.10.




**Application : Réduction de la capacité piste à piste**

Quelle est la capacité parasite entre deux pistes larges de 0,8 mm, distantes de 5 mm et de longueur commune 10 cm ?

Le circuit est double faces avec plan de masse et d'une hauteur de 1,6 mm :

$d/h = 3,63$  ( $5,8/1,6$ ) et  $h/w = 2$ , d'où

$$C_m = 0,028/10 = 0,28 \text{ pF}$$



On remarque à travers cet exemple qu'un plan de masse permet de réduire de façon très importante la diaphonie entre deux pistes. Le même calcul avec un circuit simple face avait donné une capacité entre piste de 2,3 pF. Dans ce cas, le gain est d'environ un facteur 10.

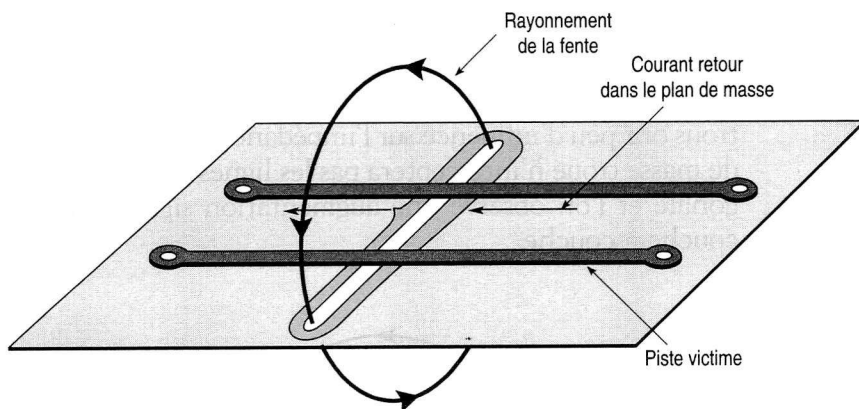
L'utilisation d'un plan de masse peut, dans certains cas, ne pas s'avérer suffisante. L'utilisation désormais courante de la classe 5 (150  $\mu\text{m}$ ) entraîne une configuration géométrique qui n'est pas favorable. Même avec un plan de masse, le rapport  $d/h$  reste faible et la réduction de la diaphonie n'est pas très significative. Les pistes rapides ou sensibles doivent donc être placées sur la couche qui se trouve immédiatement au dessus du plan de masse. En cas de couplage trop important, il est possible d'utiliser une piste écran. Dans ce cas, le gain ne sera pas aussi important que sans plan de masse, mais cette piste écran permet de réduire la diaphonie d'environ un facteur 2 à 3.

### **Influence d'une fente dans le plan de masse**

La présence d'un plan de masse réduit la diaphonie de façon très significative. Ceci ne reste vrai que si le plan de masse reste... un vrai plan de masse. Une fente dans un plan de masse va dégrader considérablement son efficacité.

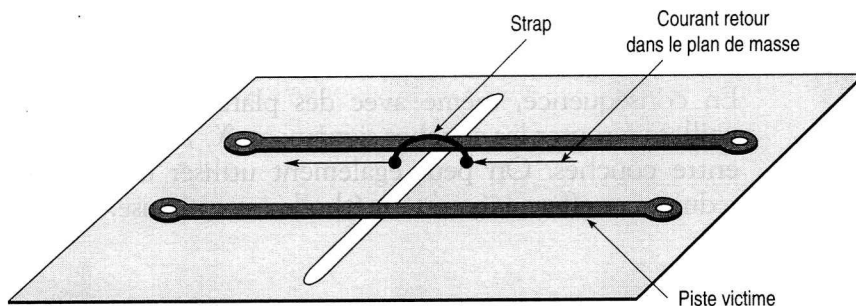
Comme nous l'avons vu dans le chapitre 1, les courants H.F. reviennent au plus près du conducteur aller, lorsqu'ils le peuvent !

Supposons deux pistes voisines au dessus d'un plan de masse fendu. Lorsqu'un courant va circuler sur la piste 1, le retour se fait par le plan de masse au-dessous de la piste. Au niveau de la fente, le courant est dévié et contourne la fente. Il génère ainsi un champ magnétique dans la fente qui se couple sur la piste voisine.



**Figure 4.11.**

La solution consiste donc à ne pas fendre le plan de masse ! Une autre solution consiste à placer au niveau de la piste perturbatrice une passerelle de 0 V qui permet au courant de circuler sans être dévié.



**Figure 4.12.**

Cette méthode est plus destinée à être utilisée en reprise qu'en conception. Rappelons que lorsqu'une fente est ouverte à une de ses extrémités, l'énergie stockée, donc l'impédance, est quatre fois plus importante que lorsqu'elle est fermée aux deux bouts.

## Influence des trous dans le plan de masse

On peut éviter les fentes dans un plan de masse mais on peut difficilement l'empêcher d'être troué. Nous avons vu dans le chapitre 2 que les trous ont peu d'influence sur l'impédance de la carte. Par contre, un plan de masse troué n'interceptera pas les lignes de champ magnétique orthogonale et l'on observe une augmentation significative de la diaphonie couche à couche.

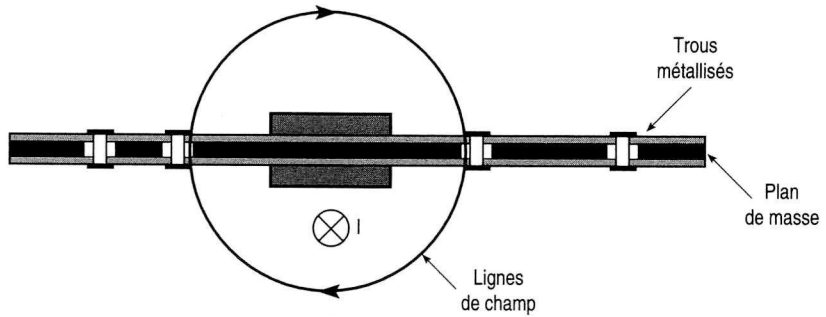


Figure 4.13.

En conséquence, même avec des plans de masse intermédiaires, on veillera à router les couches signaux en X, Y afin de limiter la diaphonie entre couches. On peut également utiliser des “trous borgnes” pour réduire cet effet mais cette méthode est coûteuse.

## Diaphonie : Cas particuliers

Nous traiterons dans ce paragraphe de quelques cas où la diaphonie pose des problèmes particuliers.

### Diaphonie dans les fonds de panier

La géométrie et la disposition des pistes d'un fond de panier rendent l'usage d'un plan de masse pratiquement obligatoire. Sans plan de masse, on veillera à placer un nombre suffisant de pistes de masses (au moins 1/8) réparties sur toute la hauteur du fond de panier avec une piste de 0 V à chaque extrémité.

L'utilisation d'un plan de masse ne résout malheureusement pas tous les problèmes de diaphonie. Une carte avec plan de masse raccordée sur un fond de panier avec plan de masse peut parfaitement voir ses signaux perturbés par diaphonie. Le couplage se fait dans le connecteur au niveau de la fente qui apparaît entre les broches de 0 V.

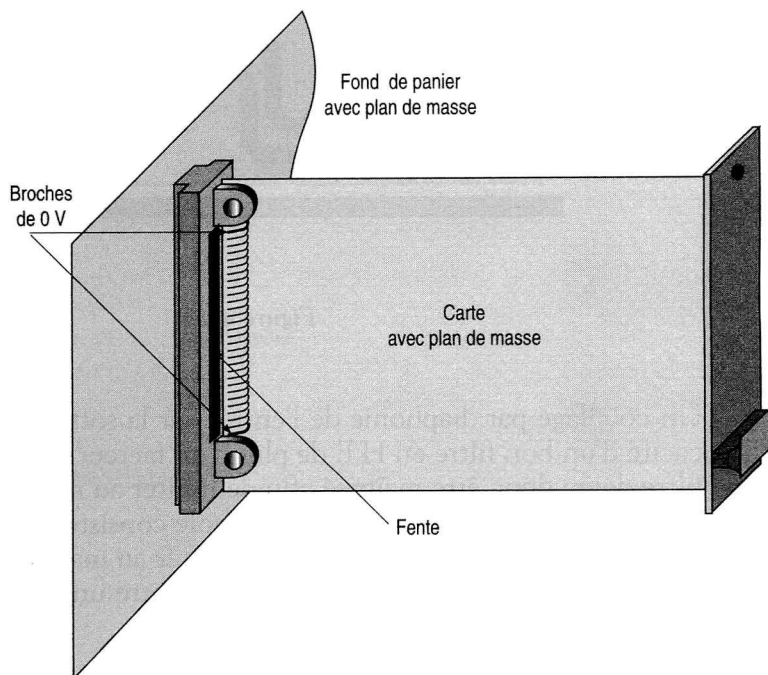
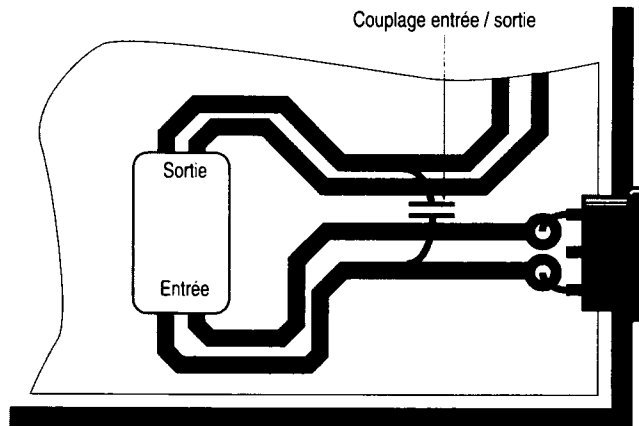


Figure 4.14.

Pour réduire la diaphonie dans les connecteurs, on veillera donc à réserver un nombre suffisant de 0 V réparti sur toute la hauteur du connecteur. Le connecteur sera terminé à chaque extrémité par des broches de 0 V.

### Mise en œuvre des filtres

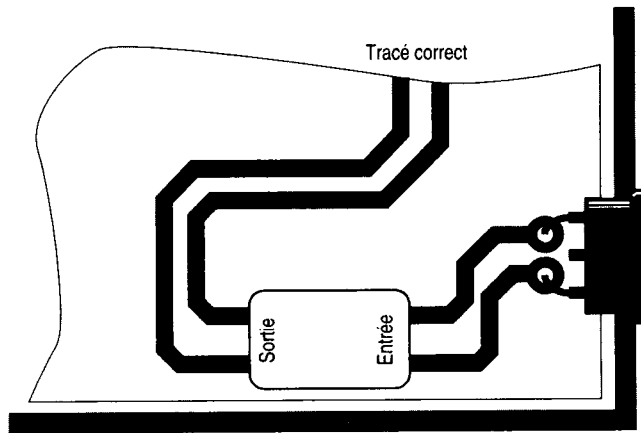
Nous avons vu dans le chapitre 3 que l'efficacité d'un filtre en H.F. dépend plus de sa mise en œuvre que de son schéma. Un des problèmes posé par l'utilisation de filtres en H.F. est le couplage de l'entrée sur la sortie.



*Figure 4.15.*

Un couplage par diaphonie de l'entrée sur la sortie peut dégrader l'efficacité d'un bon filtre en H.F. de plus d'un facteur 10. Le tracé autour du filtre devra donc être maîtrisé afin de limiter au maximum la diaphonie entrée - sortie. La méthode la plus simple consiste à router l'entrée et la sortie à 180°. On pourra également limiter au maximum la longueur de la piste d'entrée pour éviter le couplage entre une piste sale et la sortie du filtre ou une piste voisine.





*Figure 4.16.*

### **Circuits à grand gain**

On rencontre dans les circuits à grand gain un problème équivalent à celui rencontré pour les filtres. Un couplage trop important entre la sortie et l'entrée entraîne un mauvais fonctionnement de l'ensemble. On veillera donc à ne pas placer les pistes d'entrée et de sortie à proximité les unes des autres. On pourra également placer de part et d'autre de la piste d'entrée, une piste écran afin de limiter la diaphonie sur cette piste. La piste écran servira également à limiter la surface équivalente de la piste, donc la capacité parasite de la piste par rapport aux masses environnantes.



# COUPLAGE CHAMP À CARTE

**N**ous allons aborder dans ce chapitre les champs électromagnétiques. Afin de ne pas trop compliquer la lecture de ce chapitre, nous ferons un descriptif simple des champs électromagnétiques ainsi que de leurs couplages sur les circuits électroniques. Nous donnerons enfin les méthodes de protection au niveau des cartes afin de limiter le couplage champ à carte.

## Les champs électromagnétiques

Un champ électromagnétique est composé d'un champ électrique et d'un champ magnétique !... Le champ électrique est généré par une d.d.p. entre deux points de l'espace. Il s'exprime en volts par mètre et a pour effet d'induire un courant sur les fils parallèles aux lignes de champ.

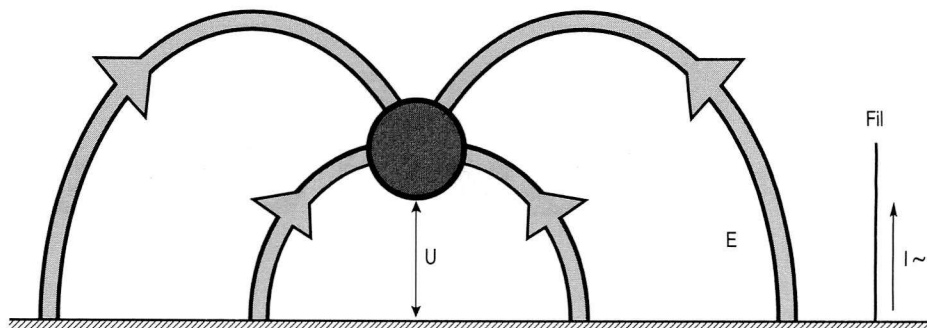


Fig. 5.1.

