

Conception De Systèmes Électroniques

El Mourabit Aimad

Plan



- Introduction – Objectifs du cours
- Grands principes CAO – Concepts - Méthodologie
- Contraintes (techno., etc)
- Calculs et règles de conception
- Visite Guidée ORCAD – TP – Miniprojet

Conception système / carte / CI

- Circuit intégré** (microprocesseur, circuit interne d'un GSM, ...)
 - Spécifications** : brochage, description fonctionnelle, contraintes
 - A fournir** : masques (fichiers) de fabrication, procédure de test
 - Produit** : une puce encapsulée testée avec ses données techniques

- Carte ou PCB** (carte mère PC, carte de téléphone, ...)
 - Spécifications** : format, coût, description fonctionnelle, contraintes
 - A fournir** : liste des composants, masque de routage, composants programmables, programmes des machines, logiciels de test, logiciels embarqués
 - Produit** : une carte intégrable dans un système

- Systeme** (téléphone, télévision, ...)
 - Spécifications** : Cahier des charges haut niveau, demande client
 - A fournir** : liste des cartes, alimentations, faces avant, ...
 - Produit** : produit fini, doc. techn., formations, procédures d'étalonnage logiciel applicatif.

Introduction - Objectifs

Pour concevoir un Système fonctionnel

- Prendre en compte les contraintes

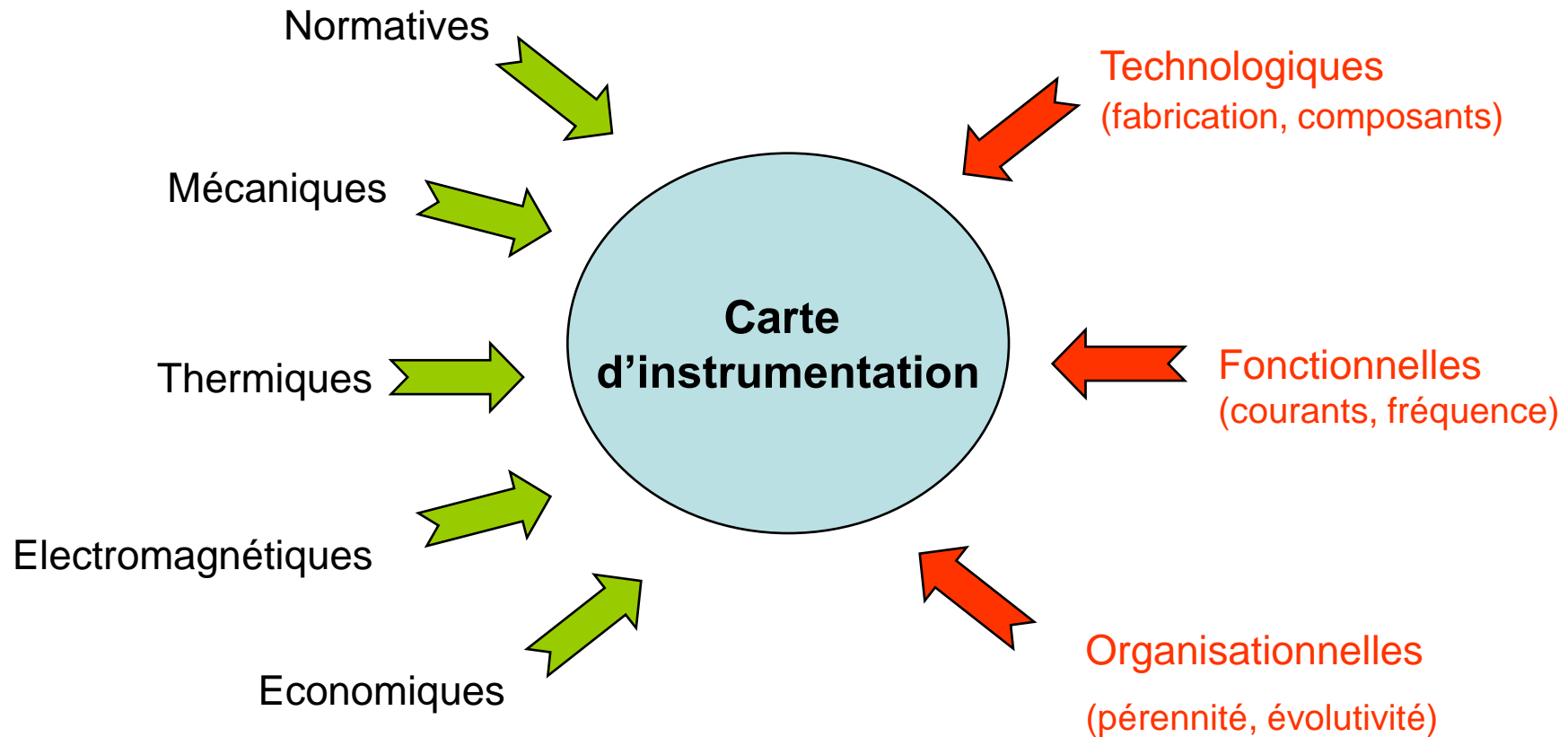
(ou Sensibilisation aux contraintes)

☞ ***Schéma de principe ≠ Schéma implémenté***

☞ ***Identifier et traiter les contraintes,***



Les contraintes : les identifier



Choisir le bon composant ou la bonne technologie
pour s'affranchir de la contrainte !

Exemple1: l'AOP

AOP réel \neq AOP idéal

$$V_{\text{offset}} \neq 0, I_{\text{bias}} \neq 0, A_{\text{vd}} < \infty, G.BP < \infty, R_{\text{in}} < \infty, SR < \infty \dots$$

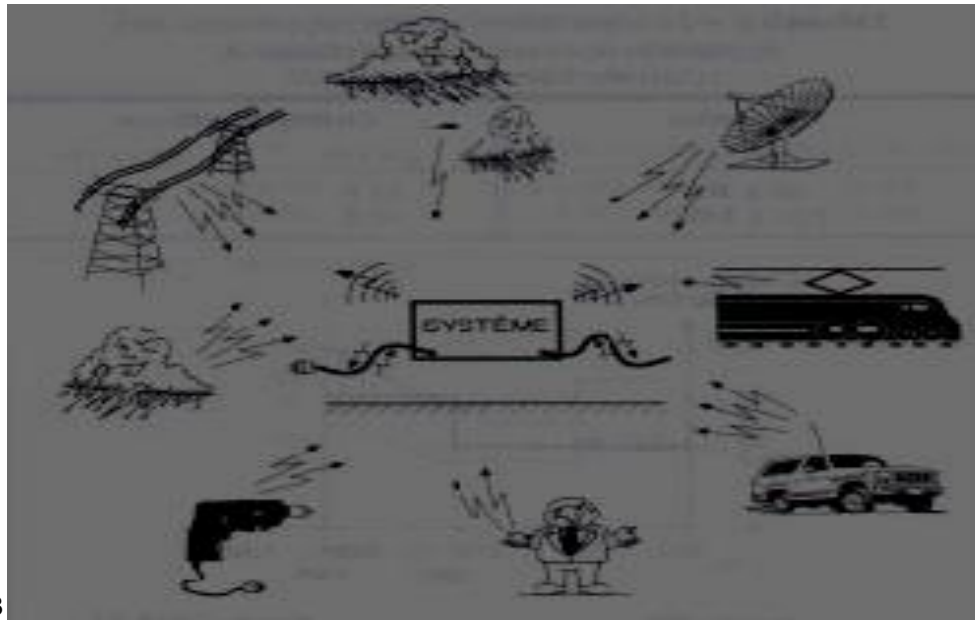
On identifie la spéc. critique et on choisit l'ampli. qui peut être considéré
comme idéal pour cette spéc.

