

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOULOU MAMMERI, TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET DE L'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE

**Mémoire de fin d'études**  
**Présenté en vue de l'obtention**  
**du Diplôme d'Ingénieur d'Etat en Electronique**

Option : Communication

*Thème:*

**Etude de la compatibilité électromagnétique**  
**des cartes de circuit imprimé**

**Proposé et dirigé par :**  
**M. Kanane**

**Présenté par :**  
**M. Ammour Dahmane**  
**M. Ait Ihaddadene Ahcene**

**Soutenu le : 07 Juillet 2009**

**Année universitaire 2008/2009**

# Remerciements

Nous tenons à remercier vivement M. KANANE pour la confiance qu'il nous a accordée et de nous avoir encouragé et guidé tout au long de notre projet.

Nos remerciements vont également vers les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Et à tous ceux qui de prêt ou de loin ont contribué à la réussite de notre travail.

# Dédicaces

*A mes parents, mes frères et sœurs  
A tous ceux qui me sont Chers*

*Dahmane*

*A mes parents  
A tous ceux qui me sont Chers*

*Ahcene*



---

## **Sommaire**

---

<b>Introduction générale .....</b>	<b>1</b>
<b>Chapitre I Généralités .....</b>	<b>3</b>
<b>Introduction .....</b>	<b>4</b>
<b>I.1. Champ électromagnétique .....</b>	<b>4</b>
I.1.1. Champ électrique .....	4
I.1.2. Champ magnétique .....	4
I.1.3. Champ électromagnétique .....	5
<b>I.2. La compatibilité électromagnétique CEM .....</b>	<b>7</b>
I.2.1. Définition de la CEM .....	7
I.2.2. Les perturbations électromagnétiques .....	7
a. Les parasites transitoires .....	8
b. Les parasites harmoniques.....	9
I.2.3. Niveaux de compatibilité.....	9
I.2.4. CEM et normalisation .....	10
a. La directive Européenne 89/336/CEE .....	10
b. Les normes CEM.....	12
<b>I.3. Conception de la carte de circuit imprimé (PCB).....</b>	<b>12</b>
I.3.1. Chaîne de conception .....	12
I.3.2. Les paramètres à prendre en compte .....	13
a. Les différentes technologies de PCB .....	13
▪ Carte sans plan de masse .....	14
▪ Carte avec plan de masse .....	14
b. Câbles.....	15
▪ Câbles blindés (multifilaires ou coaxiaux).....	16
▪ Câbles non blindés.....	16
c. Connecteurs .....	17
d. Intégrité du signal .....	18
e. Emissions conduites et rayonnées .....	19
<b>I.4. Les couplages.....</b>	<b>20</b>
I.4.1. Les modes de transmission des perturbations .....	20
a. Mode différentiel .....	21
b. Mode commun .....	22
I.4.2. Etude des couplages.....	23
I.4.2.1. Couplage par impédance commune.....	23
▪ Impédance d'un plan de cuivre .....	24
I.4.2.2. Couplage carte à châssis .....	25
I.4.2.3. Couplage par diaphonie inductive .....	27
a. Diaphonie inductive en mode commun .....	28
b. Diaphonie inductive en mode différentiel .....	28
I.4.2.4. Couplage par diaphonie capacitive.....	29
a. Diaphonie capacitive en mode différentiel.....	30
b. Diaphonie capacitive en mode commun.....	30
I.4.2.5. Couplage champ à fil.....	31
I.4.2.6. Couplage champ à boucle.....	32

<b>I.5. Comportement non idéal des composants passifs .....</b>	<b>33</b>
I.5.1. Les résistances .....	33
▪ <i>Comportement en fonction de la fréquence</i> .....	33
I.5.2. Les condensateurs .....	34
I.5.3. Les inductances.....	35
a. <i>Comportement en fonction de la fréquence</i> .....	36
<b>I.6. Rayonnement de circuits imprimés .....</b>	<b>37</b>
I.6.1. Rayonnement en mode différentiel .....	37
I.6.2. Rayonnement en mode commun .....	41
I.6.3. Conséquences de la longueur des pistes .....	42
I.6.4. Comparaison des modes commun et différentiel .....	44
I.6.5. Rayonnement des horloges.....	44
I.6.6. Sur-oscillations des lignes de transmission .....	45
I.6.7. Rayonnement des câbles.....	46
<b>Conclusion .....</b>	<b>47</b>

## **Chapitre II : Tracés des pistes, masses et alimentations .....**

<b>II.1. Tracé des circuits imprimés .....</b>	<b>49</b>
II.1.1. Règles de tracé des circuits imprimés .....	49
II.1.2. Tracé des pistes .....	50
II.1.2.1. <i>Impédances des pistes</i> .....	50
a. <i>Impédance caractéristique d'une ligne microstrip</i> .....	51
b. <i>Impédance caractéristique d'une stripline</i> .....	52
II.1.2.2. <i>Rupture d'impédance</i> .....	53
II.1.3. Capacité parasite des pistes .....	53
II.1.4. Anneau de garde.....	55
<b>II.2. Plan de masse .....</b>	<b>56</b>
II.2.1. Plan de masse maillé.....	57
II.2.1.1. <i>Structure</i> .....	57
II.2.1.2. <i>Principe de fonctionnement</i> .....	58
II.2.2. Plan de masse sur les circuits imprimés à doubles faces .....	58
<b>II.3. Méthodes de mise à la masse.....</b>	<b>60</b>
II.3.1. Masses connectées en un seul point (mono point ou étoile).....	60
II.3.2. Masses connectées en plusieurs points (multipoints) .....	62
II.3.3. Connexion mixte (Hybride).....	62
II.3.4. Configuration des masses des entrées/sorties .....	63
II.3.5. Règles de la mise à la masse .....	65
<b>II.4. Tracé des alimentations .....</b>	<b>65</b>
II.4.1. Impédance d'alimentation par piste.....	65
a. <i>Application : calcul du bruit d'alimentation</i> .....	65
b. <i>Application numérique</i> .....	66
II.4.2. Alimentation par plan .....	67
II.4.3. Alimentation d'une carte analogique.....	67
II.4.4. Alimentation des cartes numériques .....	69
II.4.5. Alimentation des cartes mixtes.....	71
<b>Conclusion .....</b>	<b>74</b>

## Chapitre III Blindage et connecteurs ..... 75

<b>III.1. Blindage</b> .....	<b>76</b>
III.1.1. Théorie du blindage .....	77
a. Réflexion et absorption.....	77
b. Perte par réflexion $R$ .....	78
c. Perte par absorption $A$ .....	79
III.1.2. Efficacité d'un blindage .....	79
III.1.3. Ouverture dans les blindages .....	79
a. Effet des ouvertures.....	79
b. Fenêtres et fentes d'aération .....	81
b.1. Réseau d'ouvertures .....	81
b.2. Ouverture en nid d'abeilles .....	82
c. Effet des joints.....	82
d. Jointure et orientation d'une ouverture.....	83
III.1.4. Plan image.....	84
a. Circuits imprimé sans fils externe .....	84
b. Circuit imprimés avec des câbles connectés .....	85
<b>III.2. Connecteurs</b> .....	<b>86</b>
III.2.1. Les couplages au niveau des connecteurs.....	86
III.2.2. La diaphonie entre les broches du connecteur .....	86
III.2.3. Couplage capacitif entre les broches du connecteur.....	89
III.2.4. Les effets des capacités parasites.....	90
III.2.5. Remèdes aux interférences dans les connecteurs .....	91
a. Filtrage.....	91
b. Blindage.....	92
c. Ferrites de mode commun.....	94
III.2.6. Connexion de câbles blindés.....	94
III.2.7. Câble sans blindage.....	95
a. Câble plat .....	95
b. Paire torsadée.....	95

## Chapitre IV Filtrage et découplage..... 97

<b>IV.1. Filtrage</b> .....	<b>98</b>
IV.1.1. Caractéristiques des filtres CEM .....	98
IV.1.2. Perte d'insertion d'un filtre.....	99
IV.1.3. Filtre passe-bas .....	100
a. Configuration des filtres passe-bas .....	100
b. Impédance de la source et impédance de la charge.....	101
c. Implantation des composants .....	102
IV.1.4. Filtrage d'entrées/sorties.....	103
a. Les condensateurs de classe X et Y .....	103
b. Les condensateurs de classe X.....	103
c. Les condensateurs de classe Y.....	104

IV.1.5. Condensateur à trois bornes.....	104
IV.1.6. Condensateur de traversée .....	105
IV.1.7. Inductance « de choc » .....	106
IV.1.8. Filtrage de basse et de haute fréquence .....	108
a. Les filtres de haute fréquence (100KHz à 300KHz).....	108
b. Les ferrites .....	109
c. Les filtres de basse fréquence.....	109
d. Les filtres actifs.....	110
IV.1.9. Filtre secteur .....	110
a. Filtre secteur typique.....	111
b. Condensateurs de mode commun .....	111
c. Condensateurs de mode différentiel .....	112
<b>IV.2. Découplage.....</b>	<b>112</b>
IV.2.1. Les condensateurs .....	112
a. Caractéristiques physiques.....	112
b. Impédance.....	112
c. Résonance.....	113
IV.2.2. Les condensateurs de découplage.....	114
IV.2.3. Les plans d'alimentations et de masses .....	116
IV.2.4. Principe de découplage des alimentations .....	116
IV.2.5. Découplage des alimentations de différentes cartes .....	118
IV.2.6. Capacité de découplage .....	118
IV.2.7. Cartes avec alimentation par piste .....	119
IV.2.8. Cartes multicouches avec alimentations par plans .....	119
IV.2.9. Effet du condensateur de découplage sur un amplificateur.....	120
IV.2.10. Anneau de ferrite-découplage L-C ou R-C .....	121
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>125</b>
<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>127</b>



---

## **Introduction générale**

---

### Introduction générale

Aujourd'hui, les appareils électroniques font partie intégrante de l'environnement de chacun, qu'il soit personnel ou professionnel. Il est parfois possible d'observer des dysfonctionnements d'origine électromagnétique de ces appareils en présence d'un phénomène naturel, comme la foudre, les décharges électrostatiques, ou simplement en présence d'un autre appareil électronique.

La multiplication de produits électroniques entraîne des problèmes de perturbations d'un dispositif par un autre. Aussi, afin de lui assurer une bonne intégration dans son environnement de fonctionnement, l'appareil ne doit-il pas polluer le milieu qui l'entoure par un rayonnement électromagnétique trop important. Ceci est d'autant plus vrai que les systèmes électroniques emploient de plus en plus des technologies extrêmement sensibles aux variations de signaux, eux-mêmes de plus en plus rapides. Par ailleurs, la complexité de leur agencement interne et la nécessité de faire cohabiter des circuits de natures très différentes entraînent aussi des perturbations à l'intérieur même de l'appareil. La miniaturisation des circuits et l'utilisation de signaux toujours plus rapides contribuent à poser sérieusement le problème de la susceptibilité d'un appareil face aux parasites électromagnétiques.

La prise de conscience de ces problèmes de perturbations a engendré la naissance d'une nouvelle discipline scientifique, la compatibilité électromagnétique (CEM). A l'origine, celle-ci avait pour but de résoudre les phénomènes erratiques une fois l'appareil conçu. Désormais, les experts CEM interviennent davantage en amont du projet afin de prévenir d'éventuelles difficultés sur le plan électromagnétique.

Notre projet de fin d'étude propose alors, dans un premier temps, une meilleure compréhension des phénomènes électromagnétiques observable sur une carte de circuit imprimés. Ensuite les précautions à prendre en compte lors de la définition et de la réalisation de la carte.

Au cours du premier chapitre, seront donc exposés les différents paragraphes qui décrivent donc les généralités et les particularités dans la manière de considérer les cartes électroniques du point de vue de la CEM.

Ensuite, les autres chapitres propose les différents remèdes en compatibilité électromagnétique et quelques règles de conception, apporté au niveau de la carte dans le but de respecter les impératives de la CEM.

Nous terminons ce travail par une conclusion générale.

Chapitre I



# **Généralités**

---

## Introduction

Ce premier chapitre a pour objectif de situer notre projet de fin d'étude dans son cadre scientifique et technique. Les différents paragraphes seront donc consacrés à présenter les généralités et les particularités dans la manière de considérer les cartes électroniques du point de vue de la compatibilité électromagnétique (CEM)

## I.1. Champ électromagnétique

### I.1.1. Champ électrique

Si une tension  $u$  est présente sur un conducteur, elle engendre un champ électrique  $\vec{E}$  dont l'intensité est exprimée en volts par mètres (V/m). L'effet du champ électrique est d'induire un courant  $i$  sur les fils qui sont parallèles à ses lignes (Figure I.1) [7].

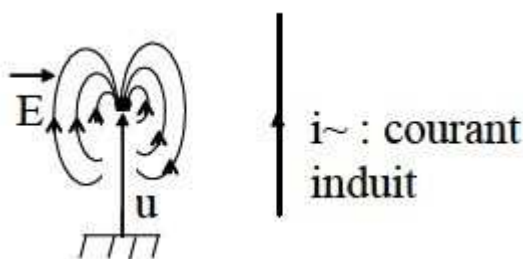


Fig. I.1 : Effet du champ électrique

### I.1.2. Champ magnétique

Lorsqu'un courant  $i$  parcourt un conducteur, il engendre un champ magnétique  $\vec{H}$  (Figure I.2) [7]. Ce champ s'exprime en ampère par mètre (A/m). L'effet du champ magnétique est d'induire une tension  $u$  sur les boucles qui sont perpendiculaires à ses lignes. Cette tension induite est proportionnelle à la surface de la boucle.

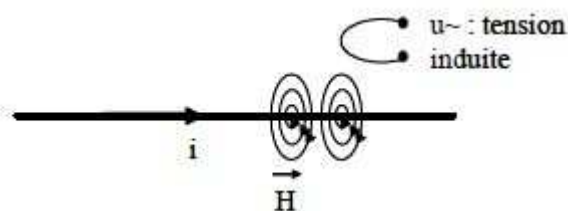
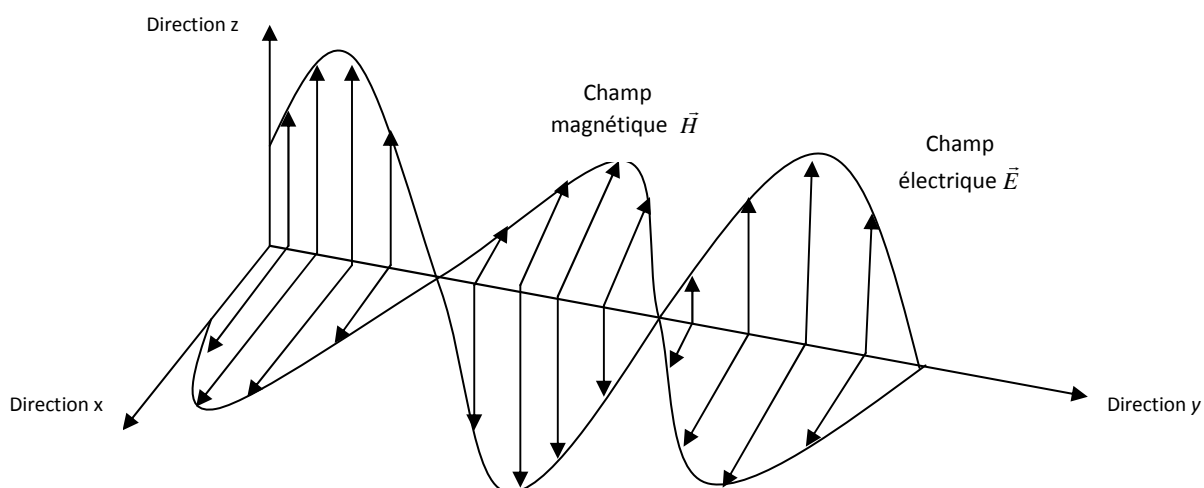


Fig. I.2 : Effet du champ magnétique

## I.1.3. Champ électromagnétique

Lorsqu'il ya une évolution de tension et courant dans le temps, les champs électrique et magnétique sont présent et forment le champ électromagnétique (Figure I.3) [7].



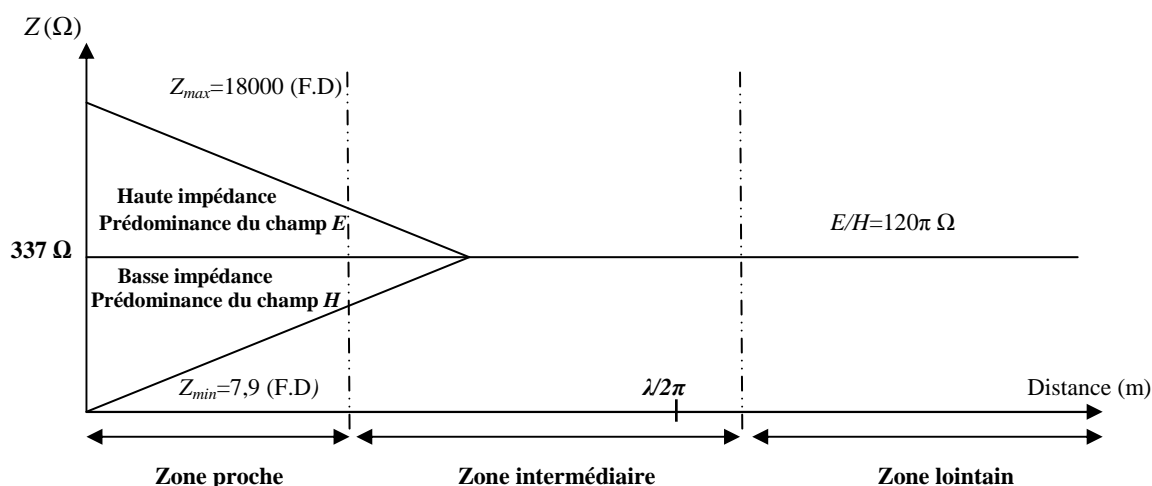
**Fig. I.3 : Champ électromagnétique**

Les effets respectifs des deux champs sont combinés l'ampleur des effets de chaque champ dépend des valeurs de leurs composantes, le conducteur se comporte comme une antenne en émettant des ondes électromagnétique, le champ électromagnétique s'exprime en Watt par mètre (W/m) ou Tesla. Son effet est peut être caractérisé par l'impédance du champ définie par le rapport de l'amplitude de son champ électrique à celle de son champ magnétique [7] :

$$Z = \frac{|\vec{E}|}{|\vec{H}|} \quad (\text{Equ. I.1})$$

Sa valeur limite minimum correspond à  $Z_{min} = \mu_0 \omega D$ , et sa limite maximale est  $Z_{max} = 1/\epsilon_0 \omega D$  et  $Z_{min} = Z_{max}$  quand  $D = \lambda/2\pi$ .

Où  $\mu_0$  est la perméabilité du vide =  $4.\pi.10^{-7}$  H/m,  $\epsilon_0$  est la permittivité du vide =  $1,36.\pi.10^{-9}$  F/m,  $\omega$  la pulsation en rad/s et  $D$  étant la distance de l'antenne en mètres.



**Fig. I.4 : Champ rayonné**

A une distance  $D$  très inférieur à  $\lambda/2\pi$  de l'antenne (à un sixième de la longueur d'onde), le champ est dit proche.

- Si  $Z < 377 \Omega$  (basse impédance) : le champ magnétique est supérieur au champ électrique.
- Si  $Z > 377 \Omega$  (haute impédance) : le champ électrique est supérieur au champ magnétique.

A une distance  $D > \lambda/2\pi$  de l'antenne, le champ est dit lointain (espace libre).

$$Z = 377 \Omega \text{ est l'impédance intrinsèque du vide} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \Omega.$$

Il a été vu précédemment que le champ électromagnétique peut induire des tensions et des courants parasites sur des boucles et des conducteurs électrique, il peut par ailleurs interférer avec d'autres champs électromagnétique émis intentionnellement. Ces phénomènes présentent une illustration des problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM).

### **I.2. La compatibilité électromagnétique CEM**

#### **I.2.1. Définition de la CEM**

La Compatibilité Electromagnétique (CEM) est une discipline scientifique et technique qui permet de lutter contre les perturbations électromagnétiques. Plus précisément, ces objectifs sont :

- d'assurer que le rayonnement électromagnétique d'un système électronique n'affecte pas le fonctionnement d'autres dispositifs ;
- d'assurer qu'un système dispose d'un niveau d'immunité adéquat vis-à-vis des perturbations électromagnétiques ambiantes. Le système est alors caractérisé par sa « susceptibilité ».

La Communauté Européenne propose la définition suivante pour décrire la compatibilité électromagnétique : c'est « l'aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner dans son environnement électromagnétique de façon satisfaisante et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques ».

Contrairement aux préjugés, la CEM n'est pas une science aussi récente qu'elle n'y paraît. Déjà, lors de l'avènement du téléphone et de la radio, les ingénieurs de l'époque devaient faire face au comportement erratique et mystérieux de leurs systèmes électriques. Les spécialistes en CEM ont alors commencé à apporter des explications et des solutions aux concepteurs.

#### **I.2.2. Les perturbations électromagnétiques**

Les systèmes électriques et/ou électroniques ne sont pas isolés de leur environnement. De l'énergie électromagnétique peut donc franchir non intentionnellement leurs frontières soit pour y pénétrer, soit pour s'en échapper. Cette énergie parasite est appelée perturbation électromagnétique.

La Communauté Européenne définit de la manière suivante la notion de perturbations électromagnétiques : ce sont des « phénomènes électromagnétiques susceptibles de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système.

Une perturbation électromagnétique peut être un bruit électromagnétique, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même ».

Les perturbations électromagnétiques sont donc la raison d'être de la CEM, elles sont considérées comme étant des ondes électromagnétiques parasites générées de manières très diverses. Leurs sources se classent en deux grandes catégories, elles peuvent être d'origine transitoire (phénomène temporel) ou harmonique (phénomène fréquentiel) [4]. Ces deux types de parasites se distinguent par la spécificité de leurs effets sur les équipements agressés.

### **a. Les parasites transitoires**

Ce sont les perturbations qui peuvent créer pendant une durée très brève des surtensions ou des surintensités. Ceci entraîne des dysfonctionnements de courte durée et parfois la destruction des équipements. Ces vecteurs de perturbations peuvent être regroupés en différentes catégories :

- La foudre : elle peut agresser un système par foudroiement direct ou par rayonnement du canal de décharge avec un champ électrique de 10 V/m à 50 Km de l'éclair, pouvant couvrir un terrain de football. La foudre couvre un spectre de fréquences de quelques dizaines de mégahertz.
- Les décharges électrostatiques (DES) : elles sont particulièrement pénalisantes dans le domaine spatial.
- Les perturbations de type industriel : elles regroupent tous les phénomènes qui ne sont pas d'origine naturelle.
- L'impulsion électromagnétique d'origine nucléaire (IEMN) : l'explosion nucléaire à très haute altitude entraîne des dégâts électroniques extrêmement sévères. Les champs électriques peuvent atteindre 50 kV/m au niveau du sol (valeur crête) sur une surface circulaire de 1500 Km de rayon, les effets s'étendant sur la bande [0 – 100 MHz].
- Les armes à faisceaux dirigés (AFD) : ces armes, dites de nouvelle génération, ont la particularité de pouvoir concentrer leur énergie et leur densité de puissance suivant une direction privilégiée. Les armes ultra large bande (ULB) en sont un exemple. Leurs spectres couvrent des plages de fréquence allant de quelques centaines de mégahertz à quelques dizaines de gigahertz.

## b. Les parasites harmoniques

Tout aussi nocifs, s'étalent sur des durées plus longues au cours desquelles ils accumulent de l'énergie susceptible d'échauffer les composants sensibles par effet Joule. Le tableau ci-dessous donne un aperçu de différentes sources [4]:

Perturbation	Bande de fréquences	Puissance d'émission
Radars	30 MHz – qq. 100 GHz	1W – 1MW
Radiodiffusion Télédiffusion	150 KHz – 12 GHz	1W – 2 MW
Radioamateurs	1 MHz – 250 GHz	1W – 20 W
Radiotéléphone	150 MHz – 2 GHz	1W – 20 W

Fig. I.5 : Différentes sources de perturbations harmoniques

### I.2.3. Niveaux de compatibilité

Pour assurer la CEM, différents niveaux et différentes marges ont été définis (figure I.6) [7] :

- **niveau d'immunité** : Il s'agit du niveau à partir duquel il y a dysfonctionnement d'un matériel ou d'un système.
- **niveau de compatibilité** : C'est le niveau maximal de perturbation auquel on peut s'attendre dans un environnement donné.
- **niveau d'émission** : C'est le niveau maximal d'émission de perturbation que ne doit pas dépasser un matériel.
- **marge d'immunité** : C'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'immunité.
- **marge d'émission** : C'est la marge qui existe entre le niveau de compatibilité et le niveau de limite d'émission.

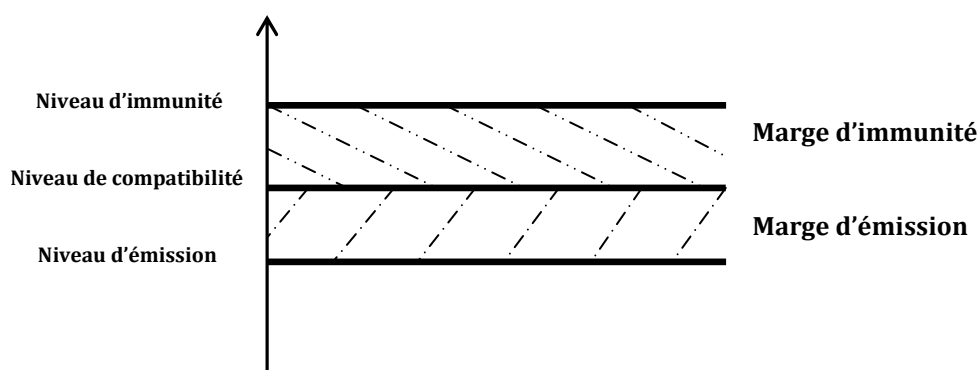


Fig. I.6 : Niveaux de perturbation en CEM

### I.2.4. CEM et normalisation

#### a. La directive Européenne 89/336/CEE

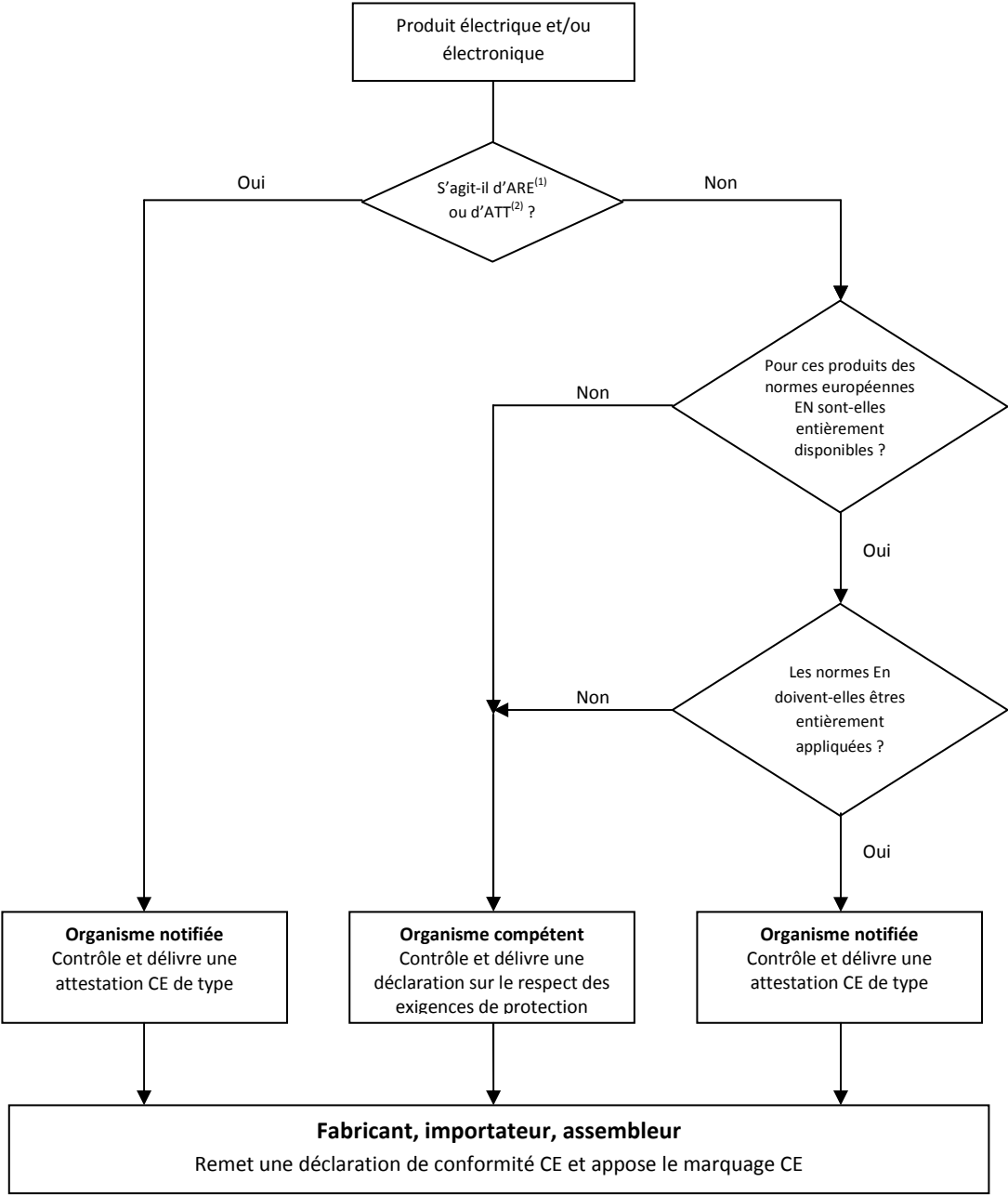
Depuis le 3 mai 1989, les fabricants de matériel électrique souhaitant distribuer leurs produits au sein de la communauté européenne doivent appliquer la directive de CEM 89/336/CEE. Cette directive a été proposée afin d'harmoniser les législations des Etats membres relatives à la CEM. Elle a fait l'objet du décret N° 92-587 du 26 juin 1992 pour sa transposition au droit français. Son application est obligatoire depuis le 1er janvier 1996.

Aujourd'hui, la directive initiale a subi de nombreuses modifications et de nouvelles directives sont apparues. Maintenant, les produits électriques et électroniques modernes sont généralement si complexes que plusieurs directives sont applicables.

Toutefois, ces réglementations suivent toutes les mêmes préceptes :

- permettre la libre circulation des produits sur le Marché Unique Européen en fixant des exigences unifiées de CEM ;
- organiser la maîtrise de l'exploitation de la ressource naturelle que constitue l'espace électromagnétique pour de multiples applications spécifiques ;
- contribuer à l'amélioration de la protection des consommateurs face aux risques qui peuvent résulter de problèmes de CEM.

C'est le marquage de conformité CE qui permet la diffusion d'un nouveau produit électrique ou électronique au sein de la Communauté Européenne. Il s'obtient en suivant les étapes présentées par le diagramme suivant [4]:



ARE : appareils radio-émetteurs  
ATT : appareils terminaux de télécommunications

**Fig. I.7 : Procédure de marquage CE d’après la réglementation CEM pour les produits électrique et électronique fonctionnant de façon autonome**

### **b. Les normes CEM**

La directive 89/336/CEE ne contient pas d'indications détaillées comme des valeurs limites ou des procédés de mesure. En effet, elle ne donne que des exigences qualitatives.

Ce sont les Normes Européennes qui imposent les contraintes quantitatives à la mise en conformité d'un produit. Ces exigences sont établies par des instances comme le Comité Européen de Normalisation Electrotechnique (CENELEC) ou encore l'Institut Européen de Normalisation en Télécommunications (ETSI).

Ces organismes travaillent en étroite collaboration avec les instances nationales et internationales comme la Commission Electrotechnique Internationale (CEI) et le Comité International Spécial des Perturbations Radioélectriques (CISPR).

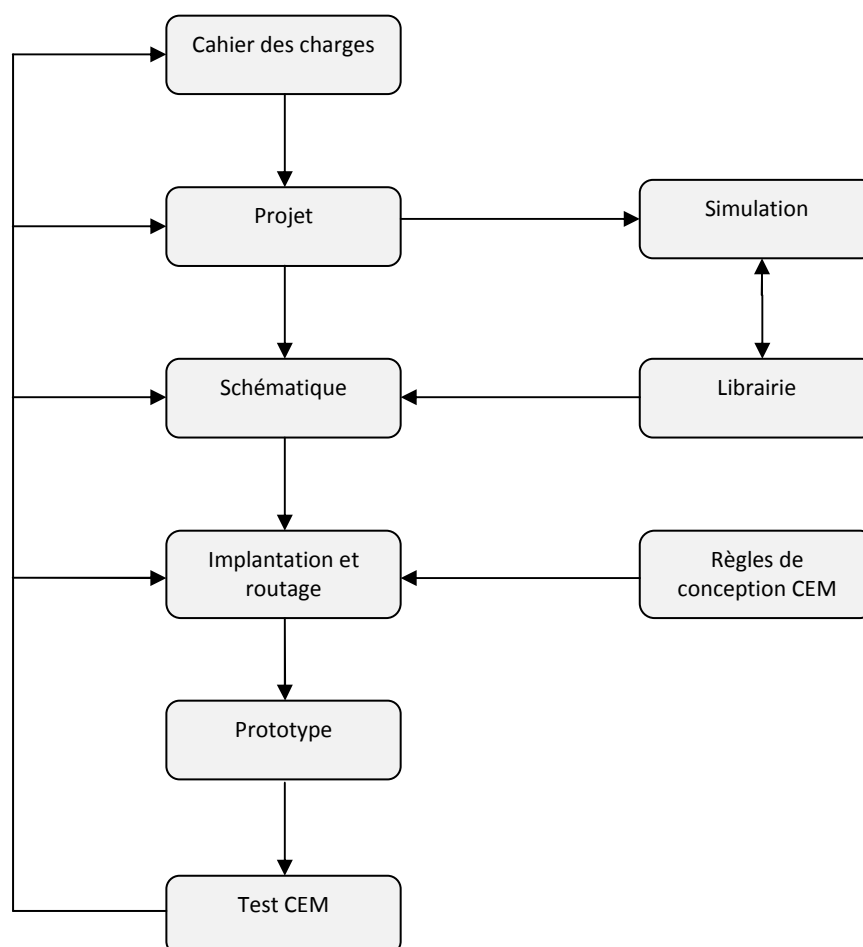
Les essais à effectuer sur un produit pour en vérifier la conformité sont le plus souvent divisés suivant l'environnement d'utilisation auquel est destiné le produit. Deux classes de tests sont ainsi proposées :

- La classe A représente des tests effectués sur des équipements utilisés en milieu industriel ;
- La classe B correspond à des tests sur des équipements utilisés en environnement résidentiel, commercial ou industrie légère.

## **I.3. Conception de la carte de circuit imprimé (PCB)**

### **I .3.1. Chaîne de conception**

La conception d'une carte électronique nécessite plusieurs étapes. En effet, à partir du cahier des charges, le développement d'une carte suit la chaîne suivant [7] :



**Fig. I.8 : Chaîne de conception d'une carte électronique**

### I.3.3. Les paramètres à prendre en compte

#### a. Les différentes technologies de PCB

Les pistes d'une carte de circuit imprimé sont de section rectangulaire. Leur épaisseur est normalisée et prend le plus souvent la valeur de 35  $\mu\text{m}$  ou 70  $\mu\text{m}$ . Les cartes peuvent disposer ou non d'un plan de masse. Elles peuvent aussi présenter plusieurs plans métalliques, elles sont alors désignées comme étant des cartes multicouches. Les diélectriques employés pour supporter les pistes ont une constante diélectrique généralement comprise entre 2,2 et 9,7. Le matériau le plus couramment utilisé est le FR-4 constitué d'époxy dont la constante diélectrique varie entre 4,3 et 4,6.

### ▪ Carte sans plan de masse

Ces cartes sont intéressantes d'un point de vue économique. Par contre, leur utilisation aux hautes fréquences reste délicate. De plus, ces cartes sont difficiles à modéliser car le conducteur de masse est constitué par une autre piste et éventuellement par les aplats de cuivre. Ces derniers servent à réduire le couplage. La diversité et la complexité de leurs formes posent des problèmes de modélisation.

- Carte simple couche, simple face



Fig. I.9 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche, simple face, sans plan de masse

- Carte simple couche, double face



Fig. I.10 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche, double face, sans plan de masse

### ▪ Carte avec plan de masse

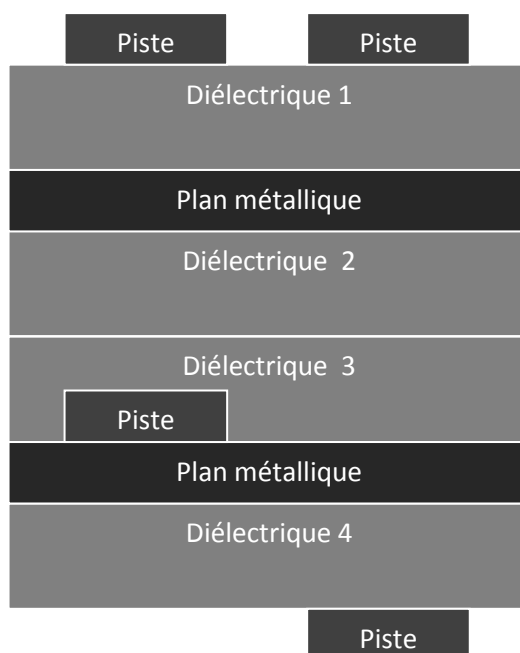
Ce type de carte est mieux adapté à une utilisation aux hautes fréquences que les cartes sans plan de masse. Ces cartes sont beaucoup plus faciles à modéliser tant qu'elles ne présentent qu'une seule couche, sinon, se posent des problèmes similaires à ceux des cartes sans plan de masse.