Le champ magnétique est généré par une circulation de courant. Il s'exprime en ampères par mètre et a pour effet d'induire une d.d.p. dans les boucles perpendiculaires aux lignes de champ.

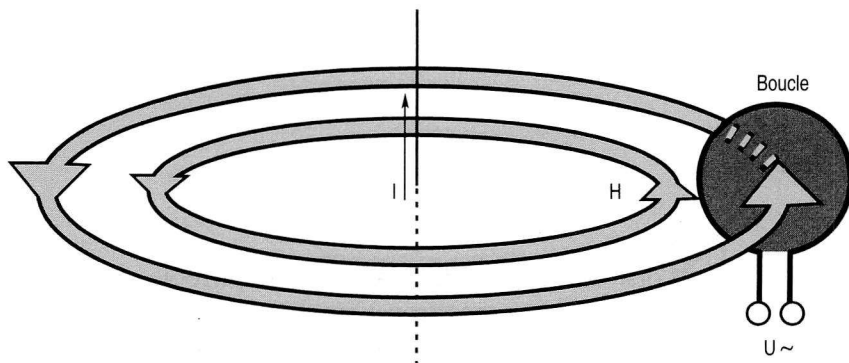



Figure 5.2.



Il est important de noter que l'un ne va pas sans l'autre. Il n'existe pas dans la nature, hormis à fréquence nulle (aimant, condensateur plan chargé) de sources pures de champ magnétique ou de sources pures de champ électrique. Nous allons trouver des sources à prédominance magnétique ou électrique mais les deux champs seront présents. De plus en s'éloignant d'une source de champ, on remarque que les composantes électriques et magnétiques se combinent et à partir d'une distance égale à environ  $1/6$  de la longueur d'onde, le champ électrique et le champ magnétique deviennent orthogonaux, en phase et varient toujours dans le même rapport.

Nous allons donc retrouver sur les cartes deux types d'antennes. Les pistes et, dans une certaine mesure, les composants vont se comporter comme des antennes filaires sensibles au champ électrique alors que les boucles de circuit imprimé vont se comporter comme des antennes boucles sensibles au champ magnétique.



## Couplage champ à fil

Lorsqu'un champ électrique éclaire un conducteur, celui-ci devient le siège d'un courant.

Ce couplage est difficile à chiffrer puisque le champ électrique B.F. est très instable et le champ électrique H.F. subit des quantités de réflexions qui provoque des zones à fort niveau et des zones où le niveau est localement trente fois plus faible que le niveau nominal.

Le courant collecté par un conducteur peut être calculé à partir des équations utilisées pour les courants d'antenne. On peut toutefois noter que sur une carte, les pistes sont relativement courtes et les courants collectés par couplage champ à fil seront faibles. Nous verrons malgré tout que dans certains 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. Ceci est vrai surtout pour les composants un peu haut (condensateurs de liaison radiaux,...) et en haute fréquence.



## Couplage champ à boucle

Un champ magnétique variable induit dans une boucle interceptant du flux magnétique une d.d.p.

Cette tension se calcule à partir de la loi de Lenz. En effet, les dimensions des boucles sur les cartes sont relativement faibles devant les longueurs d'onde, on n'aura donc pas de phénomènes de "saturations" liés aux dimensions de la boucle.

### Calcul de la tension de boucle à partir du champ magnétique

$$U = S \mu_0 \Delta H / \Delta t,$$

ou

$$U = 2\pi F S \mu_0 H,$$

avec  $U$  = d.d.p. induite dans la boucle en volts,

$S$  = surface de la boucle en mètres carrés,

$\mu_0$  = perméabilité magnétique du vide (ou de l'air) =  $4\pi 10^{-7}$  henrys par mètre,

$\Delta H$  = amplitude crête à crête du champ magnétique en ampères par mètre,

$\Delta t$  = temps de montée du champ magnétique en secondes,

$F$  = fréquence du champ magnétique en hertz,

$H$  = champ magnétique en ampères par mètre.

Dans le cas de la foudre ou d'une décharge indirecte, nous retrouvons le cas de la circulation d'un courant sur un conducteur rectiligne.

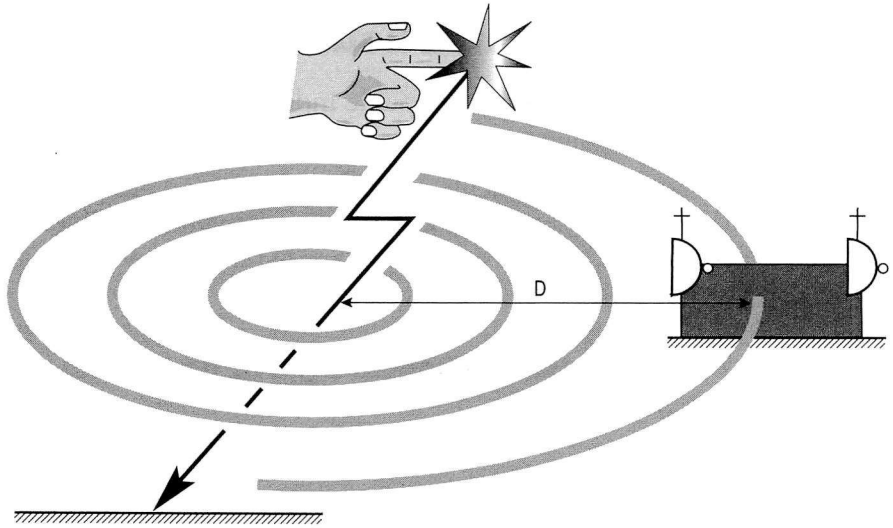


Figure 5.3.

Le champ magnétique se calcule dans ce cas par la relation :

$$H = I/2 \times \pi D,$$

avec  $H$  = champ magnétique en ampères par mètre,

$I$  = courant en ampères

$D$  = distance entre le courant et le point d'observation en mètres.



### Application : Effet d'une D.E.S. indirecte

Une carte de circuit imprimé en boîtier plastique voit un champ électromagnétique issu d'une décharge électrostatique de 30 A/ns à 50 cm. Quelle est la tension induite dans la boucle comprise entre le condensateur de découplage et le boîtier ( $S = 3 \text{ cm}^2$ ) ?

Solution :

$$H = I/2 \times \pi D,$$

$$H = 30/2 \times \pi \times 0,5 = 9,5 \text{ A/m},$$

$$U = S \mu_0 \times \Delta H/\Delta t,$$

$$U = 3 \times 10^{-4} \times 4\pi \times 10^{-7} \times 9,5/1 \times 10^{-9} = 3,6 \text{ V}.$$

Une impulsion rapide de cette amplitude peut perturber un circuit numérique.





## Calcul de la tension de boucle à partir du champ électrique

Lorsque la boucle victime se trouve loin de la source (à plus de  $\lambda/6$ ), le calcul de la tension de boucle peut se faire également à partir du champ électrique puisque les champs  $E$  et  $H$  sont liés.

$$U = SE \times F / 48,$$

avec  $U$  = tension induite dans la boucle en volts,

$S$  = surface de la boucle en mètres carrés,

$E$  = champ électrique en volts par mètre,

$F$  = fréquence en mégahertz.



### Application : Tension induite par un talkie walkie

*Quelle est la tension induite par un champ de 30 V/m à 150 MHz dans une boucle de CI de 10 cm<sup>2</sup> ?*

$$U = SE \times F / 48,$$

$$U = 10 \times 10^{-4} \times 30 \times 150 / 48 \approx 100 \text{ mV.}$$

Cette d.d.p. H.F. est acceptable en numérique mais pas pour un circuit analogique.



## Réduction du couplage champ à carte

### Réduction du couplage champ à fil

Pour la protection des pistes contre le couplage champ à fil, on peut se rapprocher des méthodes vues dans le chapitre couplage carte à châssis. En effet, le couplage par capacité parasite est un couplage par champ électrique. Les pistes sont soumises à une d.d.p. par rapport au châssis, donc à un champ électrique.

On devra donc pour limiter le couplage champ à piste limiter la surface équivalente des pistes, les pistes les plus critiques étant évidemment celles placées en bord de cartes. L'anneau de garde permet également la réduction de ce couplage.

### Réduction du couplage champ à boucle

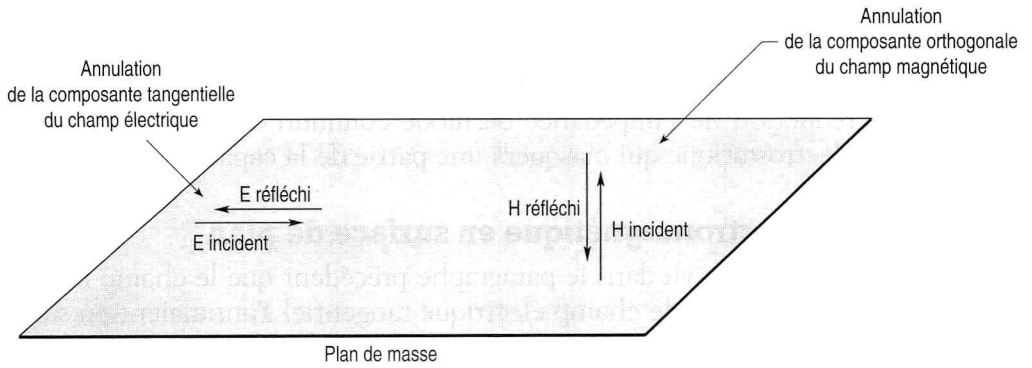
La réduction de ce couplage passe évidemment par une réduction de la surface des boucles. On a donc intérêt à réaliser des cartes très compactes, très denses en utilisant au maximum l'intégration, les composants CMS...

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 0 V.

### Utilisation d'un plan de masse

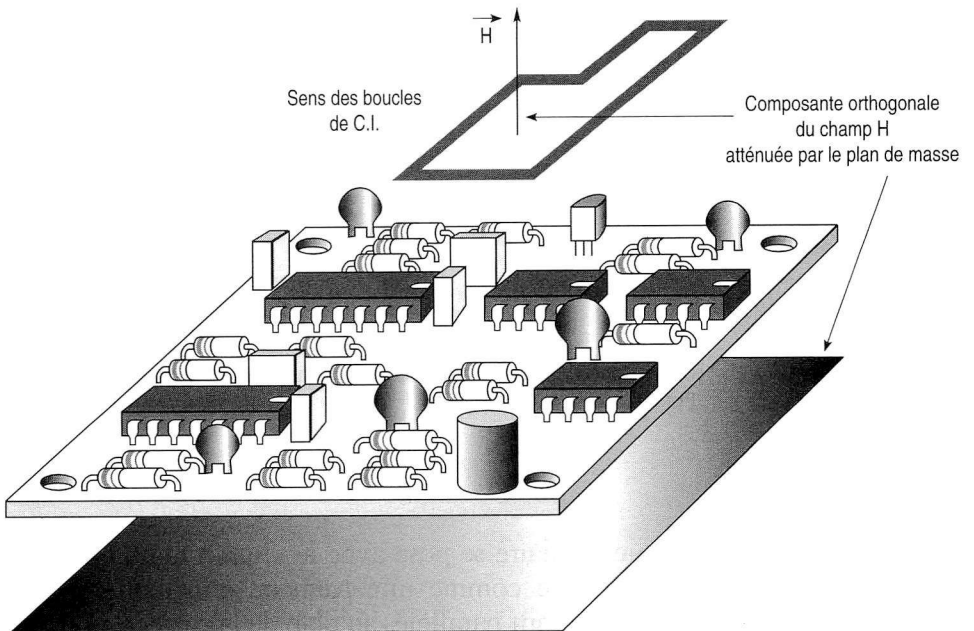
Un plan de masse va permettre de réduire considérablement le couplage champ à carte puisqu'il va diminuer au maximum la surface des boucles. Mais il va également présenter un effet de *blindage* vis-à-vis des perturbations extérieures.

Un champ électromagnétique subit, en surface de plan, des réflexions. On va donc retrouver en surface le champ incident et le champ réfléchi qui vont se combiner et annuler ainsi la composante tangentielle du champ électrique et la composante normale du champ magnétique. Des pistes au dessus d'un plan de masse sont donc protégées puisqu'elle ne voient pas de champ.



**Figure 5.4.**

L'effet de blindage d'un plan de masse peut également être utilisé dans le cas d'un circuit simple face. Sur ce type de carte, les boucles se retrouvent dans le plan de la carte. Elles sont donc sensibles au champ magnétique orthogonal à la carte. En plaçant un plan de masse côté composants, on vient ainsi protéger les pistes en annulant les composantes critiques pour les conducteurs.



**Figure 5.5.**

Il est important de noter que le coût de ce *blindage* est réduit puisque le circuit imprimé reste sans trous métallisés. Le plan de masse sera raccordé en quelques points par reprise manuelle. On bénéficiera également d'une réduction de l'impédance de mode commun de la carte et d'un écran électrostatique qui masquera une partie de la capacité carte à châssis.

## Champ électromagnétique en surface de plan

Nous avons vu dans le paragraphe précédent que le champ magnétique orthogonal et le champ électrique tangentiel s'annulaient en surface de tôle. Mais la composante orthogonale du champ électrique et la composante tangentielle du champ magnétique restent présentes.

Dans de nombreux cas, ces composantes ne posent pas de problèmes puisque leur orientation ne permet pas un couplage efficace avec les éléments du circuit imprimé. Deux cas doivent toutefois être signalés.