Ampli Faible bruit – Ampli large bande – Ampli faible courant d'entrée ...

« Aptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à conserver sa fonction dans un environnement électromagnétique, tout en produisant un niveau de perturbations compatible avec son environnement »

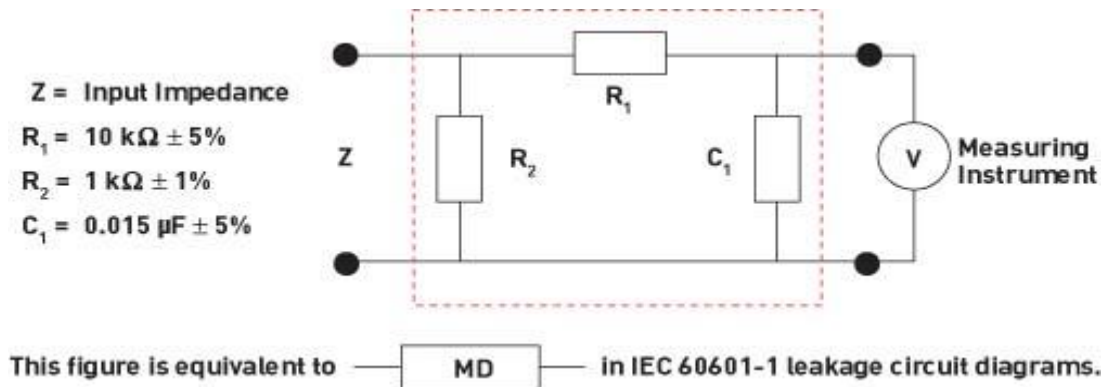
On dénombre deux types de propagation de ce signal parasite :

- la propagation par rayonnement, (on parlera de couplage en mode rayonné)
- la propagation par conduction (couplage en mode conduit)



- Marquage CE :
compatibilité aux directives européennes
- Application de normes harmonisées
Sécurité électrique – CEM -

EN60601-1 Appareils électromédicaux - Première partie : règles générales de sécurité (12 Mo de texte + 68 normes collatérales)



CURRENT	Figure #	TYPE B		TYPE BF		TYPE CF	
		N	SF	N	SF	N	SF
Earth leakage current ⁱⁱ	4	0.5	1	0.5	1	0.5	1
Earth leakage current ⁱⁱ		2.5	5	2.5	5	2.5	5
Earth leakage current ⁱⁱ		5	10	5	10	5	10
Enclosure leakage current	5	0.1	0.5	0.1	0.5	0.1	0.5
Patient leakage current (dc)	6a-c	0.01	0.03	0.01	0.05	0.01	0.05
Patient leakage current (ac)	6a-c	0.1	0.5	0.1	0.5	0.01	0.05
Patient leakage current (mains on applied part)	7	—	—	—	5	—	0.05
Patient leakage current (mains on signal input/ signal output part)	8	—	5	—	—	—	—
Patient auxiliary current (dc)	9	0.01	0.05	0.01	0.05	0.01	0.05
Patient auxiliary current (ac)	9	0.1	0.5	0.1	0.5	0.01	0.05

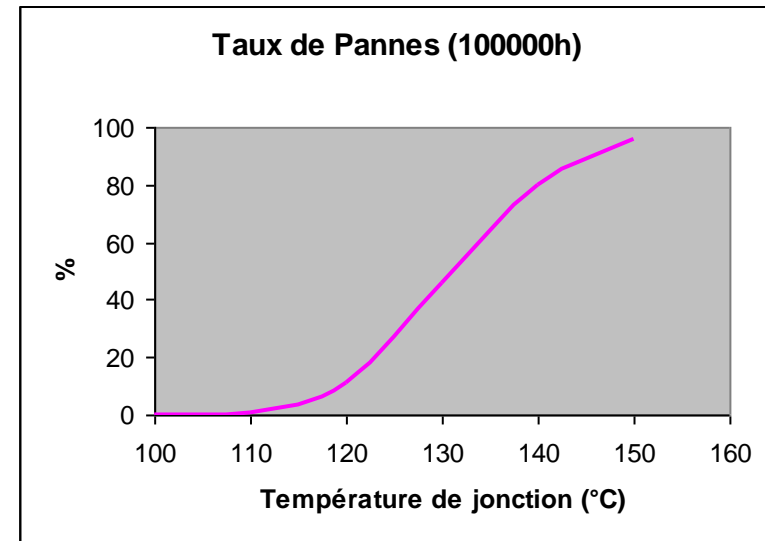
Extraits de la norme NF C 93-713 ANNEXE C janvier 1989

Critères d'appartenance à une classe	CLASSES					
	1	2	3	4	5	6
Valeur de conception						
Epaisseur totale du cuivre sur faces (µm)	105	105	105	70	50	35
Valeurs nominales maximales sur couches internes	105	105	70	35	35	17,5
Largeur minimale (mm)	0,60	0,50	0,31	0,21	0,15	0,12
Espacement minimal (mm) - entre conducteurs, - entre conducteur et pastille ou plage, - entre pastilles d'interconnexion, entre plages	0,68	0,50	0,31	0,21	0,15	0,12
Différence minimale entre le diamètre (mm) (1) : d'une pastille d'un trou d'insertion sur une face et celui du trou fini :						
trous non métallisés	1,57	1,13	0,90			
trous métallisés	1,19	0,78	0,60	0,49	0,39	0,35
- D'une pastille d'un trou de connexion (via) sur une face et celui du trou percé			0,45	0,34	0,24	0,20

- Espace confiné
boîtier fermé
- Forte intégration
(courants de fuite)
CMS, circuits complexes

Dissipation thermique
Élévation de température

Variation $T^\circ \Rightarrow$ Variations
caractéristiques des composants



Le prix d'une carte = F(surface, La classe des circuits, le nombre de couche, classe de gravure, surcoût)

Savoir maîtriser les surcoûts (en prenant en compte toutes les contraintes le plutôt possible

Il faut que le 1 prototype soit le plus proche possible du résultat visé (minimiser les retours)

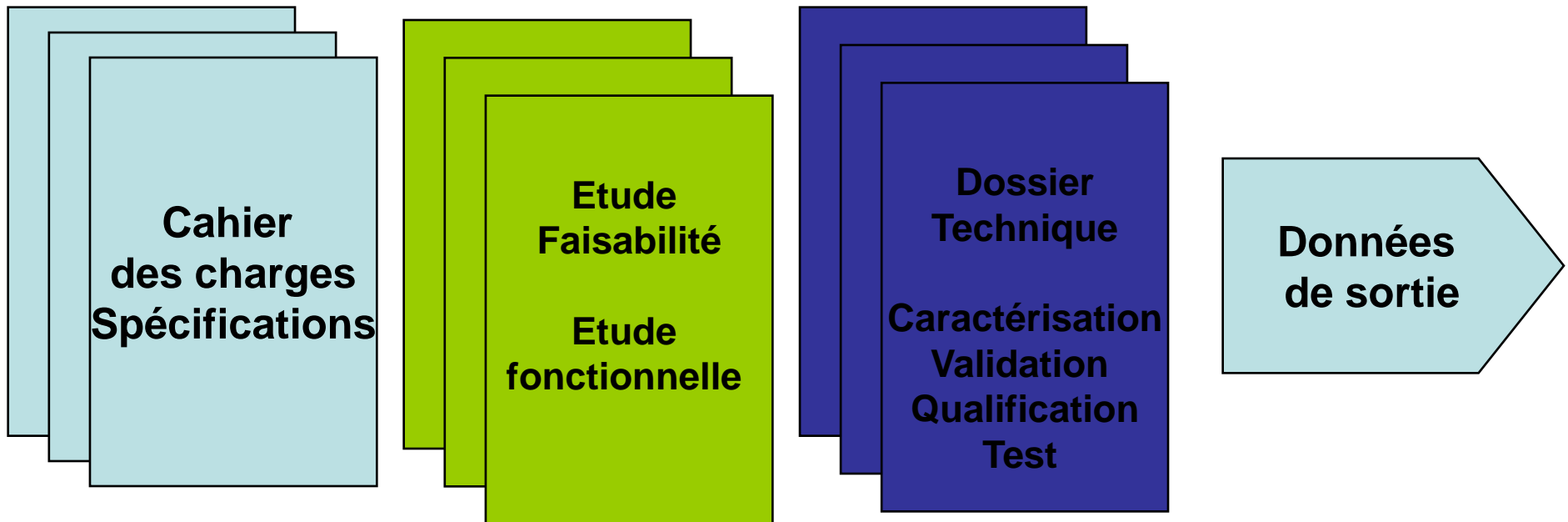
Contraintes de la CEM : placement et routage manuelle des composants