- Carte simple couche



**Fig. I.11 : Exemple de coupe transverse d'une carte simple couche avec plan de masse**

- Carte multicouche



**Fig. I.11 : Exemple de coupe transverse d'une carte multicouche**

### **b. Câbles**

Les câbles de transmission sont de natures différentes suivant leur utilisation et les environnements naturels et électromagnétiques dans lesquels ils évoluent. Du point de vue de la CEM, les câbles sont répertoriés suivant deux catégories :

### ▪ Câbles blindés (multifilaires ou coaxiaux)

Ces câbles ne sont pas blindés de la même manière. Ainsi, suivant l'application à laquelle ils sont destinés, leurs blindages peuvent être les suivants :

- Blindage semi-rigide (ou semi-souple) : d'impédance  $50 \Omega$ , ce câble coaxial d'excellente qualité sert notamment pour des applications de métrologie hautes fréquences. Ce blindage homogène est constitué d'un cylindre métallique assurant une immunité élevée aux perturbations électromagnétiques. En outre, son comportement est excellent pour la transmission des signaux.
- Blindage simple tresse : le blindage est ici constitué par un ensemble de fils métalliques entrelacés pour former une tresse autour du câble. Cette tresse permet de recouvrir le câble de 80 à 95%. Ce type de blindage présente des aptitudes correctes pour une utilisation aux hautes fréquences.
- Blindage par un ruban métallisé (ou feuillard) : bien que le câble soit complètement recouvert grâce à ce type de blindage, son efficacité reste médiocre. Les câbles blindés de cette manière disposent d'un fil de drain qui permet d'assurer la continuité électrique du blindage lors de la connexion. Ces câbles sont souvent employés dans les liaisons des réseaux locaux car leur coût est relativement faible.
- Blindage par un ruban et une tresse métallisée : ce type de blindage permet de combiner les avantages de ces deux moyens de blindage. La couverture est ainsi complète et l'immunité face aux parasites électromagnétiques est excellente. Ces câbles sont essentiellement destinés à des applications hautes fréquences. L'association de plusieurs blindages permet d'accroître les performances mais entraîne une augmentation non négligeable des coûts et de la masse des câbles.

### ▪ Câbles non blindés

Ces câbles servent essentiellement au transport des données basses fréquences. Ils sont aussi utilisés pour des applications domestiques, pour le transport de l'énergie électrique basse et moyenne tension, ainsi que pour la téléphonie fixe. Certains de ces câbles sont multifilaires et servent, par exemple, à la communication des réseaux locaux à 100 Mbps. Le câble de ce type le plus couramment employé est appelé UTP

(Unshielded Twisted Pair). Son principal avantage est de présenter un coût très faible. Il est composé de quatre paires de fils torsadés qui sont vrillées entre elles afin de limiter les phénomènes de diaphonie.

La qualité du blindage est donc le critère dominant pour qualifier un câble en compatibilité électromagnétique. Ce paramètre est évalué grâce à l'impédance de transfert. En effet, cette dernière relie la tension induite sur l'âme d'un câble au courant parasite qui circule dans le blindage. Cette impédance dépend alors de la fréquence et s'exprime en  $m\Omega$  par mètres.

Pour un câble coaxial de longueur  $L$ , soumis à un courant perturbateur  $I_p$ , l'impédance de transfert  $Z_t$  se calcule de la manière suivante [4] :

$$Z_t = \frac{V_p}{L \cdot I_p} \quad (\text{Equ. I.2})$$

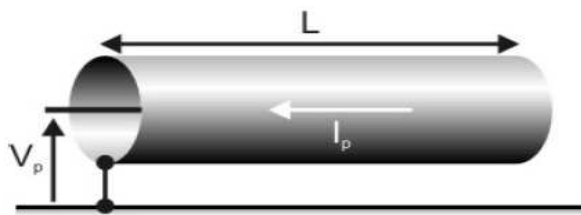
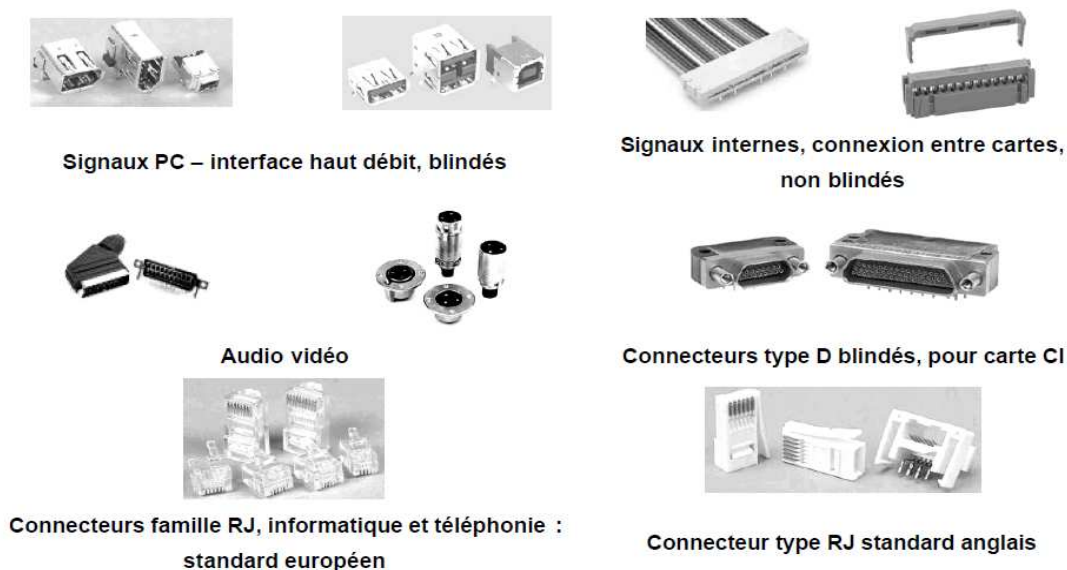


Fig. I.12 : Impédance de transfert pour un câble coaxial

### c. Connecteurs

Les câbles permettent de transporter l'information jusqu'aux systèmes électroniques internes. Les connecteurs ont alors la lourde tâche d'assurer correctement la transition entre ces deux parties.

Le marché de la connectique est très diversifié. En effet, de nombreux types de connecteurs sont à la disposition des concepteurs. Cette diversité est due au grand nombre d'applications auxquelles ils sont destinés, chaque application ayant ces propres contraintes et des exigences particulières. Les modèles de connecteurs sont donc très disparates, à la fois d'un point de vue électrique, l'impédance allant de  $50 \Omega$  pour les câbles coaxiaux à  $200 \Omega$  pour les lignes bifilaires, mais aussi d'un point de vue mécanique, les connecteurs présentant des géométries très variées (Fig. I.13) [4].



**Fig. I.13 : Divers modèles de connecteurs**

Les fabricants de connecteurs cherchent à les simplifier au maximum afin d'en réduire les coûts de production. L'emploi de nouveaux matériaux comme les plastiques métallisés est un des moyens souvent exploités pour réduire le coût de production d'un connecteur. Ce genre de disposition entraîne une diminution de la qualité du blindage et risque donc de dégrader les performances du produit en matière de compatibilité électromagnétique.

#### **d. Intégrité du signal**

Le temps de propagation des signaux est un des paramètres importants à prendre en compte lors de la conception de cartes de circuit imprimé fonctionnant aux hautes fréquences.

Le temps de propagation  $t_p$  se calcule de la manière suivante [7]:

$$t_p = \frac{l_p}{v_p} \quad (\text{Equ. I.3})$$

Où  $l_p$  correspond à la longueur des pistes et  $v_p$  à la vitesse de propagation. Cette dernière dépend du choix du diélectrique employé qui est caractérisé par sa permittivité effective  $\epsilon_r$ .

La vitesse de propagation  $v_p$  suit la relation ci-après où  $C$  est la vitesse de la lumière dans le vide [4]:

$$v_p = \frac{C}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (\text{Equ. I.4})$$

D'autres paramètres, plus difficiles à appréhender, sont à considérer par le concepteur afin d'assurer l'intégrité des signaux :

- Rupture d'impédance : les réflexions et les oscillations amorties qu'elle entraîne ont pour conséquence de dégrader les signaux d'horloge.
- L'alimentation : ses fluctuations et les signaux transitoires nocifs au système peuvent être réduits par une capacité ou une perle de ferrite (ou même les deux).
- La diaphonie (couplage entre pistes) : l'effet de couplage entre les pistes est un problème complexe qui provient de l'impédance de la masse commune, de l'inductance mutuelle et de la capacité mutuelle.
- La susceptibilité des circuits aux champs ambiants : c'est un paramètre essentiel pour la compatibilité des cartes de circuit imprimé.

### e. Emissions conduites et rayonnées

En accord avec les normes CEM, les émissions conduites et rayonnées doivent être prises en compte dès le début de la conception d'une carte électronique.

Le graphe suivant présente les tensions maximales d'émissions conduites tolérées par la norme issue du CISPR pour les deux classes de produits [4]:

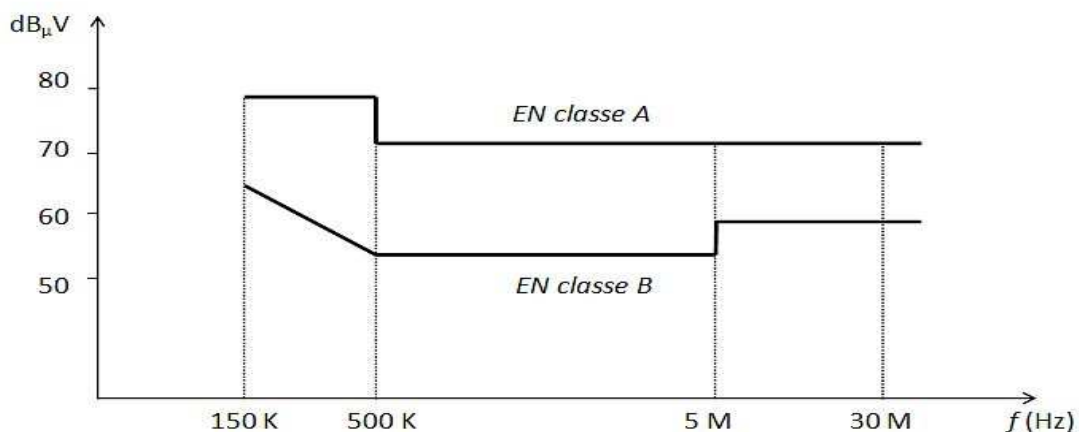


Fig. I.14 : Limites d'émissions conduites

Les émissions rayonnées se décomposent en deux modes : le mode différentiel et le mode commun. Le mode différentiel se caractérise par un flux de courant dans des boucles. Le mode commun provient de dissymétries et de plan de masses imparfaits. Le graphique suivant présente les limites d'émissions rayonnées imposées par la norme issue du CISPR [4]:

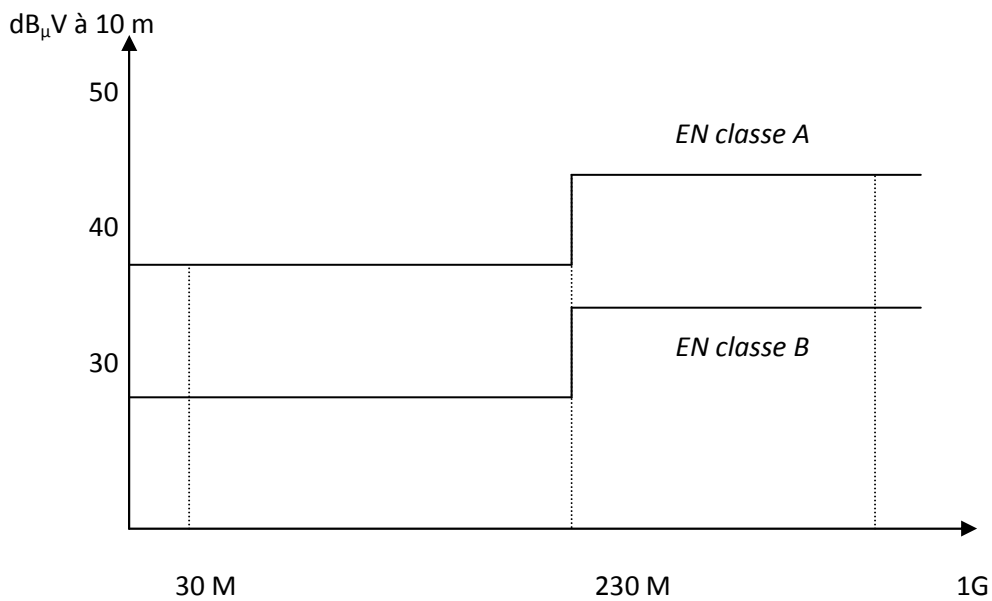


Fig. I.15 : Limites d'émissions rayonnées

### I.4. Les couplages

#### I.4.1. Les modes de transmission des perturbations

Les modes de couplage entre une source de perturbation et une victime peuvent être classifiés selon le type de perturbation et son support de propagation :

- Couplage par conduction : propagation d'une tension ou d'un courant sur des conducteurs.
- Couplage par champ : propagation d'un champ électromagnétique dans un milieu non-conducteur (air, autre type de matériau isolant) ou conducteur (blindage métallique).

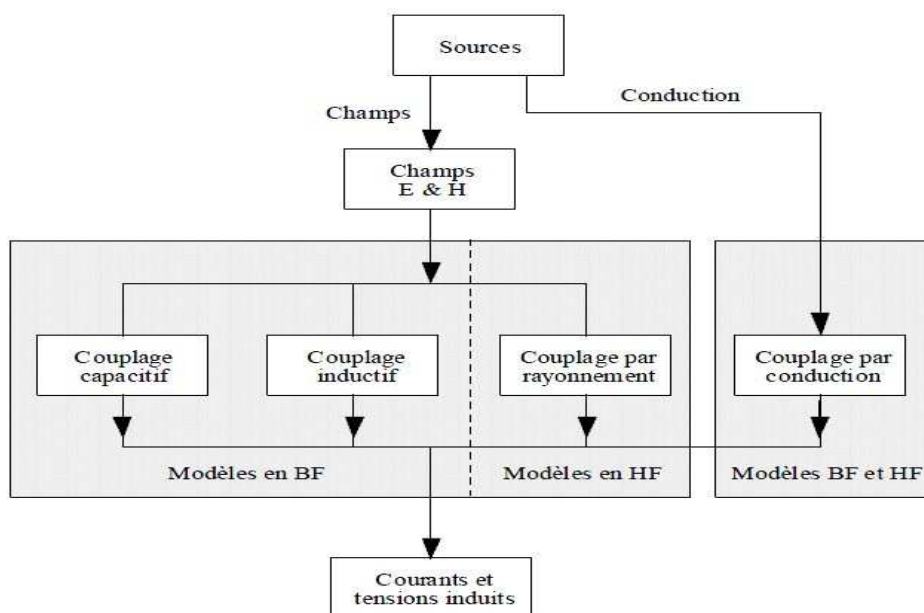


Fig. I.16 : Couplage par conduction, inductif, capacitif, par rayonnement

Les modes de couplage entre une source de perturbation et une victime peuvent aussi être classifiés selon la manière dont la perturbation est couplée à la victime :

- couplage en mode commun.
- couplage en mode différentiel.

### a. Mode différentiel

Les signaux utiles sont généralement transmis en mode différentiel, appelé aussi (mode série, normal, symétrique).

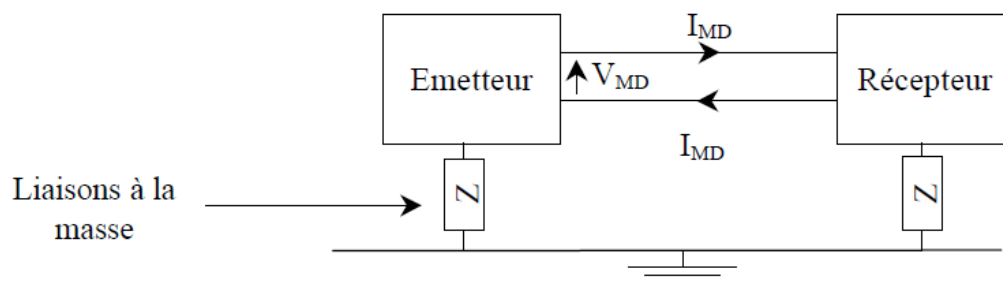


Fig. I.17 : Mode différentiel

La tension de ce mode  $V_{MD}$  est mesurée entre les 2 fils, elle peut être mesurée avec une sonde différentielle. L'étage d'entrée des systèmes électroniques comporte souvent un amplificateur différentiel.

Le courant de mode différentiel  $I_{MD}$  se boucle sur les 2 fils de liaison, il circule en sens opposé sur chacun des fils. Ce courant peut être mesuré au moyen d'une sonde de courant parcourue par les 2 fils en sens opposé.

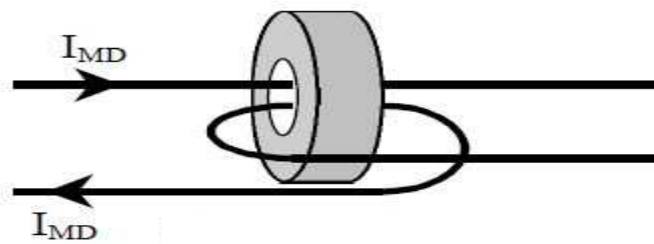


Fig. I.18 : Mesure du courant de mode différentiel

### b. Mode commun

Le mode commun est très peu utilisé pour les signaux utiles, il correspond souvent à un mode parasite. Il est aussi appelé (mode parallèle, longitudinal, asymétrique).

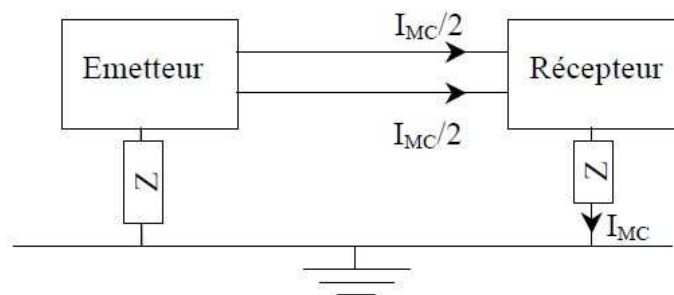


Fig. I.19 : Mode commun

Les tensions de mode commun se développent entre les fils de liaisons et la référence de potentiel, et elle est définie comme étant égale à la valeur moyenne de la d.d.p. entre les différents fils et la masse.

Le courant de mode commun  $I_{MC}$  est égal au courant qui s'écoule à la masse, ce courant se partage entre les différents fils de liaison, dans le même sens sur chacun des

fil. Il peut être mesuré par une sonde de courant parcourue par les 2 fils dans le même sens.

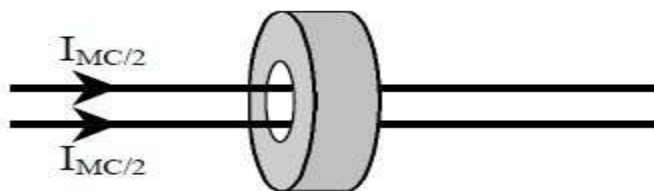


Fig. I.20 : Mesure du courant de mode commun

## I.4.2. Etude des couplages

La transformation des signaux issus des sources en signaux parasites pour les cartes de circuits imprimés est réalisée selon six modes de couplage [2]:

### I.4.2.1. Couplage par impédance commune

L'impédance d'un conducteur électrique n'est jamais nulle. Une circulation de courant dans ce conducteur entraîne une ddp entre ses extrémités. Ce couplage est appelé couplage par impédance commune (figure I.21). Ce phénomène est particulièrement sévère pour les circuits bas niveaux ou rapides.

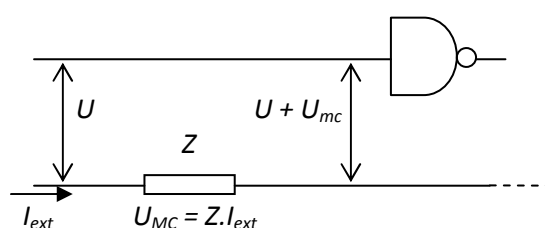


Fig. I.21 : Principe du couplage par impédance commune

La ddp parasite  $U_{MC}$  qui apparaît est créée en mode commun, et si elle dépasse le seuil de sensibilité ou la marge de bruit des circuits il ya risque de parasitage. La mise en équation de ce couplage se fait par la loi d'Ohm :

$$U_{MC} = Z.I \quad (\text{Equ. I.5})$$

Où  $U_{MC}$  est la ddp aux bornes du conducteur en volts (V),  $Z$  impédance du conducteur en ohms ( $\Omega$ ) et  $I$  le courant en ampères (A).

Pour que la ddp soit nulle, il suffit que l'impédance  $Z$  ou le courant  $I$  soit nulle. Ceci est impossible. La réduction de ce couplage est donc obtenue en diminuant la circulation des courants dans les zones sensibles par la maîtrise du routage des alimentations et en diminuant l'impédance des conducteurs.

Les sources les plus répandus d'impédance commune sur les cartes et la connexion de masse qui peut être un plan de cuivre ou une piste.

▪ **Impédance d'un plan de cuivre**

Un plan de cuivre présente une impédance très faible jusqu'en hautes fréquences, cette impédance est définie par :

$$Z = 370\sqrt{F} \quad (\text{Equ. I.6})$$

Où  $Z$  est l'impédance par carré en milli ohms par carré ( $m\Omega/\square$ ) et  $F$  la fréquence en MHz.

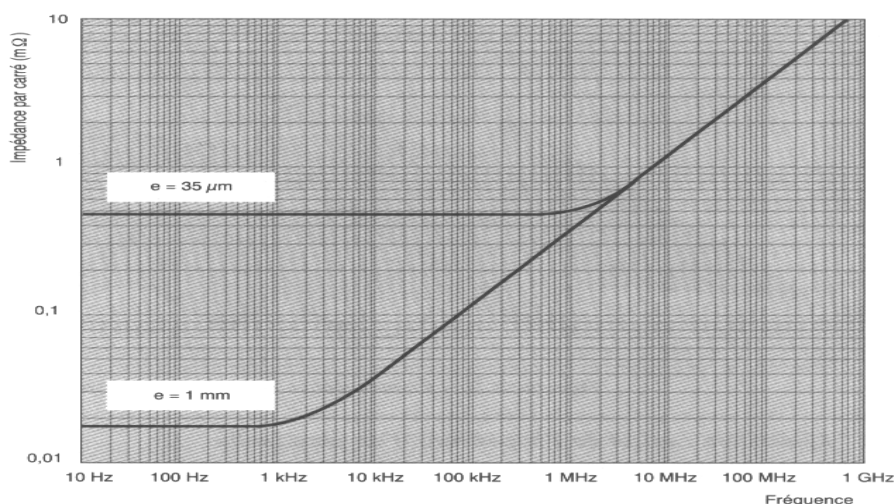


Fig. I.22 : Impédance d'un plan de cuivre

On constate sur la courbe de la figure I.22 qu'à partir de 2MHz, l'impédance d'un plan de 1mm d'épaisseur est la même que celle d'un plan de 35  $\mu\text{m}$ . En haute fréquence, l'épaisseur de cuivre est indifférente.

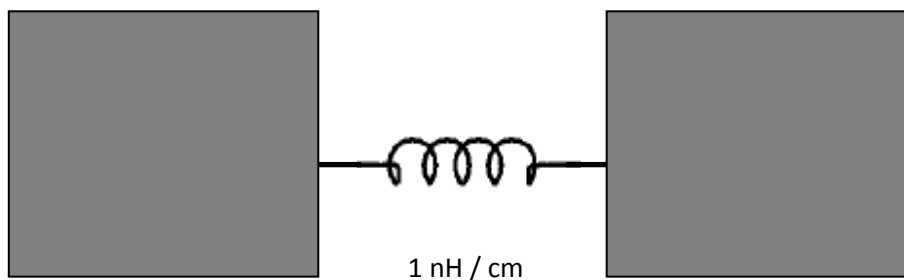
En basse fréquence, un plan de cuivre se comporte comme une résistance de valeur :

$$R = 17 / e \quad (\text{m}\Omega/\square) \quad (\text{Equ. I.7})$$

Où :  $e$  l'épaisseur du plan en  $\mu\text{m}$ .

Un plan de masse présente une très faible impédance tant qu'il reste homogène. Une erreur fréquente est de fendre le plan de masse en y plaçant par exemple une piste. Les courants circulant dans le plan contournent alors cette ouverture.

Une ddp apparaît entre les deux bornes de la fente qui se comporte alors comme une self en série d'environ 1 nH/cm (comme indique sur la figure I.23).



**Fig. I.23 : Schéma équivalent à un plan de masse fendu**

L'impédance du plan est égale à :  $Z = Z_{\square} + Z_{(fente)} + Z_{\square}$  (Equ. I.8)

### I.4.2.2. Couplage carte à châssis

Le couplage carte à châssis est un cas particulier de la diaphonie capacitive. Il a lieu entre la carte du circuit imprimé isolée du châssis soumis à des tensions de mode commun haute fréquence élevées.

Il existe des capacités parasites entre la carte et le châssis, si le potentiel entre elles est variable, ces capacités vont former un chemin de passage pour les courants parasites. Les capacités intrinsèques  $C_i$  est proportionnelle à la diagonale de la carte, elle est donnée par :

$$C_i = 35d \quad (\text{pF}) \quad (\text{Equ. I.9})$$

Si la carte est proche du plan de masse, la capacité par apport à la masse sera donné par :

$$C_p = 9s/h \quad (\text{pF}) \quad (\text{Equ. I.10})$$

$s$  : surface de la carte ( $\text{m}^2$ ).

$h$  : hauteur de la carte par apport au plan de masse.

La capacité totale est donc :

$$C = C_i + C_p \quad (\text{Equ. I.11})$$

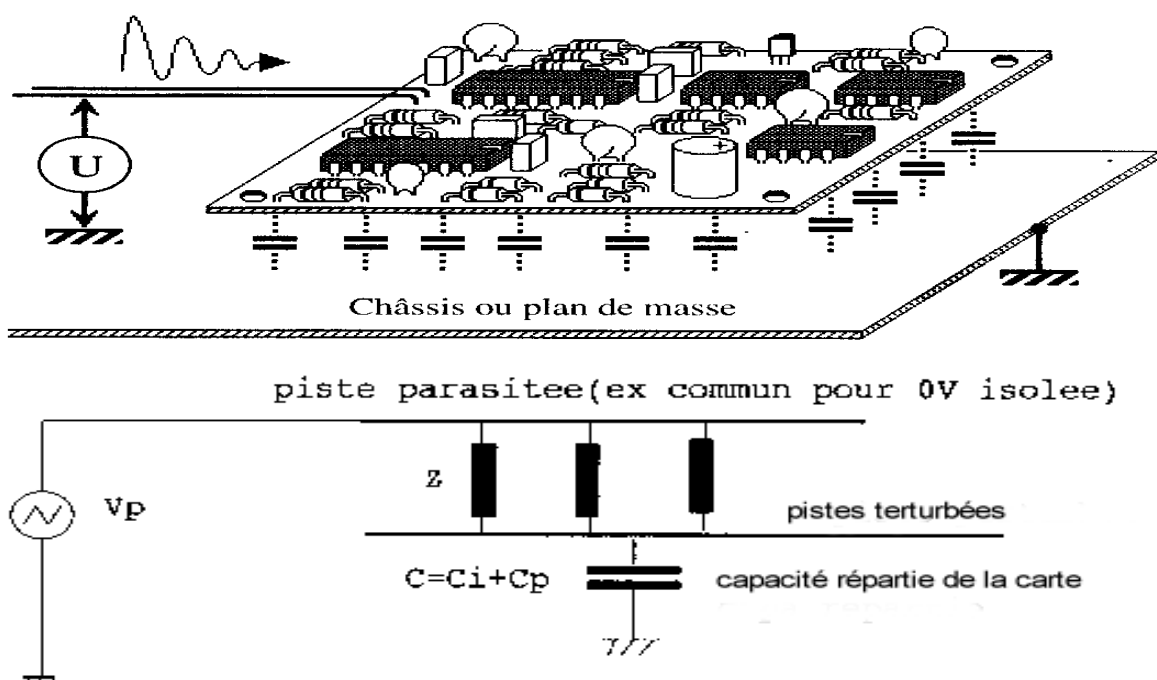


Fig. I.24 : Principe du couplage carte à châssis

Lorsque la carte voit une perturbation du mode commun, un courant est injecté dans chaque piste qui est donné par :

$$I = 2\pi F C_v U \quad (\text{Equ. I.12})$$

$I$  est le courant parasite collecté en ampères (A),  $F$  la fréquence de perturbation en (Hz),  $C_v$  : la capacité de la piste victime en Farads (F) et  $U$  la ddp appliquée entre la carte et la masse en volts (V).

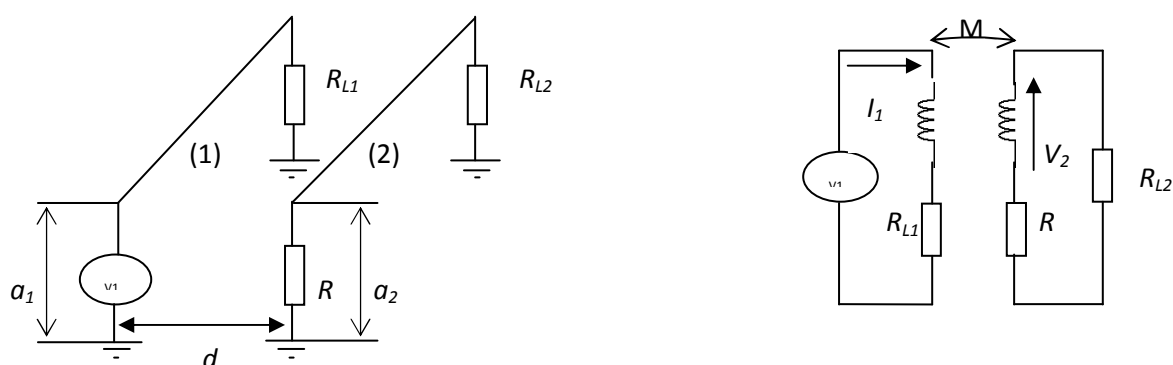
La réduction de ce couplage est obtenue en réduisant la capacité entre la piste soit en réduisant la ddp entre la carte et son environnement (châssis).

### I.4.2.3. Couplage par diaphonie inductive

Tout courant circulant dans un conducteur génère un champ magnétique autour de lui. La variation de flux de l'induction magnétique produite une tension  $e$  dans les boucles formés par le conducteur voisin au conducteur perturbateur. Cela revient à considérer la mutuelle inductance entre les deux conducteurs.

On a la loi de Lenz : 
$$e = - L \frac{d I}{d t} \quad (\text{Equ. I.13})$$

$L$  est l'inductance mutuelle entre deux circuits et  $di/dt$  la vitesse de variation du courant.



**Fig. I.25 : Principe du couplage par diaphonie inductive**

L'expression du couplage inductif s'écrit :

$$V_2 = M \frac{dI_1}{dt} \quad (\text{Equ. I.14})$$

Avec :

$$M = \frac{\mu_0 l}{4\pi} \ln \left| \frac{(a_1 + a_2)^2 + d^2}{(a_1 - a_2)^2 + d^2} \right| \quad (\text{Equ. I.15})$$

$\mu_0$  : perméabilité dans le vide =  $4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m.

$a_1$  : hauteur du conducteur (1) par rapport au plan de masse (m).

$a_2$  : hauteur du conducteur (2) par rapport au plan de masse (m).

$d$  : distance séparent les lignes.

$l$  : longueur commune des deux lignes.

On distingue de type de diaphonie inductive suivant le mode de transmission de la perturbation, diaphonie inductive en mode différentiel et en mode commun.

### a. Diaphonie inductive en mode commun

La diaphonie inductive en MC est généré par les courants circulant sur les conducteurs perturbateurs, son effet est une tension induite entre le conducteur victime parallèle et la masse la plus proche.

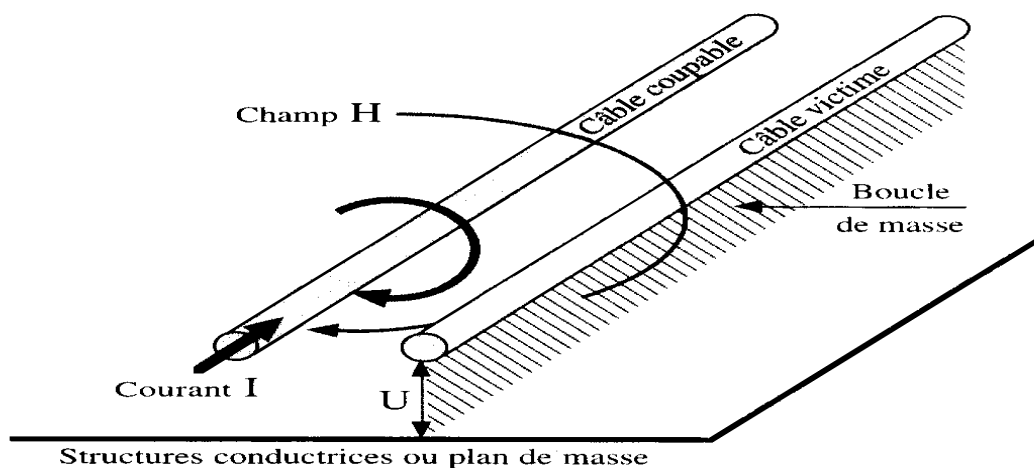


Fig. I.26 : Couplage par diaphonie inductive en mode commun

### b. Couplage par diaphonie inductive en mode différentiel :

Elle est générée par les courants de mode différentiel par les conducteurs perturbateurs. L'effet est une tension induite entre les deux conducteurs victimes parallèles.

Ce couplage est met en équation grâce à l'introduction du la mutuelle inductance, notée  $L$  qui représente le coefficient de couplage inductif entre le circuit coupable et le circuit victime.

$$U = 2 \pi F L I \quad (\text{Equ. I.16})$$

$F$  fréquence du courant source,  $L$  mutuelle inductance et  $I$  courant source de perturbation.

La diaphonie est nulle en continue et reste faible jusqu'à des fréquences de quelques KHz.

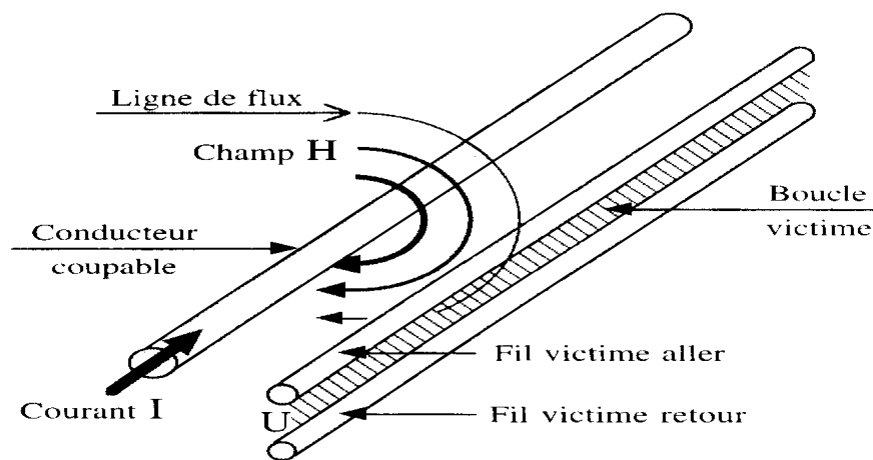


Fig. I.27 : Couplage par diaphonie inductive en mode différent

#### I.4.2.4. Couplage par diaphonie capacitive

Le couplage par diaphonie capacitive est créée par la variation de tension entre deux conducteurs assez proches. La capacité parasite formée par ces conducteurs va présenter une impédance faible en HF à cette variation et permettre le passage d'un courant parasite.

La différence essentielle avec la diaphonie inductive est que la diaphonie capacitive est provoquée par une variation de tension (champ électrique), alors que la diaphonie inductive est provoqué une variation de courant (champ magnétique).