Le champ électrique orthogonal peut se coupler avec des composants de taille importante qui se comportent alors comme des antennes fouet au dessus de la carte. Ceci est vrai notamment pour les condensateurs chimiques de liaison qui peuvent collecter quelques dizaines de millivolts H.F. et venir ainsi perturber un circuit analogique. La solution consiste à plaquer le condensateur contre le plan de masse.

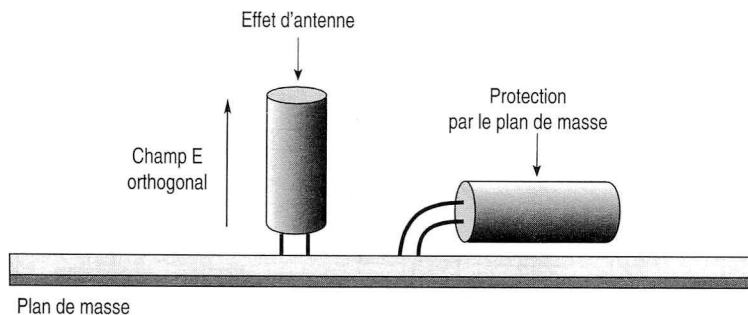


Figure 5.6.

Un problème similaire se pose avec le champ magnétique. Un plan de masse se comporte comme une *patinoire* en champ magnétique. Les lignes de champ étant parallèles au plan de la carte, on ne doit pas observer de couplage. Mais d'un circuit multicouche, les boucles de câblage comprennent sont celles comprises entre les pistes et le plan de masse ;

elles sont donc orthogonales au plan de la carte. Elle comprend également la partie qui va des pistes à la puce au cœur du boîtier par le bonding. Les lignes de champ tangentielles coupent cette boucle et induisent une d.d.p.

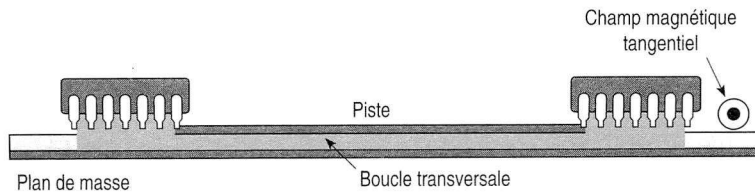


Figure 5.7.



### Application :

Quelle est la d.d.p. superposée à un signal utile échangé entre deux boîtiers sur une carte avec plan de masse lorsqu'une DES de 30 A par ns est vue par la carte ?

Les dimensions de la carte sont de 20 cm x 20 cm.

La boucle transversale (voir figure 5.8) a une surface de 1 cm<sup>2</sup>.

$$U = ZI + d\Phi/dt,$$

avec  $Z$  = impédance du plan à la fréquence équivalente à la DES,

$d\Phi/dt$  = Tension induite dans la boucle transversale,

$Z$  = 7 mΩ/ à 350 MHz (F équivalente à  $\Delta t = 1$  ns),

$\Delta H$  = courant sur longueur de la ligne de champ,

$\Delta H$  = 30/0,4 = 75 A/m,

$$U = 7 \times 10^{-3} \times 30 + 1 \times 10^{-4} \times 4\pi \times 10^{-7} \times 75/1 \times 10^{-9} \\ = 0,2 \text{ V} + 9,5 \text{ V !...}$$

Toute la tension parasite induite est liée à la boucle transversale.

La réduction de ce couplage passe par une réduction de cette boucle transversale. Les signaux les plus sensibles ainsi que les composants associés seront donc placés sur les couches les plus proches du plan de masse et on évitera de placer les boîtiers sur support. Pour les boîtiers qui doivent impérativement être débroschables, il est possible d'utiliser des supports qui se fixent sous forme d'inserts directement dans les trous métallisés.



# RAYONNEMENT DES ÉLECTRONIQUES

L'évolution des électroniques numériques, l'accroissement des vitesses d'horloge et l'apparition des normes d'émission font que le rayonnement des cartes électroniques devient un paramètre essentiel lors de la mise au point des équipements. Après avoir défini le mode de rayonnement des systèmes électroniques, nous verrons quelles sont les règles de pistage à adopter pour réduire le rayonnement, notamment en ce qui concerne les horloges.

## Rayonnement d'une boucle

Lorsqu'une boucle est parcourue par un courant, elle génère un rayonnement électromagnétique. Ce rayonnement est aussi appelé rayonnement de mode différentiel et correspond à celui généré par les boucles de câblage du CI.

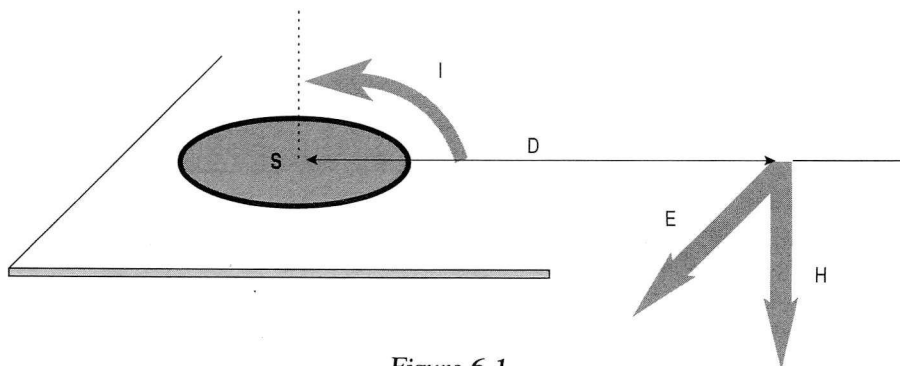


Figure 6.1.

Le champ rayonné à une distance  $D$  de la boucle peut être calculé par une formule simplifiée pour  $D > 48/F$  (MHz) :

$$E = 1,3S I \times F^2/D,$$

avec  $E$  = champ électrique en microvolts par mètre,  
 $S$  = surface de la boucle en centimètres carrés  
 $I$  = courant circulant dans la boucle en ampères,  
 $F$  = fréquence en mégahertz,  
 $D$  = distance en mètres.

Cette formule met en évidence plusieurs points :

- le rayonnement est proportionnel à la surface de la boucle. On doit donc prendre en compte lors du pistage des pistes bruyantes, la piste concernée et la piste retour afin de diminuer au maximum la surface de boucle ;
- le rayonnement est inversement proportionnel à la distance. Les zones à forte concentration d'électronique rapide doivent être placées au cœur de la carte, loin des ouvertures de blindage ;
- le rayonnement est proportionnel au carré de la fréquence. L'augmentation des vitesses d'horloge et des temps de montées des logiques modernes est donc un paramètre critique pour le rayonnement des cartes.



## Rayonnement des câbles

Lorsque qu'un courant circule sur un conducteur, il génère un champ électromagnétique. Ce rayonnement est aussi appelé rayonnement de mode commun et correspond au rayonnement des câbles.

Pour  $F \geq 30$  MHz et  $L < l/2$  :

$$E = 0,63IL \times F/D.$$

Pour  $F \geq 30$  MHz et  $L > l/2$  :

$$E \approx 60 \times I/D,$$

avec  $E$  = champ électrique en volts par mètre,

$I$  = courant en ampères,

$L$  = longueur du câble en mètres,

$F$  = fréquence en mégahertz,

$D$  = distance en mètres.

Contrairement au rayonnement des boucles, le rayonnement d'un câble n'est proportionnel qu'à la fréquence. Lors de la mise au point des systèmes et des mesures, le rayonnement des câbles et des cartes se retrouvent de façon assez distincte dans pratiquement tous les cas. En basse fréquence (30 MHz à 100 MHz environ), le rayonnement des câbles est prédominant alors que celui des cartes n'apparaît qu'aux environs de 150 MHz pour s'atténuer vers 500 MHz (voire plus pour les cartes très rapides !...).

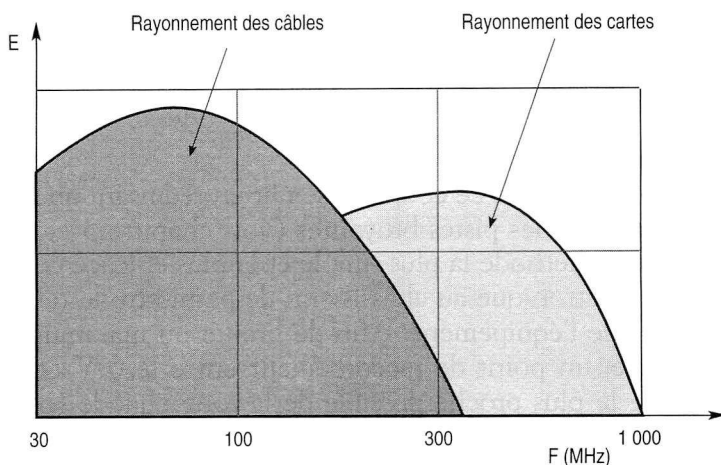


Figure 6.2.

Hormis pour les câbles en nappes avec trop peu de 0 V, le rayonnement du signal transmis sur le câble est négligeable. Signalons toutefois la conversion mode différentiel - mode commun due à la dissymétrie du câble. Dans la majorité des cas, le rayonnement des câbles est du au courant de mode commun. Ce courant de mode commun peut avoir plusieurs origines :

- On a vu au chapitre 3 que la capacité parasite d'une piste par rapport à son environnement n'est jamais nulle. Une perturbation de mode commun vue par la carte va injecter un courant dans les capacités parasites des pistes et perturber les signaux. Par réciprocity, une piste avec de fort  $dU/dt$  va injecter par capacité parasite un courant dans le châssis. Ce courant va se refermer par capacité parasite entre le châssis et les câbles. La circulation d'un courant de mode commun sur le câble va générer un rayonnement.

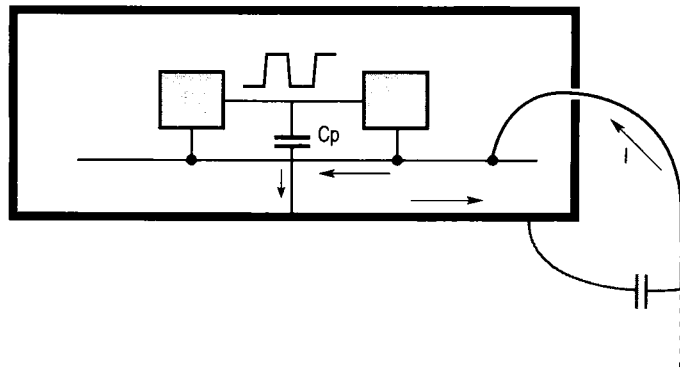


Figure 6.3.

La réduction de ce couplage se fait en réduisant au maximum la capacité parasite des pistes bruyantes (voir chapitre 3 et les pistes sensibles). Mais la méthode la plus simple et la plus efficace consiste à raccorder le 0 V électronique au châssis afin de permettre le retour du courant sans sortir de l'équipement. Afin de limiter au maximum l'impédance de la boucle, un point de raccordement entre le 0 V et le châssis doit être placé le plus proche possible de la zone chaude (oscillateur, microprocesseur,...).

- Une carte n'est jamais parfaitement équipotentielle. Même avec un plan de masse, il existe une d.d.p. entre points de masses éloignés. Lorsque le point de raccordement du 0 V au châssis se trouve éloigné de l'entrée des câbles, ces derniers se trouvent "secoués" en mode commun par rapport au châssis. Le câble se comporte alors comme une antenne fouet.

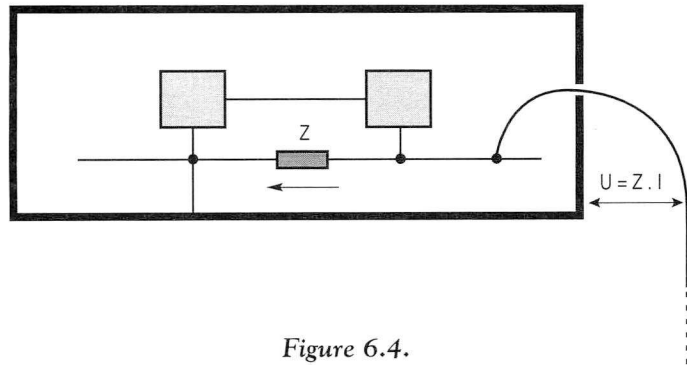


Figure 6.4.

La solution consiste à rapprocher le raccordement du 0 V au châssis au niveau de l'entrée des câbles, sur la TRP. Rappelons que l'on doit trouver dans une même zone l'entrée des câbles, le filtrage et le raccordement du 0 V au châssis (cf. chapitre 3).

- Le rayonnement des boucles de circuit imprimé va induire dans la boucle entre le 0 V de la carte et la reprise de masse du 0 V au châssis une d.d.p. qui va secouer le câble en mode commun par rapport au châssis.

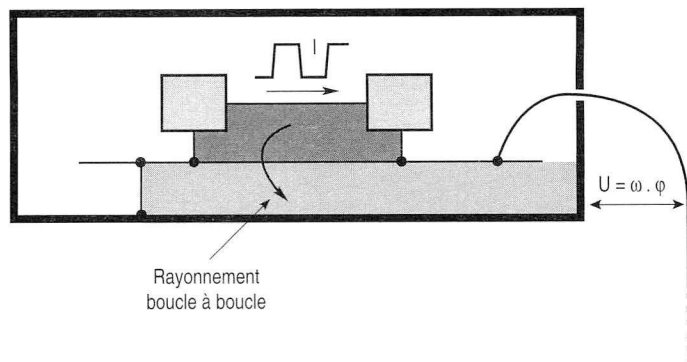


Figure 6.5.