Choix du substrat

GRADE DESIGNATION	MATERIAL/COMMENTS
FR-1	Paper/phenolic: room temperature punchable, poor moisture resistance.
FR-2	Paper/phenolic: suitable for single-sided PCB consumer equipment, good moisture resistance.
FR-3	Paper/epoxy: designed for balance of good mechanical and electrical characteristics.
FR-4	Glass cloth/epoxy: excellent mechanical and electrical properties.
FR-5	Glass cloth/epoxy: high strength at elevated temperatures, self-extinguishing.
G10	Glass cloth/epoxy: high insulation resistance, highest bond strength of glass laminates, high humidity resistance.
G11	Glass cloth/epoxy: high flexural strength retention at high temperature, extreme resistance to solvents.

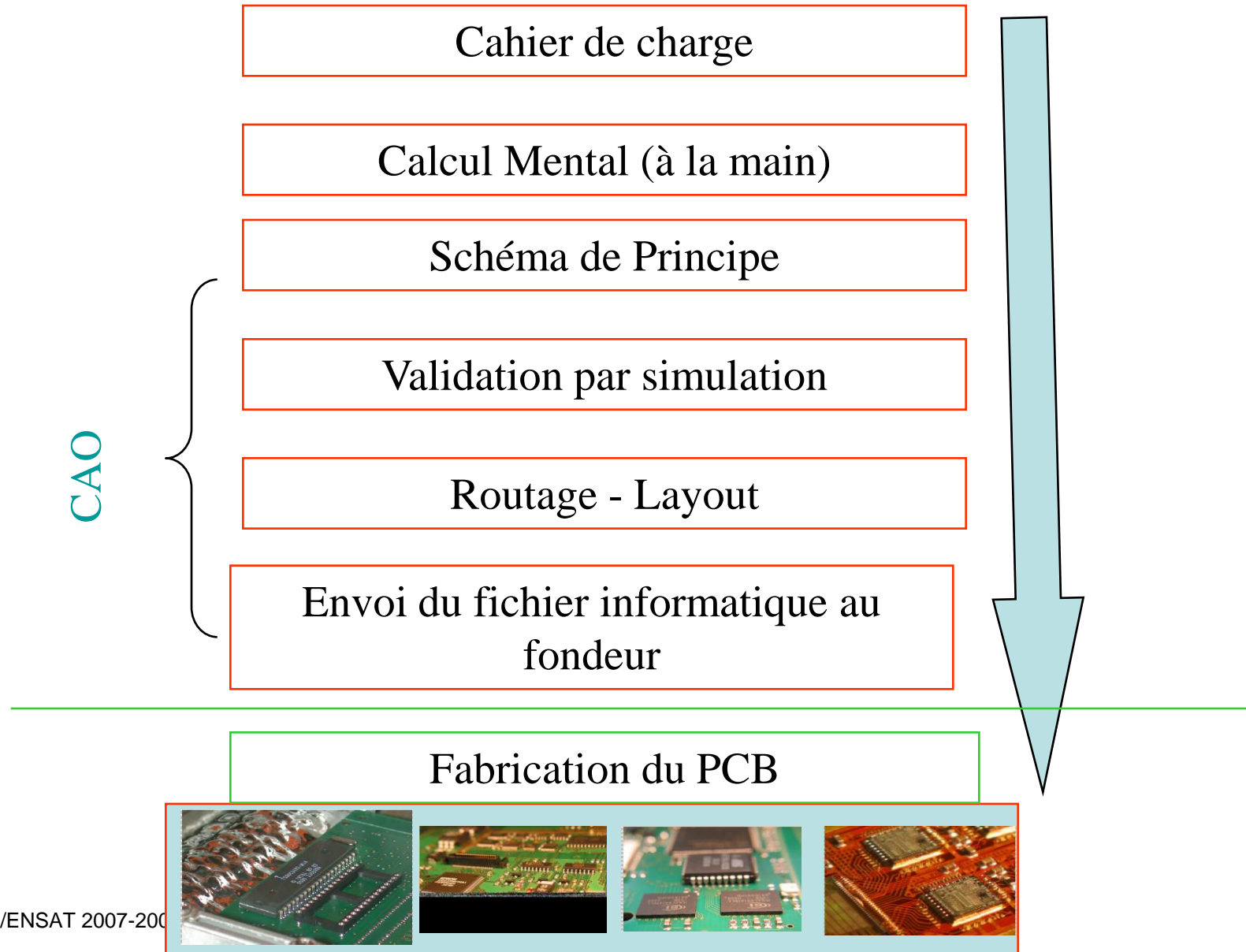
FR2 et FR4 sont les 2 standards industriels