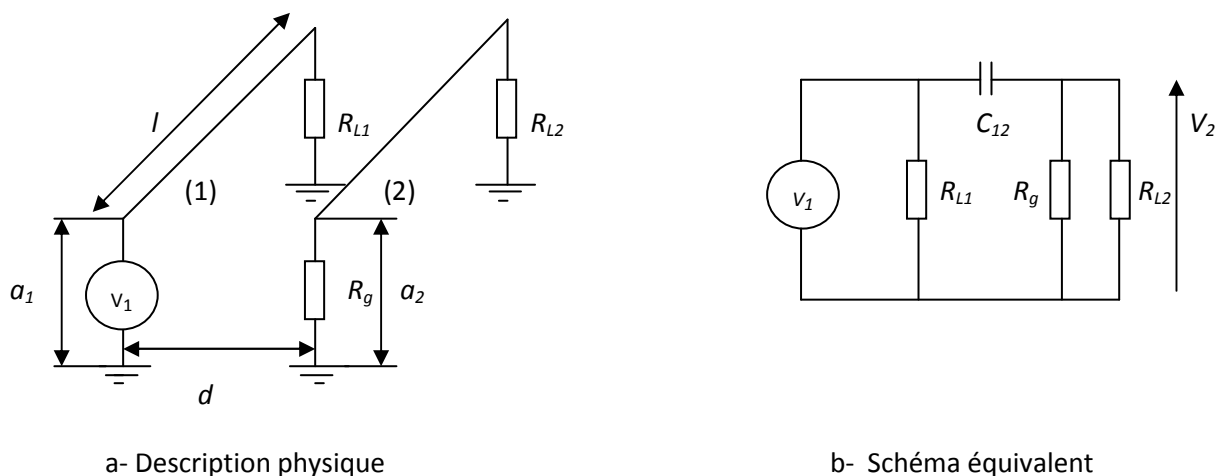


Fig. I.28 : Couplage par diaphonie capacitive

Comme la diaphonie inductive, la diaphonie capacitive se trouve sous deux formes :

### a. Diaphonie capacitive en mode différentiel

La diaphonie capacitive en MD est générée par les variations de tensions entre les conducteurs perturbateurs, son effet est un courant injecté dans les conducteurs victimes parallèles. La capacité parasite de ce mode est donnée par la relation :

$$C_{MD} = \frac{C_{11} - C_{12} - C_{21} + C_{22}}{2} \quad (\text{Equ. I.17})$$

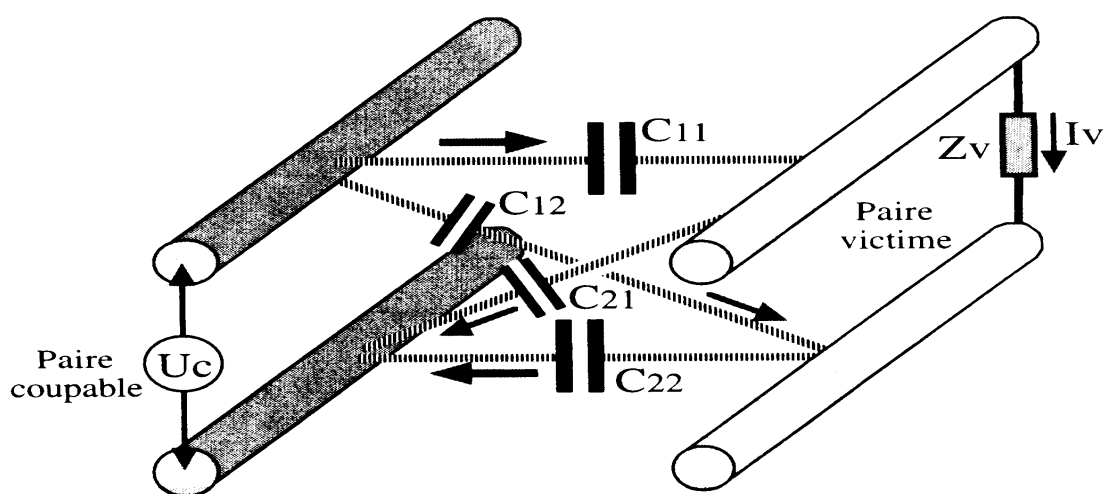


Fig. I.29 : Couplage par diaphonie capacitive en mode différentiel

### b. Diaphonie capacitive en mode commun

Elle générée par les variations de tensions entre les conducteurs perturbateurs, son effet est un courant injecté dans les conducteurs victimes parallèles à la masse la plus proche. Elle suit la même décroissance que la diaphonie inductive en mode commun comme indiqué sur la figure ci-dessous.

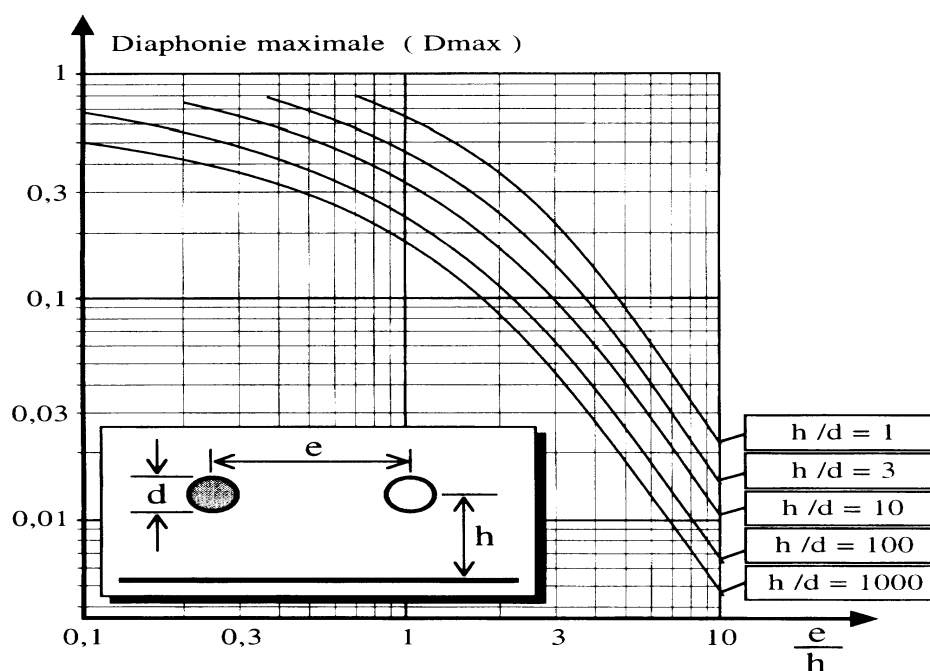


Fig. I.30 : Diaphonie capacitive en mode commun entre deux conducteurs

Comme pour la diaphonie inductive de MC, la diaphonie capacitive de MC est la plus gênante.

Aux fréquences les plus élevés, les diaphonies inductives sont équivalentes en énergie c'est-à-dire connaître l'un nous donne l'autre.

#### I.4.2.5. Couplage champ à fil

Lorsqu' un champ électrique éclaire un conducteur, celui-ci devient le siège d'un courant induit par le champ  $\vec{E}$ . Ce couplage est difficile à chiffrer puisque le champ électrique bas fréquence est très instable et que le champ électrique haute fréquence subit des quantités de réflexions qui provoquent des zones où le niveau est très faible.

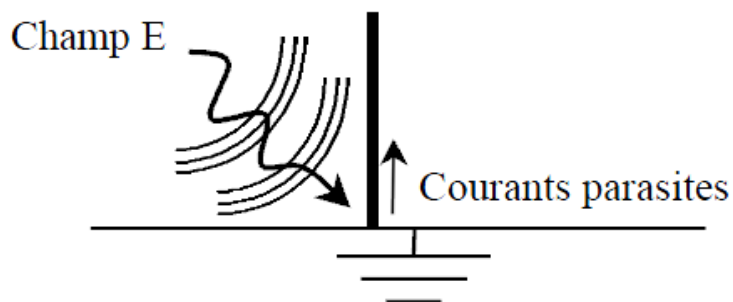


Fig. I.31 : Couplage champ à fil

Sur une carte, les pistes étant relativement courtes, les courants collectés par couplage champ à fil sont faibles. Mais dans certain cas, des pistes mal routées ou mal protégées peuvent collecter un courant suffisant pour perturber les circuits électroniques. Par contre le courant collecté par les composants peut être suffisant pour perturber les circuits électroniques. Ceci est vrai surtout pour les composants un peu hauts (condensateurs radiaux..) et en haute fréquence.

### I.4.2.6. Couplage champ à boucle :

Un champ magnétique variable induit dans une boucle interceptant du flux magnétique une ddp parasite  $U$ . Cette tension se calcul à partir de la loi de Lenz :

$$U = S\mu_0\Delta H/\Delta t \quad (\text{Equ. I.18})$$

$$U = 2\pi FS\mu_0H \quad (\text{Equ. I.19})$$

$U$  est la ddp induite dans la boucle (en V),  $S$  la surface de la boucle (en  $\text{m}^2$ ),  $\mu_0$  la perméabilité du vide =  $4\pi 10^{-7}$  H/m et  $F$  la fréquence du champ magnétique (en Hz).

$\Delta H$  est l'amplitude crête à crête du champ magnétique (en A/m),  $\Delta t$  le temps de monte du champ magnétique(en s).

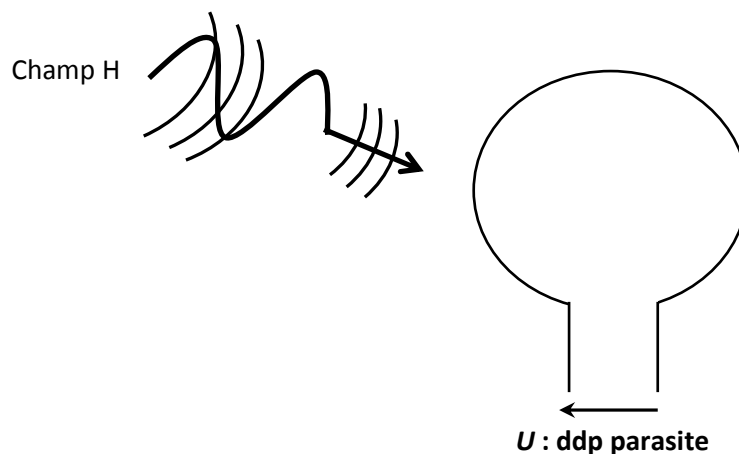


Fig. I.32 : Couplage champ H sur une boucle

### I.5. Comportement non idéal des composants passifs

Il existe beaucoup de variables qui sont à l'origine des interférences électromagnétiques à l'intérieur des circuits imprimés qui peuvent être provoquées par les composants passifs à cause de leur comportement non idéal.

#### I.5.1. Les résistances :

Le comportement des résistances en fonction de la fréquence influence les circuits électroniques grâce à une représentation équivalente du composant réel proposé dans la figure I.33 [1].

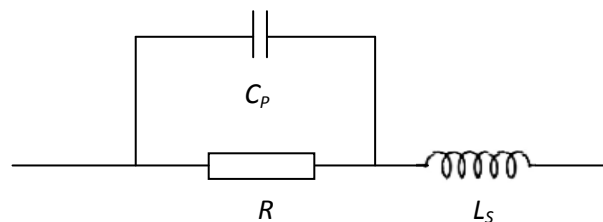


Fig. I.33 : Schéma équivalent d'une résistance réelle

Où  $R$  : résistance pure,  $L_s$  : inductance parasite due aux fils de connexion,  $C_p$  : Capacité parasite.

#### ▪ Comportement en fonction de la fréquence :

Pour les basses fréquences, les impédances de l'inductance de la capacité données par  $jL\omega$  et  $1/jC\omega$  tendent respectivement vers zéro et l'infini. On a ainsi l'effet résistif qui prédomine.

Lorsque la fréquence augmente, l'impédance de la capacité diminue ainsi que la valeur de l'impédance équivalente.

Pour les hautes fréquences, c'est l'effet inductif qui prédomine.

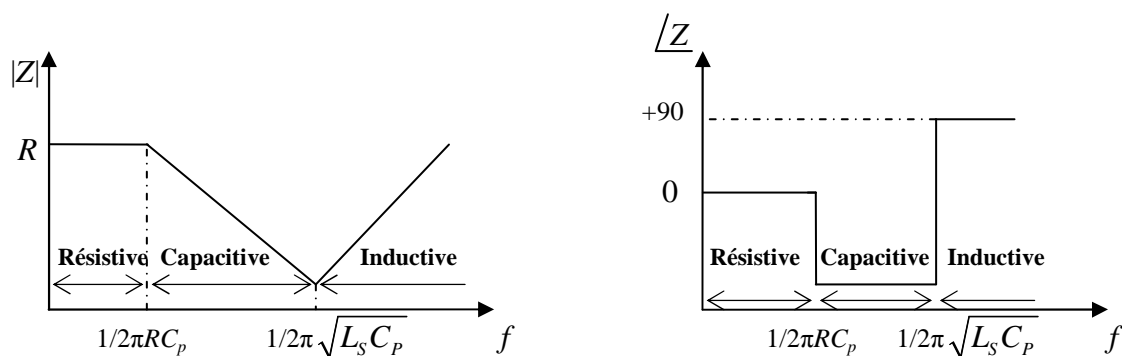


Fig. I.34 : Comportement de l'impédance équivalente en fonction de la fréquence

### I.5.2. Les condensateurs

Les condensateurs sont largement utilisés en électronique. L'impédance d'une capacité est donnée sous la forme suivante [1]:

$$\mathbf{Z}(\omega) = 1/jC\omega \quad (\text{Equ. I.20})$$

$$\mathbf{Z}(j\omega) = 1/C \omega \angle -90^0 \quad (\text{Equ. I.21})$$

D'une manière générale le condensateur est schématisé comme sur la figure suivante :

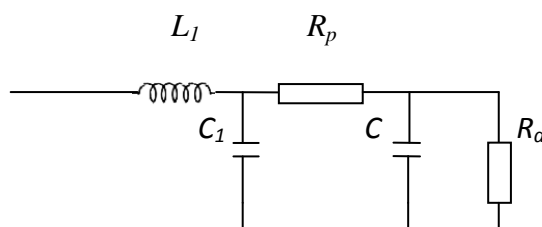


Fig. I.35 : Schéma équivalent du condensateur

Où :

$L_1$  : inductance due aux fils de connexion

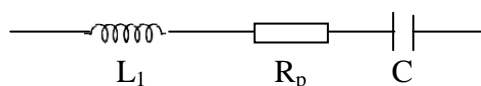
$C_1$  : capacité due aux fils de connexion

$R_p$  : est fonction du matériau des plaques de valeur négligeable

$C$  : capacité propre du condensateur

$R_d$  : représente les pertes dans le diélectrique appelé aussi résistance de fuite

Lorsque  $C_1$  et  $R_d$  sont très grands, le schéma équivalent devient :



$$Z(\omega) = L\left(\frac{1}{LC} + j\frac{R\omega}{L} - \omega^2\right) / j\omega \quad (\text{Equ. I.22})$$

La variation de l'impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence est donnée par le graphe de la figure I.36 :

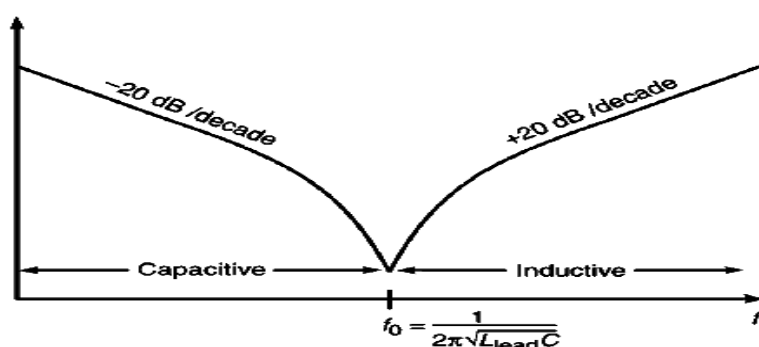


Fig. I. 36 : Evolution de l'impédance d'un condensateur en fonction de la fréquence

Pour les basses fréquences, l'influence de l'impédance est négligeable, au voisinage de la fréquence de résonance  $f_0 = 1/2\pi \sqrt{LC}$  c'est l'effet résistif qui prédomine.

Aux hautes fréquences, l'impédance de la self sera importante et le condensateur va se comporter comme une inductance.

### I.5.3. Les inductances :

L'inductance d'une self idéale est donnée par :  $Z_L = jL\omega = L\omega \underline{90^\circ}$ .

La figure I.37 présente le schéma équivalent d'une self, sur lequel on distingue les éléments suivants :

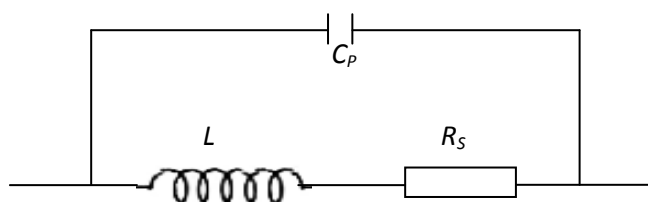


Fig. I.37 : Schéma équivalent d'une self réelle

Avec :

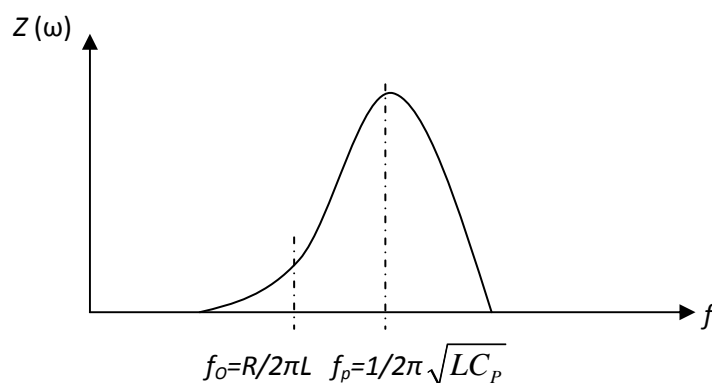
$L$  : inductance propre.

$R_s$  : résistance parasite série.

$C_p$  : capacité parasite, constituée par la capacité parasite entre spires de fils voisines.

La variation de l'impédance d'une self en fonction de la fréquence est donnée par [1] :

$$Z(\omega) = R_s \frac{1 + j \frac{L\omega}{R_s}}{1 + L\omega R_s C_p - \omega^2 LC_p} \quad (\text{Equ. I.23})$$



**Fig. I.38 : Evolution de l'impédance d'une self en fonction de la fréquence**

▪ **Comportement en fonction de la fréquence :**

Pour les basses fréquences,  $C_p$  peut être remplacée par un circuit ouvert et  $L$  par un court circuit, l'impédance résultante est résistive (figure I.38). Lorsque la fréquence augmente (les fréquences inférieures à  $f_p$ ) l'impédance totale croît, c'est l'effet inductif qui prédomine.

Aux hautes fréquences, l'impédance de la capacité décroît en  $1/C\omega$ , ainsi l'impédance totale décroît dû à l'effet capacitif, d'où le bon fonctionnement d'une self est aux fréquences inférieures à la fréquence de résonance  $f_p$ .

## I.6. Rayonnement de circuits imprimés

La limitation des émissions électromagnétiques est souvent le problème de la compatibilité électromagnétique le plus important aux circuits logiques imprimés.

Le rayonnement électromagnétique de ces circuits peut être caractérisé en fonction du type de source qui est à l'origine du rayonnement. On distingue deux types :

### I.6.1. Rayonnement en mode différentiel

Le rayonnement en mode différentiel est dû à la circulation du courant dans les boucles formées par les conducteurs du circuit comme indiqué sur la figure suivante :

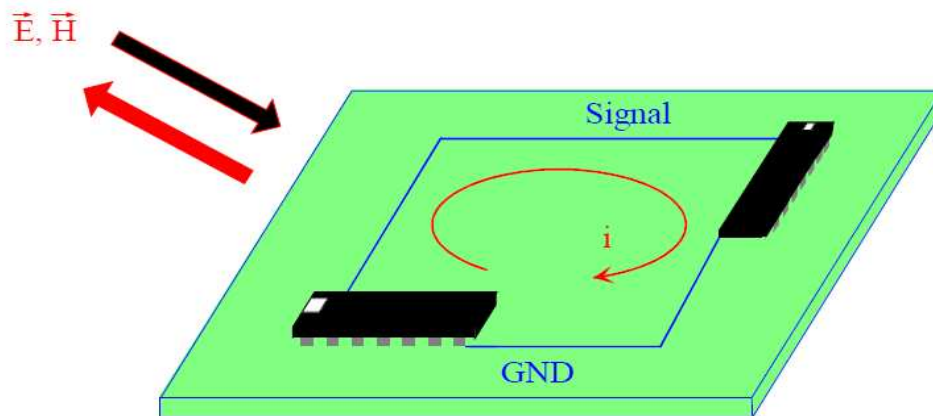


Fig. I. 39 : Rayonnement en mode différentiel

Les boucles du circuit imprimés sont assimilées à des antennes-cadres qui conduisent le courant perturbateur (figure I.40). Une boucle est considérée comme petite si ses dimensions sont inférieures à un quart de la longueur d'onde ( $\lambda/4$ ) à la fréquence considérée (c'est-à-dire 1 à 75 MHz).

La plus part des boucles de circuit imprimés sont considérées comme petites jusqu'à une fréquence de quelque centaines de mégahertz.

Quand les dimensions approchent de  $\lambda/4$ , les courants à différents points de la boucle apparaissent déphasés à distance, ce qui réduit la force du champ à un point donné. Le champ électrique maximal d'une telle boucle au-dessus d'un plan de sol à une distance de 10 mètres est proportionnel au carré de la fréquence ( $f^2$ ).

$$E_{MD} = 263.10^{-12} (f^2 \cdot A \cdot I_S) \quad (\text{Equ. I.24})$$

Ou :  $A$  est la surface de la boucle en  $\text{cm}^2$ ,  $f$  la fréquence en MHz et  $I_S$  est le courant de la source en mA.

Dans le vide le champ n'est plus proportionnel à la distance de la source. Le chiffre 10 m est utilisé par ce que c'est la distance de mesure standard dans les normes européennes d'émissions rayonnées. Un facteur de deux fois est autorisé dans le cas le plus défavorable ou le champ est renforcé par les réflexions sur le plan de sol impose dans les tests selon les normes (Figure I.41).

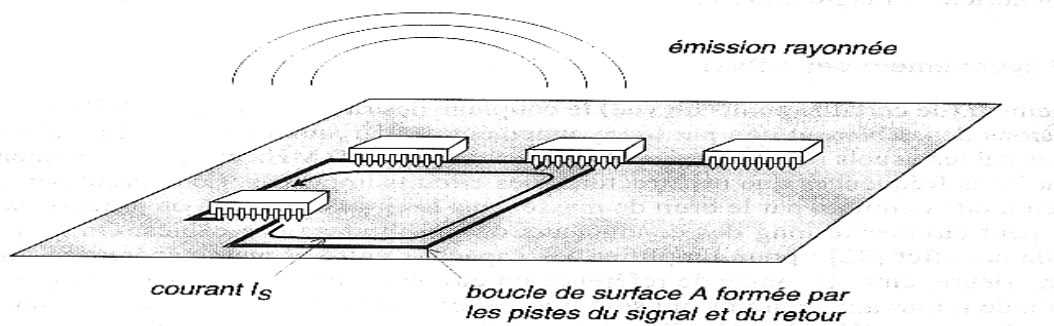


Fig. I.40 : Rayonnement d'un circuit imprimé

La boucle dont il faut connaître la surface est formé par le chemin complet du courant du signal et du retour. L'équation du champ électrique (I.24) suppose que le courant  $I_S$  est à une seule fréquence.

Dans les circuits logiques imprimés, les courants ont une forme trapézoïdale qui est caractérisés par leur temps de montée, leur temps de descente et leur période. L'enveloppe du spectre fréquentiel de ce type de signal est représentée à la figure I.42. Ce spectre est constant jusqu'à une fréquence donnée par  $1/(\pi t_r)$ , ensuite il décroît avec un taux de 20 dB par décade jusqu'à la fréquence  $1/(\pi t_r)$ . Au-delà de cette fréquence, le taux de décroissance est de 40 dB par décade.

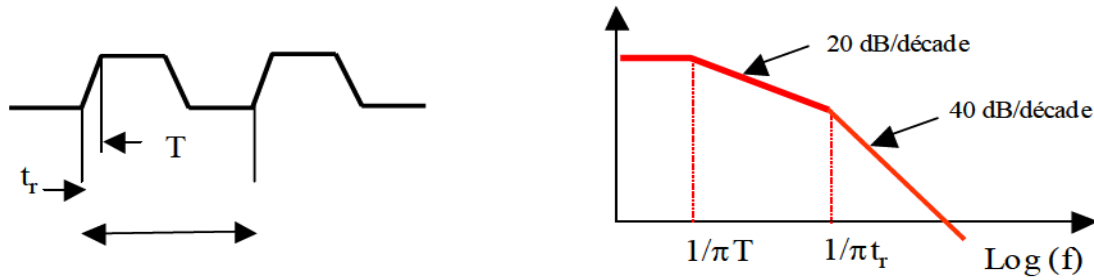


Fig. I.41 : Enveloppe du spectre fréquentiel d'un signal trapézoïdal

Comme montré précédemment, l'efficacité du rayonnement d'une petite boucle est proportionnelle au carré de la fréquence. Cette relation est valable jusqu'à ce que le périmètre de la boucle atteigne un quart de la longueur d'onde, par exemple 15 cm dans un circuit imprimé sur verre époxy à 250 MHz, point culminant du rayonnement.

La superposition de cette caractéristique à l'enveloppe harmonique d'une onde trapézoïdale montre que les émissions différentielles (dues au courant dans la boucle) seront à peu près constantes avec la fréquence (figure I.43) au-delà d'un point de coupure déterminé par le temps de montée. L'enveloppe effective de l'émission rayonnée à 10 m se déduit du champ électrique à condition que soient connus : le courant carré de crête à crête, le temps de montée et la fréquence fondamentale. Le coefficient de Fourier à la fréquence fondamentale  $f_1$  est de 0.64, donc l'émission à  $f_1$  sera:

$$E = 20.\log \left[ 119.10^{-6} (f^2 . A . I_{PK} ) \right] \text{ dB}\mu\text{V/m} \quad (\text{Equ. I.25})$$

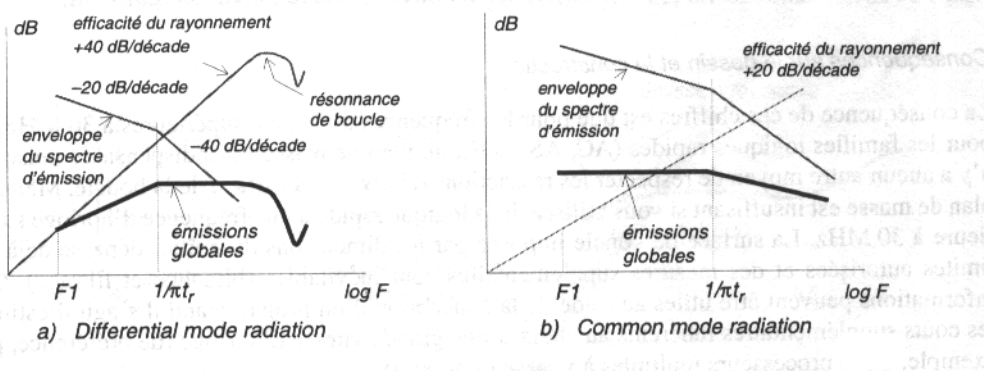


Fig. I.42 : Emissions produites par une trapézoïde numérique par des chemins divers

On trace à partir de la droite à +20 dB/décade au point de coupure  $1/\pi t_r$ . En fait, il est possible de calculer les maxima d'émissions rayonnées pour différentes surfaces de

boucle en combinant les temps de montée et de descente, connu pour chaque famille logique donnée, de même que les courants transitoires de sortie, avec le trapèze spectre de Fourier à différentes fréquences fondamentales .

Si on compare ces chiffres aux limites d'émissions rayonnées de la classe B des normes européennes (30 dB $\mu$ V/m à 10 m jusqu'à 230 MHz), on peut déduire un tableau de la surface de boucle permise pour différentes familles logiques et différentes fréquences d'horloge.

Le chiffre  $\Delta I$  du tableau 1 est le courant de commutation dynamique qui peut être débité ou consommé par le composant pour charger ou décharger la capacité de la ligne. Ce courant est différent du courant débité ou consommé dans un état stable, haut ou bas. Les notices de certains fabricants indiquent ces chiffres dans les caractéristiques générales communes à toute une famille logique. Il en va de même pour  $t_r$  et  $t_f$ , qui sont des chiffres typiques, différents des caractéristiques de délai de propagation maximale.

Famille logique	$t_r/t_f$ ns	$\Delta I$ mA	Surface de boucle en cm <sup>2</sup> ; fréquence d'horloge			
			4 MHz	10 MHz	30 MHz	100 Mhz
4000B CMOS à 5V	40	6	1000	400	-	-
74HC	6	20	45	18	6	-
74LS	6	50	18	7,2	2,4	-
74ALS	3,5	50	10	4	1,4	0,4
74AC	3	80	5,5	2,2	0,75	0,25
74F	3	80	5,5	2,2	0,75	0,25
74AS	1,4	120	2	0,8	0,3	0,15
Surface de boucle pour 30 dB $\mu$ V/m 30 Mhz, 37 dB $\mu$ V/m 230 MHz – 1000 MHz à 10 m						
Utilisation : prenons l'exemple de la famille 74 ALS avec $F_{clk} = 30$ MHz. Le cas le plus défavorable est à 150 MHz (5 <sup>eme</sup> harmonique). avec $(t + t_r)/T = 0,5$ ; $T=33,3$ ns ; $t_r=3,5$ ns et $I=50$ mA, donne 3,83 mA pour $I_{(5)}$ , le courant du 5 <sup>eme</sup> harmonique. De l'équation I.24, pour un champ E de 30 dB $\mu$ V/m et $I_{(5)}$ comme ci-dessus à 150 MHz, la surface de la boucle admissible est de 1,395 cm <sup>2</sup> .						

**Tableau 1. Émission en mode commun différentiel : surface maximale permise**

### I.6.2. Rayonnement en mode commun

Le rayonnement en mode commun est le résultat de chutes de tension non-désirées. Souvent, ces chutes apparaissent dans les circuits de masse. Lorsque ces des câbles externes sont connectés à la carte, ils se comportent alors comme des antennes filaires dont la tension d'excitation est ce potentiel en mode commun (voire la figure ci-dessous).

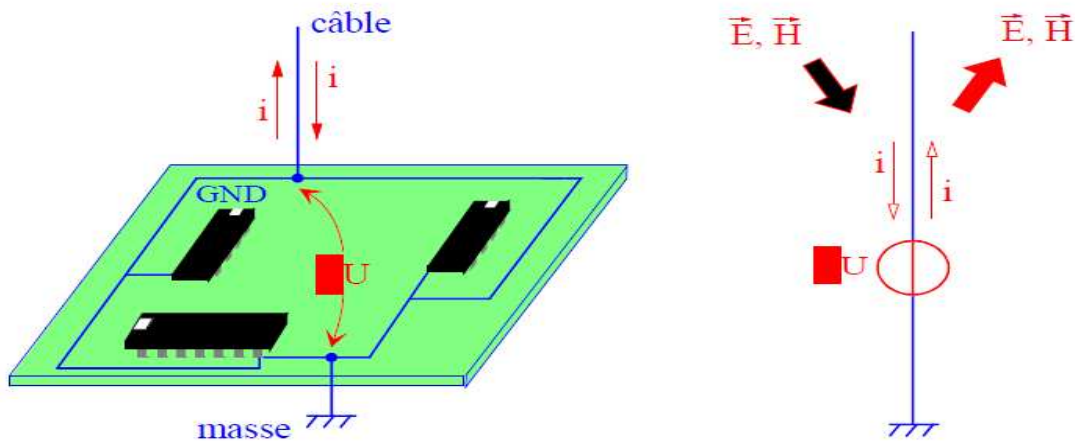


Fig. I.43 : Rayonnement en mode commun

Ce type de rayonnement est du principalement aux câbles et aux structures métalliques, augmente à une vitesse proportionnelle à la fréquence comme le montre l'équation :

$$E_{MC} = 263.10^{-16} \cdot (f^2 \cdot A \cdot I) \frac{1}{r} \quad (\text{Equ. I.26})$$

Il y a facteur qui fait du couplage en mode commun la source principale des émissions rayonnées:

- Le rayonnement des câbles est plus efficace que celui d'une petite boucle, ainsi un faible courant de mode commun (de l'ordre des micro-ampères) suffit pour produire le même champ.
- La résonance des câbles tombe habituellement dans la plage des 30 à 100 MHz, et le rayonnement est renforcé par rapport à celui du modèle de câble court.

On peut appliquer au rayonnement des câbles un calcul similaire à celui du mode différentiel, suivant le modèle de la figure ci-dessous :

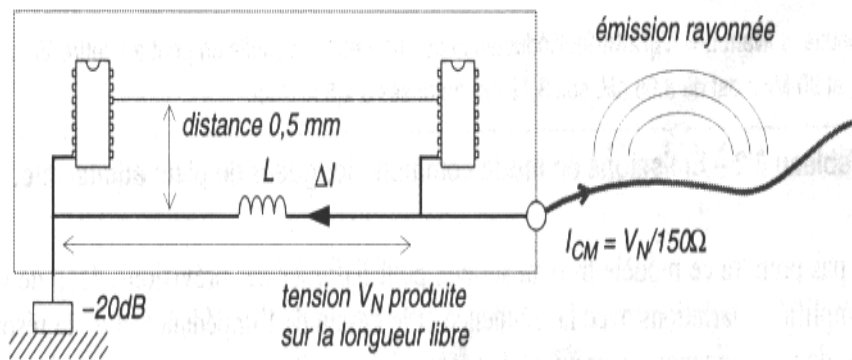


Fig. I.44 : Modèle des émissions en mode commun

On suppose que le câble est attaqué par une tension de mode commun par rapport à une piste de masse qui fait partie du circuit logique. La piste de masse conduit le courant  $\Delta I$ , ramené à ses fréquences composantes par l'analyse de Fourier, et ce courant produit ensuite une tension de bruit différentielle  $V_N$  de  $\Delta I \times j\omega \times L$  entre la masse de référence (supposée à une extrémité de la piste) et la connexion du câble (supposée à l'autre extrémité). Un facteur de  $-20\text{ dB}$  est admis pour le couplage lâche à la référence de masse ; un tel couplage, souvent dû à la capacité de parasite et aux résonances structurelles, est très difficile à évaluer.

### I.6.3. Conséquences de la longueur des pistes

L'inductance  $L$  a une influence cruciale sur le niveau du bruit émis. Dans le modèle, elle est calculée à partir de la longueur d'une piste de  $0.5\text{ mm}$  de largeur séparée de sa piste de signal, de telle façon que l'annulation par l'inductance mutuelle réduise l'inductance générale.

Famille logique	$t_r/t_f$ ns	$\Delta I$ mA	Longueur de piste en cm ; fréquence d'horloge			
			4 MHz	10 MHz	30 MHz	100 MHz
4000 CMOS à 5V	40	6	180	75	-	-
74HC	6	20	8,5	3,2	1	-
74LS	6	50	3,25	1,3	0,45	-
74ALS	3,5	50	1,9	0,75	0,25	0,08
74AC	3	80	1	0,4	0,14	0,05
74F	3	80	1	0,4	0,14	0,05
74AS	1,4	120	0,4	0,15	0,05	-

Longueur de piste autorisée pour 30 dB $\mu$ V/m 30 MHz – 230 MHz, 37 dB $\mu$ V/m 230 MHz – 1000 MHz à 10 m ;  
 A partir de l'équation I.26, pour une intensité de champ  $E$  de 30 dB $\mu$ V/m et 1 m de câble,  $I_{CM}$  doit être égal à 2,8 mA.  
 Selon  $V_N = I_{CM} \cdot 150$ , avec l'atténuation de couplage de 20 dB,  $V_N = 4,18$  mV.  
 avec  $(t + t_r)/T = 0,5$  ;  $T=100$  ns ;  $t_r=6$  ns ;  $I=20$  mA, donne 0,826 mA pour  $I_{(9)}$ , le courant de la neuvième harmonique.  
 En suite  $L=V_N/2\pi f I_{(9)}$ , inductance aux bornes de laquelle on peut admettre  $V_N$  à  $I_{(9)}$  et 90 MHz est de 8,95 nH, soit 3,19 cm autorisé à 2,8 nH/cm.

**Tableau 2. Emission en mode commun : longueur de piste admissible**

L'objectif du modèle propose est de démontrer que les émissions des circuits logiques sont dominés par normalement par les facteurs de mode commun.

Les courants de mode commun peuvent être combattu par :

- l'assurance que les courants logiques ne circulent pas entre le point de référence de masse et le point de connexion des câbles extérieurs ;
- le filtrage de toutes les interfaces de câbles par rapport à la masse ;
- Le blindage des câbles et le raccordement du blindage à une masse ;
- La limitation des tensions de bruit par un dessin de masse à faible inductance ou, de préférence un plan de masse.

Le tableau 2 montre que la longueur de piste maximale admissible pour les plus hautes fréquences ou les familles logiques les plus rapides est impossible à respecter en pratique (des fractions de millimètres). C'est pourquoi de tels circuits ne pourront être mis en

conformité que par une ou plusieurs des mesures ci-dessus. En clair, si le point de référence de masse de la figure I.44 est déplacé jusqu'à être adjacent à l'interface de câble, aucune tension d'attaque ne se développe et le câble devient anodin. C'est le but de la structure de masse réservée à l'interface. Avec cette méthode, les émissions de mode commun sont dues exclusivement aux courants de mode commun qui circulent dans les pistes du circuit imprimé.

### I.6.4. Comparaison des modes commun et différentiel

Le graphe de la figure I.45 représente le diagramme d'émission réel calculé selon les équations précédentes pour le même signal mis en mode différentiel par une petite boucle comme celle d'un circuit imprimé, ou en mode commun sous l'effet d'un couplage à un câble connecté. Le signal est un trapèze 12 MHz avec des temps de montées de 3.5 ns. La courbe de mode commun est donnée avec un courant de crête de 0.1 mA dans un câble de 2 m de longueur ; la courbe du mode différentiel représente 20 mA dans une boucle de 5 cm<sup>2</sup> de surface. La limite de la classe A selon la norme EN 55 022 (10 dB au dessus de la limite de la classe B) est représentée par une ligne aux fins de comparaison.

On remarque que les niveaux sont similaires au dessus de 300 MHz, mais que le mode commun domine dans la plage de 30 à 200 MHz.