Le rayonnement des câbles est alors maîtrisé d'une part en réduisant le rayonnement des boucles sur le circuit imprimé, et d'autre part en réduisant la surface de boucle collectrice. Comme pour le cas précédent, le raccordement du 0 V électronique à la masse du châssis doit se faire à proximité immédiate de l'entrée des câbles.

- Enfin, les câbles peuvent rayonner à l'extérieur de l'équipement après avoir collecté une partie du rayonnement de la carte à l'intérieur de la boîte, par diaphonie.

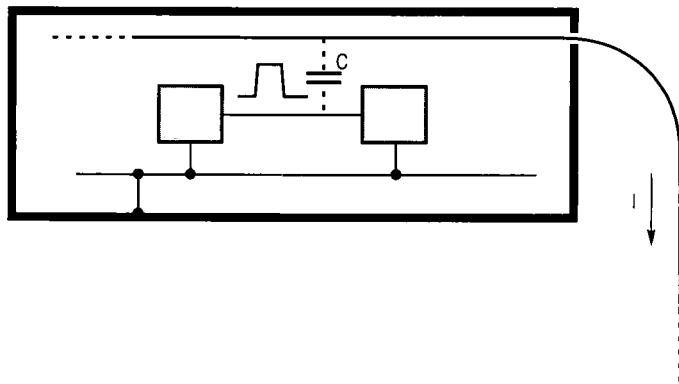


Figure 6.6.

Tous les câbles sortant (ou entrant !) dans un équipement devraient être filtrés ou blindés en traversée de cloison. On veillera également à plaquer les câbles à l'intérieur de l'équipement contre la tôle afin de réduire le couplage champ à câble.



## Rayonnement des horloges

Les horloges posent un problème particulier sur les cartes numériques modernes qui atteignent des vitesses de fonctionnement importantes. Plusieurs paramètres font que le pistage de l'horloge doit être particulièrement soigné.

Tout d'abord, on retrouve sur une carte numérique l'horloge plus toutes ses divisions ( $H/2$ ,  $H/4$ ,...). On va donc retrouver les harmoniques des horloges divisées aux mêmes fréquences que celles du fondamental.

D'autres pistes, d'un point de vue rayonnement, vont se comporter comme les pistes d'horloge. Ainsi les boîtiers dont le fonctionnement est directement lié à l'horloge vont présenter un rayonnement du à leur boucle de découplage de même nature que celui de l'horloge.

Le rayonnement d'une boucle est proportionnel au carré de la fréquence. L'horloge est le signal le plus rapide sur la carte avec des temps de montée très brefs. C'est donc le signal le plus critique.

Enfin, les méthodes de mesure font ressortir particulièrement les raies harmoniques de l'horloge. Les récepteurs de mesure travaillent avec une bande d'analyse de 120 kHz. L'espacement entre deux raies d'analyse est égal à  $1/T$ ,  $T$  étant le temps entre deux changements d'états. Pour des données numériques, ces changements d'états ont lieu au rythme de la routine la plus courte qui correspond dans la majorité des cas à un temps supérieur à 100  $\mu$ s. L'espacement entre deux raies est donc inférieur à 10 kHz. Dans une fenêtre d'analyse, on trouve donc de nombreuses raies et elles ne peuvent être séparées les unes des autres. L'écart entre deux raies pour une horloge est de l'ordre de quelques 10 MHz. On a donc une seule raie par fréquence d'analyse. L'énergie n'est donc présente qu'à certaines fréquences bien fixes au lieu d'être répartie sur tout le spectre.

La mesure d'une carte numérique alimentée par pile avec des signaux circulant uniquement sur les pistes d'horloge donne le relevé ci-dessous.

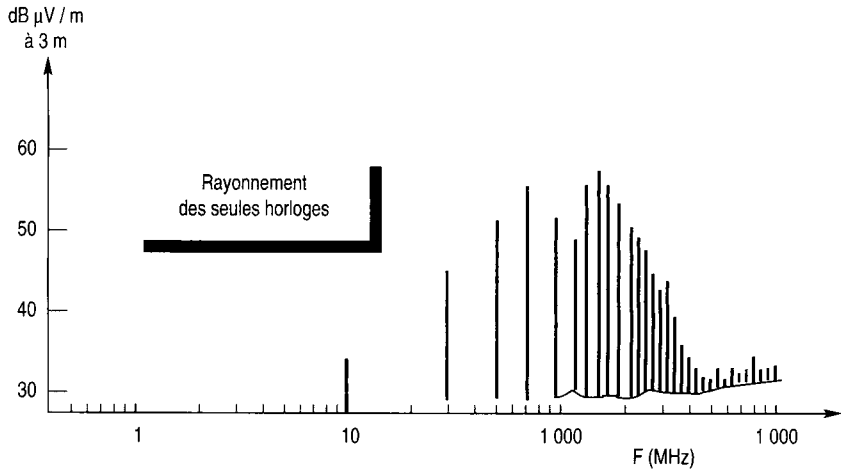


Figure 6.7.

La même mesure effectuée dans les mêmes conditions mais avec un fonctionnement global de la carte donne le relevé suivant.

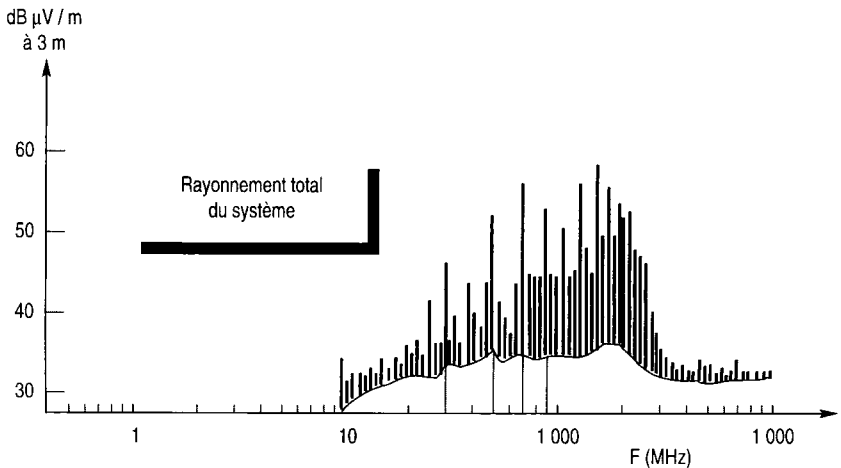


Figure 6.8.

On remarque que de nombreuses raies apparaissent mais leur niveau reste tout à fait tolérable. Par contre, toutes les raies qui dépassent le niveau moyen correspondent à celles mesurées dans le premier cas. Le rayonnement d'une carte numérique est conditionnée en majeure partie par celui de l'horloge.

## Placement des composants

La réduction du rayonnement des systèmes commence par une identification et une classification des sources potentielles. On devra donc dans un premier temps classer les circuits par ordre de nocivité en prenant en compte la fréquence, le temps de montée et le nombre de sorties afin d'établir un ordre de placement sur la carte.

On veillera ensuite à placer les composants dans l'ordre décroissant établi précédemment en commençant évidemment par le plus rapide. Ces composants seront placés de préférence au cœur de la carte afin de limiter au maximum les effets de bord. Seuls les émetteurs/récepteurs de ligne seront placés à proximité immédiate des connecteurs. On prévoira également la possibilité de placer un contact entre le 0 V et le châssis à proximité de cette zone chaude.

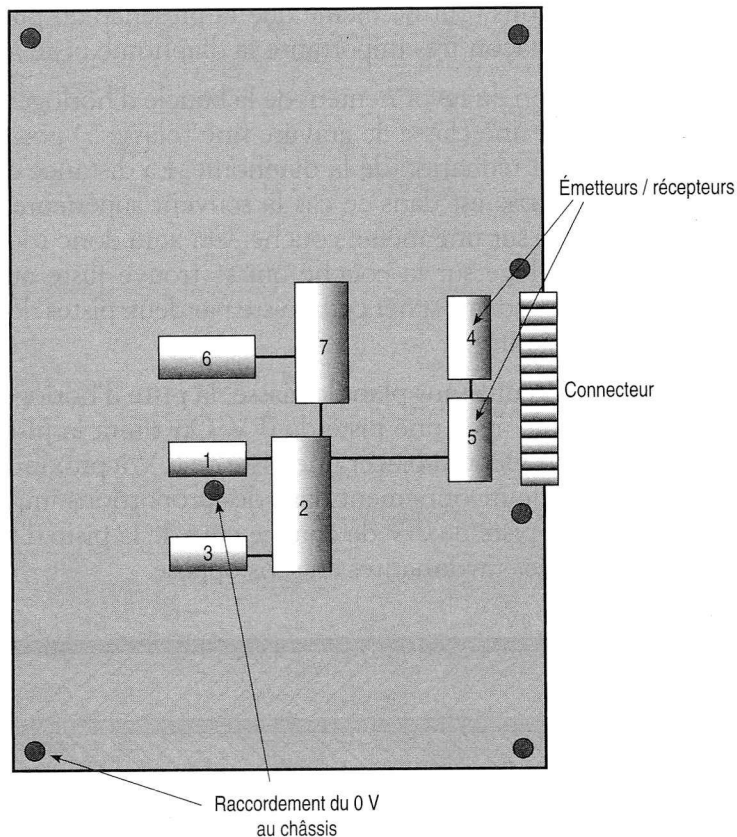


Figure 6.9.

## Tracé de l'horloge

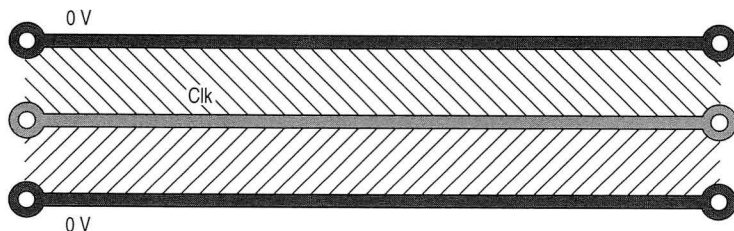
Le tracé de l'horloge s'effectuera manuellement et ce sera la première piste routée dans la partie numérique (après les alimentations).

Le premier couplage à réduire est le rayonnement de mode différentiel. La piste d'horloge doit être systématiquement accompagnée de 0 V afin d'avoir une surface de boucle la plus faible possible.

Sur un circuit multicouche avec plan de masse, la surface de boucle est limitée à son strict minimum. Le courant revient directement en dessous de la piste aller donc la hauteur de la boucle correspond à l'épaisseur de l'isolant. On veillera à placer la piste d'horloge sur une couche signal qui se trouve juste au-dessus (ou au-dessous) d'un plan de masse. Si l'on craint la diaphonie avec les pistes voisines, on pourra placer de part et d'autre de la piste d'horloge une piste écran reliée au 0 V aux deux extrémités. Notons tout de même que la présence du plan de masse va déjà réduire de façon très importante la diaphonie piste à piste.

La réduction du rayonnement de la boucle d'horloge pour les circuits très dense avec une classe de gravure fine (classe 5) pose le même problème que pour la réduction de la diaphonie. La distance entre une piste et le plan de masse est dans ce cas là souvent supérieure à la distance entre deux pistes sur une même couche. On aura donc tout intérêt à placer la piste d'horloge sur la couche qui se trouve juste au dessus du plan de masse et à accompagner cette piste par deux pistes de 0 V raccordées aux deux extrémités.

Pour les circuits sans plan de masse, la piste d'horloge sera systématiquement routée avec une piste de 0 V. On tirera la piste d'horloge au plus court et on viendra placer une piste de 0 V à proximité immédiate. Afin de réduire le rayonnement dans des proportions importantes, on pourra placer une piste de 0 V de chaque côté de la piste d'horloge. On obtient deux boucles rayonnantes en sens opposé.



*Figure 6.10.*



N'oublions pas que ce sont les boucles qui rayonnent ! Les pistes de 0 V qui accompagnent l'horloge doivent être raccordées aux deux extrémités pour permettre le retour du courant.

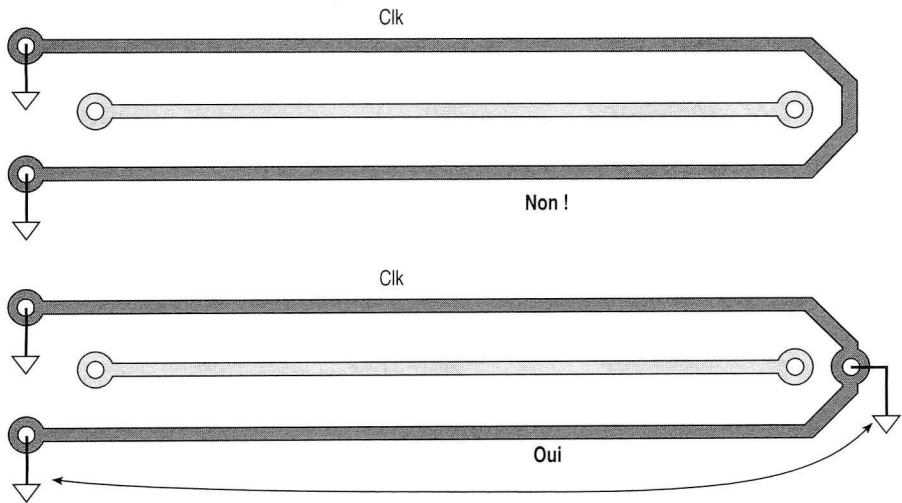


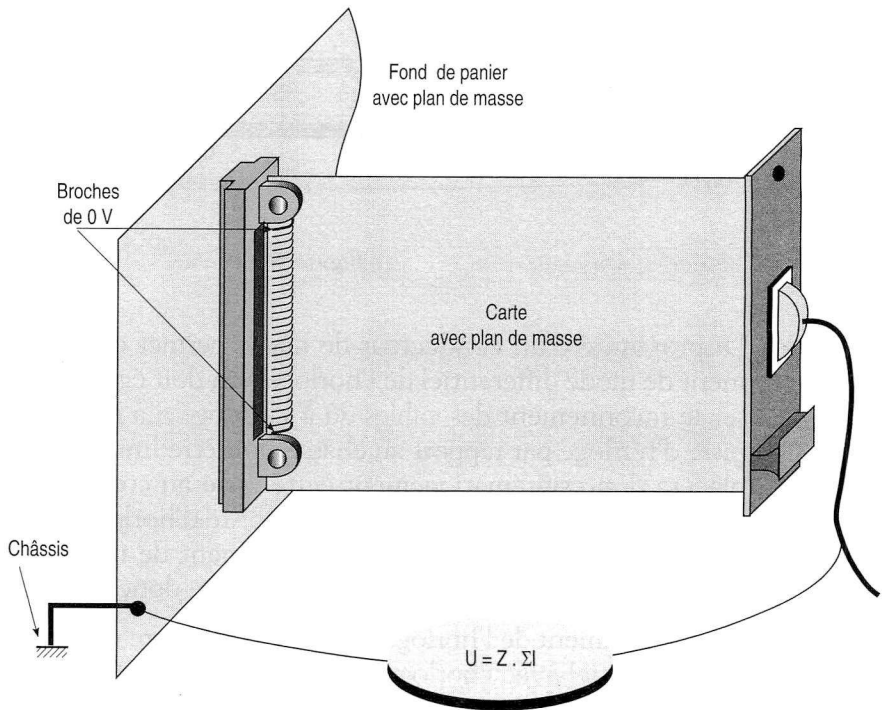
Figure 6.11.