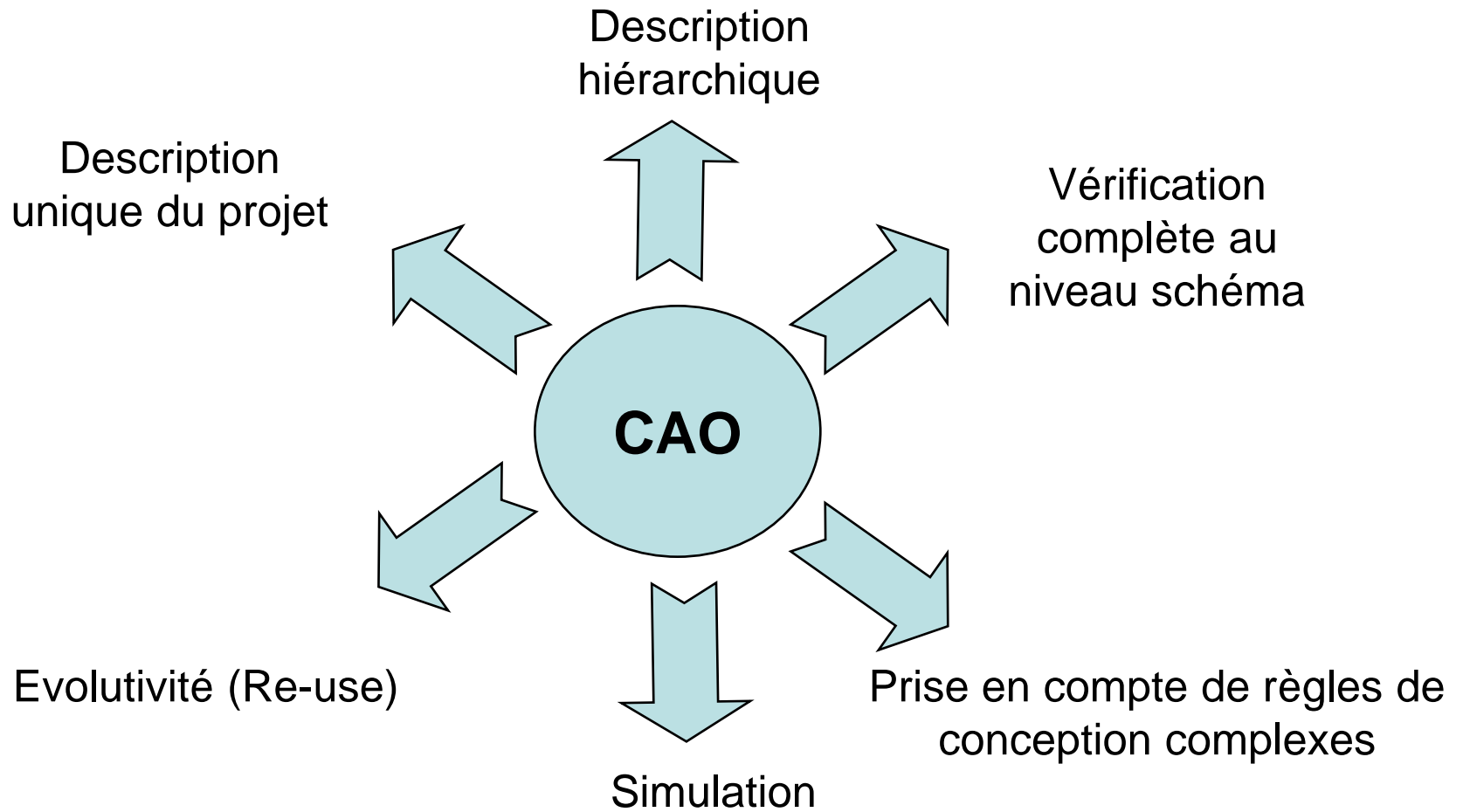
- La Conception doit être organisée en projet



- ☞ *Même pour une conception « simple » suivre ce schéma*
- ☞ *Plus une erreur est détectée tôt, moins elle coûte (argent, temps)*