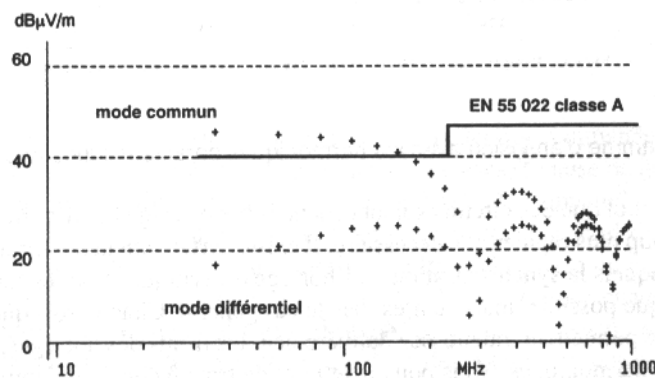
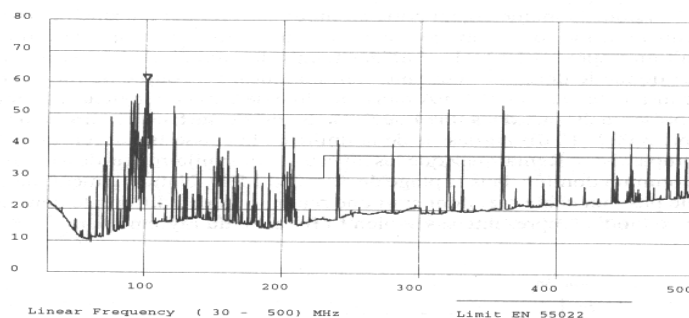


Fig. I.45 : Comparaison des émissions en mode commun et en mode différentiel

### I.6.5. Rayonnement des horloges

La principale source de rayonnement dans les circuits imprimés est l'horloge (ou les horloges) du processeur. Toute l'énergie de ces signaux est concentrée à quelques

fréquences précises, avec comme résultat que les niveaux du signal d'horloge sont supérieurs de 10 à 20 dB à ceux du reste du rayonnement du circuit imprimé (l'exemple de la figure ci-dessous, qui reproduit des émissions dominées par un oscillateur d'horloge à 40 MHz). Comme les normes commerciales d'émissions rayonnées ne font pas de distinction entre bande étroite et bande large, il faut commencer à ramener à un minimum ces émissions à bande étroite, par des tampons sur les lignes, un dessin et un plan de masse convenable.



**Fig. I.46 : Diagramme d'émission avec les harmoniques caractéristiques des horloges**

Il n'est pas rare du tout que des circuits soient cadencés à par des signaux d'horloge dont les transitions sont beaucoup plus rapides que nécessaire. Il existe des circuits à hautes performances pour lesquels la synchronisation de l'horloge critique et où les transitions doivent être rapides que possible, mais ce n'est pas le cas général. Chaque fois que les contraintes propres au circuit le permettent, ralentissez les fronts des horloges, de façon à limiter les émissions d'harmoniques.

### **I.6.6. Sur-oscillations des lignes de transmission**

La transmission de données ou de signaux d'horloge par des lignes longues, exige que ces dernières soient bouclées pour éviter des sur-oscillations, ces dernières sont produites par les transitions des signaux numériques quand une fraction du signal est réfléchi sur la ligne à cause d'une mauvaise adaptation de la terminaison à l'impédance de la ligne. Un défaut similaire du côté du pilote de la ligne réfléchira à nouveau une fraction du signal vers le récepteur, et ainsi de suite. De fortes sur-oscillations affecteront le transfert des données si elles viennent à dépasser la marge de bruit à l'entrée de l'appareil.

En plus de leur effet sur la marge de bruit, les sur-oscillations risquent d’être une source de perturbation en elles même. L’amplitude des sur-oscillations dépend du degré de désadaptation chaque extrémité, leur fréquence dépend de la longueur électrique de la ligne (voire la figure ci-après).

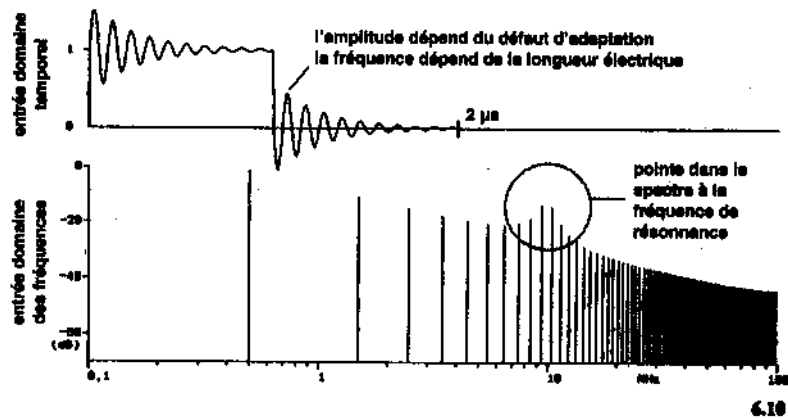


Fig. I.47 : Sur-oscillations dues à une désadaptation de la ligne de transmission

### I.6.7. Rayonnement des câbles

Les câbles connectés au circuit imprimés sont plus rayonnants que les circuits eux-mêmes. La raison en est que les câbles usuels résonnent dans la région de 30 à 100 MHz et qu’ils rayonnent plus efficacement à ces fréquences que les structures des circuits imprimés. Le courant perturbateur est produit en mode commun par le bruit de masse dans le circuit imprimé ou ailleurs dans les matériels et il peut circuler le long des conducteurs ou du blindage des câbles.

Le modèle de rayonnement des câbles aux fréquences les plus basses représenté dans la figure I.49, est une antenne mono-brin courte ( $\lambda/4$ ) au-dessus d’un plan de sol (quand la longueur du câble est résonnante, le modèle n’est plus valable. La force de champ maximale qui autorise des réflexions de +6 dB par rapport au plan de sol à 10 m est directement proportionnel à la fréquence:

$$E = 1,26 \cdot 10^{-4} \cdot (f \cdot L \cdot I_{CM}) \quad (\text{Equ. I.27})$$

Où :  $L$  est la longueur du câble en mètres et  $I_{CM}$  est le courant de mode commun dans le câble à  $f$  MHz en mA.

Pour un câble d’un mètre,  $I_{CM}$  doit être inférieur à 20  $\mu\text{A}$  pour une force de champ à 10 m de 42 dB $\mu\text{V/m}$ , soit mille fois que le courant différentiel équivalent. Pour respecter la

limite de  $30 \mu\text{A}/\text{m}$ , le courant doit être inférieur de 12 dB ou quatre fois, soit  $5 \mu\text{A}$  dans ces conditions. Effectivement cette valeur de  $5 \mu\text{A}$ , mesurée comme un courant de mode commun dans le câble, est considéré comme l'indicateur de bonne probabilité de conformité à la limite des émissions rayonnées-pour peu que les  $5 \mu\text{A}$  soient dépassés, le produit risque d'être recalé au test de conformité. L'intensité  $I_{CM}$  se mesure avec une sonde de courant ou une pince absorbante.

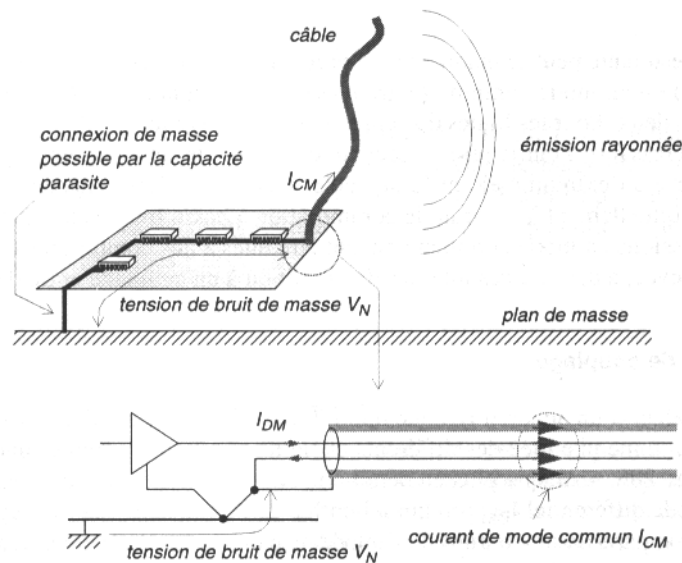


Fig. I.48 : Emissions rayonnées par un câble

### Conclusion :

Ce chapitre a permis de mettre en vue la problématique dans laquelle s'est inscrit notre travail, l'étude des cartes électroniques dans le contexte de la CEM présente de nombreux aspects.

La carte de circuit imprimé peut être à la fois une source de perturbations et une victime. Pour assurer la compatibilité électromagnétique, nous devons agir sur les trois éléments qui doivent être présent, soit de contrôler les émissions émises par la carte, soit de minimiser les chemins de couplages ou de réduire la susceptibilité de la carte.

Chapitre II



---

## **Tracés des pistes, masses et alimentations**

### II.1. Tracé des circuits imprimés

Le moyen le plus sûr de tracer un circuit imprimé consiste à commencer par les pistes de masse, à la main c'est nécessaire, puis à ajouter les signaux critiques comme les horloges et les lignes sensibles qui doivent être tracées près de leur retour à la masse, enfin le reste du circuit comme il vient. Le schéma sera accompagné du maximum de documentation possible, pour donner les lignes directrices au dessinateur dès le début, ces notes comprendront [10]:

- la répartition physique sur la carte de sous-ensemble fonctionnel ;
- des prescriptions quant à l'emplacement des composants sensibles et des ports d'entrée / sortie ;
- le repérage sur le schéma des différents nœuds de masse distincts utilisés et des connexions à ces nœuds qu'il faut considérer comme critiques ;
- les points ou les différents nœuds de masse peuvent être rassemblés, et ceux ou ils ne le doivent pas ;
- l'indication des pistes de signaux qui doivent être tracées près de leurs pistes de masse, en plus de toutes les autres contraintes de tracé des pistes de signaux.

#### II.1.1 Règles de tracé des circuits imprimés

Comme il n'est pas possible en pratique d'optimiser le dessin des masses pour chaque circuit de signal, il faut se concentrer sur ceux qui représentent la plus grande menace. Ce sont ceux qui véhiculent le plus fréquemment les plus forts  $di/dt$ , en particulier les lignes d'horloge et de bus, les oscillateurs de puissance à ondes carrées comme dans les alimentations à découpage. Du point de vue de la susceptibilité, les circuits sensibles en particulier les entrées actionnées par des fronts, les systèmes d'horloge et les amplificateurs analogiques de précision doivent être traités de la même façon. L'objectif doit être d'assurer que les courants de bruit qui circulent par la masse ne trouvent pas d'occasion d'entrer dans le système ou d'en sortir.

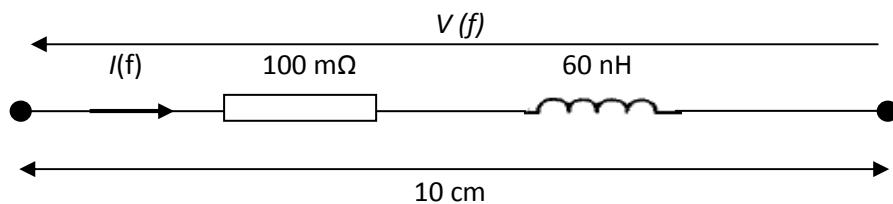
### II.1.2. Tracé des pistes

Après avoir choisi les impédances des charges des circuits en fonctions des différents paramètres électriques, le tracé des pistes doit présenter une impédance caractéristique correspondante aux impédances de charges choisies. La géométrie des pistes doit donc être calculée, mais elle doit être constante de manière à ne pas introduire de ruptures d'impédances le long de la ligne.

#### II.1.2.1. Impédances des pistes

L'impédance des pistes est donnée par l'inductance aux fréquences supérieures à quelques kilohertz (figure II.1). La réduction l'inductance d'une connexion se fait par ces deux façons :

- réduire au minimum la longueur du conducteur, et si possible augmenter sa largeur ;
- tirer la piste de retour parallèlement et tous près.



Circuit équivalent d'une piste de cuivre de 35 microns, longueur 10 cm, largeur 0,5 mm

Dimensions	Inductance approx	Impédance à 30 MHz
10 cm, 0,5 mm	60 nH	11,3 Ω
5 cm, 0,5 mm	30 nH	5,6 Ω
2 mm, 0,5 mm	16 nH	3,0 Ω
1 cm, 0,5 mm	18 nH	3,4 Ω

**Fig. II.1 : Impédance des pistes de circuit imprimé**

L'inductance d'une piste de circuit imprimé est d'abord une fonction de sa longueur, ensuite une fonction de sa largeur. Pour une piste de largeur  $w$  à une hauteur  $h$  par rapport à un plan de masse, l'équation suivante donne l'inductance [10]:

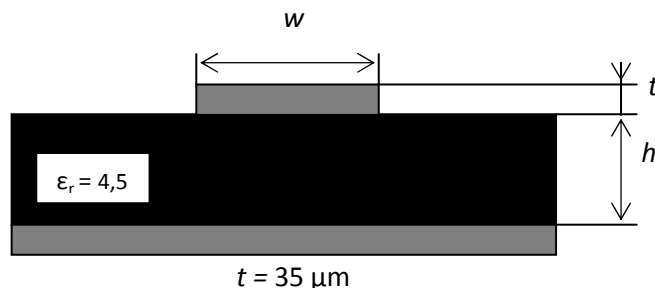
$$L = 0,005 \cdot \ln(2\pi \cdot h / w)$$

(Equ. II.1)

Des pistes parallèles réduiront l'inductance, pourvu qu'elles soient séparées par un écart suffisant pour neutraliser de l'inductance mutuelle.

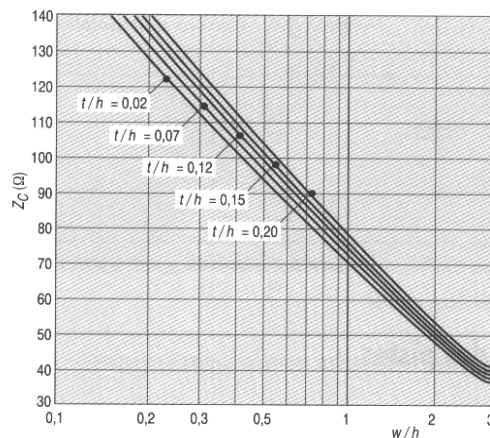
**a. Impédance caractéristique d'une ligne microstrip**

La ligne microstrip (figure II.2) est la configuration la plus fréquemment rencontrée, elle permet d'obtenir des impédances caractéristiques de valeur plus élevée (50 Ω à 150 Ω).



**Fig. II.2 : Ligne microstrip**

L'impédance caractéristique d'une ligne microstrip est donnée par l'abaque de la figure suivante [5]:



**Fig. II.3 : Impédance caractéristique d'une ligne microstrip**

Dans le cas des lignes microstrip, le diélectrique (verre époxy et air) n'étant pas homogène, la vitesse de propagation des signaux est dépendante de la géométrie. Lorsque des signaux doivent être transmis avec des contraintes de temps de

propagation importantes, les différences de temps de propagation doivent être prises en compte.

### b. Impédance caractéristique d'une stripline

La configuration stripline (figure II.4) se trouve dans le cas des circuits multicouches ou les pistes peuvent être entre les deux plans. Elle permet d'obtenir des impédances caractéristiques de l'ordre de quelques dizaines d'ohms ( $20 \Omega$  à  $70 \Omega$ ). Pour des impédances plus élevées, on tiendra la géométrie microstrip.

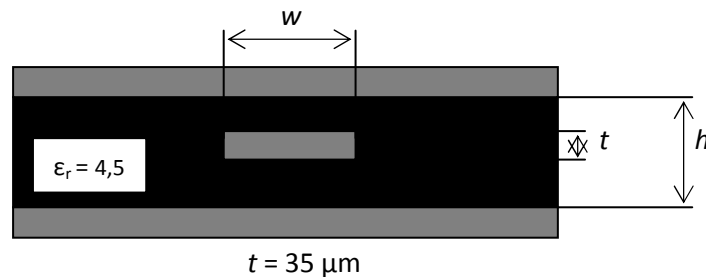


Fig. II.4 : Ligne stripline

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  $140 \text{ m.s}^{-1}$ , ce qui correspond à un retard de  $7 \text{ ns.m}^{-1}$ .

L'impédance caractéristique d'une stripline est donnée par l'abaque de la figure suivante [5]:

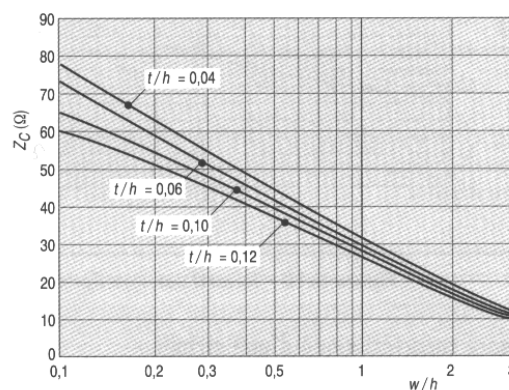


Fig. II.5 : Impédance caractéristique d'une ligne stripline

### II.1.2.2. Rupture d'impédance

Après avoir choisi la géométrie correspondant à l'impédance désirée, le tracé de la piste doit être effectué en respectant deux paramètres :

- limiter les ruptures d'impédance ;
- maîtriser les retards.

La première précaution se situe au niveau des changements de direction (figure II.6), un angle à  $90^0$  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.

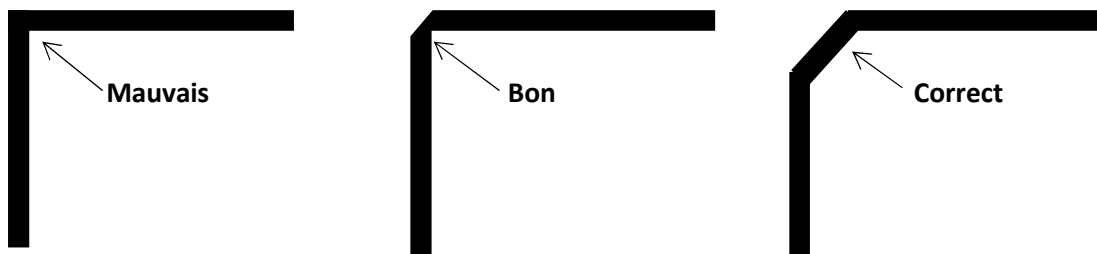


Fig. II.6 : Formes des angles des pistes

Cette solution est utilisée systématiquement dans le cas des circuits hyperfréquences. Pour les applications numériques un peu moins critiques, ce tracé est difficilement réalisable puisque les systèmes CAO classiques ne permettent pas ce genre de tracé. La solution la plus simple consiste à diviser l'angle droit en deux angles à  $45^0$ .

### II.1.3. Capacité parasite des pistes

La capacité totale d'une carte par rapport à son environnement représente le nombre de lignes de champ électrique entre la carte et son environnement. Les lignes de champ électrique s'accrochent au plus court, sauf sur la périphérie de la carte où l'on observe un renforcement du champ par effet de bord (figure II.7) [5].

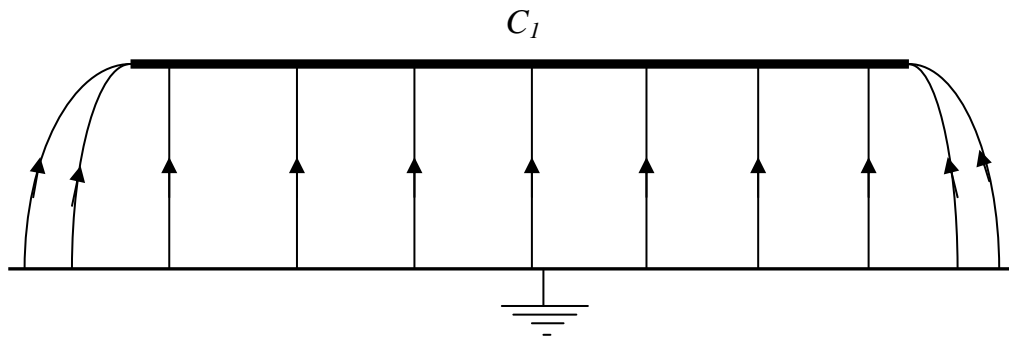


Fig. II.7 : Condensateur plan (1)

Lorsque ce plan est coupé en deux, on obtient deux capacités de même valeur puisque les deux parties sont symétriques (figure II.8).

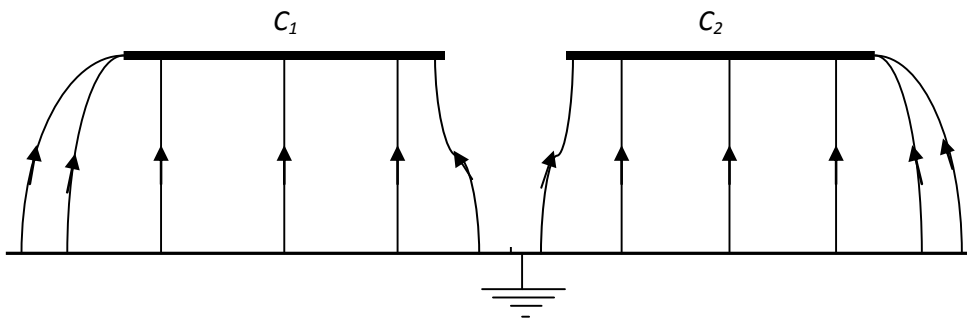


Fig. II.8 : Condensateur (2)

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 II.9).

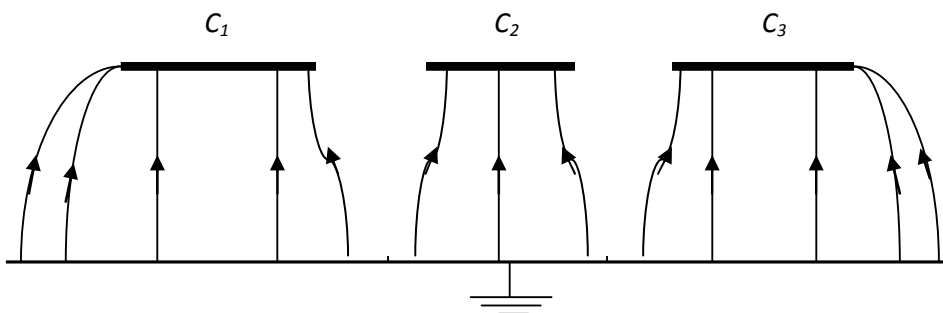
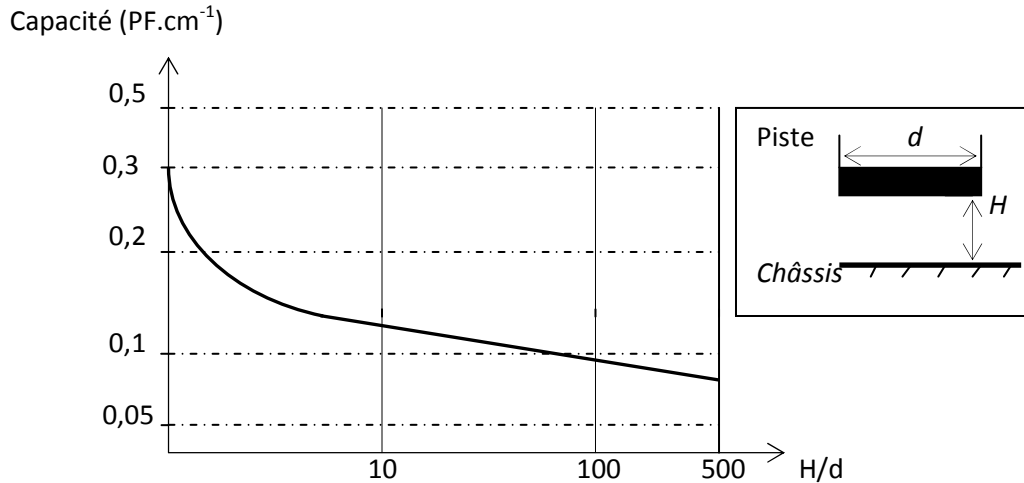


Fig. II.9 : Condensateur (3)

La capacité d'une piste en bord de carte est donnée par l'abaque de la figure II.10, Elle correspond à la capacité d'une piste isolée par rapport à la masse la plus proche.



**Fig. II.10 : Capacité d'une piste isolée**

Lorsque la piste est placée au cœur de la carte, on trouve la configuration donnée par la figure. II.9, la capacité parasite de la piste vaut alors [5]:

$$C = 0,1 \frac{S}{H} \quad (\text{Equ. II.2})$$

$C$  est la capacité (en pF),  $S$  la surface équivalente de la piste en (cm<sup>2</sup>) et  $H$  la distance entre la piste et la masse la plus proche (en cm).

### II.1.4. Anneau de garde

La capacité des pistes ne se répartit pas uniformément sur la carte. Les pistes en bord de carte sont soumises à un effet de bord important. Le meilleur moyen pour limiter cet effet de bord est de ne pas placer de pistes en bord de carte. Il suffit pour cela de ceinturer la carte par un anneau de garde relié au 0 V.

Cet anneau doit être d'une largeur suffisante pour ne pas avoir de lignes de champ qui viennent s'accrocher sur les pistes placées au du bord de la carte (figure II.10).

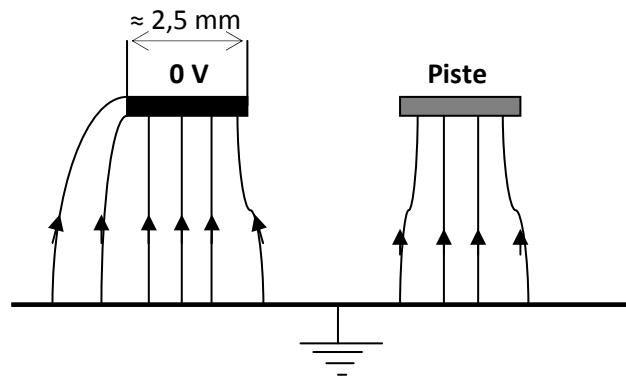


Fig. II.10 : Anneau de garde

L'anneau de garde doit être 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 des points que possible.

Sur une carte analogique, on veillera à ne pas générer des couplages entre fonctions par cette piste en présentant un rebouclage possible des courants de consommation donc un couplage par impédance commune.

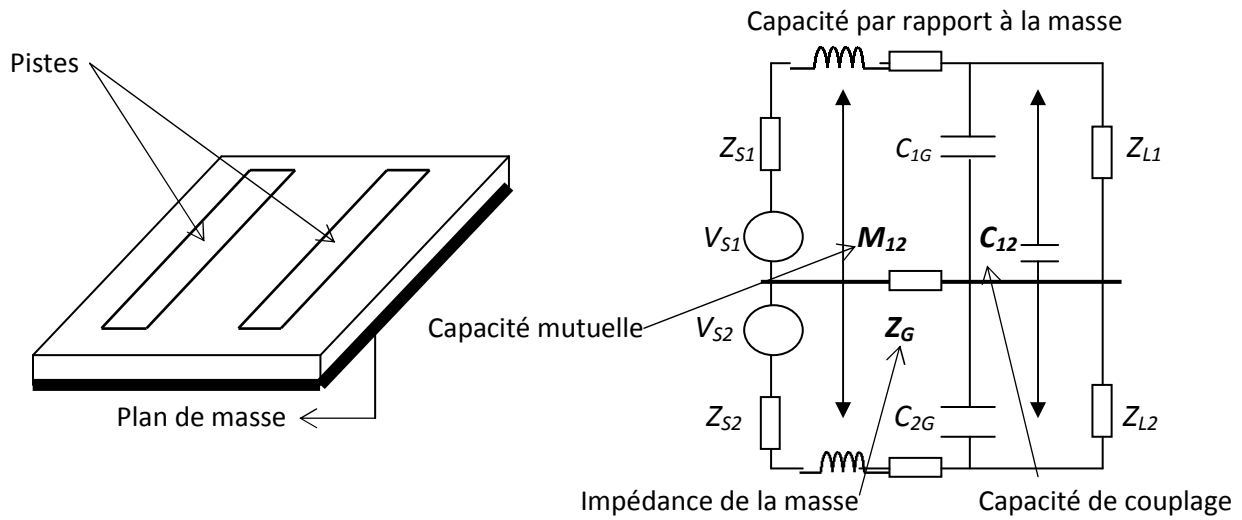
### II.2. Plan de masse

Un plan de masse est un outil pour combattre la diaphonie, qui est à proprement parler un phénomène de la CEM interne.

Le couplage par diaphonie entre deux pistes passe par des chemins inductifs, capacitifs et des impédances des masses communes.

L'effet du plan de masse est de réduire l'impédance de masse commune  $Z_G$ , de quelque 40 à 70 dB. L'amélioration n'est pas aussi grande parce que le courant de retour s'écarte quelque du trajet situé immédiatement sous la piste de signal.

Le plan de masse peut aussi réduire ce couplage par inductance mutuelle en évitant que ces boucles de courant soient coplanaires. Le couplage capacitif n'est pas affecté directement par le plan de masse, mais la réduction d'impédance de la ligne (ce qui revient à dire que  $C_{1G}$  et  $C_{2G}$  ont augmenté) réduira l'amplitude de la diaphonie capacitive.



**Fig. II.11 : Circuit équivalent de la diaphonie**

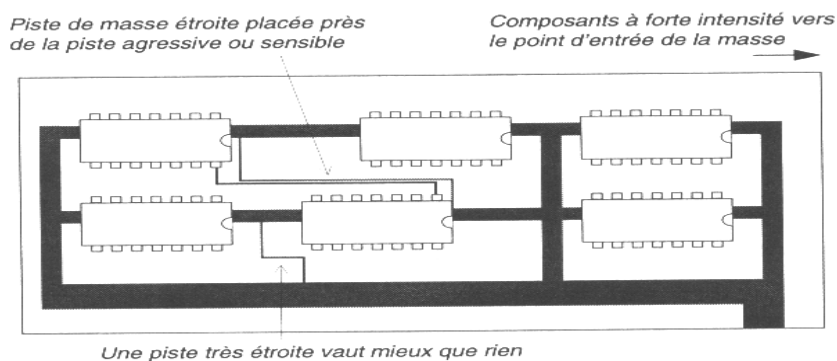
Le plan de masse est utilisé alors sous différentes configurations dont on peut citer :

### II.2.1. Plan de masse maillé

#### II.2.1.1. Structure

Le plan de masse maillé est constitué d'une suite logique de pistes de masse parallèles de chemins différents pour le retour des courants à la masse.

Le dessin d'une grille se réalise au mieux si sa structure est tracée d'abord, avant les pistes de signaux et d'alimentation. On peut suivre le système en X – Y pour les cartes à double face, les pistes dans la direction Y sur l'autre face.



**Fig. II.12 : Structure de masse en grille**

### II.2.1.2. Principe de fonctionnement

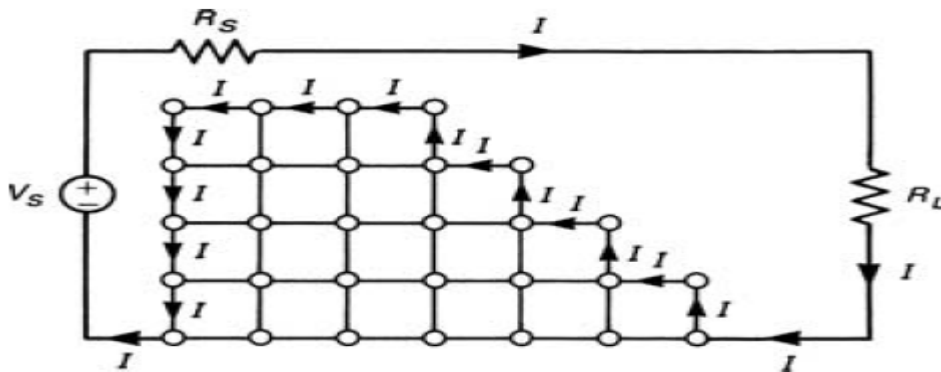


Fig. II.10 : Effet du plan de masse maillé sur chemin de retour du signal

Ce type de masse comme est montré dans le schéma de la figure ci-dessus, offre un nombre maximal de chemins différents pour le retour des signaux ; elle réduit au maximum les surfaces de boucles, donc l'inductance du chemin de retour des signaux. Cette technique permet de minimiser les émissions des courants de mode différentiel circulant dans les boucles.

### II.2.2. Plan de masse sur les circuits imprimés à doubles faces

Un plan de masse partiel est possible aussi sur les circuits imprimés à double face. Il n'est pas réalisé simplement par le remplissage en cuivre de l'espace inutilisé et la connexion à la masse; puisque l'objet du plan de masse est de fournir un chemin à basse impédance, il doit être placé au-dessus (ou en-dessous) des pistes qui ont besoin d'un chemin de retour de faible impédance.

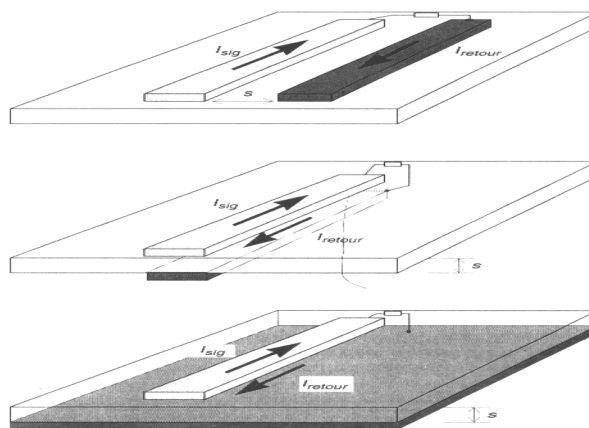
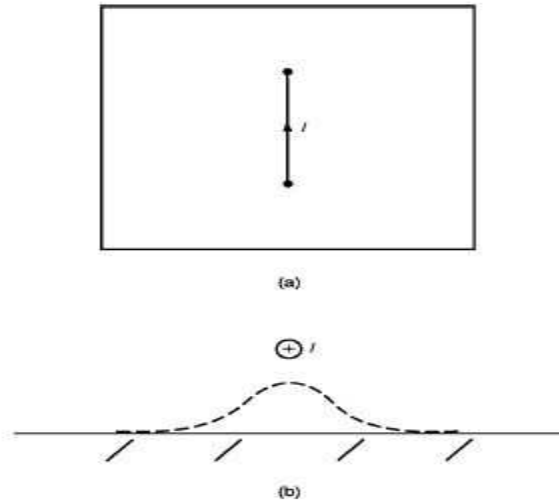


Fig. II.11 : Chemins de retour du courant

## Chapitre II : Tracé des pistes, masses et alimentations

Aux hautes fréquences, le courant de retour n'emprunte pas le chemin le plus court selon la géométrie circulaire de préférence dans le voisinage de sa piste de signal comme la montre la figure ci-dessous qui présente la distribution de courant dans le plan de masse placé sous une piste parcourue par un courant.



(a) : Piste au-dessus d'un plan de masse.

(b) : Concentration de la majorité du courant de retour au-dessus de la piste.

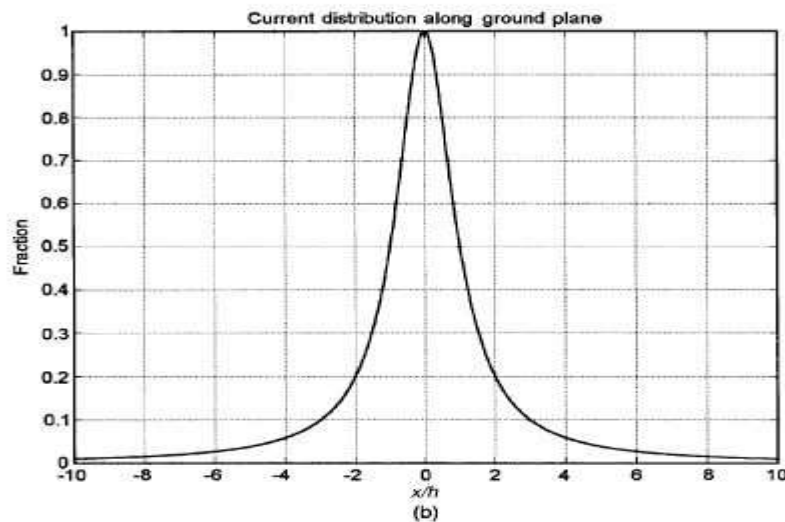


Fig. II.12 : Distribution du courant dans le plan de masse

Il n'est pas nécessaire que le plan de masse occupe toute la surface du cuivre, il est possible de le réduire en le limitant aux pistes agressives. Les figures ci-dessus illustrent l'application de la notion de plan de masse au cas limite de deux pistes parallèles identiques.

Notons que l'inductance totale de la boucle constituée par deux pistes que parcourt le même courant en sens opposés (signal et retour) est donnée pour l'équation [3]:

$$L = L_1 + L_2 - 2M \quad (\text{Equ. II.3})$$

Où  $L_1$  et  $L_2$  sont les inductances de chaque piste et  $M$  l'inductance mutuelle entre elles. L'inductance mutuelle  $M$  est inversement proportionnel à la distance entre les pistes, si les deux pistes occupent la même position,  $M$  serait égale à  $L$  et l'inductance de la boucle serait nulle.

Ainsi un écartement plus faible entre les pistes augmente l'inductance totale, comme le plan de masse véhicule les courants de retour des pistes situées au-dessus de lui, il doit en rester aussi proche que possible pour garder l'inductance minimale de la boucle.