La proximité d'un conducteur de masse permet de réduire le rayonnement de mode différentiel de l'horloge. On doit également veiller à limiter le rayonnement des câbles dû à l'horloge. La capacité parasite de la piste d'horloge par rapport au châssis doit être limitée au maximum. On placera donc systématiquement cette piste au cœur de la carte afin de limiter les effets de bord. Ceinturer la piste d'horloge par un conducteur de masse permet de réduire le rayonnement de mode différentiel mais également sa surface équivalente de la piste, donc sa capacité parasite.

Le rayonnement de l'horloge peut également être réduit en transmettant en différentiel avec l'horloge et son complément. On obtient deux effets complémentaires qui se compensent. Une attention particulière doit être accordée au routage de ces deux pistes qui doivent suivre le même chemin afin de rester parfaitement en opposition de phase.

L'utilisation du complément est surtout très intéressante pour la réduction des problèmes de mode commun. Tant que le signal reste sur la même carte, les effets du courant d'horloge dans la masse sont limités, à condition toutefois que la masse soit raisonnablement équipotentielle.

Mais dès que le signal est envoyé sur une interface externe (bus, nappe, fond de panier, ...), ce courant H.F. va créer des problèmes d'impédances communes, les connections de 0 V étant, dans ce cas là, toujours en nombre insuffisant. Les broches de masses présentent une self d'environ 20 nH mais elle vont être traversées par tous les courants retour envoyés sur l'interface. On va donc retrouver une d.d.p. entre les deux systèmes échangeant des informations. Cette d.d.p. va bruyter les signaux mais va également faire rayonner les deux parties concernées l'une par rapport à l'autre. Ceci est particulièrement critique dans le cas des cartes sur fond de panier lorsqu'un câble est raccordé en face avant sur la carte. Tout le câble est "secoué" en mode commun par rapport au châssis et se comporte comme une antenne fouet.



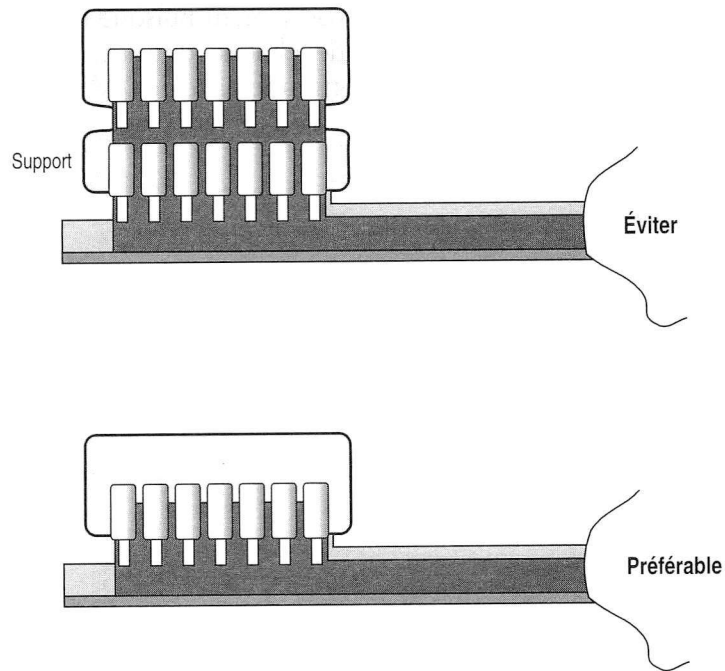
*Figure 6.12.*

Dans ce cas, travailler en différentiel permet de limiter les d.d.p. puisque le courant d'horloge circulant dans les broches de masse sera compensé par le courant de l'horloge complémenté. Toutes les horloges sortant d'une carte devraient être routées en différentiel.

## Autres surfaces rayonnantes

### Boucles transversales

Le signal d'horloge va rayonner par les boucles constituées par les pistes d'horloge et le 0 V mais également par les boucles entre les broches des composants et le bonding à l'intérieur même du boîtier.



*Figure 6.13.*

Nous avons vu au paragraphe 6.1 qu'une boucle rayonne un champ électrique tangentiel au plan de la boucle et un champ magnétique perpendiculaire. Nous retrouvons donc le même problème que pour l'immunité des cartes. Ces boucles transversales ne sont pas blindées par le plan de masse. Les boîtiers rapides ne devront donc pas être placés sur support.



## **Bus de données et fond de panier**

Pour les fonds de panier, l'utilisation d'un plan de masse est pratiquement impérative dès lors que l'on veut respecter des normes d'émission avec une électronique numérique. Rappelons que même avec un plan de masse, une attention particulière doit être apportée au connecteur de fond de panier. On doit trouver un nombre de broches suffisant afin de limiter la longueur des fentes et les d.d.p. entre la carte et le fond de panier.

Pour les bus de données, l'utilisation d'un plan de masse permet de réduire considérablement le rayonnement puisque le retour du courant se fait directement en dessous de chaque donnée. Sans plan de masse, on veillera à distribuer au moins une piste de 0 V pour huit lignes d'adresses ou de données. Cette piste de 0 V sera placée de préférence à proximité du bit de poids faible.

# LIGNES DE TRANSMISSION

Les circuits numériques modernes commutent dorénavant avec des temps de montées très brefs, de l'ordre de la nanoseconde (un milliardième de seconde ! ...). Sur les cartes, hormis l'apparition de retards, des déformations vont apparaître lorsque le temps de propagation ne sera plus négligeable devant le temps de montée du signal. Après avoir décrit sommairement le phénomène de ligne de transmission, nous verrons quels sont les différents cas rencontrés sur une carte ainsi que les précautions de tracé à respecter afin de limiter la déformation des signaux.



## Ligne de transmission : définitions

Lorsqu'un générateur délivre une tension de sortie  $U$  et qu'il est chargé par une impédance  $Z$ , le courant qui circule dans le circuit répond à la loi d'Ohm :  $I = U/Z$  ! Évidemment, le générateur ne peut délivrer la bonne quantité d'électrons qu'à la condition qu'il "voie" la charge.

Supposons qu'un générateur délivre un front de 1 ns de temps de montée et que la charge se trouve à une distance de 50 cm du générateur. Même si le signal se déplaçait aussi vite que la lumière, il ne parcourrait, en 1 ns, que 30 cm ! Aux tous premiers instants, le générateur ne voit donc pas la charge mais des conducteurs de longueurs indéfinies. Or un courant doit s'établir dans le circuit. Le générateur va alors délivrer un courant comme s'il était chargé par une résistance de valeur  $R_c$ . Cette résistance correspond à l'impédance caractéristique de la ligne et dépend de la géométrie des conducteurs entre le générateur et la charge.

La notion de ligne de transmission implique deux conditions au niveau de la géométrie des conducteurs :

- homogénéité de la géométrie le long de la ligne,
- pas de rayonnement (distance entre les conducteurs petite devant la longueur d'onde).

Pour l'étude des lignes de transmission, la première hypothèse permet de diviser la ligne en éléments de très faible longueur. Il suffira ensuite de mettre bout à bout plusieurs éléments afin de reconstituer la totalité de la ligne. Une ligne de transmission est caractérisée par quatre paramètres :

- $R$  : résistance linéique en ohms par mètre,
- $L$  : inductance linéique en henrys par mètre,
- $C$  : capacité linéique en farads par mètre,
- $G$  : perditance linéique en siemens par mètre.

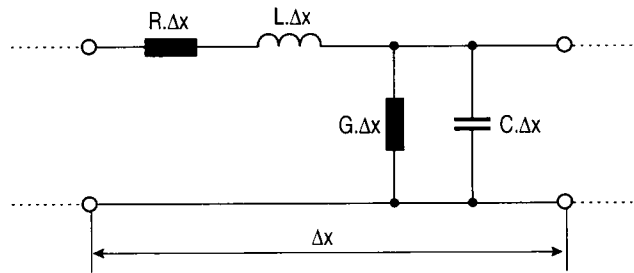


Figure 7.1.

Une simplification consiste à considérer la ligne sans pertes. Les termes  $R$  et  $G$  sont alors nuls et le signal se propage sans déformations ni affaiblissements !

On définit alors la vitesse de transmission comme le rapport :

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_1}}$$

De plus, si l'isolant est homogène, la vitesse de transmission est indépendante de la géométrie et vaut :


$$v = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}}$$

- avec  $v$  = vitesse de transmission en mètres par seconde,
- $L_1$  = self linéique en henrys par mètre,
- $C_1$  = capacité linéique en farads par mètre,
- $C$  = vitesse de la lumière :  $3 \cdot 10^8$  mètres par seconde,
- $\epsilon_r$  = permittivité diélectrique relative de l'isolant.

L'impédance caractéristique de la ligne est égale à :

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

Rappelons que l'impédance caractéristique représente la résistance vue par le générateur aux premiers instants.



Lorsque le signal arrive à l'extrémité de la ligne, il voit l'impédance qui se trouve réellement connectée au générateur. Si cette impédance correspond à l'impédance caractéristique, le courant délivré correspond à celui qui circulera dans le circuit en régime établi. Si l'impédance en extrémité de ligne diffère de  $R_c$ , le signal subit une réflexion en extrémité de ligne et repart vers le générateur. Le coefficient de réflexion en extrémité de ligne vaut :

$$K = \frac{Z_b - Z_c}{Z_b + Z_c},$$

avec  $Z_b$  = impédance en bout de ligne en ohms,

$Z_c$  = impédance caractéristique de la ligne en ohms.

$K$  est donc compris entre +1 (si  $Z_b = \infty$ ) et -1 (si  $Z_b = 0$ ).



## Ligne de transmission : exemple

Considérons le circuit suivant. Un générateur de 5 V présente une impédance de sortie de  $25 \Omega$ . Il est raccordé à une ligne d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  chargée à son extrémité par une impédance infinie. En régime établi, la tension en extrémité de ligne sera de 5 V !...

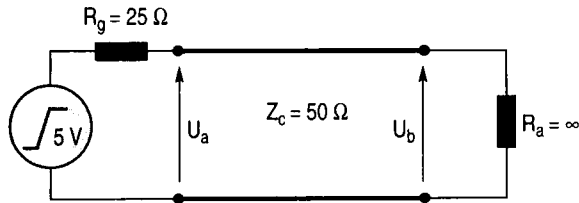


Figure 7.2.

Nous allons étudier en fonction du temps l'évolution des tensions aux points A et B en fonction de  $\tau$ ,  $\tau$  étant le temps mis par le signal pour parcourir la ligne.

- De 0 à  $1\tau$  :

$U_b = 0$  (le signal n'est pas encore arrivé en B...).

En A : Le générateur voit sa résistance de sortie et une résistance de  $50 \Omega$  ( $R_c$  de la ligne). On a donc un diviseur résistif et  $U_a = 3,33 \text{ V}$ .

- À  $1\tau$  :

L'impédance en bout de ligne n'est pas égale à  $R_c$ , il y a donc réflexion.  $K_b = (\infty - 50)/(\infty + 50) = 1$ .

B voit donc le signal incident (3,3 V) et le signal réfléchi (3,3 V) :

$$U_b = 6,6 \text{ V}.$$

- À  $2\tau$  :

$U_a = 3,3 \text{ V}$  (état précédent).