Flot de Conception





Conception Assistée par Ordinateur

☞ *Efficacité, Fiabilité, Évolutivité*

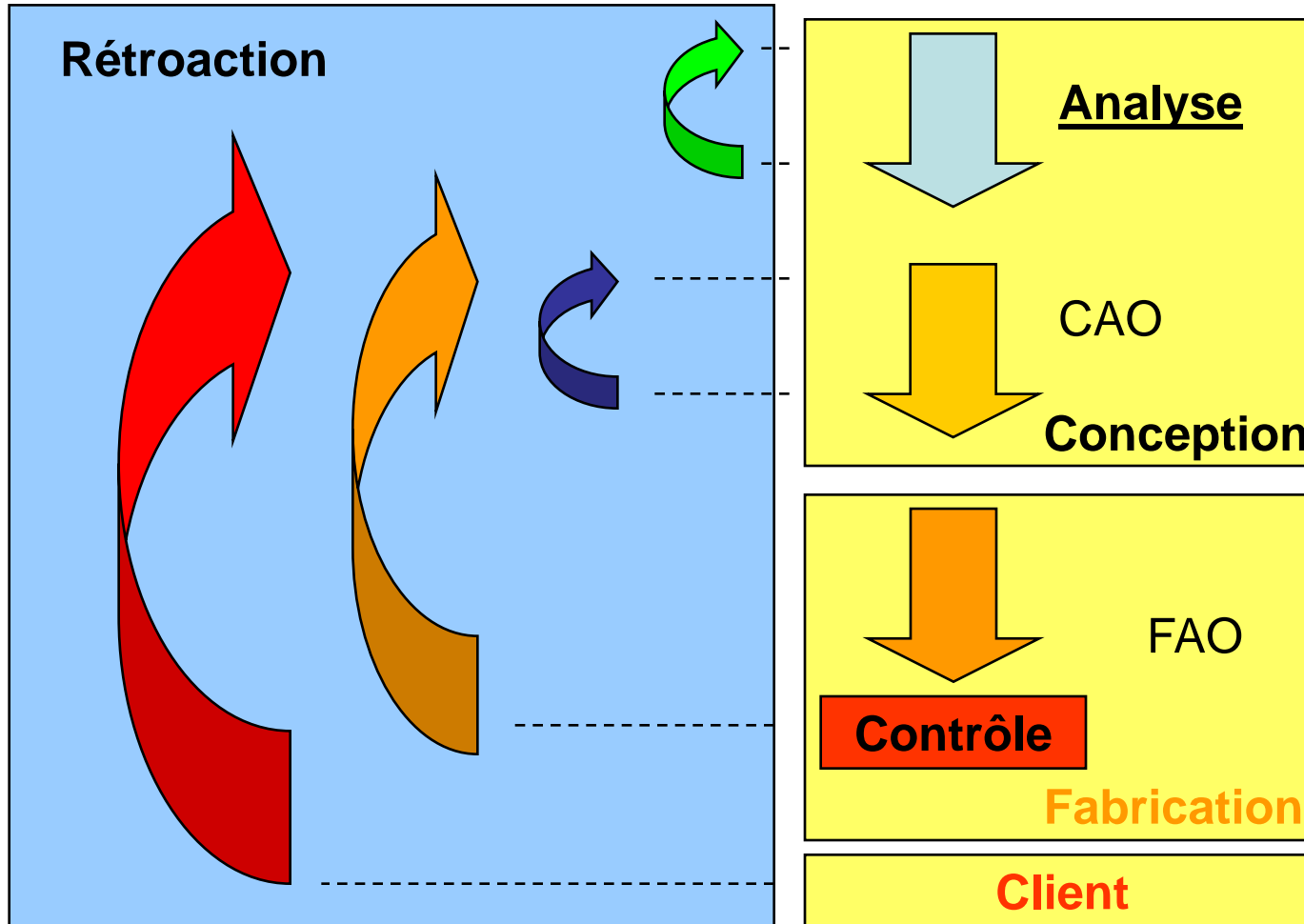
L'apport de la CAO

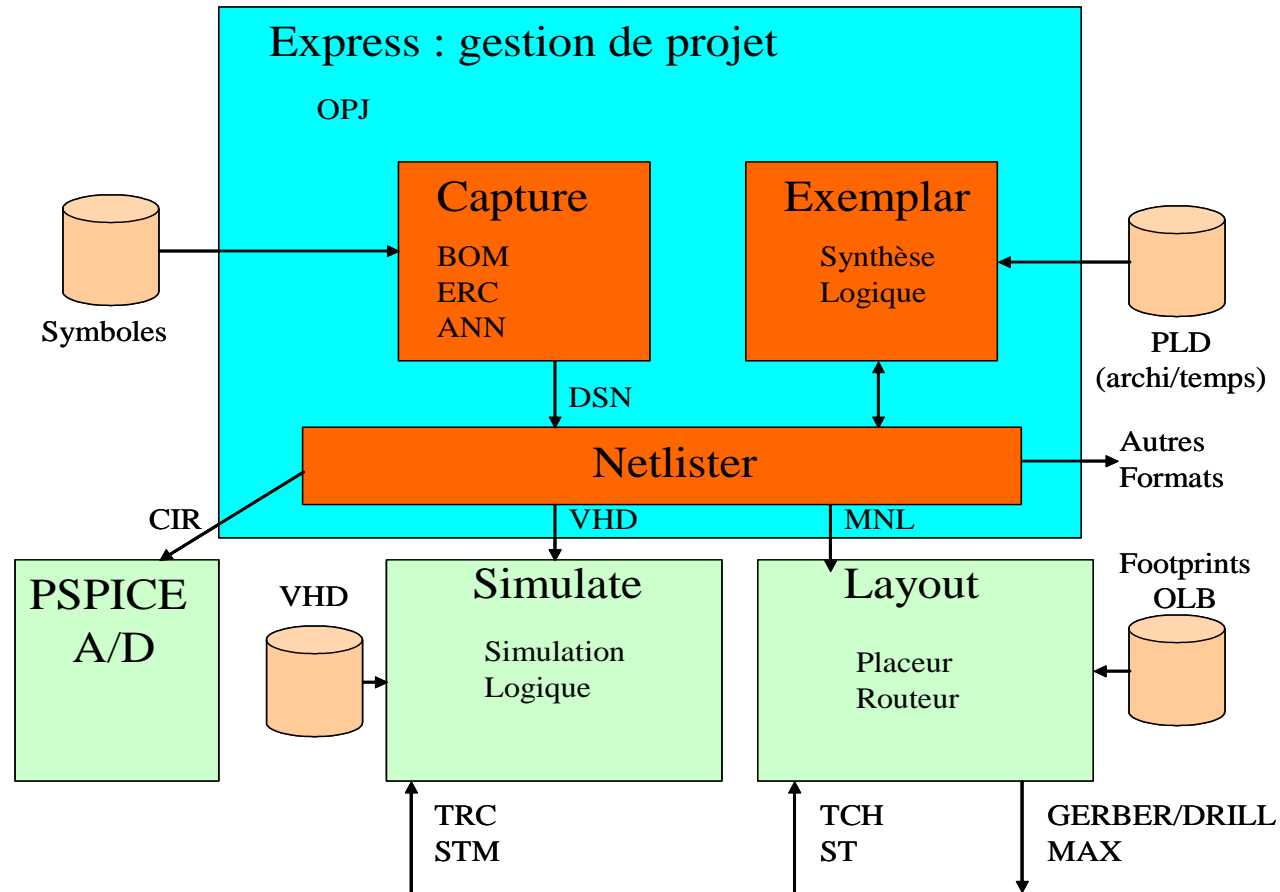
ALLEGRO AUTOENGINEER AUTO-TRAX EDA CADENCE CADSTAR
CIRCAD
CIRCUIT CREATOR CIRCUIT LAYOUT CIRCUIT MAKER CSIEDA
DESIGN WORKS EAGLE
EASY PC E-CAD EDWIN EPD - Electronics Packaging Designer LAY01
LAYOUT
MCCAD MENTOR-Graphics ORCAD OSMOND PPC P-CAD 2000 PCB
PCB ASSISTANT PCB DESIGNER PCB ELEGANCE PADS PROTEL
PROTEUS
QCAD RANGER SCORE SPRINTLAYOUT TARGET2001 TCI3
ULTIBOARD VISUALPC VISUALPCB VUTRAX WINBOARD

Présentation d'un outil CAO

☞ *Adaptabilité aux autres outils*

- 15800 utilisateurs (licences)
dont 9500 postes enseignements (en France)
- Une licence industrielle : 100 KF (prix public)
- OrCAD est la propriété de CADENCE
- historique : premier produit sur PC-XT
deux lecteurs de disquettes 360Ko
développé par et pour la NASA (#1982)