### II.3. Méthodes de mise à la masse

Il existe trois types de mise à la masse suivant la façon dont la connexion est réalisée au niveau du plan de masse, nous distinguons les catégories suivantes [1]:

- masses connectées en un seul point (mono point ou étoile) ;
- masses connectées en plusieurs points (multipoints) ;
- connexions mixtes (hybride).

#### II.3.1. Masses connectées en un seul point (mono point ou étoile)

C'est le système le plus simple car il élimine les couplages par impédance commune et les boucles de masses à basse fréquence. Lorsque la fréquence augmente au de-là d'ordre du MHz, l'impédance très forte et des tensions de mode commun s'établissent entre les circuits (figure II.13).

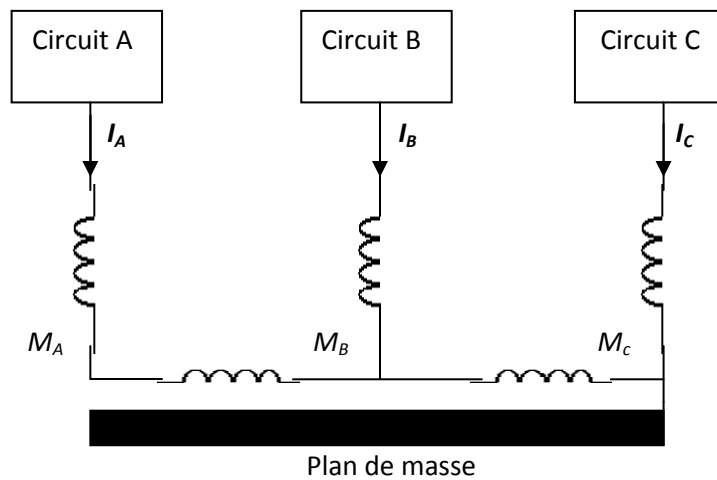


Fig. II.13 : Masse connectée en un seul point, en série

Sachant que les potentiels des masses  $M_A$ ,  $M_B$  et  $M_C$  sont décalés par rapport au potentiel du plan de masse, grâce aux chutes de tensions produites par les courants  $I_A$ ,  $I_B$  et  $I_C$  sur les impédances des connexions.

En négligeant les couplages mutuels, on aura :  $V(M_A) > V(M_B) > V(M_C)$ .

Nous pouvons déduire que le circuit le plus critique (en susceptibilité électromagnétique) doit être mis au point C. Une autre possibilité consiste à connecter les circuits en parallèle comme est indiqué à la figure suivante.

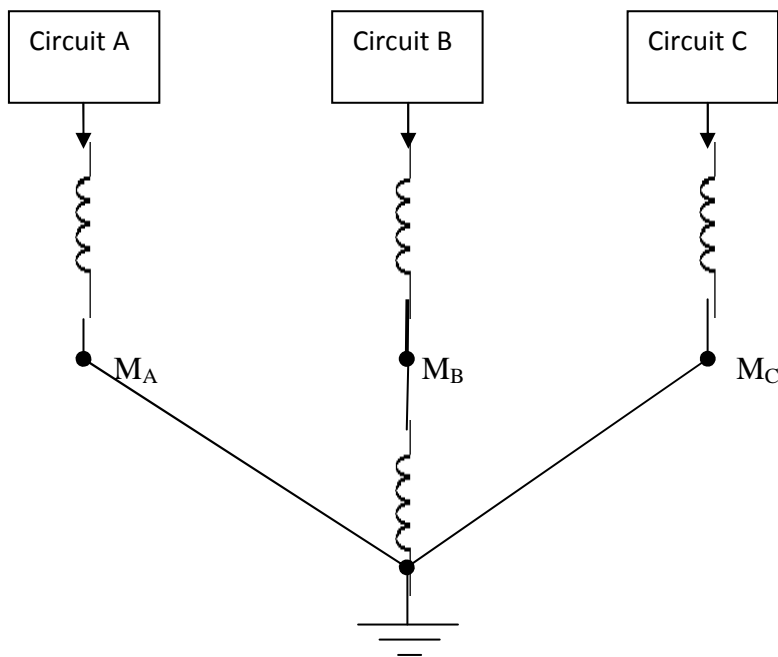


Fig. II.14 : Masse connectée en seul point (en étoile)

Dans ce cas, il n'existe pas de couplage produit par les courants traversant le même fil de masse, mais l'inconvénient est l'impédance des conducteurs de masse qui dépend directement de leurs longueurs.

### II.3.2. Masses connectées en plusieurs points (multipoints)

Les plans de masses individuels des circuits ou modules sont reliés au plan de masse en plusieurs points à l'aide de connexions courtes afin de limiter les tensions de mode commun. Sa configuration est donnée par la figure ci-dessus.

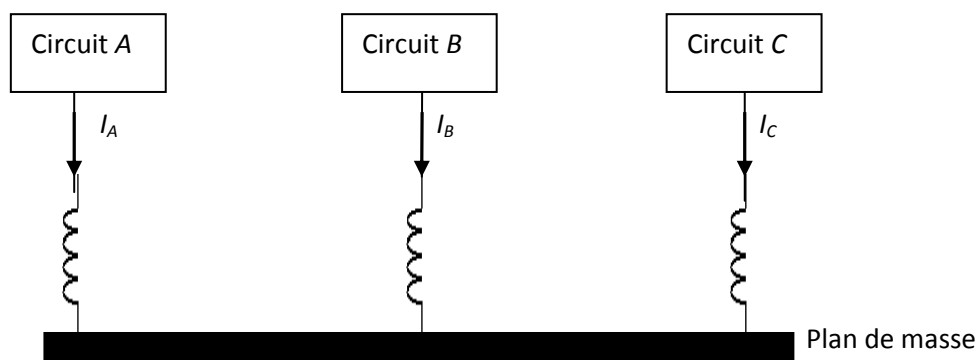


Fig. II.15 : Masse connectée en plusieurs points

Les avantages sont la séparation des courants et l'utilisation du plan de masse, qui remplace les fils reliant les masses locales à la masse générale pour diminuer l'inductance parasite.

### II.3.3. Connexion mixte (Hybride)

Le mode hybride est la combinaison entre la connexion en un seul point (étoile) pour les plus basses fréquences et la connexion en plusieurs points pour les fréquences les plus élevées. A titre d'exemple deux possibilités sont présentées.

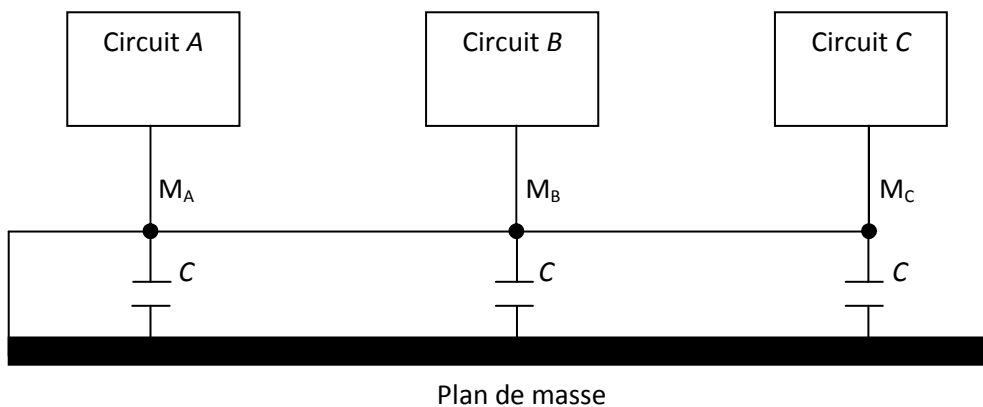


Fig. II.16 : Connexion mixte, seul point en BF, et en plusieurs points en HF

### II.3.4. Configuration des masses des entrées / sorties

Les techniques de découplage et de blindage en vue de réduire les courants de mode commun sur les câbles requièrent les uns et les autres une surface de masse « propre », qui ne soit pas contaminée par du bruit d'origine interne. Cela forme la structure de masse à faible impédance de transfert pour le câble d'interface.

Prévoyez alors une masse propre en groupant les lignes d'entrées / sorties dans une même zone et en connectant leurs blindages et condensateurs de découplage à une masse séparée dans cette zone.

La masse propre peut être une zone séparée du circuit imprimé comme celle de la figure ci-dessous, ou une plaque métallique sur laquelle sont montés les connecteurs.

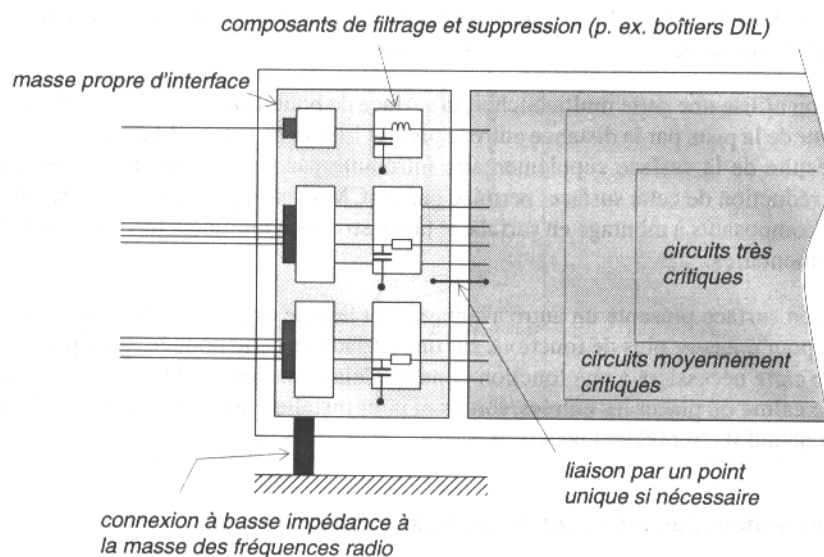


Fig. II.17 : Masse propre d'un circuit imprimé

## Chapitre II : Tracé des pistes, masses et alimentations

La masse extérieure (qui ne peut être que la terre de protection du secteur) et le coffret métallique, seront connectés éventuellement à cet endroit aussi, par une liaison à faible inductance. La figure ci-dessous représente une disposition typique pour une carte qui comporte des sections numériques et analogique et des interfaces.

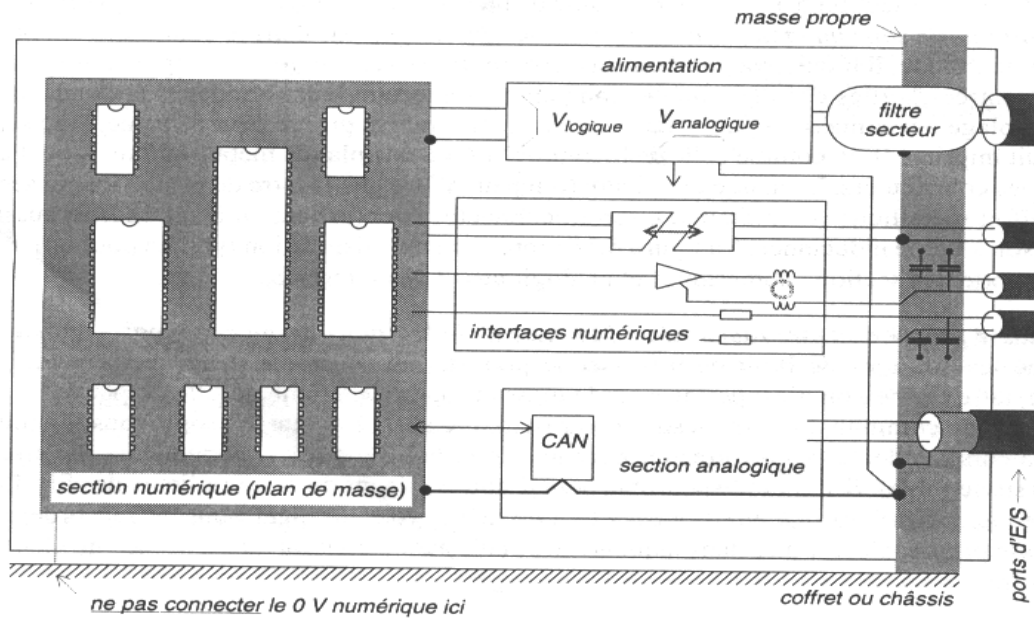


Fig. II.18 : Mise à la masse des interfaces

Cette masse propre doit être raccordée à la masse de la logique interne en un point unique. Cela empêche les courants de bruit de traverser le plan de masse propre et de le « contaminer ». Aucune connexion n'est permise sur la masse propre. De même qu'elle empêche les émissions de mode commun ; cette disposition court - circuit à la masse propre tous les courants perturbateurs incidents (transitoires ou à fréquence radio), ce qui les empêche de traverser les circuits susceptibles. S'il est indispensable pour d'autres raisons de placer ailleurs des fils d'interface avec le circuit imprimé, il faut les raccorder tous à la masse propre, c'est-à-dire dans laquelle ne circule aucun courant.

On peut assurer le respect de ces prescriptions en réservant en bordure du circuit imprimé une zone de masse propre, avec les composants résistifs, capacitifs et inductifs de filtrage et de suppression, et en séparant de cette zone le circuit zéro volt, soit absolument ou par une connexion unique. Les circuits à fréquence radio doivent être bien séparés de la zone des entrées / sorties.

### II.3.5. Règles de la mise à la masse

- identifier les circuits à forte variation d'intensité  $di/dt$  (pour les émissions) : horloges, tampons / pilotes de bus, oscillateurs de puissances ;
- identifier les circuits sensibles (pour la susceptibilité) : analogiques à bas niveau, données numériques rapides ;
- ramener au minimum leur inductance de masse en réduisant la longueur de la surface englobée, en installant un plan de masse, en éloignant les circuits critiques du bord du plan ;
- s'assurer que les bruits de masse intérieurs et extérieurs ne peuvent pas se coupler dans le système ni en-dehors : incorporer une masse d'interfaces propre ;
- diviser le système de façon à maîtriser les courants de mode commun entre les sections ;
- créer, entretenir et appliquer un plan des masses.

### II.4. Tracé des alimentations

Le tracé des alimentations doit être réalisé de façon à maîtriser deux paramètres importants :

- Réduire le bruit d'alimentation en mode différentiel ;
- minimiser le bruit de masse en mode commun.

#### II.4.1. Impédance d'alimentation par piste

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

Examinons ce phénomène à travers les exemples suivants.

##### a. Application : calcul du bruit d'alimentation

Une porte HC MOS consomme à la commutation un courant de 50mA (courant de sortie + courant de surconsommation) en 3.5 ns.

## Chapitre II : Tracé des pistes, masses et alimentations

La longueur totale de la piste entre le condensateur de découplage et le boîtier est de 6 cm.

Le bruit d'alimentation est égal à :  $U = L \Delta I / \Delta t$

Où  $U$  est le bruit d'alimentation (en V),  $L$  la self de la piste (en H) et  $\Delta I / \Delta t$  est le courant de consommation / temps de transition (en  $A.s^{-1}$ ).

Une piste présente une self de  $10 \text{ nH.cm}^{-1}$ .

$$U = 60 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^{-3} / 3.5 \times 10^{-9} = 850 \text{ mV}$$

Le bruit d'alimentation généré correspond environ à la marge de bruit statique du boîtier. Rappelons que le calcul effectué pour une seule porte. IL est bien évidemment inacceptable pour espérer un fonctionnement global satisfaisant de la carte.

L'impédance d'une piste de circuit imprimé peut être réduite en modifiant sa géométrie et en lui donnant la forme d'une « épingle à cheveux ». L'alimentation d'une carte se comporte en mode différentiel comme un conducteur en épingle à cheveux.

Afin de diminuer le bruit d'alimentation, les conducteurs + et - doivent être routés le plus proche possible l'un de l'autre comme c'est montré ci-dessous.

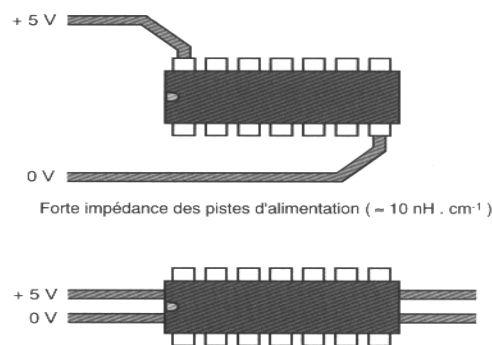


Fig. II.19 : Tracé des pistes d'alimentation

Effectuons une application numérique en reprenant l'exemple précédent :

### b. Application numérique

Rappelons qu'un boîtier HC MOS consommant 50 mA en 3.5 ns génère un bruit de 850 mV, lorsque la longueur totale de la piste d'alimentation est de 6 cm.

Le tracé est modifié et l'alimentation est maintenant routée avec piste de 5 V contre piste de 0V. La longueur des pistes est de 0.8 mm, la distance entre pistes (bord à

bord) est de 0.2 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 :  $U = L \Delta I / \Delta t$

La distance entre piste centre à centre est de :  $0,2 + 2 \times (0.8/2)$ , d'où  $d=1$

La self de la piste vaut :

$$d/\omega = 1.25 \Rightarrow L = 5.1 \text{ nH.cm}^{-1} \times 6 \text{ cm} = 30.6 \text{ nH}$$

$$U = 30.6 \times 10^{-9} \times 50 \times 10^{-3} / 3.5 \times 10^{-9} = 170 \text{ mV}$$

Alors on constate des résultats, qu'une simple précaution de pistage permet de réduire le bruit d'alimentation d'un facteur 5.

### II.4.2. Alimentation par plan

Lorsque l'alimentation est assurée par des plans, le bruit d'alimentation est réduit.

Reprenons les exemples précédents et effectuons le calcul de du bruit d'alimentation lorsque la carte comporte un plan de masse et un plan d'alimentation. Rappelons que le courant consommé est de 50 mA en 3.5 ns (ce qui correspond à une fréquence équivalente de 100 MHz).

L'impédance d'un carré à 100 MHz vaut :  $Z_{\square} = 4 \text{ m}\Omega$  et  $Z_{total} = 4 \times 2 = 8 \text{ m}\Omega$

Le bruit d'alimentation est :  $U = 8 \text{ m}\Omega \times 50 \text{ mA} = 0.4 \text{ mV}$

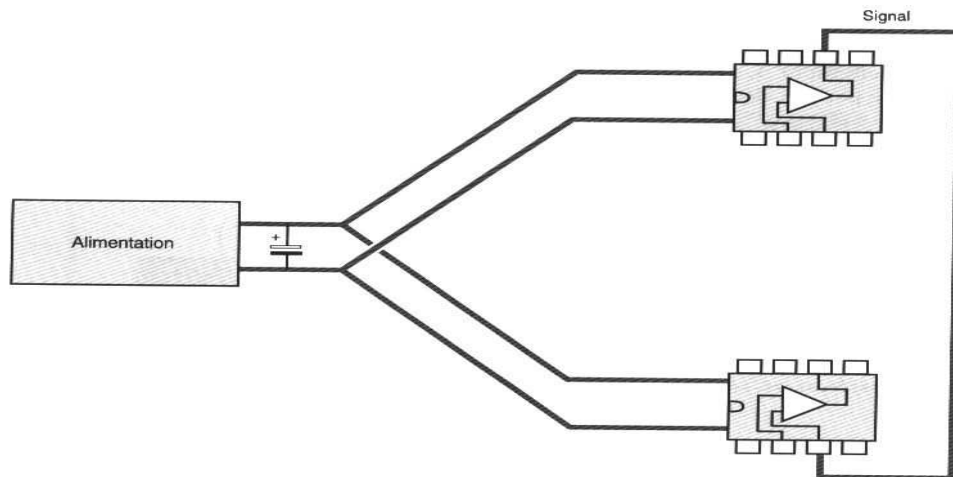
On remarque par rapport à une alimentation par piste, l'utilisation d'une carte multicouche à plan de d'alimentation permet de réduire le bruit d'alimentation d'un facteur 2 000.

Les courants de commutation ainsi que les temps de montées des familles logiques récentes (AC MOS, FAST) imposent en pratique une alimentation par plan si l'on veut conserver un niveau de bruit acceptable sur les cartes. Cette remarque est également vraie pour les cartes d'acquisition bas niveau ou seule la très faible impédance d'un plan permet de garantir un niveau de bruit très faible compatible avec les signaux mesurés .

### II.4.3. Alimentation d'une carte 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 rejection de bruit sur l'alimentations est faible.



**Fig. II.20 : Alimentation en étoile**

On doit 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 II.20).

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

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

Afin de réduire ces deux couplages, l'alimentation doit être chaînée (figure II.21). 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 alimentation.

Pour limiter la circulation des courants perturbateurs dans les parties sensibles, la chaîne est alimentée à partir de l'étage le plus bruyant.

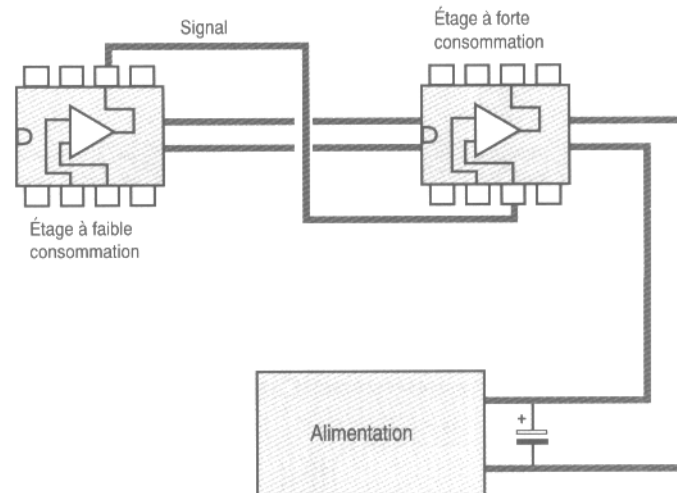


Fig. II.21 : Chainage des alimentations

Toutes les alimentations (+, -, masse) doivent être chaînées et un découplage au niveau de chaque étage est conseillé afin de limiter le bruit en mode différentiel.

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. L'équipotentialité doit être assurée entre étages.

#### II.4.4. Alimentation des cartes numériques

Pour les cartes numériques, les échanges multiples entre les différents boîtiers ne permettent pas de définir une progression d'étage à étage. L'équipotentialité doit être alors globale. Par ailleurs, les courants forts  $di/dt$  des cartes numériques sont plus importants que ceux des cartes analogiques.

Pour une carte numérique, l'alimentation se composera donc au minimum d'un réseau maillé. On placera sur une face 0V et 5V côte à côte et on réalisera ensuite un maillage en roulant les mêmes pistes perpendiculairement sur l'autre face (figure II.22) [5].

On obtient ainsi une réduction de l'impédance en mode différentiel par l'effet d'épingle à cheveux entre 0V et 5V et une réduction de l'impédance en mode commun par le maillage du 0V. Le nombre de mailles sur la carte doit être environ égale au nombre de boîtiers.

Le maillage doit être prolongé jusqu'en bord de carte.

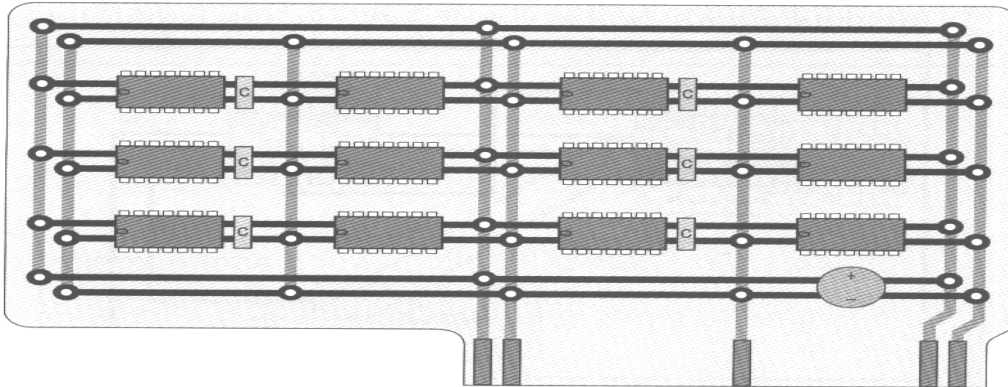


Fig. II.22 : Maillage d'une carte numérique.

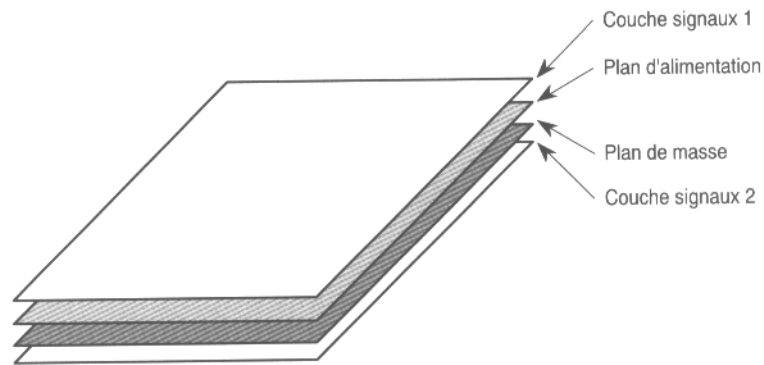
Pour les cartes numériques multicouches, l'utilisation d'un plan de 5V et d'un plan de 0V est très fortement conseillée. Afin de conserver la faible impédance d'un plan impédance de cuivre, aucune piste ne doit être placée dans ces plans.

Lorsque pour une raison d'encombrement les couches signaux ne peuvent recevoir les dernières pistes, celles-ci seront placées préférentiellement dans le plan de 5V. Lorsque malgré tout le plan de masse comporte une fente, de nombreuses précautions doivent être prises.

Toute piste qui enjambe cette fente accompagnée par une passerelle connectée au 0V. Par précaution, la fente doit être couturée régulièrement (environ tout les 15cm) par des liaisons courtes. La solution la plus simple consiste, à ne pas fendre le plan de masse.

La disposition des plans d'alimentations (figure II.23) [5] 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 importants
- Des plans externes permettent de blinder la carte mais les couches signaux doivent obligatoirement être routées en X/Y pour limiter la diaphonie. Par ailleurs, la configuration stripline ainsi obtenue va abaisser l'impédance caractéristique des pistes.

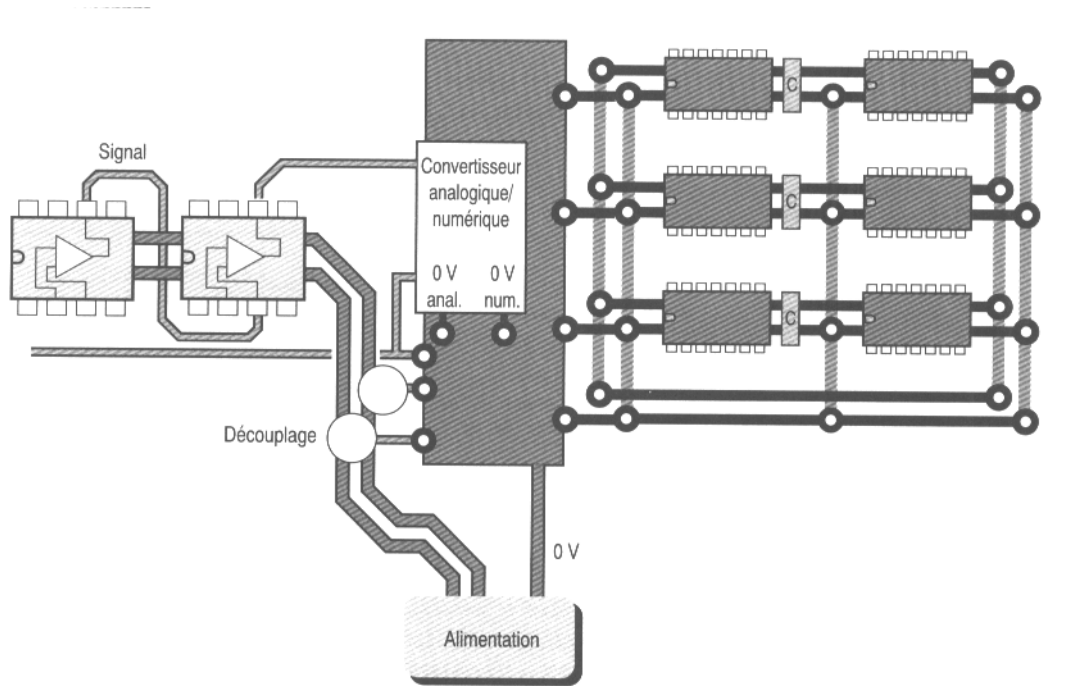


**Fig. II.23 : Répartition des plans.**

### **II.4.5. Alimentation des cartes mixtes**

Le bon fonctionnement des cartes mixte est directement lié au tracé des alimentations (figure II.24). Deux types d'électronique, l'un plutôt sensible et l'autre plutôt bruyante, doivent cohabiter et dialoguer sur la même carte.

La maîtrise des différentes perturbations sur une carte mixte passe par un placement adéquat des composants. On doit pouvoir distinguer en regardant la carte ; les zones analogiques et zones 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.



**Fig. II.24 : Principe d'alimentation d'une carte mixte**

Pour les cartes doubles face, chaque partie est dans un premier temps traitée séparément en réalisant un maillage de la partie numérique et un chaînage de la partie analogique. Les masses analogiques et numériques sont ensuite raccordées au niveau de l'échange des données, sous les convertisseurs analogique / numérique. La partie analogique est alimentée via la partie numérique. Un découplage de l'alimentation en mode différentiel est nécessaire 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 envisageable. La première consiste à réaliser deux plans de masse qui seront reliés par languette de raccordement au niveau des convertisseurs analogique / numérique. Cette méthode permet de mieux maîtriser les courants dans chaque zone mais elle présente un énorme inconvénient. On ne doit avoir aucune piste qui coupe la fente ainsi créée ou alors toutes les précautions énumérées plus haut doivent être respectées.

La meilleur solution (et la seule en pratique surtout des qu'il y a plusieurs convertisseurs) consiste donc à n'utiliser qu'un seul plan de masse continue pour toute la carte (figure II.25).

La séparation des parties analogiques et numériques au niveau du placement des permettra de maîtriser la circulation des courants dans chaque partie. Un seul plan de

## Chapitre II : Tracé des pistes, masses et alimentations

masse ne veut pas dire que tous les signaux peuvent se mélanger. Le zonage des parties analogiques et numérique doit être conservé. Les connecteurs doivent être placés de façon à ce que les courants d'alimentation bruyants (à fort  $dI/dt$ ) ne traversent pas les zones sensibles.

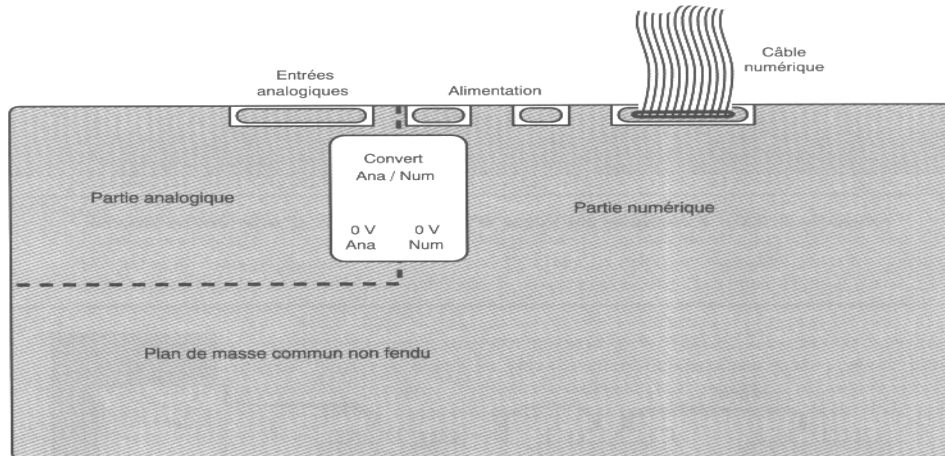


Fig. II.25 : Exemple de plan de masse d'une carte mixte

Pour les alimentations, on ne peut en pratique avoir une couche par tension d'alimentation plan d'alimentation est alors séparé en plusieurs zones (figure II.26). La partie numérique est alimentée par un plan de 5V et dans la partie analogique, l'alimentation est assurée soit par les zones d'alimentation, soit par chaînage. Certains composants comme les multiplexeurs traitent à la fois des signaux analogiques et des signaux numériques. Ces composants sont préférentiellement placés dans la partie analogique. La masse de 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 0V raccordée à la masse aux deux extrémités (figure II.27).

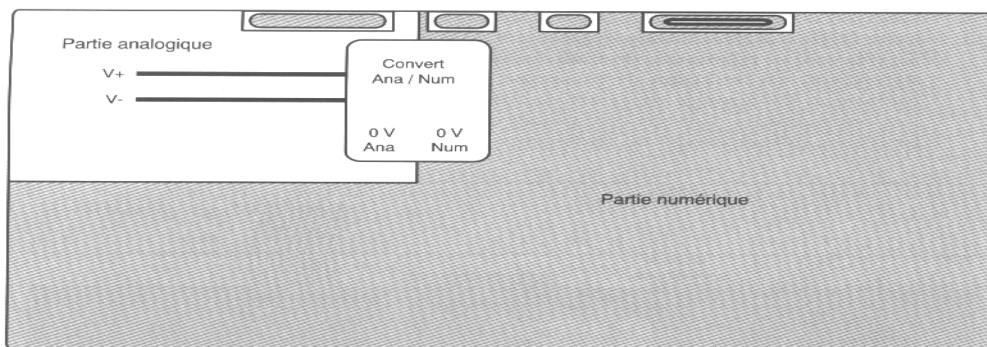
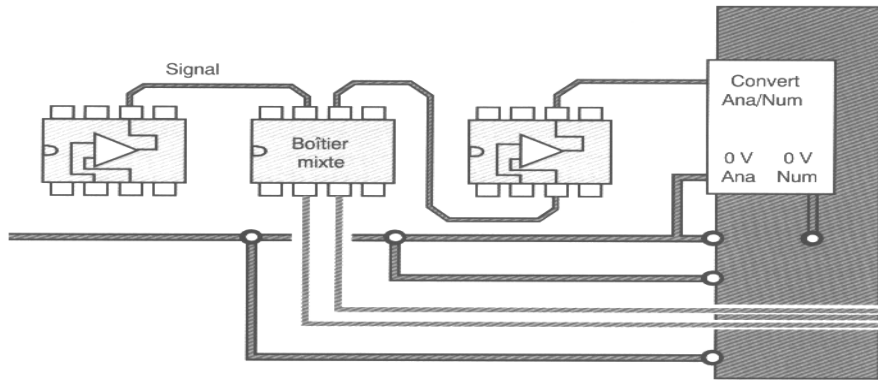


Fig. II.26 : Exemple de plan d'alimentation d'une carte mixte



**Fig. II.27 : Utilisation des composants mixtes.**

### Conclusion

Le tracé des pistes, des masses et des alimentations dans un circuit imprimé doit toujours être étudié puis réalisé avec le souci de minimiser les effets des perturbations électromagnétiques au niveau de la carte.

Chapitre III



---

## **Blindage et connecteurs**

---

### III.1. Blindage

Un blindage ou un écran électromagnétique est une enveloppe conductrice qui sépare l'espace en deux régions, l'une contenant des sources de champs électromagnétiques, l'autre non.

L'objectif d'un blindage est soit de protéger les circuits placés à l'intérieur de l'enceinte contre les champs électrique et magnétique externes, soit de confiner les champs générés par les circuits à l'intérieur de l'enceinte, évitant ainsi tout rayonnement sur d'éventuelles victimes externes.

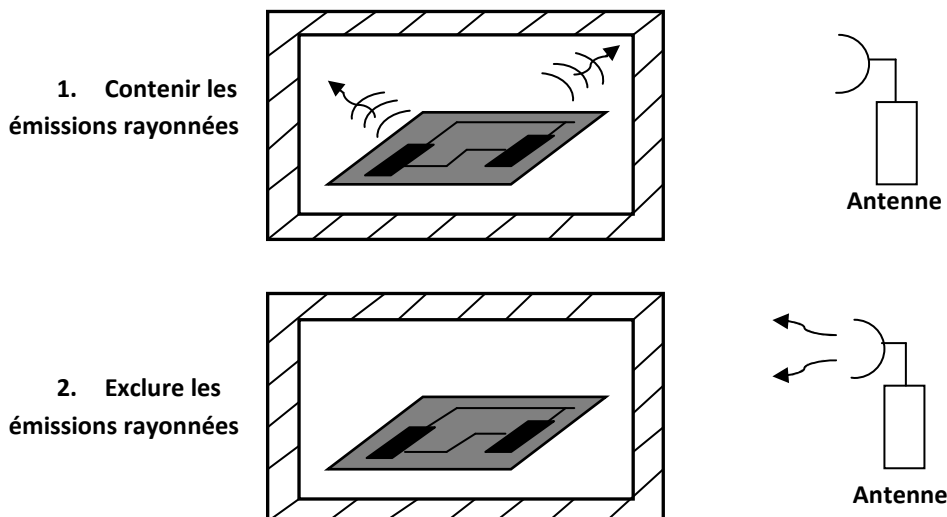


Fig. III.1 : Les deux fonctions du blindage

Blinder implique que l'on place une surface conductrice autour des parties critiques du circuit de telle sorte que le champ électromagnétique qui se couple avec le blindage soit atténué par une combinaison de réflexion et d'absorption. L'écran peut être un boîtier tout en métal s'il faut une protection jusqu'aux basses fréquences mais aux hautes fréquences (>30 MHz) est suffisante, un revêtement fin et conducteur, déposé sur du plastique, convient.