Le signal réfléchi en extrémité de ligne (3,3 V) revient en A. L'impédance de sortie du générateur étant différente de  $R_c$ , le signal subit également une réflexion en A :

$$K_a = \frac{25 - 50}{25 + 50} = -0,33.$$

A voit donc 3,3 V (état précédent), 3,3 V (retour de B), - 1,1 V (état réfléchi),

$$U_a = 5,5 \text{ V.}$$

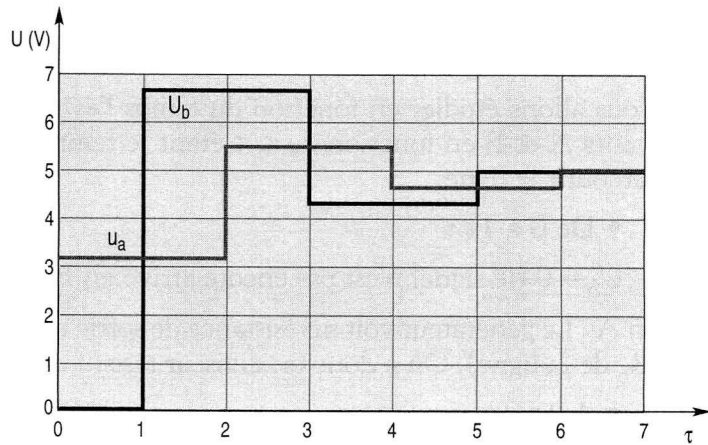
• À  $3\tau$  :

$$U_b = 6,6 \text{ V (état précédent).}$$

Le signal réfléchi en A (- 1,1 V) arrive en B et subit une réflexion avec un coefficient  $K_b$  égal à 1. On a donc un signal réfléchi de - 1,1 V.

$$U_b = 4,4 \text{ V.}$$

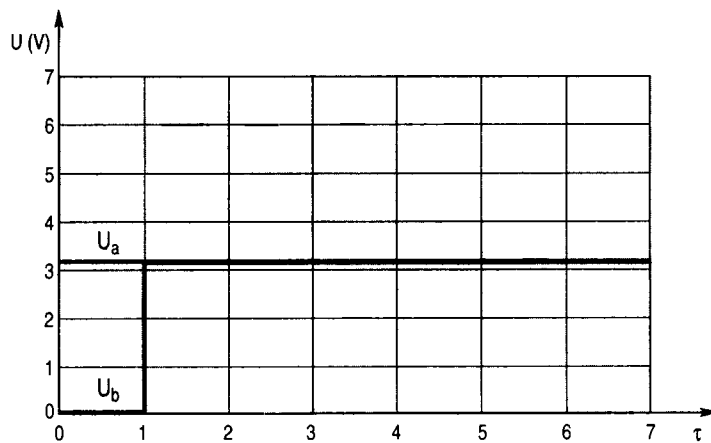
Le calcul pourrait se poursuivre ainsi jusqu'à obtenir un signal de même niveau en A et en B égal à 5 V.



*Figure 7.3.*

## Adaptation d'impédance

Afin de réduire la déformation des signaux, les liaisons doivent être adaptées. On doit donc maîtriser l'impédance de charge des circuits. Dans l'exemple précédent, si en extrémité de ligne on avait retrouvé une charge de  $50 \Omega$ , le coefficient de réflexion en bout de ligne aurait été nul. Les tensions en A et B auraient eu la forme suivante :



*Figure 7.4.*

La maîtrise de la forme des signaux est liée à l'impédance caractéristique, aux impédances de charge des circuits mais également à la topologie des circuits. Le phénomène de ligne n'apparaît que lorsque le temps de montée du signal est inférieur au temps mis par le signal pour effectuer un aller retour. Ainsi, un signal très rapide ( $< 1$  ns) sur une liaison de 1 cm est moins critique qu'un signal plus lent ( $\approx 3$  ns) sur un fond de panier. L'abaque ci-dessous<sup>(1)</sup> donne le rapport entre le temps de montée des signaux utilisés et les longueurs critiques à partir desquelles il est impératif d'adapter.

(1) Electromagnetic Control in Components and Design, ICT, Michel Mardigniau.

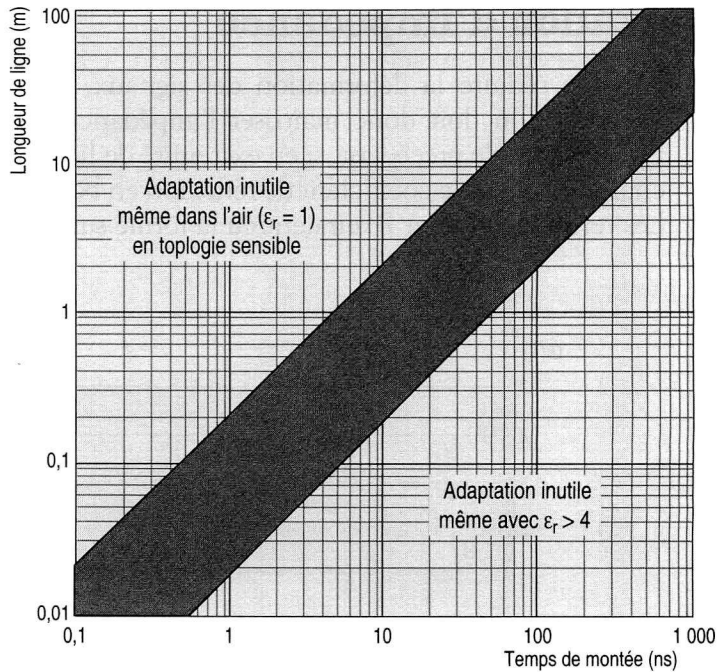


Figure 7.5.

Le type de liaison utilisée est également un paramètre important. Pour les topologies type fond de panier, le signal doit être propre en tout point de la liaison puisqu'il sera vu par des cartes disposées en différents emplacements sur le fond de panier. L'adaptation doit donc obligatoirement se faire en bout de ligne afin d'empêcher toute réflexion. On parle d'**adaptation parallèle**.

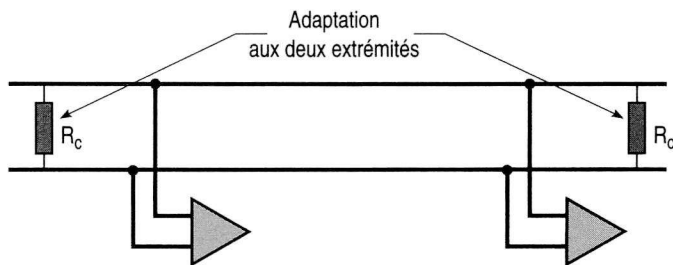
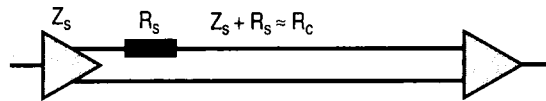


Figure 7.6.

Pour les topologies type point à point, le seul paramètre important est que le signal vu par le récepteur soit identique à celui émis par l'émetteur, et ce quelle que soit la forme du signal sur la ligne. Dans ce cas là, la solution consiste à adapter la ligne côté générateur. Le signal subit une réflexion en bout de ligne mais le retour côté générateur se fait sur une charge adaptée et le phénomène s'arrête. On remarque alors que le signal vu par le récepteur est exactement celui qu'il verrait s'il était placé juste derrière l'émetteur, au retard près évidemment. On parle dans ce cas d'**adaptation série**.



*Figure 7.7.*

## Tracé des pistes

Après avoir choisi les impédances des charges des circuits en fonction des différents paramètres électriques, le tracé des pistes doit être maîtrisé afin de présenter une impédance caractéristique correspondante aux impédances de charge choisies. La géométrie des pistes doit donc être calculée mais on doit également veiller à ne pas introduire de ruptures d'impédances le long de la ligne.

### Impédance caractéristique d'une ligne microstrip

La ligne microstrip est la configuration la plus fréquemment rencontrée. Elle permet d'obtenir des impédances caractéristiques de valeur assez élevée ( $50 \Omega$  à  $150 \Omega$ ).

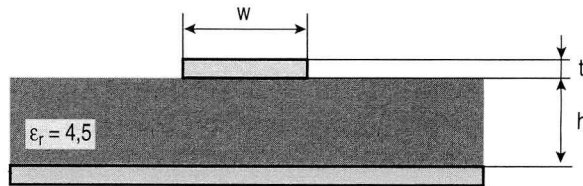


Figure 7.8.

L'impédance caractéristique d'une ligne microstrip est donnée par l'abaque ci-dessous. Les formules correspondantes sont données en annexe. Pour le tracé des différentes courbes, la permittivité relative du substrat utilisé est de 4,5 (verre époxy).

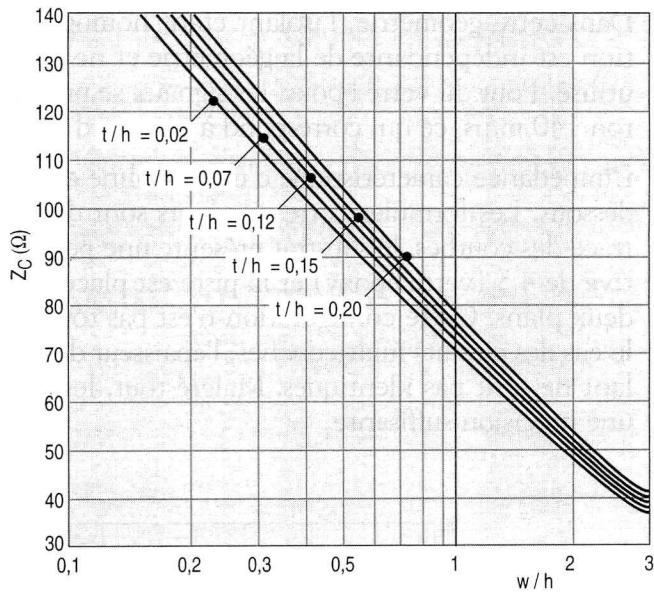


Figure 7.9.

Il est important de noter que dans le cas des lignes microstrip, le diélectrique (verre époxy et air) n'est pas homogène. La vitesse de propagation des signaux est donc dépendante de la géométrie. Lorsque des signaux doivent être transmis avec des contraintes de temps de propagation importantes, les différents temps de propagation sont à prendre en compte.

### Impédance caractéristique d'une stripline

La configuration stripline se retrouve dans le cas des circuits multicouches où les pistes peuvent être placées entre deux plans. Elle permet d'obtenir des impédances caractéristiques de l'ordre de quelques dizaines d'ohms (20 Ω à 70 Ω). Pour des impédances plus élevées, on retiendra la géométrie microstrip.

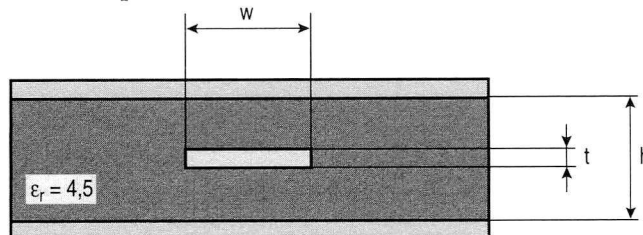
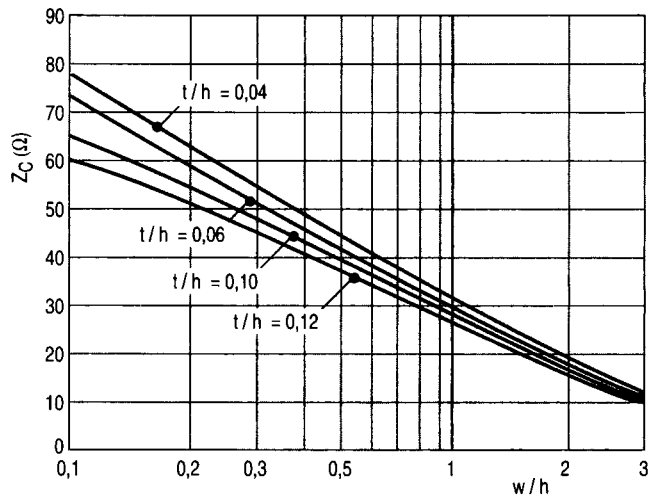


Figure 7.10.

Dans cette géométrie, l'isolant étant homogène, la vitesse de propagation est indépendante de la géométrie et ne dépend que du diélectrique utilisé. Pour du verre époxy, les signaux se propagent à la vitesse d'environ 140 m/ $\mu$ s, ce qui correspond à un retard de 7 ns/m.

L'impédance caractéristique d'une stripline est donnée dans l'abaque ci-dessous. Les formules correspondants sont données en annexe. Pour le tracé des courbes, le substrat présente une permittivité diélectrique relative de 4,5 (verre époxy) et la piste est placée à égale distance entre les deux plans. Cette configuration n'est pas tout à fait réelle puisque dans le cas des circuits multicouches, l'épaisseur des différentes couches d'isolant ne sont pas identiques. Malgré tout, les résultats obtenus donnent une précision suffisante.



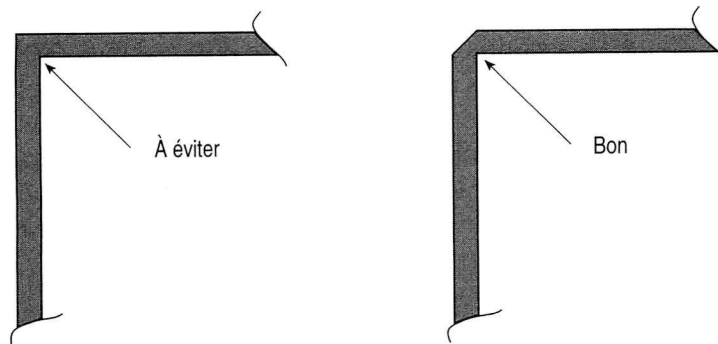
**Figure 7.11.**



## Ruptures d'impédances

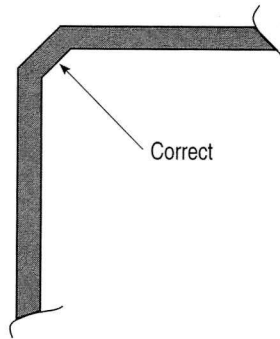
Après avoir choisi la géométrie qui permet d'obtenir l'impédance voulue, le tracé de la piste doit être effectué en respectant deux paramètres :

- limiter les ruptures d'impédances,
- maîtriser les retards,
- la première précaution se situe au niveau des changements de direction. Un angle à  $90^\circ$  dans une piste va provoquer une rupture d'impédance capacitive. La solution idéale consiste dans ce cas à couper le coin extérieur de l'angle.