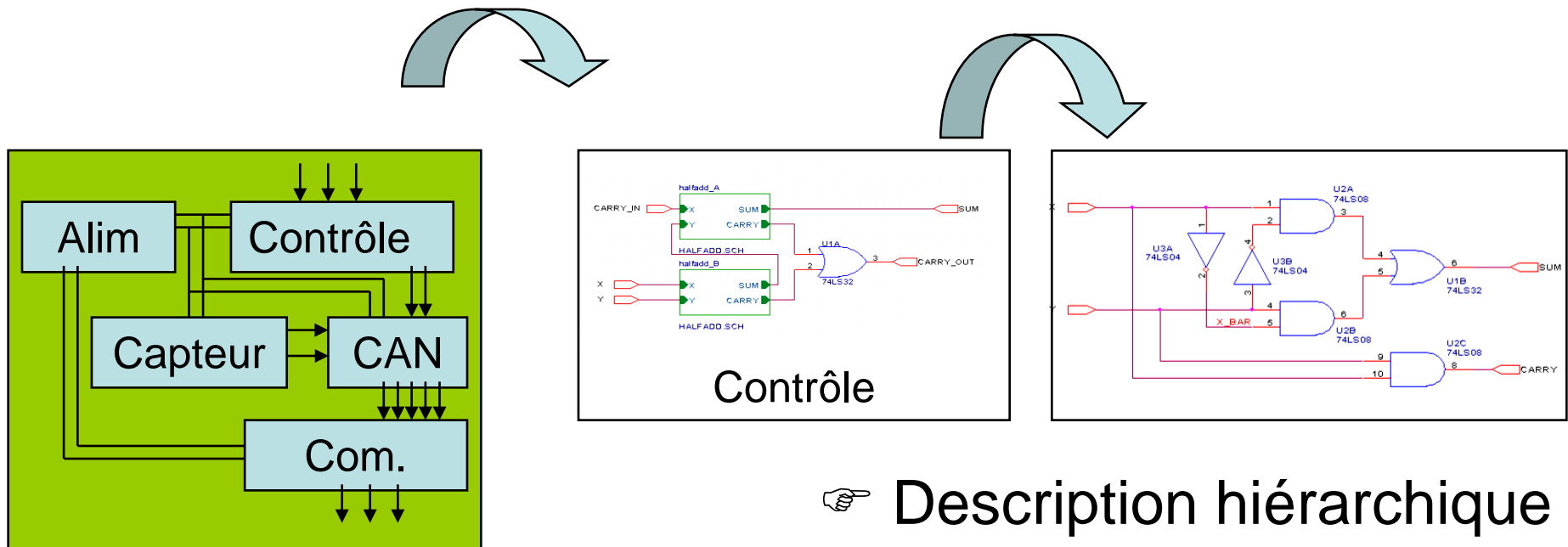


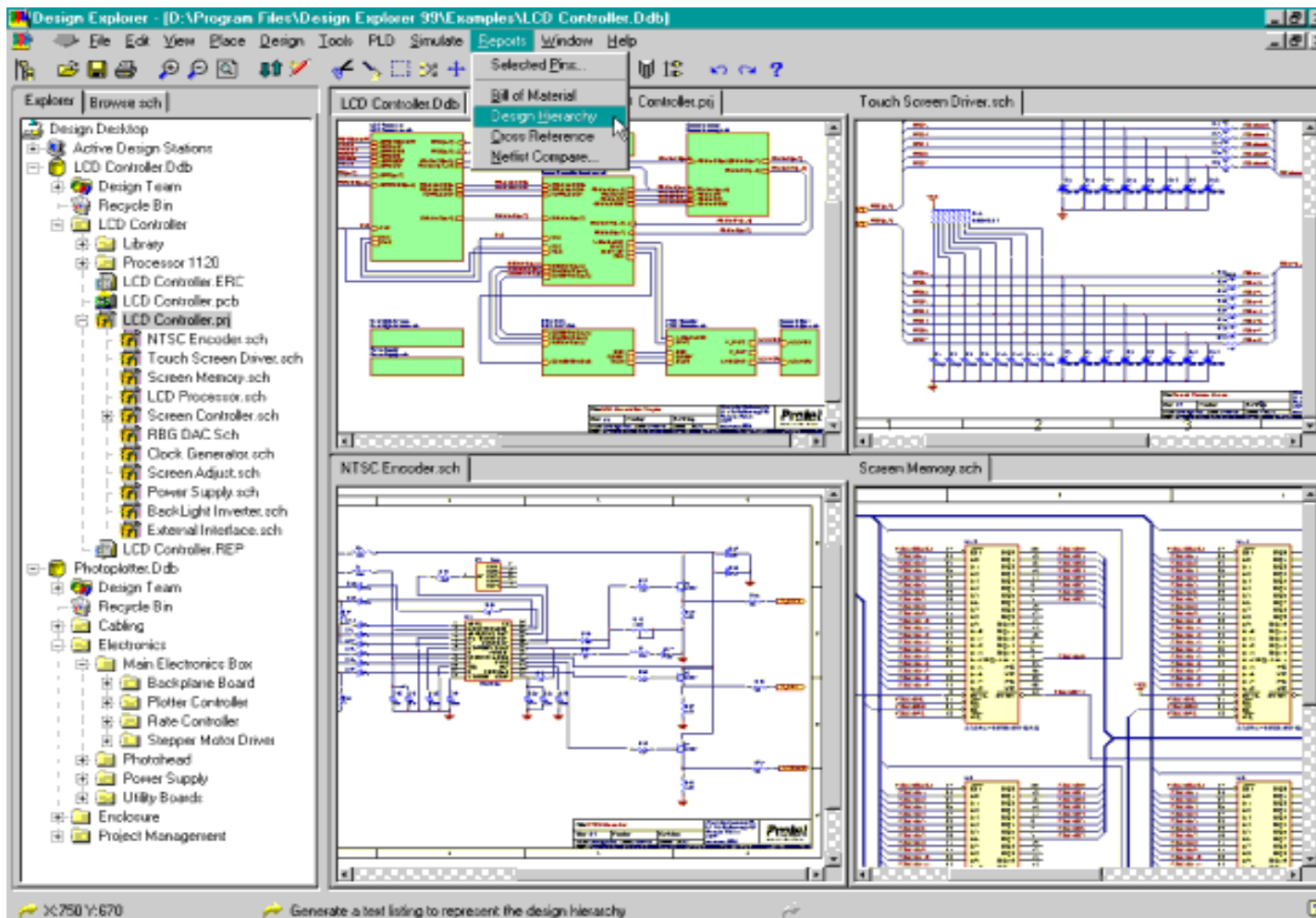
Simulation
Ana.

Simulation
Num.

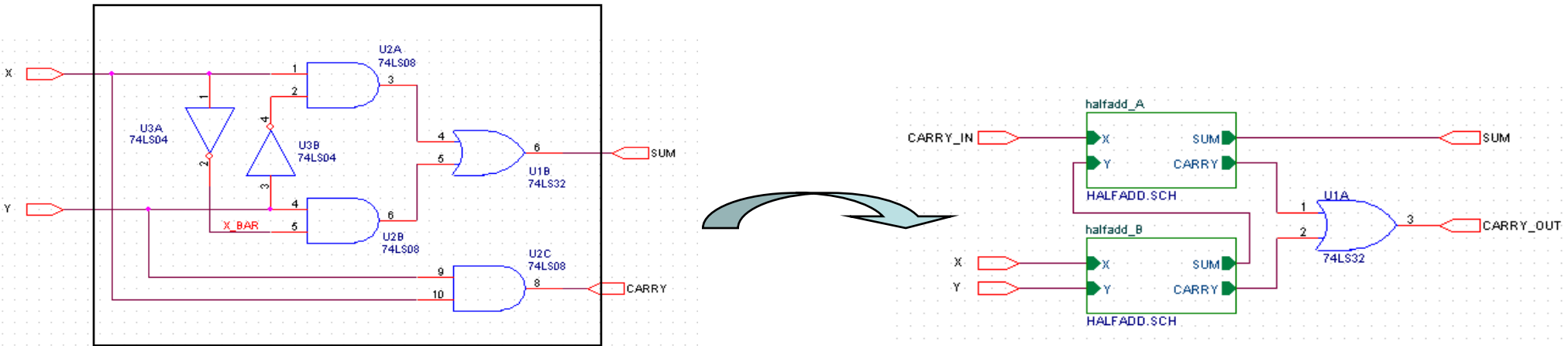
Dessin des masques

- Conception descendante « Top Down Design »
Du besoin vers l'implémentation
Du « quoi » vers le « comment »