## III.1.1. Théorie du blindage :

### a. Réflexion et absorption

Un champ électrique alternatif qui frappa une paroi conductrice de longueur infinie induira un flux de courant dans cette surface de la paroi qui à son tour produira une onde réfléchie de sens opposé.

L'amplitude de l'onde réfléchie détermine les pertes par réflexion de la paroi. Comme les parois de blindage ont une conductivité finie, une partie de ce flux pénètre dans la paroi et une fraction de celle-ci apparaîtra de l'autre côté de la paroi ou elle produira son propre champ (figure III.2).

Plus la paroi est épaisse, plus l'atténuation du courant à travers elle est grande. Les pertes par absorption dépendent de l'« épaisseur de peau » dans la paroi. Les champs sont atténués de 8,6 dB ( $1/e$ ) à chaque pénétration de l'épaisseur de peau.

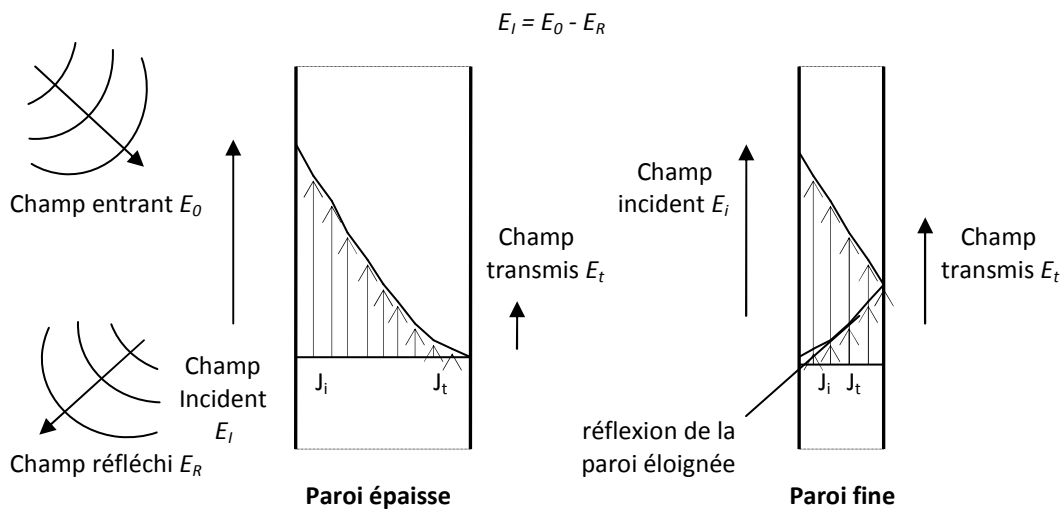


Fig. III.2 : Réflexion et absorption dans une barrière infinie

### b. Perte par réflexion R

Les pertes par réflexion R dépendent du rapport entre l'impédance d'onde et l'impédance de la barrière, cette dernière est une fonction de sa conductivité, de sa perméabilité et de fréquence. Les matériaux très conducteurs comme le cuivre et

l'aluminium ont des pertes par réflexion du champ électrique E supérieures à celles de matériaux moins conducteurs comme l'acier.

Lorsque la fréquence augmente, les pertes par réflexion diminuent pour le champ E et augmente pour le champ H.

Onde plane	$R = 168 - 10 \log_{10} \left( (\mu_r / \sigma_r) \cdot F \right)$	dB	(Equ. III.1)
------------	--	----	--------------

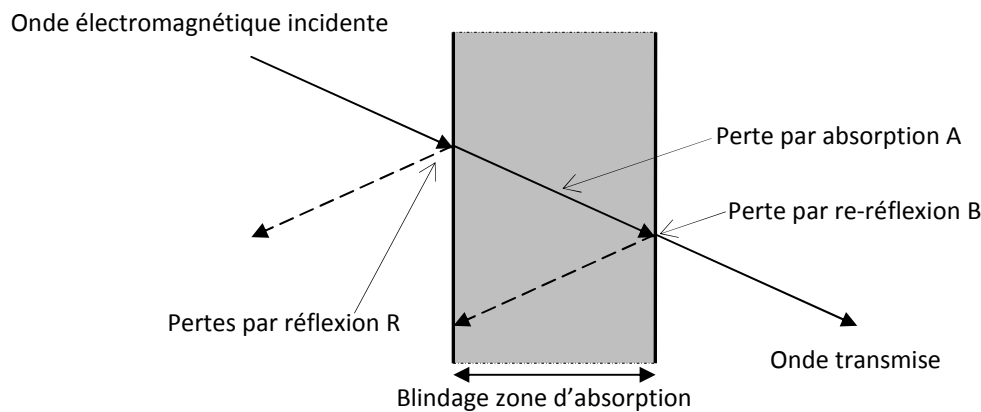
Champ électrique	$R_E = 322 - 10 \log_{10} \left( (\mu_r / \sigma_r) \cdot F^3 \cdot r^2 \right)$	dB	(Equ. III.2)
------------------	--	----	--------------

Champ magnétique	$R_H = 14,6 - 10 \log_{10} \left( (\mu_r / \sigma_r) \cdot F \cdot r^2 \right)$	dB	(Equ. III.3)
------------------	---	----	--------------

Les pertes re-réflexion B sont insignifiantes dans la plupart des cas où les pertes A sont supérieures à 10 dB, mais elles deviennent importantes pour les barrières fines aux basses fréquences.

$$B = 20 \cdot \log_{10} \left( 1 - e^{-2\sqrt{2}(t/\delta)} \right) \quad \text{dB} \quad \text{(Equ. III.4)}$$

$t$  : l'épaisseur du blindage et  $\delta$  : la profondeur de pénétration en mètres.



**Fig. III.3 : Réflexion et transmission dans un blindage**

### c. Perte par absorption A

Les pertes par absorption dépendent de l'épaisseur de la barrière et de son épaisseur de peau ; elles sont les mêmes pour le champ électrique, magnétique ou l'onde plane. L'épaisseur de peau à son tour dépend des propriétés de la barrière ; par contraste avec les pertes par réflexion, l'acier offre une absorption supérieure à celle du cuivre pour une même épaisseur.

Pour un blindage d'épaisseur  $t$ , on peut alors calculer le facteur d'absorption :

$$A = 8,69 \frac{t}{\delta} = 132 \cdot \sqrt{\mu_r \sigma_r F} \quad \text{dB} \quad (\text{Equ. III.5})$$

$\delta$  est la profondeur de pénétration, soit la distance à laquelle l'onde a été atténuée d'un facteur  $e$ . Elle dépend de la fréquence  $F$ , de la perméabilité  $\mu$  et de la conductivité  $\sigma$ .

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{2\pi F \mu \sigma}} = \frac{0,066}{\sqrt{\mu_r \sigma_r F}} \quad \text{mètres (m)} \quad (\text{Equ. III.6})$$

### III.1.2. Efficacité d'un blindage $SE$

L'efficacité de blindage d'une barrière conductrice décrit le rapport entre l'intensité du champ sans barrière et l'intensité du champ lorsque la barrière est en place. Elle peut être exprimée sous la forme d'une somme de pertes (pertes par réflexion, pertes par absorption et pertes de re-réflexion).

$$SE \text{ (dB)} = R \text{ (dB)} + A \text{ (dB)} + B \text{ (dB)} \quad (\text{Equ. III.7})$$

On définit aussi l'efficacité d'un blindage comme le rapport en dB entre l'énergie de l'onde incidente sur l'énergie de l'onde transmise. Elle représente donc l'atténuation de l'onde :

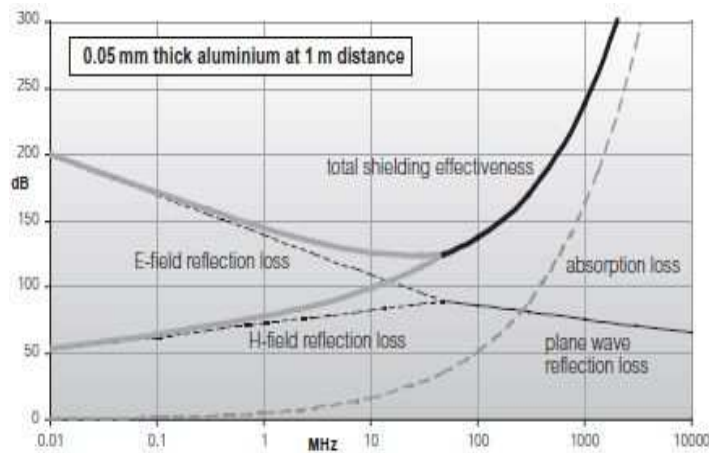
$$SE = 20 \cdot \log \frac{E_i}{E_t} = 20 \cdot \log \frac{H_i}{H_t} \quad (\text{Equ. III.8})$$

### III.1.3. Ouverture dans les blindages

#### a. Effet des ouvertures

Les courbes d'efficacité de blindage sur la figure III.4 semblent indiquer qu'une atténuation de 200 dB et plus est facile à obtenir en utilisant des épaisseurs raisonnables de matériaux ordinaire. En fait, l'efficacité réelle du blindage n'est pas

déterminée par les caractéristiques du matériau mais elle est limitée par les ouvertures et les discontinuités nécessaires dans le blindage.



**Fig. III.4 : Efficacité de blindage en fonction de la fréquence pour une feuille d'aluminium**

On aura besoin des ouvertures pour la ventilation, l'accès aux commandes et à l'interface, et pour indicateur optiques ; les joints, c'est-à-dire les discontinuités aux connexions entre chaque partie conductrice, se comportent également comme des ouvertures.

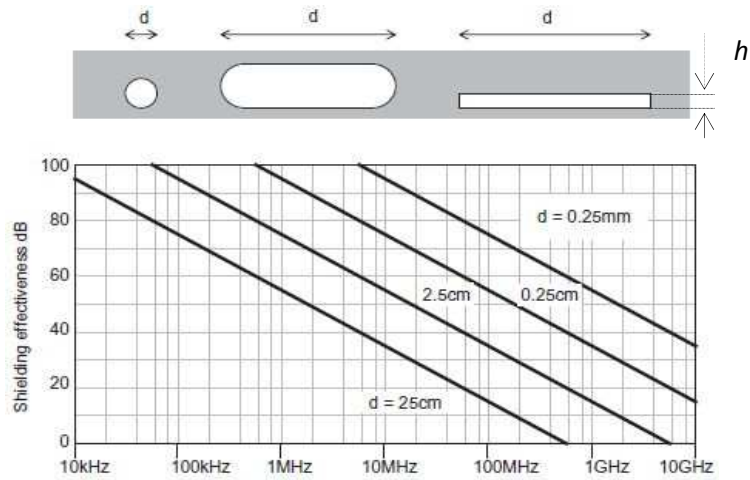
L'efficacité du blindage ( $SE$ ) en fonction des ouvertures est directement proportionnelle au rapport entre la dimension de l'ouverture la plus longue et la fréquence, avec une efficacité nulle lorsque  $\lambda = 2L$  :

$$SE = 20 \log \left( \frac{\lambda}{2L} \right) \quad (\text{Equ. III.9})$$

Une autre théorie qui suppose que les petites ouvertures rayonnent comme une combinaison de dipôles électriques et magnétiques prédit une dégradation constante de l'efficacité du blindage la fréquence dans le champ proche et une dégradation proportionnelle à  $F^2$  dans le champ lointain. Cette théorie affirme que l'efficacité du blindage dépend du cube de la dimension de l'ouverture et aussi de la distance entre le point de mesure et l'ouverture (figure III.5), et l'efficacité est calculée par :

$$SE(\text{dB}) = 100 - 20 \log [d_{\text{mm}} \cdot F_{\text{MHz}}] + 20 \log [1 + \ln(d/h)] \quad (\text{Equ. III.10})$$

(pour  $d \leq \lambda/2$ ,  $\gg$  épaisseur)

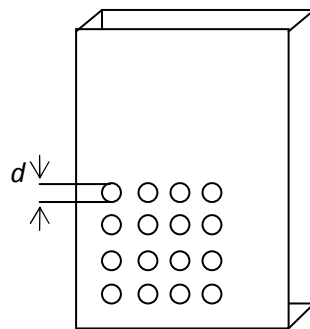


**Fig. III.5 : Dégradation de l'efficacité du blindage à cause des ouvertures**

## b. Fenêtres et fentes d'aération

### b.1. Réseau d'ouvertures

Réseau d'ouverture de mêmes dimensions sont réparties à des distances inférieures à la longueur d'onde (par exemple un réseau de fentes de ventilation).



**Fig. III.6 : Réseau d'ouverture sur un boîtier**

La réduction d'efficacité du blindage est approximativement proportionnelle à la racine carrée du nombre  $N$  d'ouverture :

$$SE = 20 \cdot \log \left( \frac{\lambda}{2d\sqrt{N}} \right) = 20 \cdot \log \frac{\lambda}{2d} - 10 \cdot \log(N) \quad (\text{Equ. III.11})$$

Par contre si les ouvertures sont des faces différentes du blindage, le rayonnement se fait dans des directions différentes et il n'y a pas cumulation. Il est donc avantageux de chercher à répartir les ouvertures sur les faces du blindage.

### b.2. Ouverture en nid d'abeilles

Pour des besoins de ventilation des boîtiers blindés, on utilise souvent la technique des ouvertures en "nid d'abeille" (figure III.7). Cette structure utilise le principe des guides d'onde appliqués à chaque cellule du nid de la structure.

L'efficacité de blindage totale pour un nombre de cellules  $n$  est donné par :

$$SE = 20 \cdot \log\left(\frac{f_c}{f}\right) - 10 \cdot \log n + 27,3 \frac{t}{d} \quad (\text{Equ. III.12})$$

$d$  étant le diamètre du guide d'onde circulaire,  $t$  la longueur du guide,  $\lambda$  la longueur d'onde (minimum) de l'onde perturbatrice,  $n$  nombre total des cellules et  $f > f_c / 10$ .

Si l'on approche les cellules hexagonales par des guides d'onde circulaires, une efficacité d'environ 100 dB peut être obtenue jusqu'aux fréquences correspondent à :

$$d \leq \lambda / 3,4 \qquad t \geq 3d$$

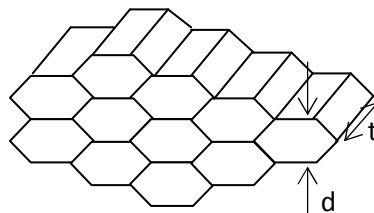
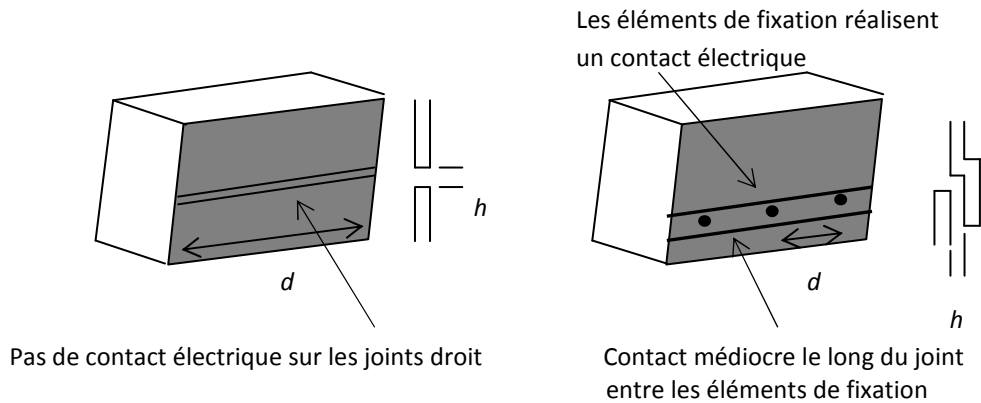


Fig. III.7 : Ouvertures en nid d'abeille

### c. Effet des joints

Les joints réduisent l'efficacité du blindage, de presque autant que les ouvertures (figure III.8), la dimension «  $d$  » détermine l'efficacité du blindage, modifier par le jeu de l'assemblage «  $h$  ».

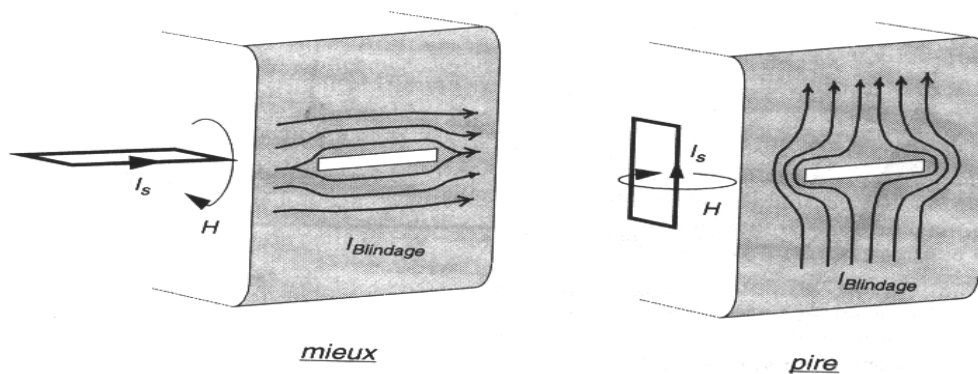


**Fig. III.8 : Joints entre les panneaux de boîtier**

Le rapport entre la largeur  $d$  de l'élément de fixation et le jeu de l'assemblage  $h$  peut être suffisant pour améliorer le blindage, de 10 à 20 dB mais pas plus, par apport à celui d'une grande ouverture.

#### **d. Jointure et orientation d'une ouverture**

Une ouverture longue ou une jointure étroite aura plus de d'effet sur le courant qui circule dans à la perpendiculaire que celui qui circule parallèlement, de plus l'orientation des conducteurs sensibles ou émissifs à l'intérieur du blindage est important.



**Fig. III.9 : Boucle de courant en fonction de l'orientation de l'ouverture**

Les ouvertures et les joints dans un blindage d'un circuit imprimé doivent être alignés parallèlement à ce plan plutôt que perpendiculairement. Ca permettra

d'obtenir une amélioration de 10 dB mais pas plus, puisque la géométrie des conducteurs interne n'est jamais plane. Le couplage du champ de fuite du aux discontinuités du joint est important près du blindage, il est préférable de ne pas faire cheminer les câbles internes près des ouvertures ou des joints.

### II.1.4. Plan image

Si le dessin d'un circuit imprimé est médiocre est si on n'est pas en position de le réviser, le plan image peut être un truc utile.

Le plan image est un blindage partiel mais en fait son mode de fonctionnement est différent de celui d'un blindage. Le plan image n'est qu'un plan conducteur, typiquement constitué d'une couche de plastique métallisé aux fins d'isolation, placé aussi près que possible de la face inférieur du circuit (figure III.10-a).

Ce plan aura au moins la même taille que le circuit imprimé et il est préférable qu'il soit plus grand de façon à chevaucher les bords, en particulier ceux où seront placés des pistes critiques.

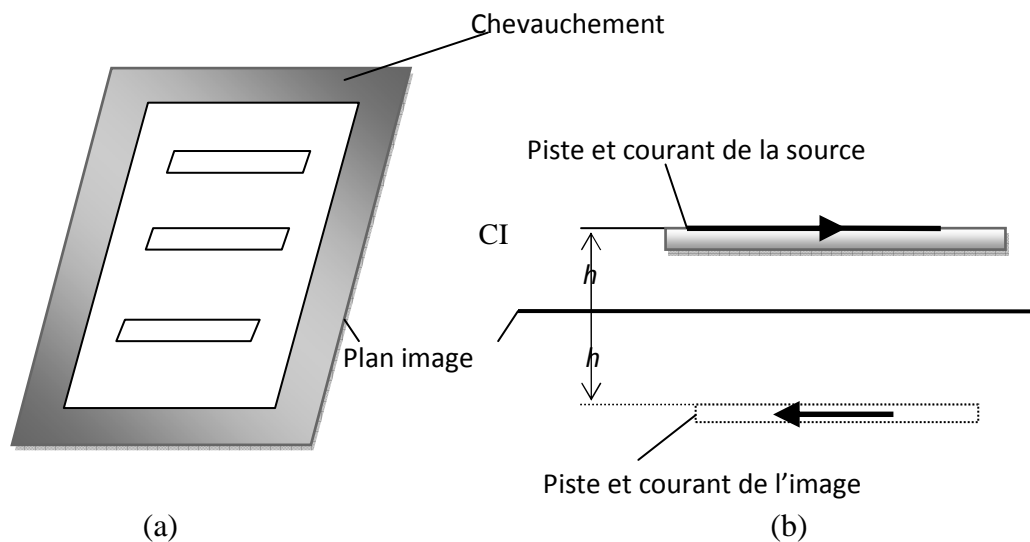


Fig. III.10 : Plan image sous un circuit imprimé

#### a. Circuits imprimés sans fils externe

Si le circuit imprimé n'a pas de connexions externes, le plan image peut être électriquement flottant : il n'est pas nécessaire de relier ensemble le circuit et le plan.

Dans ce cas, les émissions rayonnées par la carte à son tour sont principalement dues aux courants de mode commun qui circulent sur les différentes pistes.

Ajouter un plan image crée une réflexion fantôme de ces courants réellement située à la position « image » sur le coté opposé du plan (figure III.10-b).

Ces courants images ont une polarité inverse de celle des courants sources. L'effet de l'ensemble est le suivant :

- Les émissions rayonnées par les courants sources sont partiellement annulées par les émissions presque égales mais opposées rayonnées par les courants images.
- Plus le plan est proche du circuit imprimé (la distance  $h$  sur la figure III.10-b), plus cette annulation est efficace, puisque l'écart entre la source et l'image est égale à  $2h$ .

Le plan est plus efficace dans la réduction des émissions si le circuit imprimé initial est mal dessiné, c'est-à-dire s'il comporte de grandes surfaces de boucle. Dans ce cas, le plan sera souvent amené beaucoup plus près du circuit, à une distance inférieure à celle qui sépare les chemins de signal et de retour sur le circuit.

D'un autre coté, avec un circuit bien dessiné, en particulier un circuit avec plan de masse déjà intégré, ajouter un plan image aura peu d'effet à moins que pour une certaine raison, des courants de mode commun élevés traversent le circuit.

### **b. Circuits imprimés avec des câbles connectés**

Un autre effet du plan image est de réduire l'inductance de chaque piste, y compris des pistes de masse, grâce au couplage mutuel de chaque piste avec son image. Cela conduit à une diminution des tensions de bruit de fond développées le long des pistes, et cela, à son tour, réduira les émissions dues aux courants de mode commun injectés dans les câbles connectés. Comme précédemment, la réduction est plus notable lorsque le dessin du circuit est mauvais et que la piste de masse initiale présente une inductance élevée ; toutefois même dans ce cas, la réduction n'est que de quelque dix pourcent, rarement plus de 6 dB.

Si le plan image n'est plus flottant mais connecté à la piste de retour de la masse sur le circuit imprimé au même point que le câble connecté, alors il existe un chemin de retour de mode commun créé et le retour résultant injecté dans le câble est proche de zéro. Cela induira une baisse significative des émissions. Dans la pratique, tous les

conducteurs dans le câble doivent être découplés à ce point aux fréquences des émissions (à moins que le câble soit blindé) et par conséquent une capacité entre chaque ligne de signal et la masse sur l'interface est obligatoire.

### III.2. Connecteurs

Les câbles permettent de transporter l'information jusqu'aux systèmes électroniques internes. Les connecteurs ont alors la lourde tâche d'assurer correctement la transition entre ces deux parties.

A défaut de conception et de placement, les connecteurs peuvent dégrader les performances du produit en matière de compatibilité électromagnétique.

#### III.2.1. Les couplages au niveau des connecteurs

La source d'interférences électromagnétiques dans les connecteurs est le couplage entre les broches du connecteur et le plan de masse du circuit imprimé auquel ils sont connectés, et aussi entre les broches du connecteur.

Les facteurs les plus importants qui affectent la performance du connecteur sont :

- L'inductance mutuelle entre les broches du connecteur.
- L'inductance mutuelle entre les broches signal et de masse.
- Les inductances séries des broches.
- Capacité parasite entre les broches, ou entre les broches et la masse.

#### III.2.2. La diaphonie entre les broches du connecteur :

Considérons le connecteur présenté sur la figure ci-dessous.

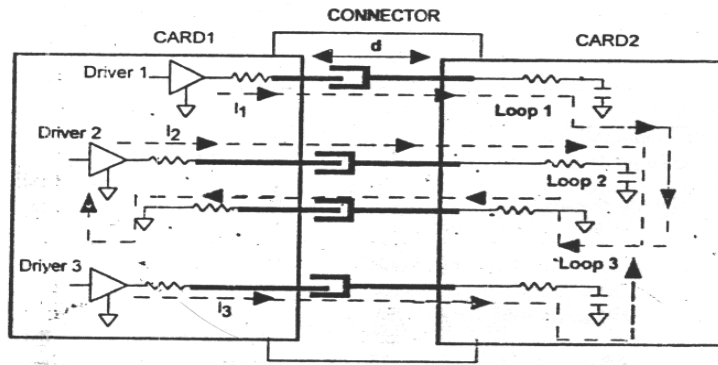


Fig. III.11 : Schéma équivalent du connecteur

Les courants des conducteurs  $I_1$ ,  $I_2$  et  $I_n$  respectivement retournent via les broches masses du connecteur, créant ainsi des boucles de courant de différentes surfaces.

L'inductance de la boucle 1 est la boucle 2 sont données par la relations suivantes :

$$L_{12} = 5,08 \cdot d \cdot \left( \frac{c}{a} \right) + 5,08 \cdot h \cdot \ln \left( \frac{b}{r/4} \right) \quad (\text{Equ. III.13})$$

Où :

$c$  : la distance entre le conducteur 1 et la broche masse.

$a$  : la distance entre les conducteurs 1 et 2.

$b$  : la distance entre le conducteur 2 et la broche masse.

$r$  : le rayon de la broche masse.

$d$  : distance de séparation entre les deux cartes.

L'inductance de la boucle  $L_{123}$  est donnée par la relation :

$$L_{123} = 5,08 \cdot d \cdot \left( \frac{c}{a} \right) + 5,08 \cdot h \cdot \ln \left( \frac{b}{f} \right) + 5,08 \cdot d \cdot \left( \frac{g}{r/4} \right) + 5,08 \cdot h \cdot \ln \left( \frac{g}{j} \right) \quad (\text{Equ. III.14})$$

Où :

$b$  : la distance entre le conducteur 2 et la broche masse.

$f$  : la distance entre les conducteur 2 et 3.

$g$  : la distance entre le conducteur3 et la broche masse.

$j$  : la distance entre les conducteurs 1 et 3.

Les équations de la diaphonie entre les boucles de courant des connecteurs sont :

$$\text{IEM}_{\text{diaphonie}} = \frac{1}{2} L_{12} \frac{dI}{dt} \quad (\text{Equ. III.15})$$

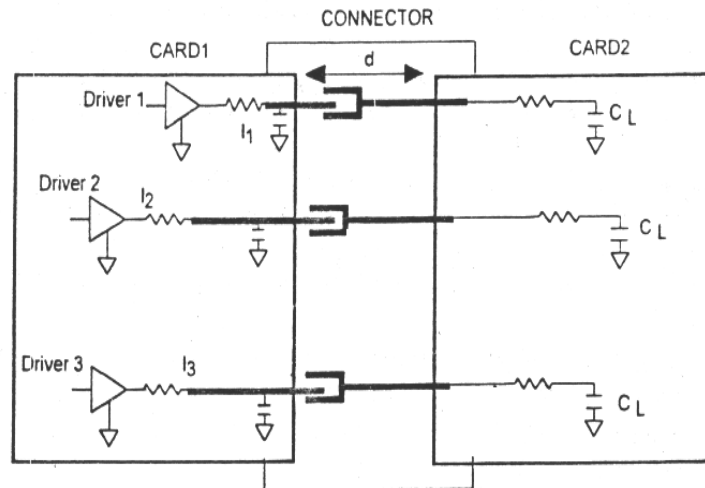
$$\text{IEM}_{\text{diaphonie}} = \frac{1}{2} L_{123} \frac{dI}{dt} \quad (\text{Equ. III.16})$$

(IEM : interférences électromagnétiques).

On peut réduire la diaphonie dans les connecteurs en jouant sur quelques facteurs dans les équations de la diaphonie comme suit :

- Ralentir le temps de monter des conducteurs (drivers) résulte de la diminution des courants  $dI / dt$ .

Le temps de monter des conducteurs (driver) peut être réduit alors avec l'utilisation de capacités sur les broches du connecteur comme c'est montré dans la figure ci-dessous.



**Fig. III.12 : Utilisation de capacités pour réduire le temps de monter**

- Réduire l'inductance mutuelle entre les boucles de courants formées par la circulation du courant dans les broches signal et les broches masse.

La réduction de l'inductance mutuelle est réalisée avec l'ajout de broches masse très proches des conducteurs (driver) afin de réduire l'inductance totale des boucles de courant.

L'utilisation de broches de masse réduit le couplage dans les connecteurs d'un facteur de  $(1 + n^2)$ , où  $n$  est le nombre de broche de masse dans le connecteur.

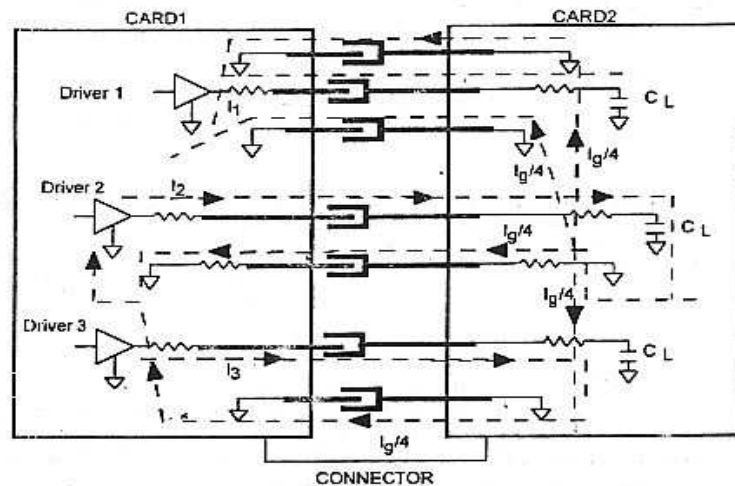
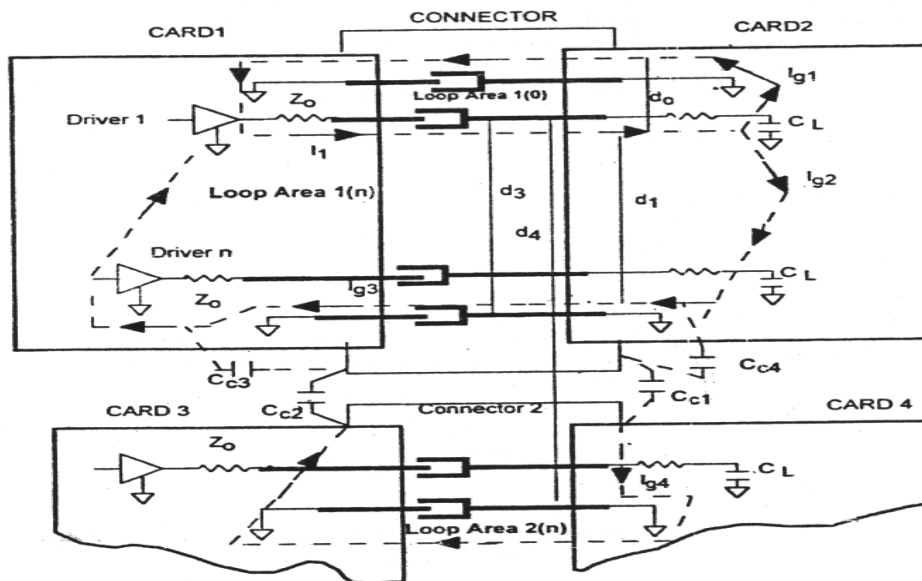


Fig. III.13 : Utilisation de broches de masse pour réduire les interférences

### III.2.3. Couplage capacitif entre les broches du connecteur

Aux hautes fréquences, un couplage aura lieu entre les broches de masse et l'enveloppe métallique à cause de capacités parasites ( $C_{C1}$ ,  $C_{C2}$ ,  $C_{C3}$ ,  $C_{C4}$ ), provoquant ainsi un couplage total entre les deux connecteurs comme indiqué dans la figure ci-dessous.



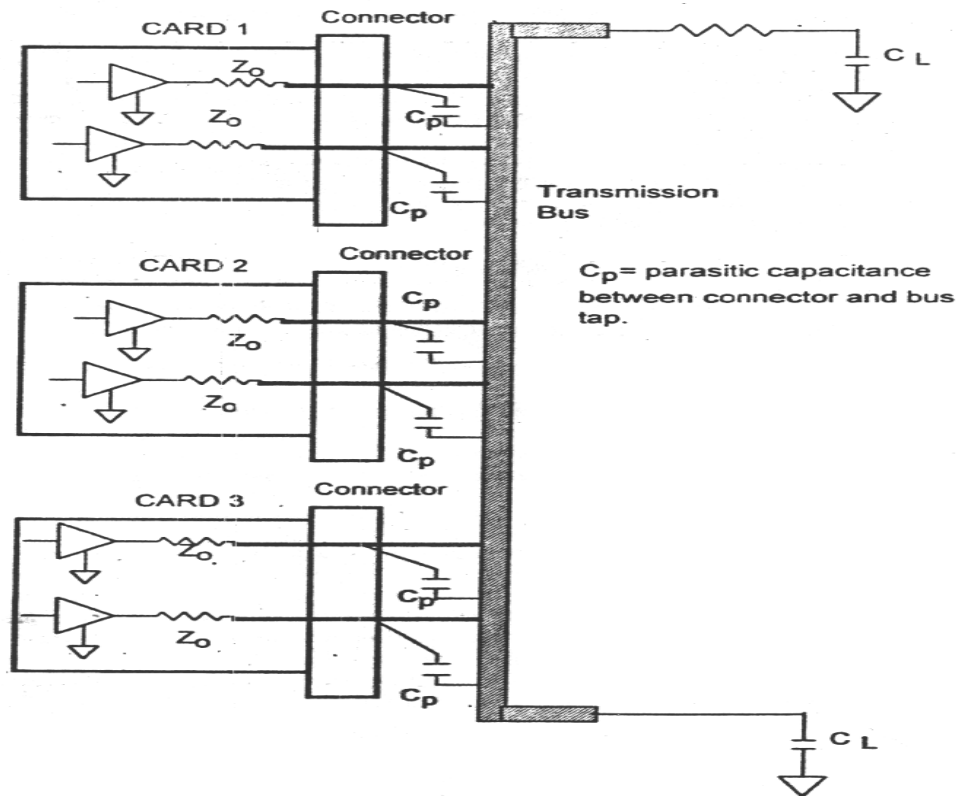
**Fig. III.14 : Illustration de boucles de masses dans les connecteurs**

Une partie du courant de masse du connecteur 1 circulera dans le connecteur 2 et ses broches de masse à travers les capacités parasites, induisant alors des boucles de masse de surfaces importantes avec un potentiel de rayonnement considérable.

### III.2.4. Les effets des capacités parasites

Le problème des capacités parasites dans les connecteurs n'affecte pas uniquement le retour des courants via la masse, mais peut provoquer une distorsion du signal transmis. Alors des conducteurs à faible capacité parasite sont recommandés dans la conception des broches des connecteurs afin de réduire les pertes dans le signal.

Les effets des capacités parasites sont montrés dans la figure ci-dessous.



**Fig. III.15 : Effets de capacités parasites dans les connecteurs**

Afin de réduire le couplage capacitif dans les connecteurs, on doit respecter ces consignes :

- Regroupement des connecteurs des entrées / sorties afin de réduire les courants de mode commun dans la carte.
- Ne jamais router les masses de retour d'une même source dans des connecteurs séparés pour ne pas avoir des boucles de courant de surface grande.

### III.2.5. Remèdes aux interférences dans les connecteurs

On peut remédier aux problèmes d'interférences dans les connecteurs à l'aide de trois méthodes présentées comme suit :

#### a. Filtrage

Le filtrage supprime les composantes hautes fréquences du signal afin de réduire le couplage capacitif dans les connecteurs. De plus, aux basses fréquences les courants ont tendance à suivre des chemins de retours très fermés, formés par les broches des connecteurs les plus proches. L'efficacité de rayonnement des boucles de courants augmente dans les hautes fréquences.

Chaque branche peut être configurée comme un condensateur de traversée avec une enveloppe en céramique, sa métallisation extérieure connectée à une matrice reliée directement à la terre par le capot du connecteur (figure III.16). Ainsi l'inductance de la connexion à la terre est réduite, à condition que le capot du connecteur soit lui-même correctement relié à une masse propre, normalement le panneau métallique à l'arrière du circuit.

L'avantage de connecteurs filtrés est que la perte d'insertion peut s'entendre au-delà de 1 GHz, il permet souvent de résoudre des problèmes d'interface.

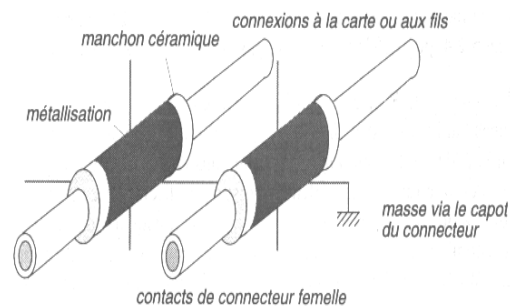


Fig. III.16 : Broches de connecteur filtrées

### b. Blindage

Plusieurs raccordements possibles de blindages des câbles de connecteurs sont classés par ordre d'efficacité décroissante comme suit :

- **Planche 1** : Utilisation d'un connecteur avec broche de masse.