*Figure 7.12.*

Cette solution est utilisée systématiquement dans le cas des circuits hyperfréquence. Pour les applications numériques un peu moins critique, ce tracé est difficilement réalisable puisque les systèmes CAO classique ne permettent pas ce genre de tracé. La solution la plus simple consiste à diviser l'angle droit en deux angles à  $45^\circ$ .



*Figure 7.13.*

- La seconde cause de rupture d'impédance est la présence de nombreux trous métallisés le long de la piste. On placera donc les pistes adaptées en début de tracé de manière à pouvoir les router sur une même couche. Pour les circuits stripline, lorsqu'une piste est amenée en surface, on veillera à découper le plan de masse autour de la pastille afin de conserver une impédance caractéristique la plus constante possible.

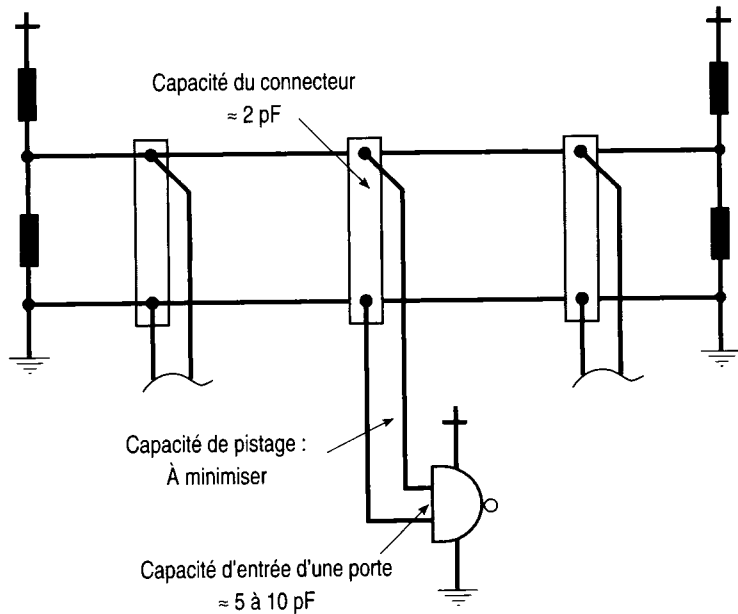
Il est important de noter qu'une légère déformation des signaux est inévitable. Dans un premier temps, nous avons négligé les pertes le long de la lignes mais elles existent forcément. Les signaux se propagent donc en subissant une atténuation. D'autre part, les tolérances géométriques sur les conducteurs liés au process de fabrication, les variations de la permittivité diélectrique de l'isolant font que l'impédance caractéristique des lignes peut varier d'un circuit à l'autre. Les ruptures d'impédance citées plus haut seront donc dans la majorité des cas masquées par ces phénomènes.

### **Fonds de panier**

Un problème particulier est posé par les fonds de panier : l'adaptation de ce type de géométrie est délicate puisque l'impédance caractéristique n'est pas parfaitement connue. Lorsqu'une carte vient se connecter sur le fond de panier, elle présente une capacité non négligeable :

- on retrouve environ 2 pF dans le connecteur,
- la capacité d'entrée d'une porte est comprise entre 5 et 10 pF environ,
- la capacité de pistage atteint rapidement quelques picofarads.

On vient donc rajouter une capacité d'environ 12 pF sur le fond de panier. L'impédance caractéristique étant égale à  $\sqrt{L/C}$ , l'ajout d'une carte vient modifier cette valeur. L'impédance caractéristique d'un fond de panier dépend donc du nombre de cartes présentes.



**Figure 7.14.**

Afin de limiter les fluctuations de l'impédance caractéristique, on veillera donc à limiter au maximum la capacité rajoutée sur le fond de panier. Le circuit d'entrée sur la carte doit donc être placé le plus proche possible du connecteur afin de réduire au maximum la longueur, donc la capacité, des connexions.



# CONVERTISSEURS À DÉCOUPAGE

**L**es alimentations à découpage sont la source de plusieurs types de perturbations. Nous ne traiterons pas ici de la totalité des problèmes de CEM liés aux convertisseurs à découpages ; nous nous contenterons d'aborder uniquement les points liés au tracé des différentes cartes rencontrées dans ce type d'équipement.

## Rayonnement et self des pistes

Les alimentations à fort courant posent une double difficulté. La self des pistes supportant de fort  $di/dt$  peut provoquer des chutes de tension significatives le long des conducteurs. D'autre part, les boucles supportant ces courants vont rayonner un champ électromagnétique.

Nous avons vu au chapitre 2 comment réduire la self des conducteurs en leur donnant la forme d'une épingle à cheveux. Cette inductance parasite peut être également limitée en disposant les conducteurs l'un au-dessus de l'autre en les élargissant.

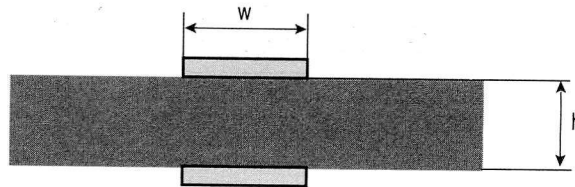


Figure 8.1.

La self d'une piste présentant cette géométrie est donnée par l'abaque suivant :

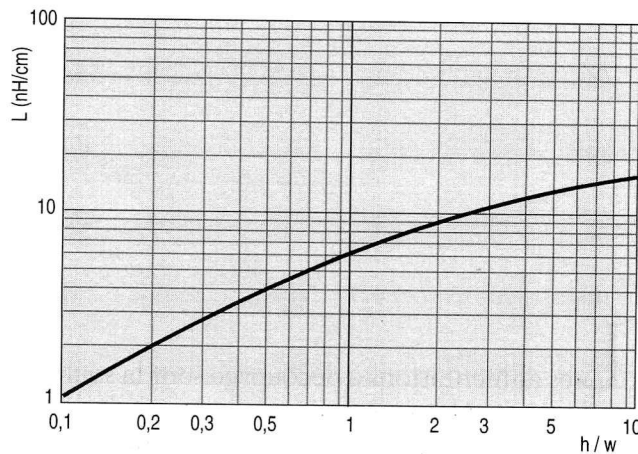



Figure 8.2.



Le second paramètre à maîtriser est le rayonnement des boucles. Dans ce cas, ce n'est plus la géométrie de chaque conducteur qui importe mais leur position relative. Les boucles supportant les forts  $di/dt$  doivent être minimisées. On veillera donc à implanter le(s) transistor(s) de découpage et le condensateur primaire très près du transformateur. On veillera également à regrouper près du transformateur les diodes de redressement et les condensateurs de filtrage secondaire. La réduction de la surface des boucles est d'autant plus critique que les  $di/dt$  sont élevés. Afin de faciliter le tracé de l'alimentation, les boucles et pistes critiques doivent être clairement identifiées sur le schéma.

Les alimentations à haute tension ne posent pas de problème de boucles mais les composants et les conducteurs à fort  $dU/dt$  vont générer des champs électriques. Afin de limiter les capacités parasites par effet de bord, ces composants doivent être placés au cœur de la carte, loin des bords.

## Mise en œuvre des filtres

Le montage des filtres a déjà été abordé dans les chapitres 2 et 3. Nous rappellerons que trois conditions sont en H.F. nécessaires pour le bon fonctionnement des filtres :

- reprise de masse très courte,
- pas de diaphonie entre l'entrée et la sortie,
- pas de rayonnement de l'amont sur l'aval.

Le placement des composants devra donc être réalisé de façon à pouvoir placer une reprise de masse au châssis à proximité immédiate des capacités Y. Afin de limiter la self série, un plan de masse local sera disposé au niveau de ces condensateurs.

Dans la majorité des filtres, le bobinage des selfs de mode commun est réalisé en demi lune c'est-à-dire en disposant les deux enroulements en demi lune sur le ferrite. Ceci présente l'avantage d'introduire un peu de self de fuite donc de permettre le filtrage du mode différentiel. Mais cette self de fuite se referme dans l'air et provoque donc le rayonnement du composant.

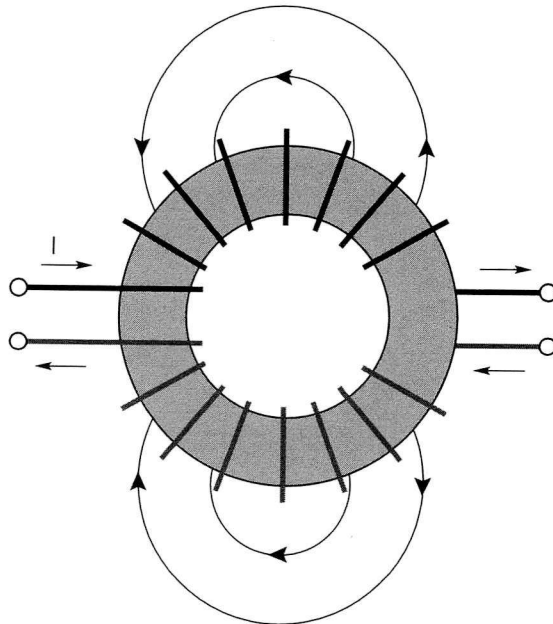
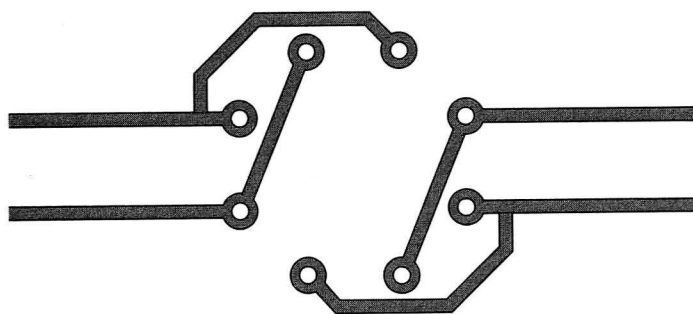


Figure 8.3.



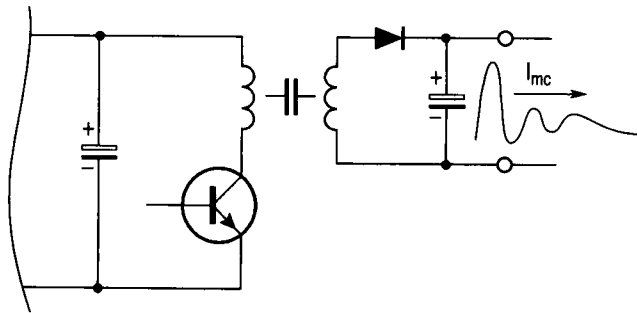
Par principe de réciprocité, cette self de fuite peut se comporter comme une antenne de réception qui va collecter le champ rayonné par le convertisseur (principalement par le transformateur) et induire ainsi des perturbations sur l'alimentation. Afin de pouvoir réduire ce problème éventuel, il faut prévoir la rotation de la self (ou du filtre). Cette disposition n'est à prévoir que lors de la première implantation. La position finale sera déterminée lors des essais.



*Figure 8.4.*

## Mode commun entrée-sortie

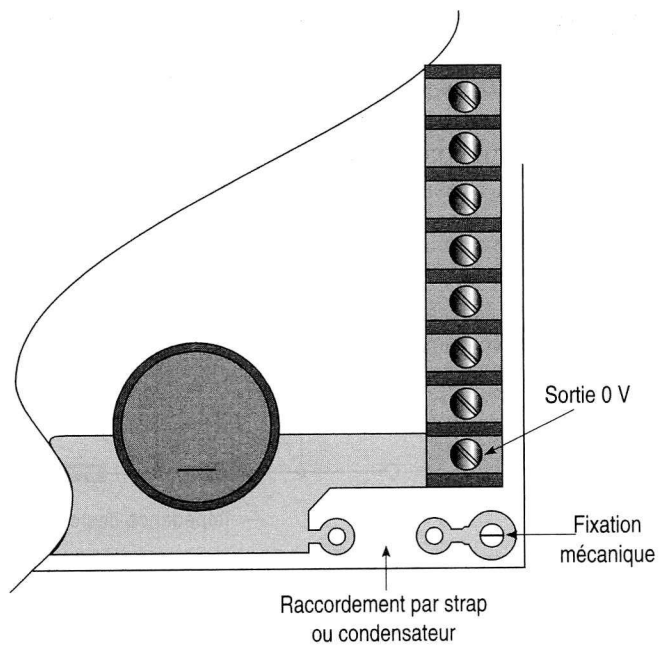
Un des types de perturbation générée par un convertisseur à découpage est le courant de mode commun en sortie. A chaque commutation, une impulsion de courant en mode commun est injectée dans le circuit électronique connecté à cette alimentation.



*Figure 8.5.*

Un courant H.F. va donc circuler dans la référence du circuit. Le bruit de masse ainsi généré est particulièrement critique pour les circuits analogiques. La réduction de ce couplage passe par une maîtrise de la capacité parasite primaire à secondaire du transformateur, mais la méthode la plus efficace consiste à raccorder très court le 0 V en sortie d'alimentation directement au châssis. Ce contact doit être le plus direct possible.

On veillera donc, lors du placement des composants, à placer les différentes sorties à proximité immédiate d'un contact mécanique entre la carte et le châssis. La conception mécanique du coffret devra évidemment intégrer également cette contrainte. Afin de pouvoir conserver la possibilité d'isoler, cette liaison doit être sectionnable. On prévoira la possibilité de placer un condensateur entre le 0 V et le châssis.