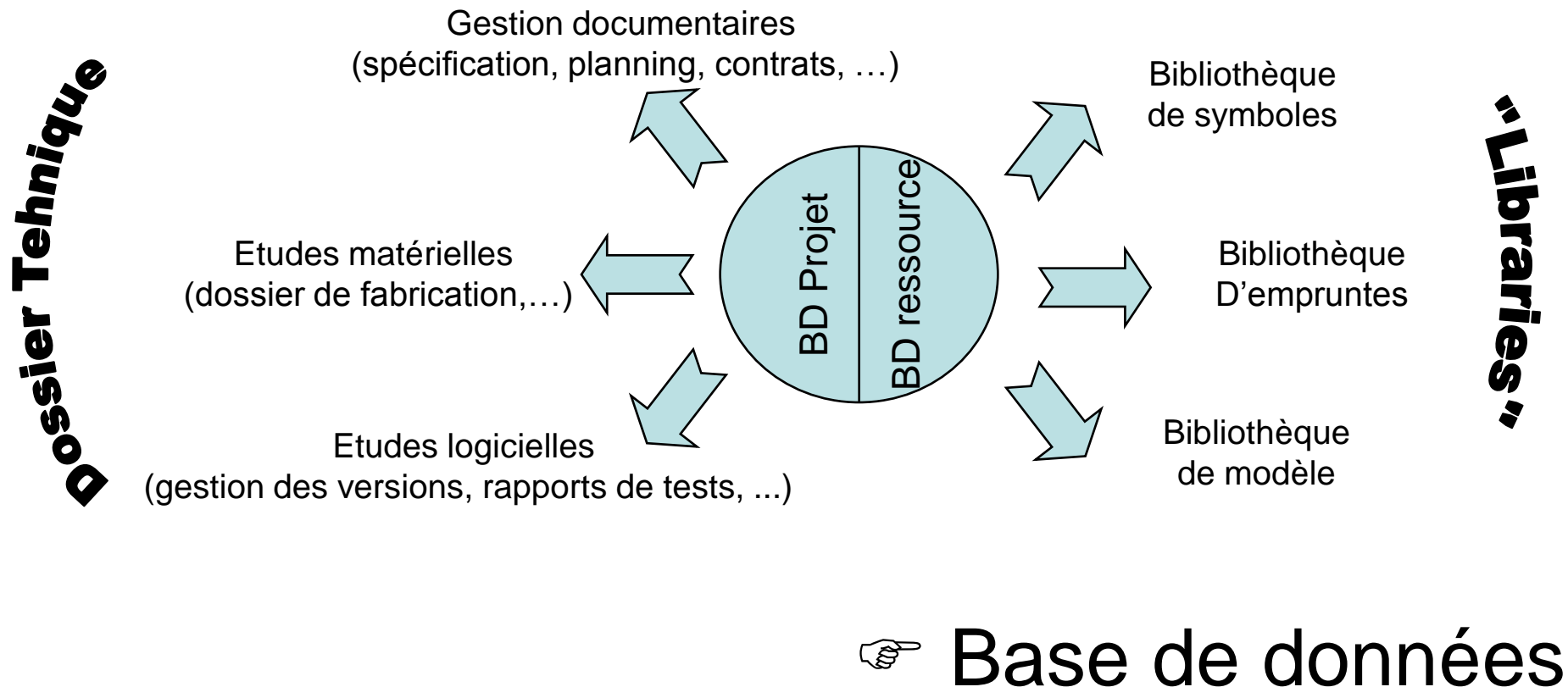
Description hiérarchique et CAO

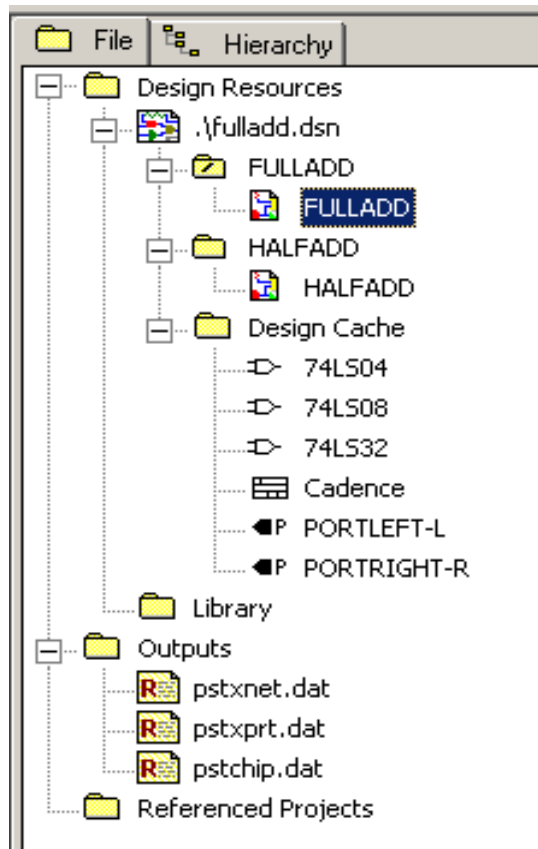


Description hiérarchique sous Orcad (ici down top)

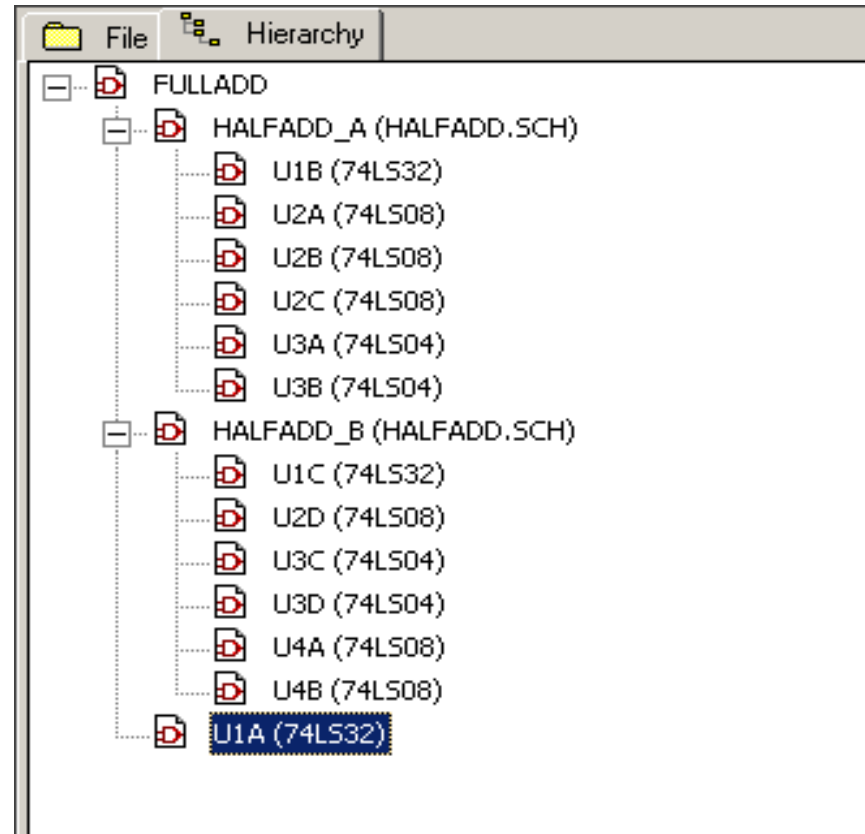
- Evite les redondances inutiles
- Augmente la lisibilité
- Augmente l'évolutivité

- Outils CAO : Description unique du projet





Vision Fichier



Vision Hiérarchique

- Description de chaque élément par un modèle
- Description par un fichier Netlist (graphe)

Un « net » = ensemble des branches et nœuds constituant le même point électrique

- La description est utilisée pour la saisie de schéma, la simulation, le routage (transformation des connections en pistes)
- Equivalence du circuit à toutes les étapes