Ce type de connecteur est muni de sa propre reprise de masse mécanique. La broche non isolée de la reprise de masse assure un raccordement de très faible impédance du blindage interne à la structure mécanique. Tous les courants perturbateurs doivent s'écouler sur l'extérieur du blindage du coffret.

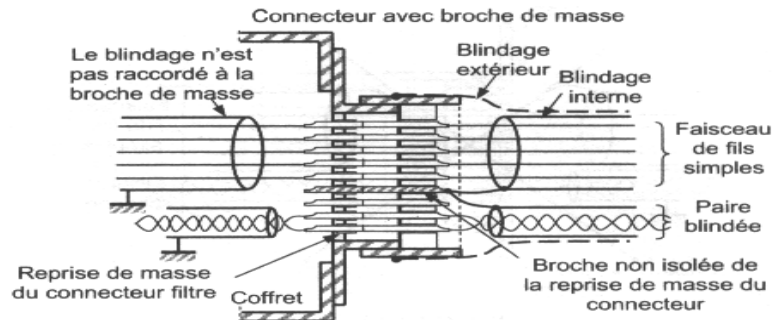
- **Planche 2** : Utilisation d'un connecteur avec raccord arrière de reprise de masse.

Cette solution utilise un connecteur avec raccord arrière sur lequel est effectuée la reprise de masse mécanique du blindage du câble connecteur.

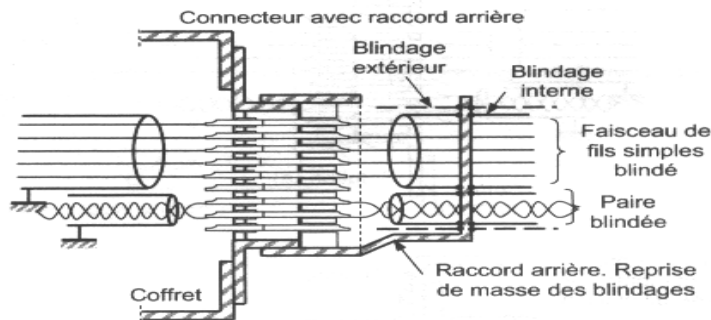
- **Planche 3** : Raccordement par queue de cochon

Cette solution n'est valable les fréquences supérieures à 10 MHz. Dans ce cas le raccordement du blindage interne à la masse mécanique se fait par l'intermédiaire

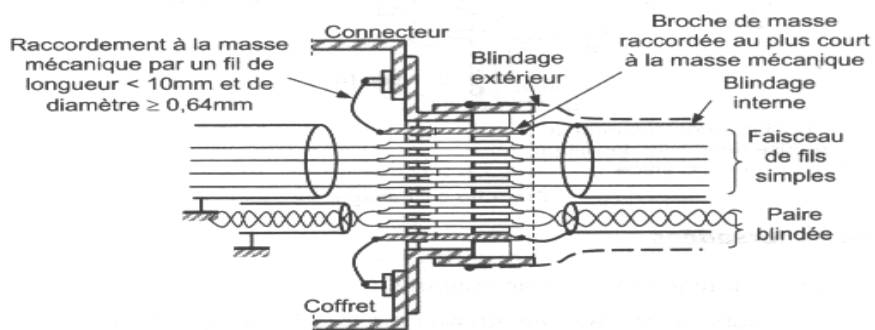
d'une broche du connecteur et doit donc être effectué au plus court. Les caractéristiques typiques du fil de raccordement sont : longueur  $< 10\text{mm}$ , diamètre minimal  $0,64\text{mm}$ .



**Planche 1 :** Raccordement du blindage interne sur un connecteur avec broche de masse



**Planche 2 :** Mise à la masse du blindage interne par le raccord arrière du connecteur



**Planche 3 :** Technique de raccordement à la masse mécanique (limitée aux fréquences  $< 10\text{MHz}$ )

**Fig. III.17 :** Techniques de raccordement du blindage

### c. Ferrites de mode commun

Elles sont utilisées sur les câbles de connecteurs afin de réduire les courants de mode commun. Un tore de ferrite en mode commun fonctionne par augmentation de l'impédance de la boucle de masse grâce à son inductance.

Comme indiqué sur la figure ci-dessous, les courants de mode commun qui circulent entre les conducteurs via les capacités parasites sont réduits avec les inductances de ferrites.

### III.2.6. Connexion de câbles blindés

La meilleure connexion est celle dans laquelle le blindage arrive jusqu'au bout et se connecte directement sur  $360^\circ$  au plan de masse ou au châssis (figure III.18) [10].

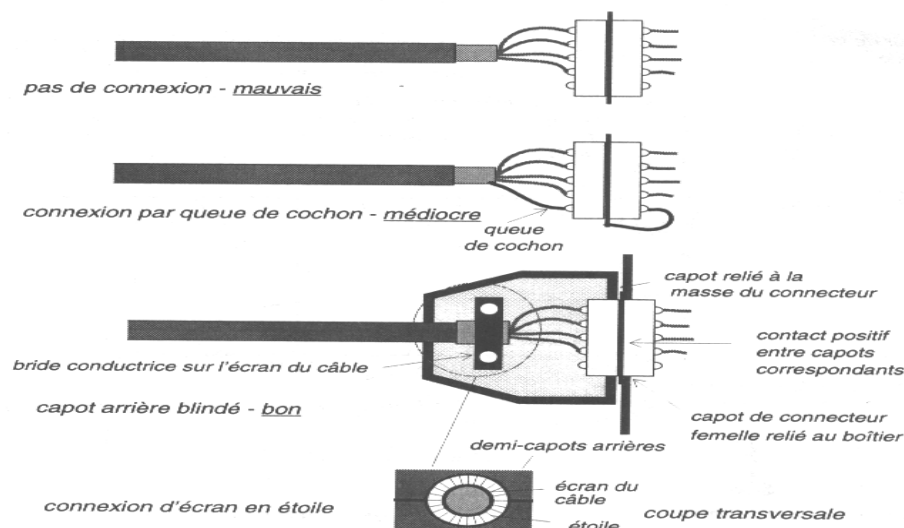


Fig. III.18 : Méthodes de connexion de l'écran du câble pour les hautes fréquences

Cela garantit que les courants parasites sur le blindage sont acheminés vers la terre sans s'accoupler avec les autres circuits et sans les traverser.

L'écran du câble doit réaliser un contact sur  $360^\circ$  avec un capot arrière conducteur et blindé qui doit lui-même être relié de façon sur avec le capot du connecteur. Le rôle initial du capot arrière n'est pas de fournir un blindage contre le champ électrique ; un capot métallique ou métallisé est utile s'il n'est pas connecté correctement.

### III.2.7. Câble sans blindage

Les câbles sans blindage suffisent dans le cas où le câble transporte le signal de circuits qui ne sont pas en mêmes sensibles ou émissifs, et où les courants de mode commun du câble sont inoffensifs ou peuvent être maîtrisés sur l'interface par d'autres moyens comme le filtrage.

#### a. Paire torsadée

La paire torsadée est une méthode particulièrement efficace et simple pour réduire le captage parasite à la fois magnétique et capacitif, torsader les conducteurs tend à garantir une distribution homogène des capacités. La capacité par rapport à la masse et la capacité par rapport aux autres sources se compensent.

Chaque torsade inverse le sens de l'induction, et deux torsades consécutives annulent l'interaction du champ avec le conducteur.

#### b. Câble plat

Le câble plat est largement utilisé pour la transmission de données en parallèle à l'intérieur de boîtier. Il permet le raccordement d'un grand nombre de points au connecteur, il sera blindé s'il transporte des signaux à haute fréquences.

Le fonctionnement des câbles plats qui transportent des données HF est très sensible à la configuration des retours de masse. La configuration la moins chère est d'utiliser un conducteur de masse pour tout le câble (figure III.19-a), cela crée une boucle inductive de grande surface pour les signaux du côté opposé du câble, et une diaphonie et un couplage par impédance de masse entre les circuits de signal.

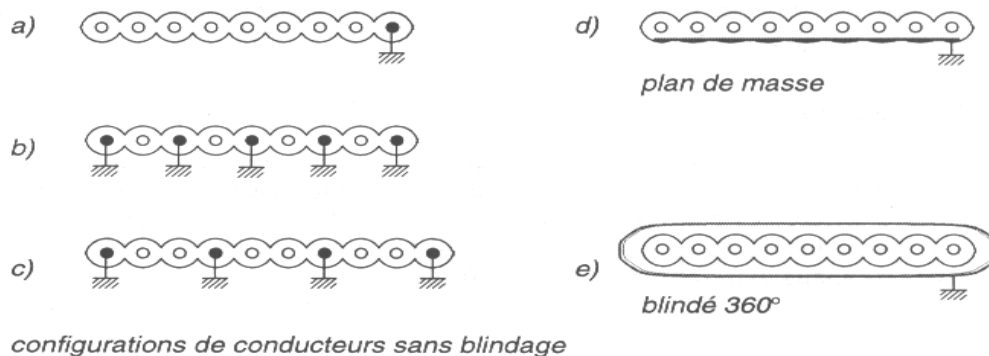


Fig. III.19 : Configuration de câbles plats

La meilleure configuration est un retour à la masse séparé pour chaque signal (b). Elle donne un fonctionnement presque aussi bon qu'avec un câble à plan de masse correctement terminé, ainsi la diaphonie et le couplage d'impédance commune sont quasiment supprimés.

Chapitre IV



## **Filtrage et découplage**

---

### IV.1. Filtrage

La plupart des problèmes de CEM peuvent être résolus par l'utilisation de protections en conduction. Elle est assurée par les filtres CEM, qui éliminent les parasites conduit par les câbles de raccordement vers l'intérieur ou l'extérieur d'un circuit.

Un filtre CEM est un dispositif linéaire et passif, qui fonctionne en rejetant les parties inutiles du spectre des signaux électrique.

#### IV.1.1. Caractéristiques des filtres CEM

La façon habituelle de classer les filtres est de distinguer les quatre fonctions de basse : passe-bas, passe-haut, passe-bande et coupe-bande. Ils sont composés d'inductances, de condensateurs et par fois de résistances.

Si un filtre supporte peu de pertes (dans ces résistances et ces filtres), il fonctionne essentiellement par désadaptation d'impédances, c'est à dire par réflexion. Si un filtre contient des composants supportant des pertes, il fonctionne aussi par absorption.

Ils ont une capacité de stockage d'énergie dans le diélectrique des condensateurs, dans le circuit magnétique des inductances (dans l'entrefer pour les inductances à entrefer, dans le matériau magnétique pour les inductances sans entrefer) tel que [10]:

$$W_{\max} = \frac{B_{\max}^2 V}{2\mu_0} \quad (\text{Equ. IV.1})$$

Cette formule donne l'énergie maximale qui peut être stockée dans l'entrefer avec :

$B_{\max}$  : l'inductance maximum dans le circuit magnétique.

$V$  : le volume de l'entrefer.

$\mu_0$  : perméabilité de l'air.

Et la formule suivante nous donne l'énergie maximum qui peut être stockée dans le circuit magnétique :

$$W_{\max} = \frac{B_{\max}^2 V}{2\mu_0\mu_r} \quad (\text{Equ. IV.2})$$

$V$  : le volume du matériau utilisé.

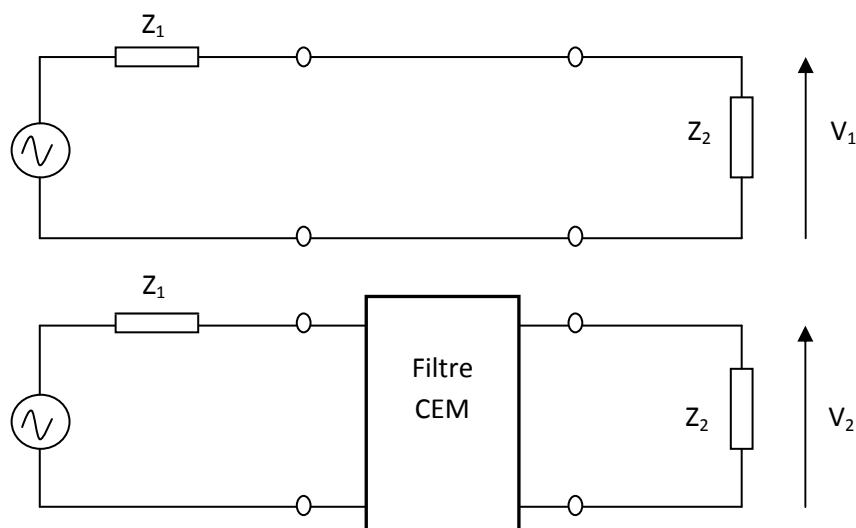
$\mu_r$  : sa perméabilité relative.

La capacité de stockage du matériau est souvent inférieure à celle de l'entrefer.

Un filtre est caractérisé par sa perte d'insertion.

### IV.1.2. Perte d'insertion d'un filtre

Appelé aussi efficacité d'un filtre, c'est par définition le niveau résiduel mesuré après la pose du filtre par rapport au niveau mesuré sans filtre.



**Fig. IV.1 : Calcul de l'efficacité du filtrage**

Donc l'efficacité des filtres est donnée par :

$$A = 20 \cdot \log \frac{V_2}{V_1} \quad (\text{Equ. IV.3})$$

$V_1$  : la tension mesurée sans filtre.

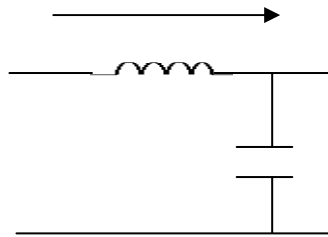
$V_2$  : la tension mesurée avec le filtre.

Il ne faut pas confondre la perte d'insertion d'un filtre avec sa fonction de transfert qui est l'amplitude du signal en sortie par rapport à celle en entrée. La désadaptation du circuit amont vers le circuit aval n'est pas prise en compte par la notion de fonction de transfert, alors qu'elle l'est par la perte d'insertion.

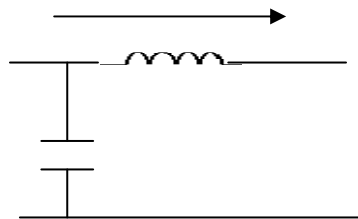
La perte d'insertions d'un filtre à faible absorption ne dépend que de la désadaptation d'impédance qu'il introduit dans le circuit. Les impédances des circuits amont et aval

sont les données essentielles au choix d'un filtre. Pour une forte réflexion, un filtre doit présenter une impédance très différente de celle du circuit où il est installé.

Pour une perte d'insertion, un filtre installé sur un circuit à faible impédance devrait présenter une forte impédance, sur une impédance inférieure à  $10\ \Omega$  en HF, le filtre devrait avoir une self en tête comme le montre la figure suivante.



A l'inverse un filtre installé sur un circuit à haute impédance devrait présenter une basse impédance ; sur une impédance supérieure à  $100\ \Omega$  en HF, un filtre devrait avoir un condensateur en tête comme le montre la figure suivante.

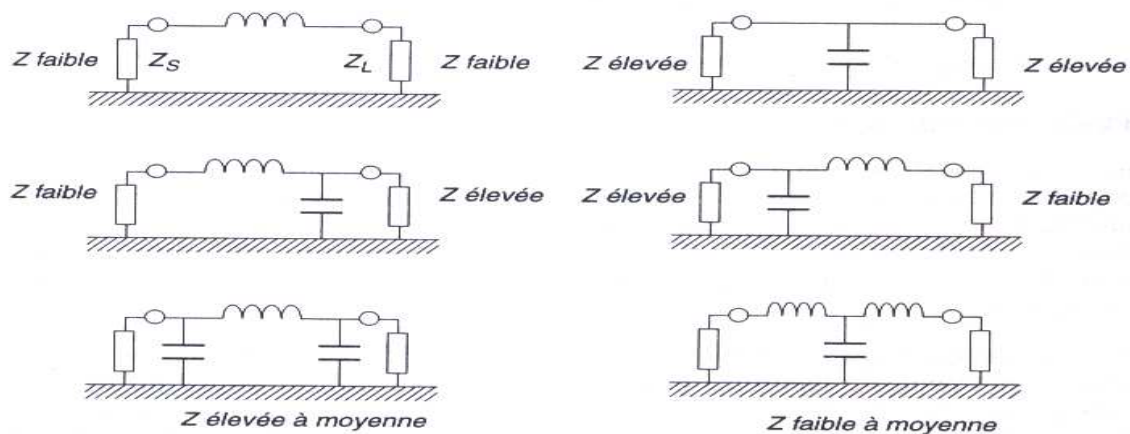


### IV.1.3. Filtre passe-bas

Les filtres passe-bas sont les plus utilisés en CEM. Tous les filtres d'alimentation et la plus part de ceux d'entrées / sorties sont des filtres passe-bas.

#### a. Configuration des filtres passe-bas

Dans le travail de CEM « filtrage » signifie toujours filtrage passe-bas. En temps normal, le but est d'atténuer les composantes HF tout en laissant passer les composantes BF, La figure IV.2 [10] montre différentes configurations passe-bas simples ; normalement, les circuits des filtres sont une combinaison de celles-ci. L'efficacité de la configuration du filtre dépend des impédances vues à chaque extrémité du réseau de filtre :



**Fig. IV.2 : Configurations des filtres en fonction de l'impédance**

### **b. Impédance de la source et impédance de la charge**

Le circuit inductif simple donnera de bons résultats (une atténuation supérieure à 40 dB) dans un circuit à basse impédance mais sera tout à fait inutile pour les hautes impédances. Le circuit capacitif simple donnera de bons résultats avec les hautes impédances mais sera tout à fait inutile pour les basses impédances.

Les filtres à plusieurs composants donneront de meilleurs résultats à conditions qu'ils soient configurés correctement ; le circuit capacitif ; verra une haute impédance et l'inductif une faible.

Par convention, les filtres sont spécifiés pour les impédances terminales de 50  $\Omega$  à chaque extrémité parce que c'est commode pour les mesures et c'est un standard HF reconnu. Dans les applications réelles, l'impédance de la source  $Z_S$  et l'impédance de la charge  $Z_L$  sont complexes et peut-être inconnues aux fréquences qui présentent de l'intérêt pour la suppression.

Les impédances de mode différentiel sont prévisibles si les composants qui composent la source et la charge sont bien caractérisés par les hautes fréquences mais les impédances de mode commun comme celles qui sont présentées par les câbles ou les réactances parasites des structures mécaniques sont par concept imprévisibles.

### c. Implantation des composants

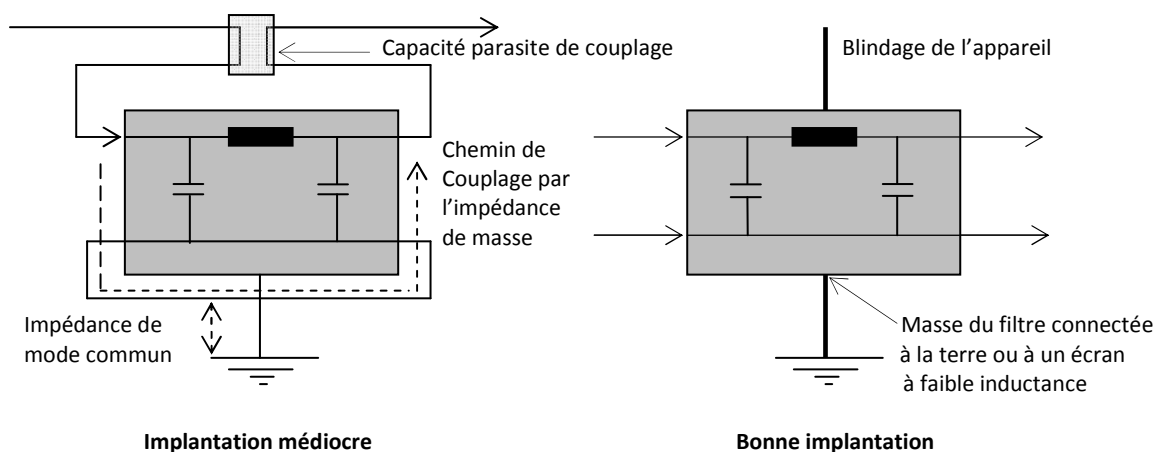
L'inductance et la capacité parasite des fils dégradent fortement la qualité du filtre à hautes fréquences. Les deux défauts ordinaires des applications à filtre sont le manque de connexion à la masse à faible inductance et le passage des conducteurs d'entrée sortie dans la même gaine ou à proximité les uns des autres.

Cette disposition offre une atténuation en mode différentiel BF, mais l'atténuation en mode commun HF est minimale.

Une masse présente une impédance commune qui augmente avec la fréquence et couple les interférences HF directement par le chemin de masse local du filtre.

Les remèdes (figure IV.3) sont de monter le filtre de telle sorte que son nœud de masse soit couplé directement à la masse du dispositif par la plus faible inductance possible, de référence de châssis, et de maintenir les conducteurs d'entrée et de sortie séparés, de préférence blindés les uns par rapport aux autres. La meilleure solution est de positionner le filtre de telle sorte qu'il soit à cheval sur le blindage du circuit.

Les composants d'entrée et de sortie seront bien séparés pour limiter la capacité de couplage, alors que toutes les pistes et en particulier la piste de masse seront courtes et massives. Il vaut mieux de disposer les composants du filtre exactement comme ils sont dessinés sur le schéma ci-dessous [10].



**Fig. IV.3 : Effet de l'agencement du filtre**

### IV.1.4. Filtrage d'entrées / sorties

Si les connexions d'entrée / sortie ne véhiculent que des signaux dans la bande des basses fréquences et des courants faibles, il est possible de filtrer avec des simples réseaux RC passe-bas (figure IV.4-a) [10]. Le condensateur de découplage doit être connecté à la masse d'entrée / sortie propre qui peut ne pas être le 0 volt du circuit.

Il est possible d'atténuer les courants de mode commun qui entrent dans le circuit et qui sortent sans modifier les fréquences des signaux : il faut utiliser un dispositif discret avec une inductance de mode commun.

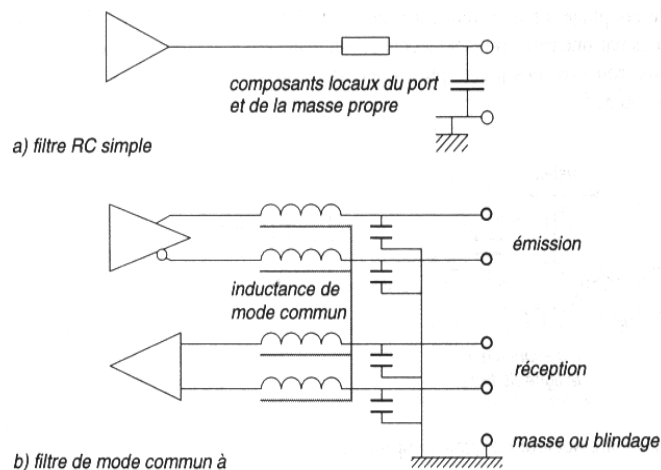


Fig. IV.4 : Techniques de filtrage des entrées et des sorties

#### a. Les condensateurs de classe X et Y

La façon la moins coûteuse de supprimer les parasites en immunité comme en émission sur le réseau d'alimentation 230V, consiste à utiliser des condensateurs de filtrage, ces condensateurs sont de deux types ou classes : classe X et Y, ils répondent à deux modes d'application différents.

#### b. Les condensateurs de classe X

Ils sont utilisés en mode différentiel, leur raccordement se fait entre phase ou entre phase et neutre, pour court-circuiter les parasites du mode différentiel. La défaillance de ces condensateurs n'est pas dangereuse pour l'utilisateur du matériel sur lequel sont installés. De ce fait on peut utiliser des capacités relativement élevées.

### c. Les condensateurs de classe Y

Ils sont utilisés en mode commun, leur raccordement se fait entre la phase et la terre et entre neutre et la terre, pour court-circuiter les parasites de mode commun.

Leurs capacités est limitées car le courant de fuite à la terre est très faible et une défaillance du condensateur entrainerait un risque d'électrocution pour l'utilisateur du matériel sur lequel installé.

Ils sont subdivisés en deux principaux groupes en fonction de leur tenue aux chocs électriques :

$$X_1 \text{ et } Y_1 \text{ test } U_p 3 \times 4 \text{ KV}$$

$$X_2 \text{ et } Y_2 \text{ test } U_p 3 \times 2.5 \text{ KV}$$

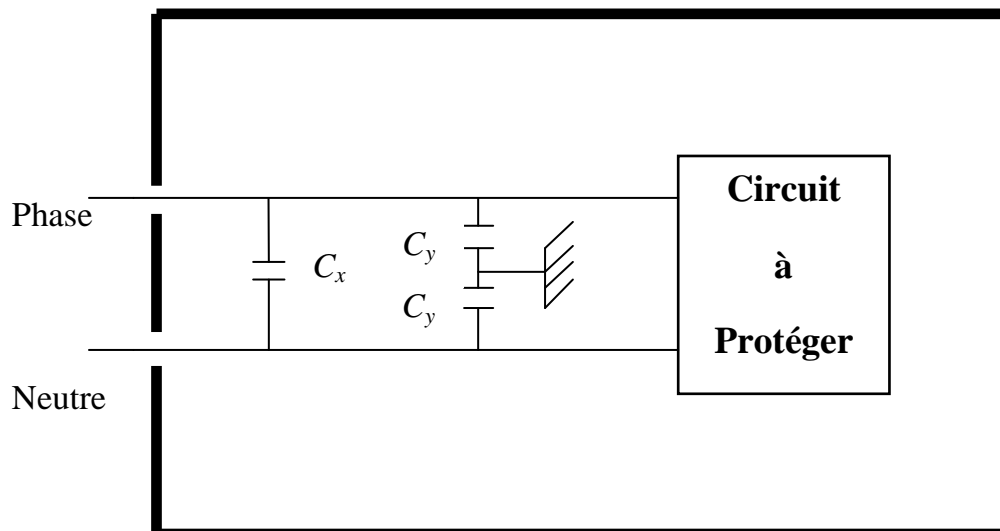
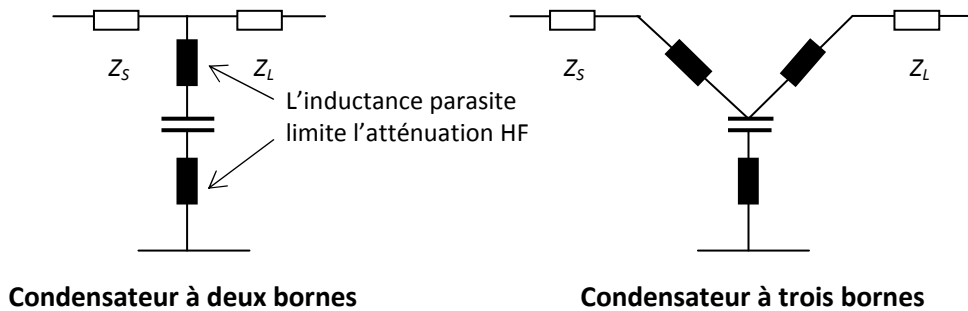


Fig. IV.5 : Exemple d'une utilisation des condensateurs X et Y

#### IV.1.5. Condensateur à trois bornes

L'inductance des fils peut être mise à profil si le condensateur prend la forme à trois bornes (figure IV.6) [10] qui sépare les condensateurs d'entrée et de sortie. A présent l'inductance des filtres forme un filtre en  $T$  avec le condensateur, ce qui améliore considérablement son fonctionnement à haute fréquence.



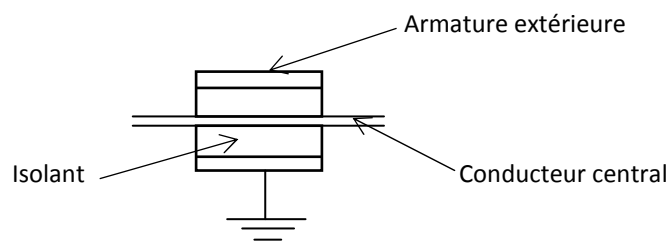
**Fig. IV.6 : Condensateur à trois bornes**

La configuration à trois bornes peut étendre la plage d'un petit condensateur céramique : de moins de 50 MHz à plus de 200 MHz, ce qui est particulièrement utile pour une perturbation dans la bande VHF.

Pour exploiter cette approche, on va relier le fil du milieu (masse) directement à une masse à faible inductance comme un plan de masse, faute de quoi l'inductance résiduelle de cette connexion s'opposera à l'effet condensateur.

### IV.1.6. Condensateur de traversée

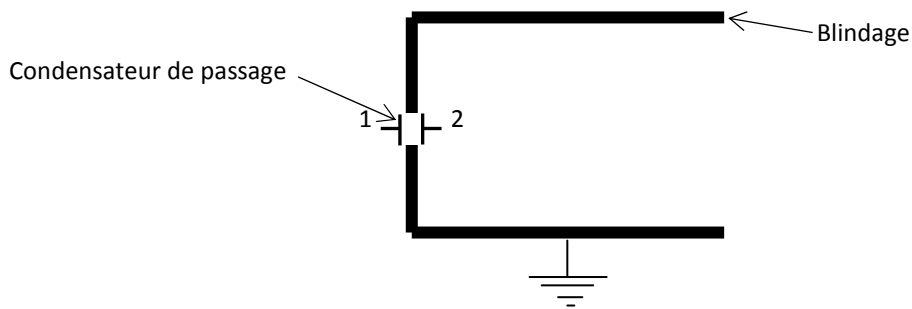
En ce qui concerne le passage d'un fil à travers le trou d'un blindage, une méthode consiste à faire appel à un condensateur de traversée.



**Fig. IV.7 : Schéma d'un condensateur de traversée**

Du point de vue construction, le condensateur de traversée est une capacité cylindrique dont l'isolant qui entoure le conducteur central à une constante diélectrique très élevée, ce qui permet d'obtenir une capacité de l'ordre du nanofarad, en dépit de ses dimensions réduites.

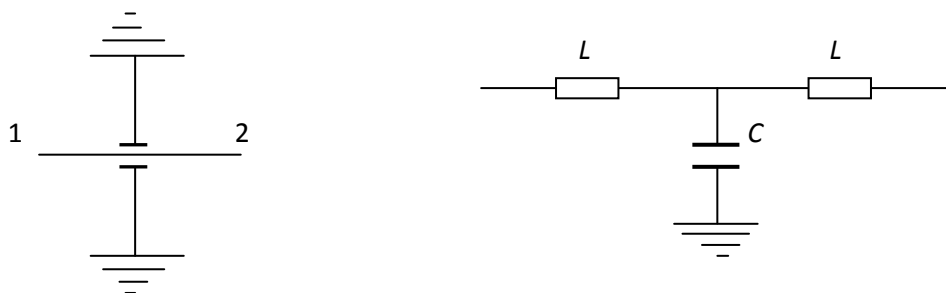
L'armature extérieure est connectée à la masse. Cette structure est une très faible inductance série.



**Fig. IV.8 : Principe d'utilisation d'un condensateur de traversée**

La méthode correcte du montage est la fixation par pression, directement dans le trou du blindage, lorsqu'un fil de connexion même très court est utilisé pour connecter à la masse à l'armature extérieure, les performances sont complètement compromises.

Cette capacité se comporte comme un filtre passe-bas, son schéma équivalent est donné par la figure suivante, dont les inductances  $L$  représentent sa faible inductance série parasite.



offre une protection contre les parasites de hautes fréquences captés par le fil.

### IV.1.7. Inductance « de choc »

Lorsqu'on souhaite limiter le couplage qui intervient par l'intermédiaire des parties externes et internes d'un câble non blindé, il est maintenant d'usage de l'entourer à proximité du franchissement du blindage, d'un tore de ferrite ou une pièce de ferrite choisie parmi les différents modèles disponibles.

On peut de cette manière entourer globalement un cordon secteur ou une nappe de fils, on peut aussi utiliser des accessoires de connecteurs qui forment une plaque percée d'autant de trous qu'il y a de broches au connecteur, de manière à entourer chaque fil individuellement.

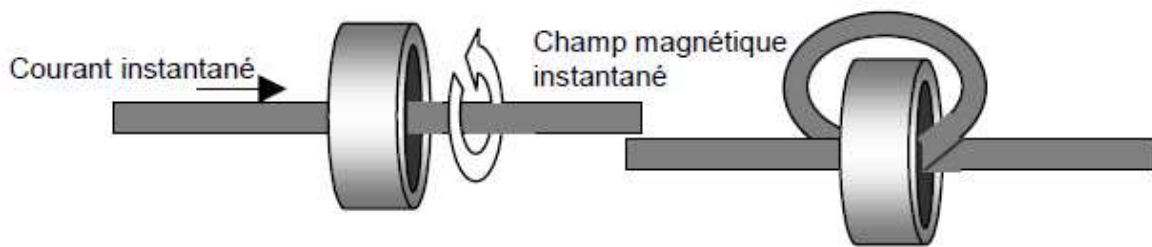


Fig. IV.9 : Principe de filtrage avec les inductances



Fig. IV.10 : Différentes inductances

Un tel dispositif agit essentiellement dans la bande des 100 MHz. On observe sur le graphe ci-dessous une partie montante : la ferrite est assimilée à une inductance pure. Elle ajoute en série avec le câble une impédance de quelques dizaines à quelques centaines d'ohms, mais absorbe très peu d'énergie. Dans la partie descendante, la ferrite de plus en plus d'énergie, en particulier à cause des pertes par hystérésis. La CEM tire partie des deux modes de fonctionnement.

L'anneau de ferrite permet souvent de rendre acceptable au niveau des tests un électronique « un peu juste », mais à lui seul, il ne permet de faire des miracles. On peut améliorer son efficacité de deux manières

- En adoptant une ferrite plus grosse ou en plaçant plusieurs éléments les uns derrière les autres.

- En faisant plusieurs tours de câble, puisque l'inductance est égale au carré du nombre de spires.

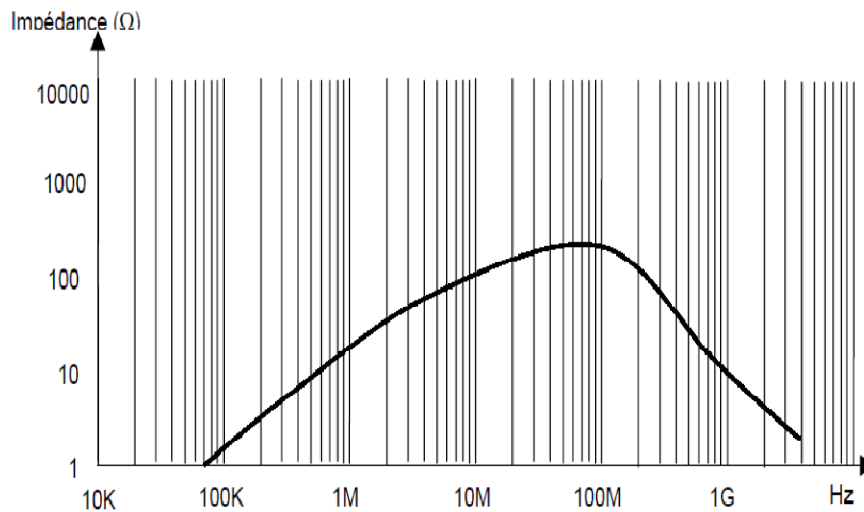


Fig. IV.11 : Impédance de la ferrite en fonction de la fréquence

### Remarque

Ce dispositif perd brutalement son efficacité si la ferrite vient à se saturer du fait d'un important courant de mode commun ou d'une impulsion de haute énergie.

### IV.1.8. Filtrage de basse et de haute fréquence

#### a. Les filtres de haute fréquence (100 KHz à 300 KHz)

Ils sont ceux que l'on trouve à l'arrivée secteur des appareils pour l'amélioration des équipements en matière de CEM. Ils sont du type passe-bas. Leur fonctionnement repose sur le principe du pont diviseur, par l'utilisation conjointe d'une impédance relativement élevée et croissante avec la fréquence : l'inductance, et si nécessaire est relativement faible et décroissante avec la fréquence : le condensateur.

Les valeurs sont à établir relativement aux caractéristiques du circuit dans lequel le filtre est inséré : L'impédance de la source constituée par le réseau électrique d'une part, l'impédance par l'appareil à protéger d'autre part. Ce sont là les éléments fondamentaux permettant de choisir le type de filtre approprié ainsi que ses paramètres de filtrage.

Ces éléments fondamentaux ne sont pas toujours établis avec précision, ils peuvent ne pas aussi être constants. Pour pouvoir évaluer et comparer les performances des appareils, les règlements CEM proposent des modèles de lignes électriques standardisés, les RSIL.

### b. Les ferrites

Ce sont des filtres de mode commun en haute fréquence. Les ferrites constitués de matériaux à forte perméabilité magnétique «  $\mu_r$  ».