**Figure 8.6.**

## Mise en parallèle de condensateurs

Lors de la mise en parallèle de condensateurs chimiques, la répartition des courants ne se répartie pas uniformément entre les capacités compte tenu de l'impédance des conducteurs et de l'impédance série des composants (ESR : résistance série équivalente).

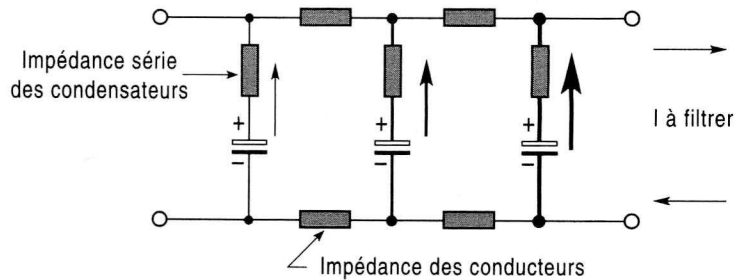


Figure 8.7.

Deux solutions sont envisageables pour supprimer ce phénomène. La première consiste à placer les liaisons entrées et sorties sur les capacités de manière symétrique. On veillera également dans la mesure du possible à placer piste aller et piste retour l'une au dessus de l'autre afin de réduire l'impédance des conducteurs. La mise en parallèle de deux condensateurs peut s'effectuer comme indiqué ci-dessous :

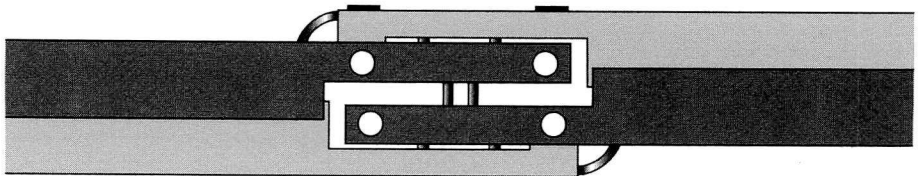
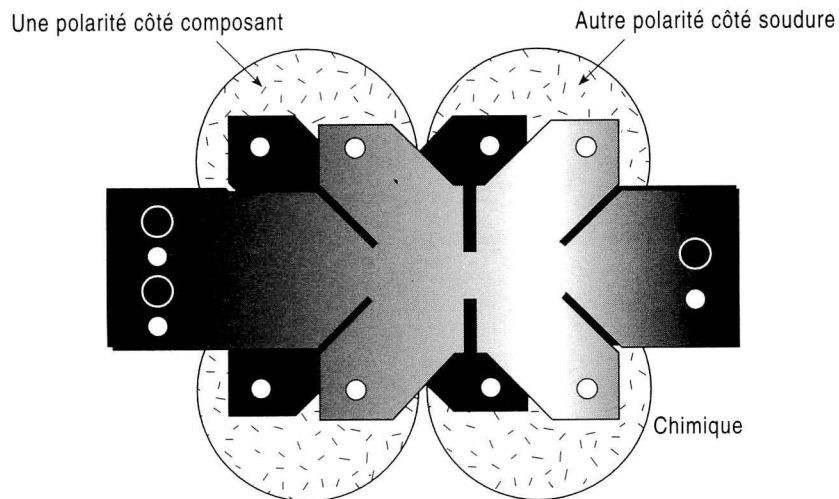


Figure 8.8.

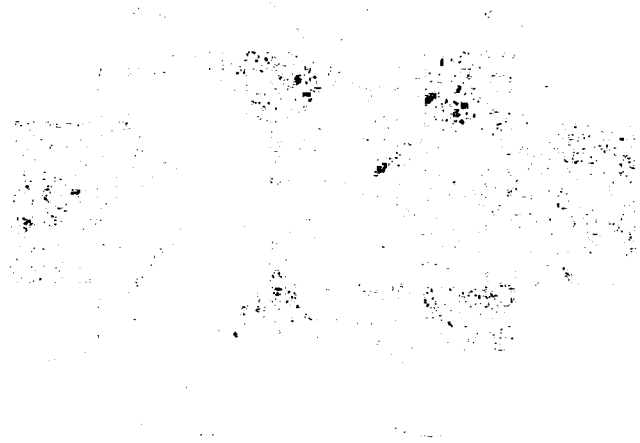
Ce type de tracé n'est raisonnablement possible qu'avec deux condensateurs, éventuellement trois. Lors de la mise en parallèle de quatre composants, une disposition adaptées des composants permet de simplifier le tracé.



*Figure 8.9.*

... ..

... ..



# CONCLUSION

Ce chapitre permet de résumer les différentes règles de tracé étudiées tout au long de ce manuel, mais il donne également les étapes à suivre et les procédures à respecter lors de la définition et de la conception d'une carte de circuit imprimé.



## Définition mécanique de la carte

Le tracé de la carte et le respect des contraintes CEM commencent dès la définition mécanique de la carte. Un certain nombre de points doivent être traités en amont afin de pouvoir appliquer les différentes règles de protection vues tout au long de ce manuel.

Les contraintes CEM passent évidemment après les contraintes liées aux accès clients et au refroidissement.

Le premier point important à définir est la position des connecteurs. On les regroupera si possible sur un bord de carte en essayant de séparer les entrées analogiques et numériques. Pour les systèmes à fond de panier, on veillera à choisir le type de connecteur permettant de placer le plus grand nombre de broches de 0 V possible.

Le second paramètre mécanique à définir est le raccordement du 0 V électrique au châssis. On prévoira un raccordement :

- de part et d'autre de chaque connecteur,
- au pied des condensateurs Y dans les filtres d'alimentation,
- au pied des sorties d'alimentation pour les 0 V non isolés,
- au quatre coins de la carte en numérique,
- sur les bords si la distance en raccordement dépasse 15 cm,
- sous la partie chaude (oscillateur, microprocesseur,...).





## **Définition électrique de la carte**

Cette étape concerne plus le concepteur que l'implanteur. Elle va consister à identifier sur le schéma (ou dans un dossier d'implantation) les zones critiques du schéma électrique.

On définira dans un premier temps les composants sensibles et bruyants ainsi que les pistes sensibles et bruyantes. Cette identification peut se faire soit par couleur, soit par annotation directe. Le schéma devra également faire ressortir les boucles critiques (alimentations à découpage, horloge).

On définira enfin les lignes de transmission en spécifiant leur impédance caractéristique ainsi que leur longueur maximale lorsque le temps de propagation est critique.



## Placement des composants

Le placement des composants est une phase critique qui va conditionner en grande partie la qualité et la maîtrise du tracé des pistes.

On veillera dans un premier temps à séparer les zones analogiques et numériques. Cette séparation devra malgré tout permettre un regroupement des entrées sorties sur un seul côté. Lorsque la carte comporte une barrière d'isolation, la faire aussi courte et rectiligne que possible.

Dans la partie analogique, on placera les composants sensibles au cœur de la carte, loin des bords. Cette contrainte est parfois difficilement applicable, principalement lorsque des entrées très bas niveau arrivent de l'extérieur de la carte. Les circuits seront inévitablement à proximité des connecteurs.

Dans la partie numérique, on disposera les circuits les plus critiques (oscillateur, micro,...) au cœur de la carte, à proximité d'une liaison au châssis. Les émetteurs/récepteurs de ligne seront disposés à proximité immédiate des connecteurs. On ne placera aucun autre composant, hormis des filtres éventuels, entre les boîtiers *E/R* et les connecteurs. Aucun circuit interne libre des modules *E/R* ne doit être utilisé pour une autre fonction.



## Routage des pistes

Toute la première partie du tracé de la carte se fera en manuel. Le routage automatique ne se fera qu'en fin de tracé, lorsque les parties critiques seront figées.

Les premières pistes à placer sur une carte sont les pistes d'alimentation. Pour une carte simple ou double face, on réalisera un chaînage des alimentations en analogique et un maillage en numérique. Dans le cas d'un circuit multicouches, on réservera une couche pour les alimentations et une couche pour la masse. Rappelons que le plan de masse ne doit pas être fendu. Dans tous les cas, on placera un anneau de garde sur toutes les couches signaux en bord de carte. On donnera à ce conducteur la plus grande largeur possible ( $\approx 2,5$  mm) qui pourra ensuite être réduite en cas d'impossibilité de router quelques pistes.

On routera ensuite les pistes sensibles le plus court possible, en évitant les bords de carte. La même procédure est applicable pour les pistes rapides. Ces conducteurs seront ensuite bloqués pas logiciel afin de limiter le risque de déplacement lors du routage final. Parmi les pistes rapides, signalons les pistes à impédance caractéristique contrôlée qui seront placées également en début de tracé afin de limiter les ruptures d'impédance (via, bretelles, ...) le long de ces conducteurs.

Lorsque toutes les phases citées précédemment ont été respectées, on peut lancer le routeur automatique ! ...

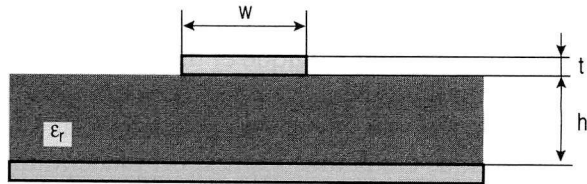
En conclusion, signalons un paramètre important qu'il ne faut pas négliger : le temps. Le tracé d'une carte n'est pas une course contre la montre et l'expérience montre qu'une carte entièrement tracée en automatique n'est jamais optimisée en CEM. Le temps supplémentaire consacré à l'optimisation du tracé permet, dans la très grande majorité des cas, de faire des économies.

Écartons enfin l'argument disant que dans tous les cas, plusieurs versions seront nécessaires. Les plannings étant serrés, la première carte doit sortir rapidement. Malheureusement, les reprises de carte se font toujours sur la base du premier tracé. Les suivants ne permettront dans ce cas que de faire du replâtrage sur des fondations instables. Le premier tracé de la carte est une étape critique dans le développement d'un projet, il doit donc être traité avec le plus grand soin.

Répetons-le : La maîtrise de la CEM lors du tracé d'une carte n'est pas une quête de *l'absolue perfection*, mais elle consiste avant tout à éviter quelques grossières erreurs lors de la définition d'un cuivre.

## Annexe 1 :

### Impédance caractéristique d'une ligne microstrip<sup>(1)</sup>.



Pour  $w/h \leq 1$  :

$$R_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \text{Log} \left( \frac{8 \cdot h}{w} + 0,25 \frac{w_e}{h} \right) \Omega$$

Pour  $w/h > 1$  :

$$R_c = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_e}} \left[ \frac{w_e}{h} + 1,393 + 0,667 \cdot \text{Log} \left( \frac{w_e}{h} + 1,444 \right) \right] - 1 \Omega$$

Dans lesquelles :

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25}{\pi} \cdot \frac{t}{h} \left( 1 + \text{Log} \frac{4\pi w}{t} \right) \quad \text{pour } w/h \leq 1/2 \pi$$

$$\frac{w_e}{h} = \frac{w}{h} + \frac{1,25}{\pi} \cdot \frac{t}{h} \left( 1 + \text{Log} \frac{2 \cdot h}{t} \right) \quad \text{pour } w/h > 1/2 \pi$$

$$\epsilon_e = \left[ \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot f \left( \frac{w}{h} \right) \right] - C$$

$$C = \frac{\epsilon_r - 1}{4,6} \cdot \frac{t/h}{\sqrt{w/h}}$$

$$f \left( \frac{w}{h} \right) = (1 + 12 h/w)^{-1/2} + 0,04 \cdot (1 - w/h)^2 \quad \text{pour } w/h \leq 1$$

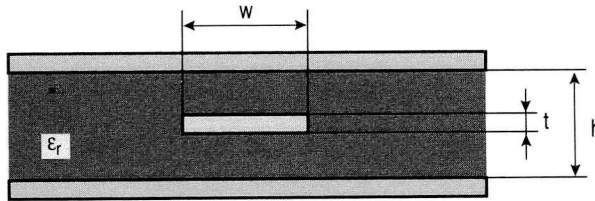
$$f \left( \frac{w}{h} \right) = (1 + 12 h/w)^{-1/2} \quad \text{pour } w/h > 1$$

(1) Les Micro-ondes.

R. Badoual ; Ch. Martin ; S. Jacquet.

## Annexe 2 :

### Impédance caractéristique d'une ligne stripline<sup>(1)</sup>.



Pour  $w/h > 0,35$  :

$$R_c = \frac{94,15}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot \left[ \left[ \frac{w/h}{1-t/h} \right] + \left[ C / (0,0885 \cdot \epsilon_r) \right] \right]} \Omega$$

où :

$$C = \frac{0,085 \cdot \epsilon_r}{\pi} \left[ 2 \cdot K \cdot \text{Log}(K+1) - (K-1) \cdot \text{Log}(K^2-1) \right]$$

$$K = 1 / (1 - t/h)$$

Pour  $w/h < 0,35$  :

$$R_c = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \text{Log} \left( \frac{4 \cdot h}{\pi \cdot D} \right) \Omega$$

où :

$$D \neq \frac{w}{2} \left[ 1 + \frac{t}{\pi \cdot w} \left[ 1 + \text{Log} \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot w}{t} \right) + 0,51 \cdot \pi \cdot \left( \frac{t}{w} \right)^2 \right] \right]$$

valable pour  $t/w < 0,11$

(1) Les Micro-ondes.  
R. Badoual ; Ch. Martin ; S. Jacquet.

1. The first part of the document is a list of names and addresses.

2. The second part of the document is a list of names and addresses.

3. The third part of the document is a list of names and addresses.

4. The fourth part of the document is a list of names and addresses.

5. The fifth part of the document is a list of names and addresses.

6. The sixth part of the document is a list of names and addresses.

7. The seventh part of the document is a list of names and addresses.