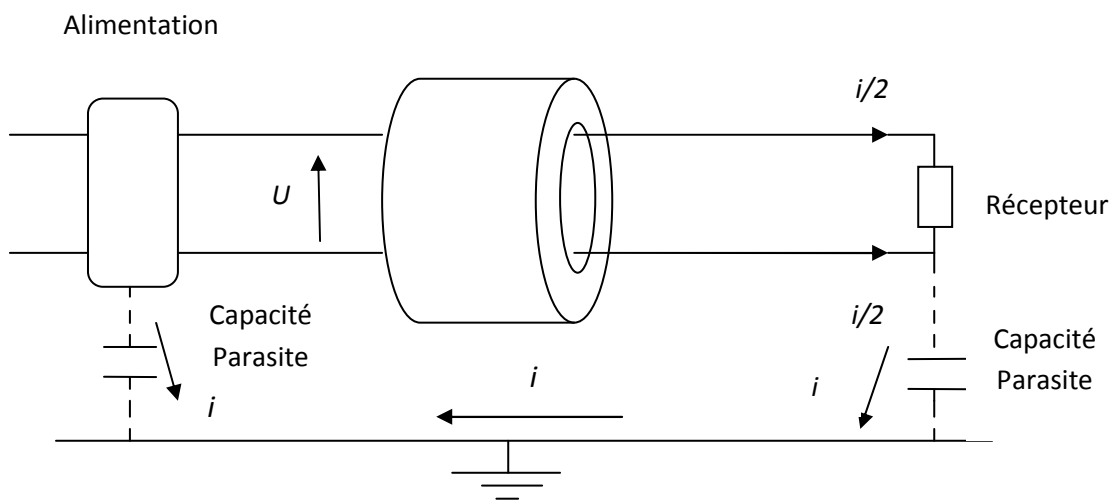


Fig. IV.12 : Principe d'utilisation des ferrites

$I$  est le courant perturbateur du mode commun.

La ferrite utilise deux principes :

- L'inductance de mode commun.
- L'absorption par pertes joules (échauffements) induites des perturbations HF de mode commun.

Ces deux principes aboutissent à une impédance de mode commun dont l'efficacité dépend de son rapport en regard de l'impédance du circuit à protéger.

### c. Les filtres de basse fréquence (des centaines d'hertz)

Ils sont destinés à corriger les formes d'onde dans le réseau. Ils doivent être à même de stocker et de restituer une énergie conséquente, en rapport avec la puissance de l'installation. On a largement utilisés les filtres passifs en résonnant accordé sur certains harmoniques à traiter particulièrement ; mais ils tendent actuellement à être d'usage exceptionnel. Les filtrages de basse fréquence nécessitant une importante

énergie de correction sont de plus en plus réalisés par des éléments actifs utilisant des composants d'électronique de puissance, ainsi que les systèmes de calcul et de commande associés. Ce sont les filtres actifs, capables de s'adapter automatiquement la situation à traiter.

### d. Les filtres actifs

Ils sont constitués de systèmes d'électroniques à découpage associées à des circuits de calcul pour prélever et réinjecter sur le réseau un courant dont la forme permet de rétablir une onde de courant globalement sinusoïdale.

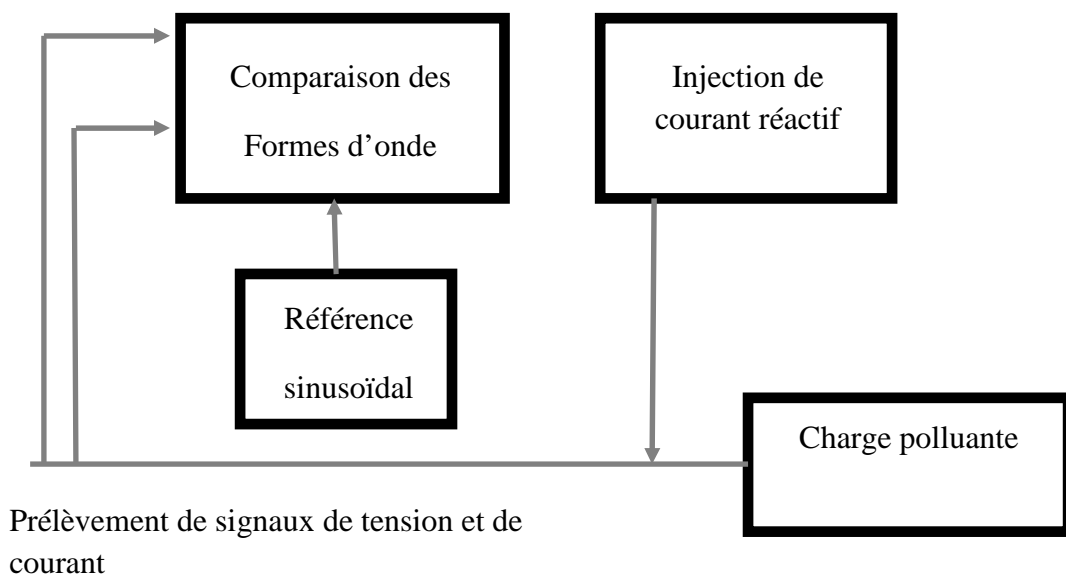


Fig. IV.13 : Principe des filtres actifs

Le problème de la stabilité se pose pour ces équipements comme tout autre système automatique asservis.

### IV.1.9. Filtre secteur

Avec une alimentation à découpage, un filtre secteur est indispensable au respect des règlements, ajouter simplement un bloc filtre sur une entrée secteur atténuera les émissions à basses fréquences comme les harmoniques bas d'une alimentation à découpage. Cependant pour les émissions HF, il faut porter son attention sur l'agencement du circuit autour du filtre.

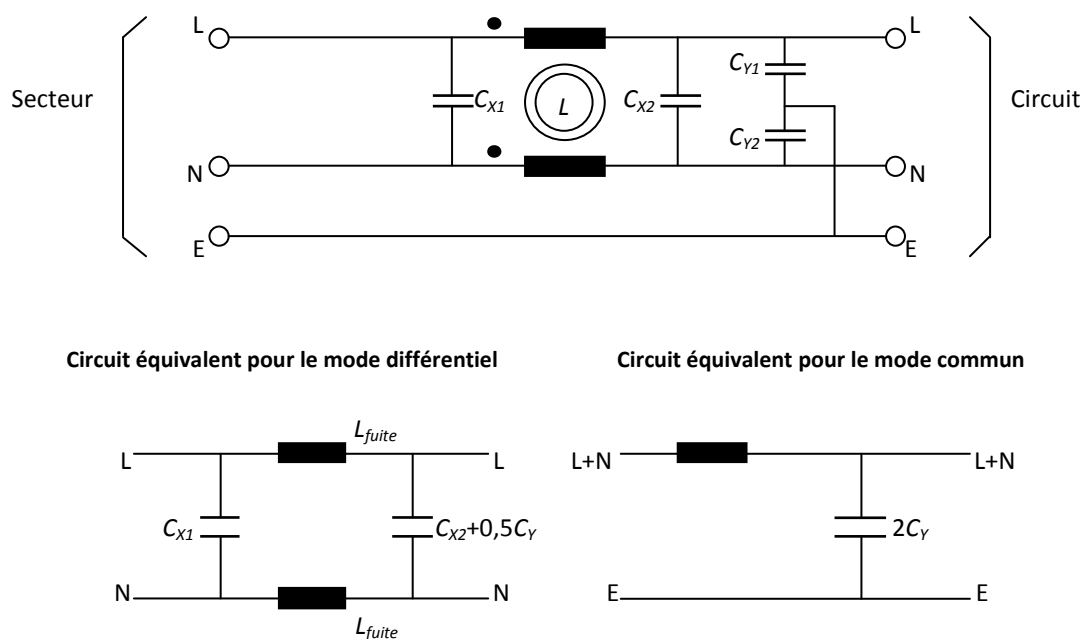
Il est préférable que le filtre soit la première chose que voit l'entrée secteur.

### a. Filtre secteur typique

Un filtre typique comme présenté dans la figure ci-dessous comporte deux éléments destinés à bloquer les composantes de mode commun et de mode différentiel.

L'inductance  $L$  de mode commun est constituée de deux enroulements identiques sur le même noyau à forte perméabilité, configurée de telle sorte que les courants différentiels (de la phase au neutre) s'annulent entre eux. L'inductance totale de chaque enroulement atténue les courants de mode commun par apport à la terre mais seule l'inductance de fuite  $L_{fuite}$  atténuera les perturbations de mode différentiel.

Le fonctionnement du filtre en mode différentiel est sévèrement influencé par la méthode de construction de l'inductance puisque cela détermine l'inductance de fuite. Une inductance de fuite  $L_{fuite}$  élevée offrira une meilleure atténuation.



**Fig. IV.14 : Filtre secteur typique et son circuit équivalent**

### b. Condensateurs de mode commun

Les condensateurs  $C_{Y1}$  et  $C_{Y2}$  atténuent les perturbations de mode commun mais si la valeur de est élevée, ils n'ont aucun effet significatif sur le mode différentiel. L'efficacité des condensateurs  $C_{Y1}$  et  $C_{Y2}$  dépend beaucoup de l'impédance de la source en mode commun.

### c. Condensateurs de mode différentiel

Les condensateurs  $C_{X1}$  et  $C_{X2}$  atténuent les perturbations de mode différentiel mais ils peuvent avoir des valeurs plus élevées : les valeurs typiques varient entre 0,1 à 0,47  $\mu\text{F}$ .

## IV.2. Découplage

### IV.2.1. Les condensateurs

#### a. Caractéristiques physiques

Les condensateurs de découplage sont caractérisés par leurs impédances et fréquences de résonance. Le bon choix de ces deux paramètres est très important afin de réaliser sa fonction de découplage.

#### b. Impédance

Un condensateur idéal ne possède pas de pertes au niveau de ses deux plaques et de son diélectrique.

Un élément d'inductance ( $L =$  inductance des pattes du condensateur) lui est associé à cause de la circulation du courant dans ces deux plaques.

Sa configuration est donnée par la figure ci-dessous [6] :

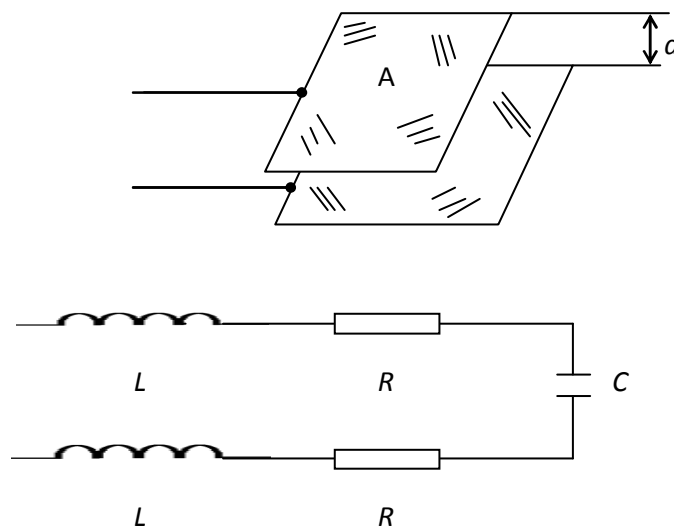


Fig. IV.15 : Circuit équivalent du condensateur

L'impédance du condensateur est donnée par la relation suivante :

$$|z| = \sqrt{R_s^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2} \quad (\text{Equ. IV.4})$$

Où :

$Z$  : impédance en ( $\Omega$ ).

$R_s$  : Equivalence série résistance (ESR) en ( $\Omega$ ).

$L$  : Equivalence série inductance (ESL) en (H).

$f$  : fréquence en (Hz).

L'impédance est minimale à la fréquence de résonance  $f_0$  :  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

### c. Résonance

A la fréquence de résonance  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ , l'impédance du condensateur devient très faible.

Le comportement du condensateur en fonction de la fréquence est donné par la figure IV.16. Pour un condensateur idéal ou le courant qui circule dans ces plaques est uniforme, son inductance est pratiquement nulle. La capacité devient alors résistive aux hautes fréquences.

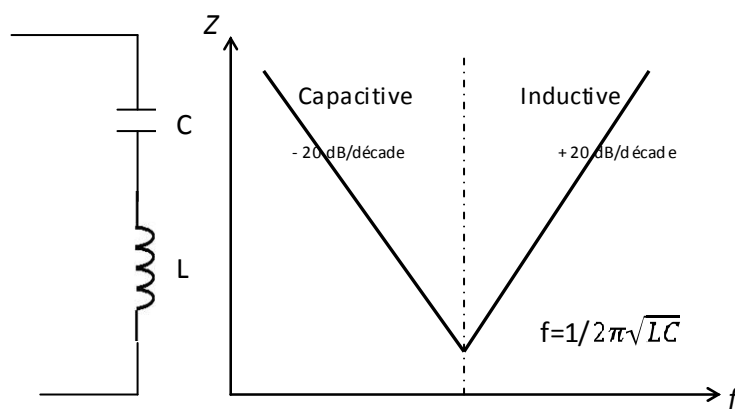


Fig. IV.16 : Comportement du condensateur en fonction de la fréquence

Pour un condensateur discret, compte tenu de l'inductance de ces pattes il aura un comportement tout à fait différent du condensateur idéal comme c'est montré dans la figure IV.17 [6].

Au-dessus de la fréquence de résonance, le comportement du condensateur devient inductif où il perdra son rôle de découplage.

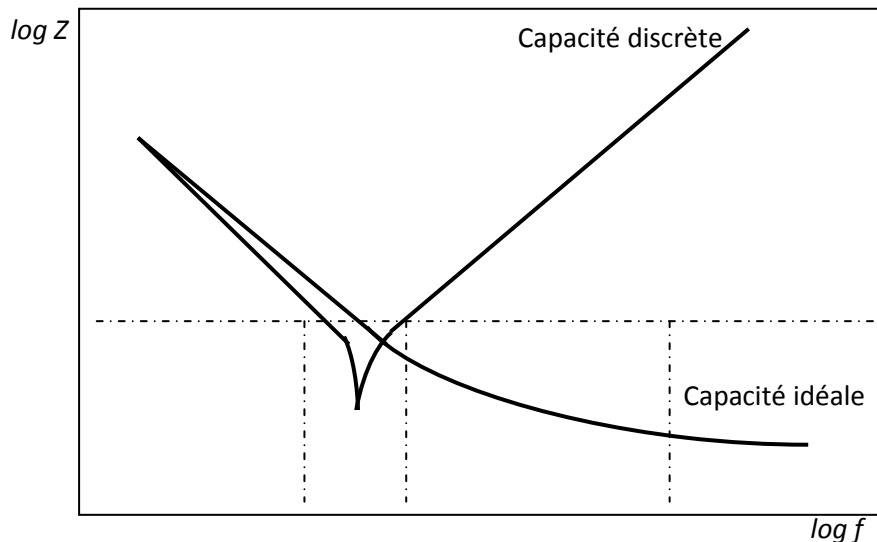


Fig. IV.17 : Effet de l'inductance des pattes du condensateur

### IV.2.2. Les condensateurs de découplage

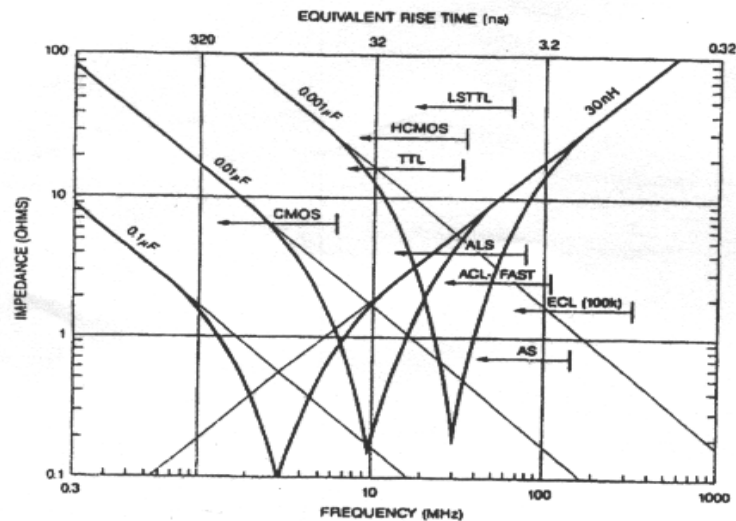
On cherche à réaliser un filtre passif de type passe bas. Pour des alimentations l'idéal serait de ne pas laisser passer que le courant continu et de bloquer tout signal à fréquence différente de zéro. Par conséquent on place un condensateur de découplage à l'entrée du circuit à protéger. Associé à l'impédance de la ligne de liaison ce condensateur forme un filtre passe bas.

Pour obtenir un bon découplage, il faut obtenir une fréquence de coupure assez basse.

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_d}}. \text{ On doit donc choisir } C_d \text{ de grande valeur (1 à 10 } \mu\text{F).}$$

Malheureusement les condensateurs électrolytiques ont un mauvais comportement à hautes fréquences ( $L_d$  et  $R_d$  rapidement important), il faut donc lui ajouter un condensateur céramique (10 à 100 nF) en parallèle et maintenir la longueur des pattes aussi courte que possible (pour maintenir  $L_d$  faible).

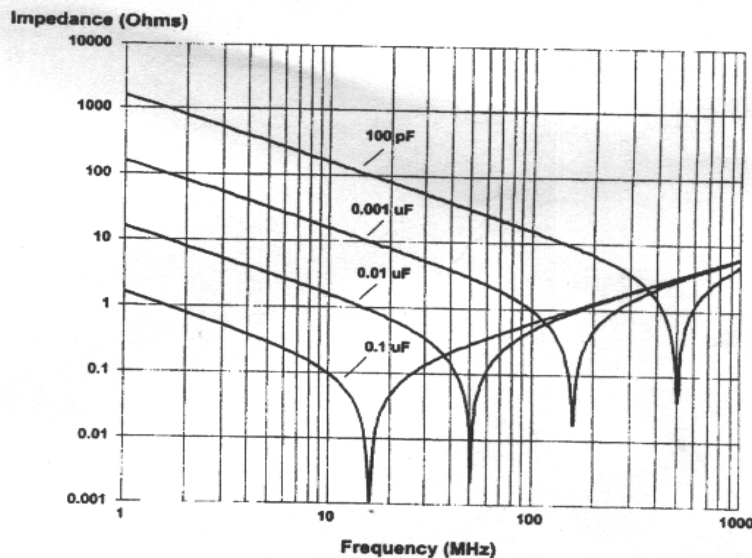
Il existe plusieurs types de condensateurs de découplage de fréquence de résonance différente. La figure IV.18 [6] montre la fréquence de résonance de plusieurs condensateurs de valeurs différentes placés avec des circuits logiques de familles différentes.



**Fig. IV.18 : Fréquence de résonance de différents condensateurs**

Pour le découplage en hautes fréquences, par exemple lors des commutations de certaine familles logiques ; il est conseillé d'utiliser des condensateurs CMS qui possèdent des fréquences de résonances très élevées grâce aux faibles inductances de leurs pattes.

La figure ci-dessous[6] montre le comportement de ce type de condensateur en fonction de la fréquence.



**Fig. IV.19 : Fréquence de résonance des condensateurs CMS**

**IV.2. 3. Les plans d'alimentations et de masses**

Le but dans l'utilisation des cartes multicouches est la disposition des plans d'alimentations et de masses proche l'un de l'autre. Cette disposition crée un large condensateur de découplage.

Ce type de condensateur est utilisé pour le découplage de composants moins rapides (temps de montée inférieur à 10 ns) comme les familles logiques TTL standard.

On peut changer la fréquence de résonance de ce type de condensateur avec le changement de l'espacement entre les deux plans qui fait varier la capacité de l'ensemble comme le montre la relation suivante :

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d} \tag{Equ. IV.5}$$

Où :

$\epsilon_0$  : permittivité du vide ( $1,36 \cdot \pi \cdot 10^{-9}$  F/m =  $8,85 \cdot 10^{-12}$  F/m)

$\epsilon_r$  : permittivité relative du milieu entre les deux plans.

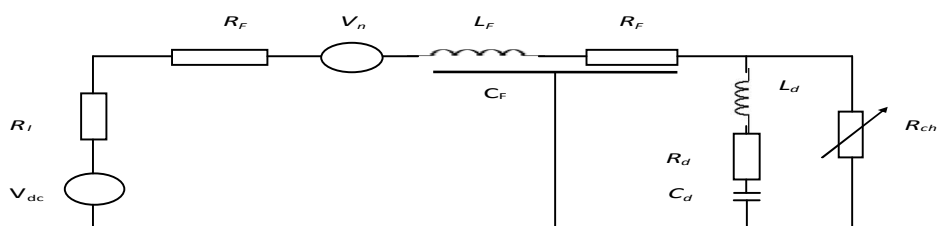
$A$  : surface des plans en (m<sup>2</sup>).

$d$  : distance entre les deux plans.

La fréquence de résonance des circuits imprimés multicouches est généralement entre 200 et 400 MHz.

**IV.2.4. Principe de découplage des alimentations**

Lorsqu'on analyse un schéma, on suppose toujours que les alimentations ont une résistance interne  $R_i$  nulle et qu'elles sont directement reliées au circuit par un contact idéal. C'est loin d'être le cas en pratique, et nous pouvons représenter le cas réel par le schéma suivant :



**Fig. IV.20 : Schéma équivalent du découplage d'une alimentation**

L'alimentation  $V_{dc}$  a une résistance interne  $R_i$  non nulle. Elle est souvent protégée par un fusible  $R_f$ . Le consommateur est représenté par une résistance variable au cours du temps  $R_{ch}$ . Le condensateur de découplage  $C_d$  placé à l'entrée du consommateur, n'est jamais idéal : ses pattes possèdent une inductance  $L_d$  et une résistance  $R_d$  en série avec  $C_d$ . Le fil de liaison peut être représenté par une inductance  $L_f$ , une résistance  $R_f$ , et une capacité  $C_f$  répartie le long du fil, et captant des perturbations  $V_n$  par couplage inductif, capacitif ou impédance commune. En DC  $R_f$  suffit ; en BF on néglige  $C_f$  et l'impédance du fil  $R_f + j\omega L_f$  devient rapidement importante. En HF c'est une ligne de

transmission d'impédance caractéristique :  $z_0 = \sqrt{\frac{L_f}{C_f}}$ .

Une variation brusque de courant  $\Delta i$  provoque une chute de tension momentanée  $\Delta u$  dans la ligne donnée par la formule suivante :

$$\Delta u = z_0 \cdot \Delta i \quad (\text{Equ. IV.6})$$

Si la ligne n'est pas terminée dans son impédance caractéristique, des réflexions apparaissent, de plus la ligne se comporte comme une antenne.

On constate que les variations du courant dans le circuit consommateur, éventuellement les courants des autres circuits placés en aval de la ligne, vont causer des perturbations sur l'alimentation à l'entrée du circuit. Il faut donc absolument minimiser  $R_i$ ,  $R_f$  et  $z_0$  (choix des éléments, types de câbles), ou utiliser un circuit de découplage dont le but est d'empêcher les variations brusques de courant de se propager dans la ligne, ou à l'inverse, d'empêcher les variations de tensions (perturbations) présente sur la ligne de pénétrer dans le consommateur.

Le circuit de découplage est donc essentiellement un filtre passif (circuit LC ou RC), nécessaire lorsque l'impédance caractéristique  $z_0$  de la ligne est trop élevée. Il a pour effet :

- de séparer le circuit à protéger et son alimentation (éviter une variation de la tension d'alimentation due aux courants du consommateur) ;
- d'éliminer le couplage entre circuits (impédance commune-déparasitage) ;
- d'empêcher le bruit de la ligne d'alimentation de pénétrer dans le circuit.

### IV.2.5. Découplage des alimentations de différentes cartes

Les condensateurs de découplages placés à proximité des boitiers rapides limitent la circulation des courants de fort  $di/dt$  dans la carte. Ceci a pour effet de diminuer à la fois le bruit de masse est le bruit de l'alimentation

### IV.2.6. Capacité de découplage

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. L'utilisation de condensateurs de découplage permet de limiter cette longueur en ramenant l'alimentation au plus près des boitiers lors des commutations rapides.

Il devra donc être placé au plus près du boitier. Son placement vis-à-vis des broches d'alimentations n'est pas critique. Seule la longueur totale de la piste entre le condensateur de découplage et le boitier importe.

### IV.2.7. Cartes avec alimentation par piste

Les pistes + et - d'alimentation sont placés côte à côte afin de réduire la self. Un condensateur de découplage est placé à proximité immédiate de chaque boitier en réduisant au maximum la longueur totale de la piste entre le condensateur et le boitier.

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 découplages isole le boitier 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 (figure IV.21). On doit réduire au maximum la longueur commune des pistes entre les deux parties à découpler ;
- 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 (figure II.22) [5].

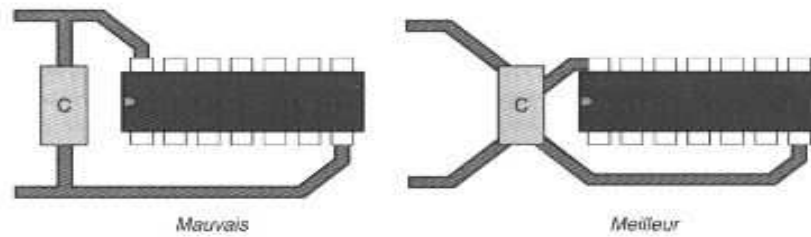


Fig. IV.21 : Impédance commune des condensateurs de découplage

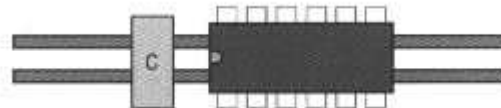


Fig. IV.22 : Découplage optimal

### IV.2.8. 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 être fendus et les broches des boîtiers et des condensateurs doivent être raccordées directement aux plans par trous métallisés.

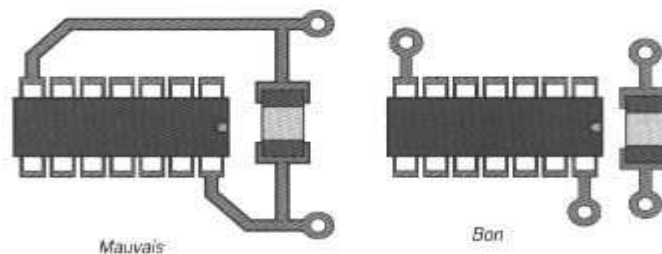


Fig. IV.23 : Découplage avec capacité CMS

Tout autre mode de raccordement augmentera le bruit. Une précaution particulière doit être prise lors de l'utilisation de composants CMS (figure IV.23) [5]. Les connexions des composants ne traversant pas le circuit imprimé, 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.

La faible impédance des plans permet de réduire les contraintes quand 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 de signaux est bref (figure IV.24) [5]. Des condensateurs doivent être également placés au bord de cartes afin de limiter le rayonnement par une fente trop importante en bord de carte.

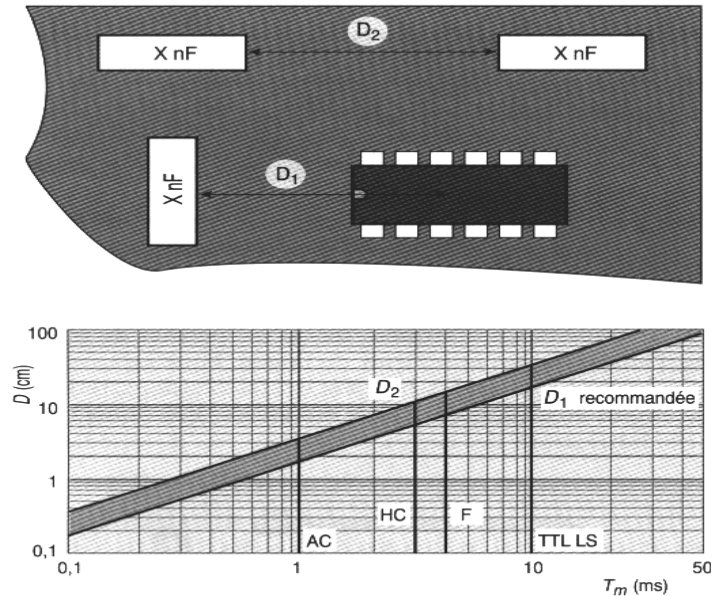


Fig. IV.24 : Position des capacités de découplage en multicouche

### IV.2.9. Effet du condensateur de découplage sur un amplificateur

Généralement l'effet du circuit de découplage est double : il protège le circuit des perturbations externes et empêche la transmission des perturbations. La figure IV.25 [1] illustre le cas du découplage d'un amplificateur : en l'absence du circuit de découplage, les perturbations de  $V_{cc}$  se transmettent par  $R_{b1}$  et  $R_{b2}$  sur la base du transistor, sont amplifiées, et réapparaissent sur la sortie du circuit.

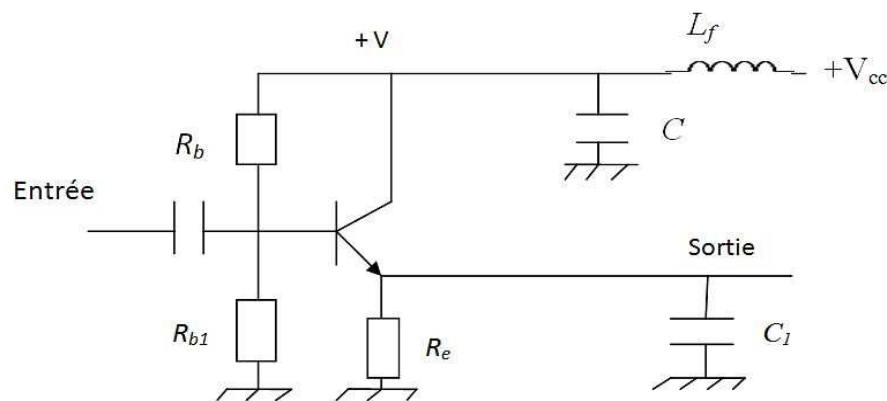


Fig. IV.25 : Découplage d'un amplificateur

On constate en plus un phénomène de contre réaction : toute augmentation brusque de la tension de sortie implique une forte variation du courant en raison de la capacité parasite de la ligne transmettant le signal vers un utilisateur ( $C_l$ ). Ce courant doit provenir du collecteur du transistor. En l'absence du condensateur de découplage  $C$ , où celui-ci est du même ordre de grandeur que  $C_l$ , l'inductance de la ligne s'oppose à la variation de courant et implique une diminution momentanée du potentiel d'alimentation de l'ampli (+V). Cette diminution se reporte sur la base, puis sur la sortie. Selon les temps de réponse de l'amplificateur, ce genre de phénomène peut conduire à une oscillation.

Si l'on ajoute un condensateur de découplage sur  $C \gg C_l$ , alors les perturbations de  $V_{cc}$  ne parviennent pas sur la base (elles sont fortement atténuées par l'impédance de la ligne et le condensateur  $C$ ), et la sortie n'est plus perturbée. De plus les variations de courant de sortie sont fournies par le condensateur  $C$ , évitant à la fois le risque de contre réaction et la transmission de ces perturbations le long de la ligne d'alimentation.

### IV.2.10. Anneau de ferrite-découplage L-C ou R-C

La qualité du découplage dépend des caractéristiques de la ligne, pour diminuer la fréquence de coupure il faut rechercher soit une inductance assez haute, soit une résistance relativement élevée. Cependant la ligne transmettant un signal continu (ou basse fréquence), ajouter une résistance en série avec la ligne provoque des pertes qu'on ne peut tolérer.

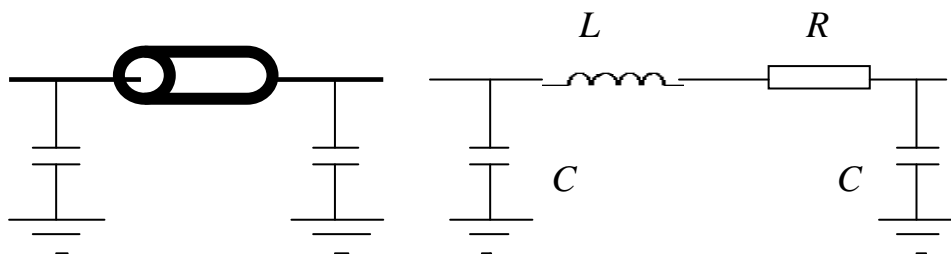
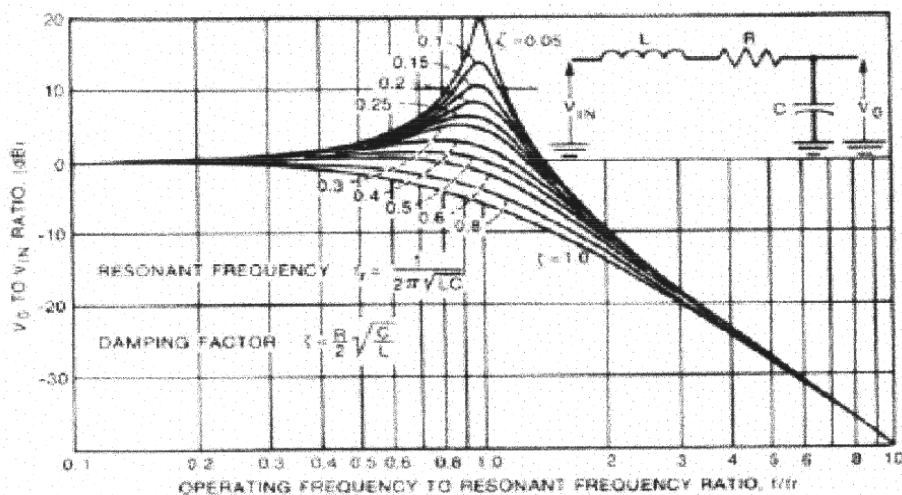


Fig. IV.26 : Anneau de ferrite-schéma équivalent

Sur les lignes de câblage, à l'intérieur d'un boîtier, on peut ajouter un anneau de ferrite juste à côté de la borne de liaison. Ceci a pour effet d'augmenter localement l'inductance de la ligne. En d'autres termes on ajoute entre la ligne et le condensateur de découplage une petite inductance qui augmente l'efficacité du circuit de découplage vis-à-vis des perturbations présentes sur la ligne. Par contre on ne peut diminuer que peu l'influence du circuit sur la ligne.

Pour obtenir un circuit aussi efficace dans une direction que dans l'autre ; il suffit d'ajouter un deuxième condensateur de découplage de l'autre côté de l'inductance. Généralement l'un des condensateurs sera un condensateur de traversée, on monte sur le blindage de l'appareil.

Le fait d'ajouter une inductance au circuit conduit à réaliser un circuit résonnant (fréquence de résonance  $f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ , et taux d'amortissement  $\xi = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}$ ). Aux environs de  $f_r$  et pour un faible taux d'amortissement la tension de sortie du circuit de découplage ( $V_o$ ) devient plus grande que celle d'entrée ( $V_{in}$ ). Il faut donc absolument s'assurer que  $f_r$  est largement en dessous des fréquences de perturbations, ou choisir une valeur de  $R$  suffisante pour obtenir un taux d'amortissement supérieur à 0.5.



**Fig. IV.27 : Réponse du circuit de découplage**

Dans les deux cas, il n'y a pas d'augmentation de la résistance de la ligne d'alimentation en courant continu. On augmente donc pas les pertes sur l'alimentation

Par contre en haute fréquence, si les condensateurs sont de qualité et reliés à une bonne terre, le circuit atténue fortement les perturbations.



## **Conclusion générale**



### **Conclusion générale :**

Avec l'évolution technologique vers les petites dimensions, l'intégration de fonctions toujours plus complexes et l'augmentation des vitesses de fonctionnement, les émissions parasites des systèmes électroniques et leurs susceptibilités aux radiations électromagnétiques sont devenues un problème critique dans la conception afin de se réglementer aux normes CEM.

L'amélioration de la compatibilité électromagnétique des cartes de circuit imprimé commence dès la définition mécanique de la carte. Un certain nombre de points doivent être traités comme les connecteurs et les câbles qui forment l'interface avec la carte, qui à défaut de placement peuvent être une source de perturbation efficace. Le second paramètre mécanique à définir est le raccordement du 0V électrique au châssis où une liaison doit être prévue de part et d'autre de chaque connecteur et les filtres d'alimentations et d'entrées/sorties.

La deuxième étape est la définition électrique de la carte qui consiste à définir les composants sensibles et bruyants ainsi que les pistes sensibles et leur placement en zones analogique et numérique. Dans la zone analogique, les composants sensibles sont placés au cœur de la carte loin des bords. Dans la partie numérique les circuits les plus critiques (oscillateurs...) sont placés au cœur de la carte à proximité d'une liaison au châssis.

La troisième étape est le routage des pistes. Elle commence par placer les pistes d'alimentations en réalisant un chainage des alimentations en analogique et un maillage en numérique et prévoir des anneaux de gardes pour les pistes sensibles et rapides en bord de cartes.

- [1] **F. Abbas et Y. Aksoum**  
« Etude des remèdes en compatibilité électromagnétique »  
*Thèse d'ingénieur, Université de Tizi-Ouzou, 2006*
- [2] **Alain Charoy**  
« Compatibilité électromagnétique »  
*Dunod, 2000*
- [3] **R. Paul Clayton**  
« Introduction to Electromagnetic Compatibility: Second Edition »  
*Wiley & Sons, Inc., 2006*
- [4] **Sylvain Demarty**  
« Contribution à l'étude électromagnétique théorique et expérimentale des cartes de circuit imprimé »  
*Thèse de doctorat, Université de Limoges, 2006*
- [5] **Philippe Dunand**  
« Tracés des circuits imprimés: Compatibilité électromagnétique »  
*Dunod, 2000*
- [6] **Mark I. Montrose**  
« EMC and the Printed Circuit Board: Design, Theory and Layout Made simple »  
*IEEE Press, 1998*
- [7] **D. Panyasak**  
« Réduction de l'émission électromagnétique des circuits intégrés: L'Alternative Asynchrone »  
*These de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2004*
- [8] **R. Perez**  
« Wireless Communications Design Handbook: Aspects of Noise, Interference and Environmental Concerns – Volume 3: Interference Intro Circuits »  
*Academic Press, 1998*
- [9] **F. Rachidi**  
« CEM des circuits électroniques »  
*Notes de cours, Ecole polytechnique fédérale de Lausanne, 2004*
- [10] **T. Williams**  
« Compatibilité électromagnétique : de la conception à l'homologation »  
*Publitrone/Elektor, 1999*