⇒ Vérification au niveau schéma

Exemple : modèle d'un composant

```

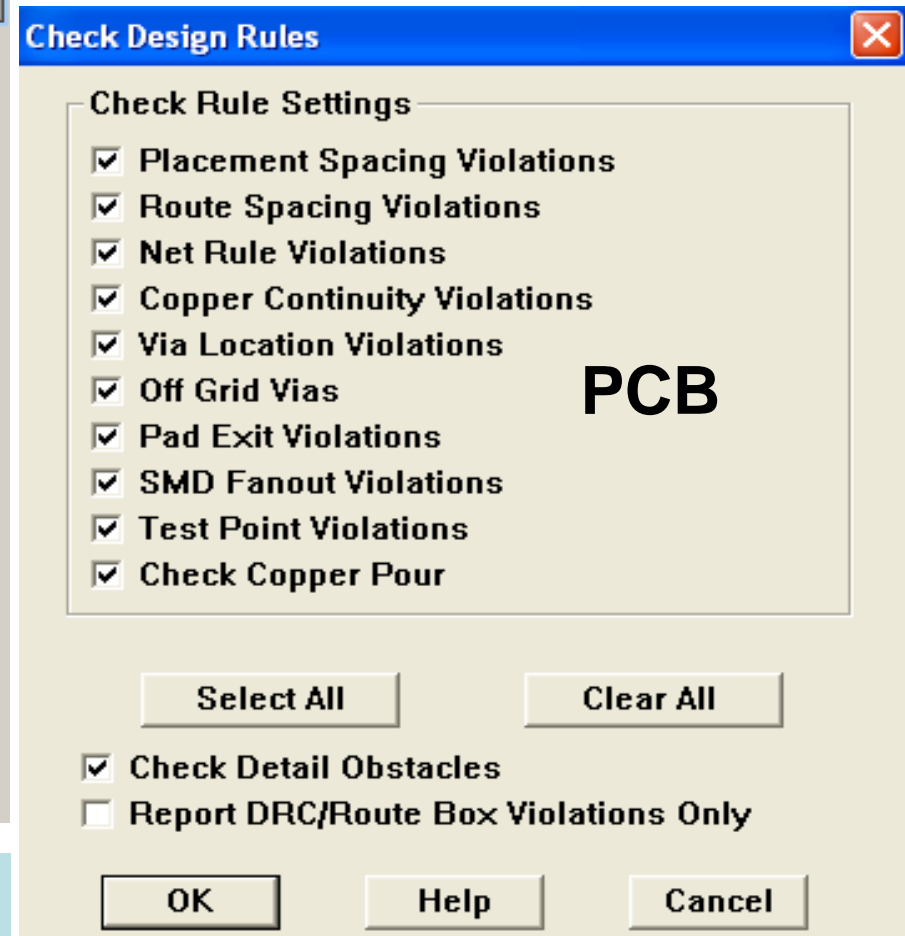
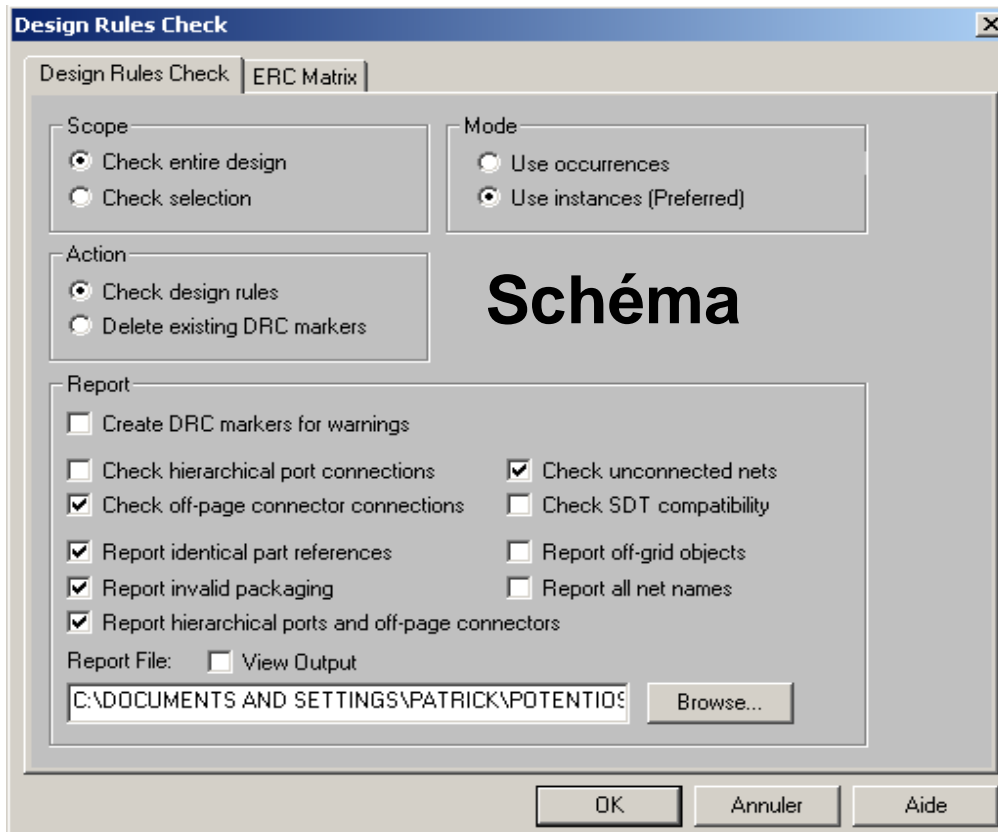
* modèle d'un VCO idéal sinusoidal
* source VCO
.subckt VCO e s params: K0=6k Vmin=5 Vmax=15 V0=10
f0=50k A=10
E_LIMIT1 1 0 VALUE {LIMIT(V(e),{Vmin},{Vmax})}
E_E1 2 0 VALUE { {6.28*(f0+K0*(V(1)-V0))} }
G_INTEG1 0 $$U_INTEG1 VALUE {V(2)}
C_INTEG1 $$U_INTEG1 0 {1/1.0}
R_INTEG1 $$U_INTEG1 0 1G
E_INTEG1 3 0 VALUE {V($$U_INTEG1)}
.IC V($$U_INTEG1) = 0v
E_E2 S 0 VALUE { {A*sin(V(3))} }
.End

```

On crée le modèle, puis le symbole, puis on l'insère dans la bibliothèque de la CAO

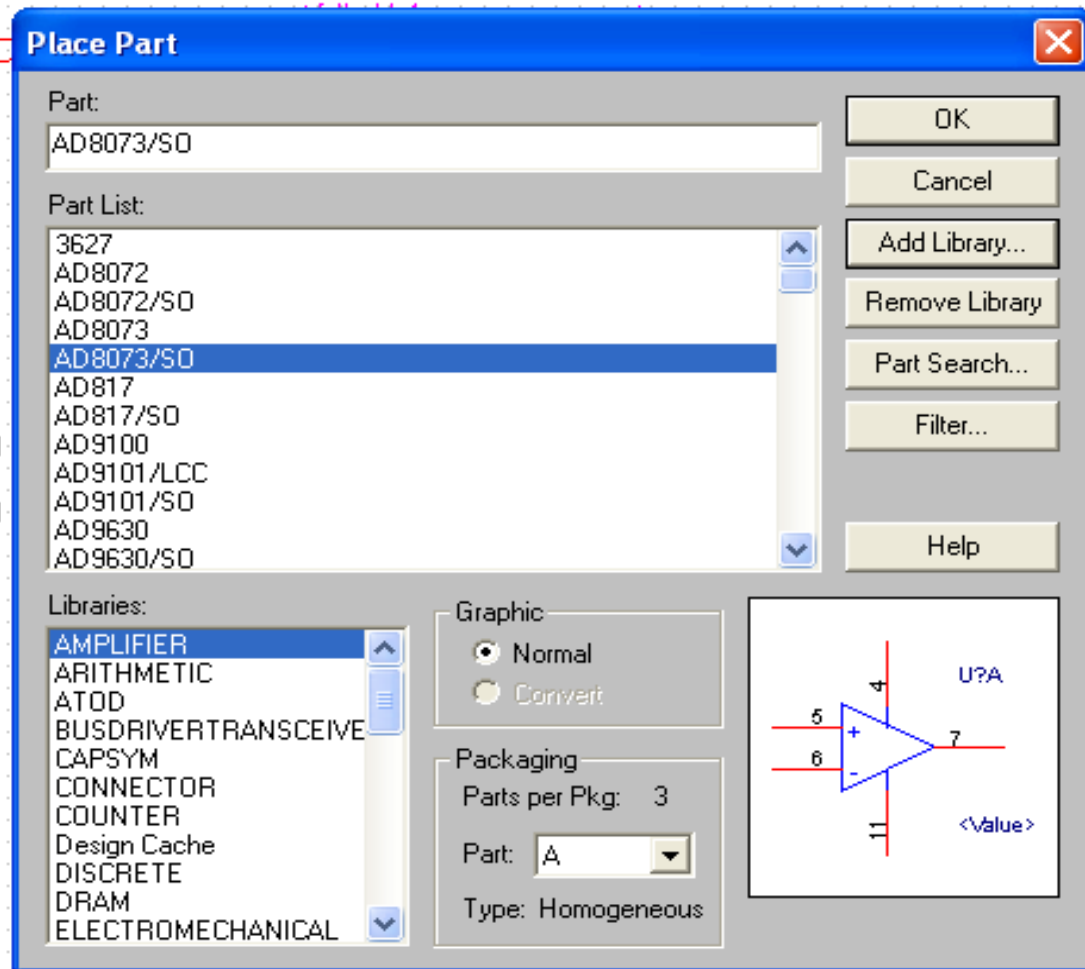
Exemple : fichier Netlist

```
* modèle d'un VCO idéal sinusoidal
* source VCO
.subckt VCO e s params: K0=6k Vmin=5 Vmax=15 V0=10
f0=50k A=10
E_LIMIT1 1 0 VALUE {LIMIT(V(e),{Vmin},{Vmax})}
E_E1 2 0 VALUE { {6.28*(f0+K0*(V(1)-V0))} }
G_INTEG1 0 $$U_INTEG1 VALUE {V(2)}
C_INTEG1 $$U_INTEG1 0 {1/1.0}
R_INTEG1 $$U_INTEG1 0 1G
E_INTEG1 3 0 VALUE {V($$U_INTEG1)}
.IC V($$U_INTEG1) = 0v
E_E2 S 0 VALUE { {A*sin(V(3))} }
.End
```

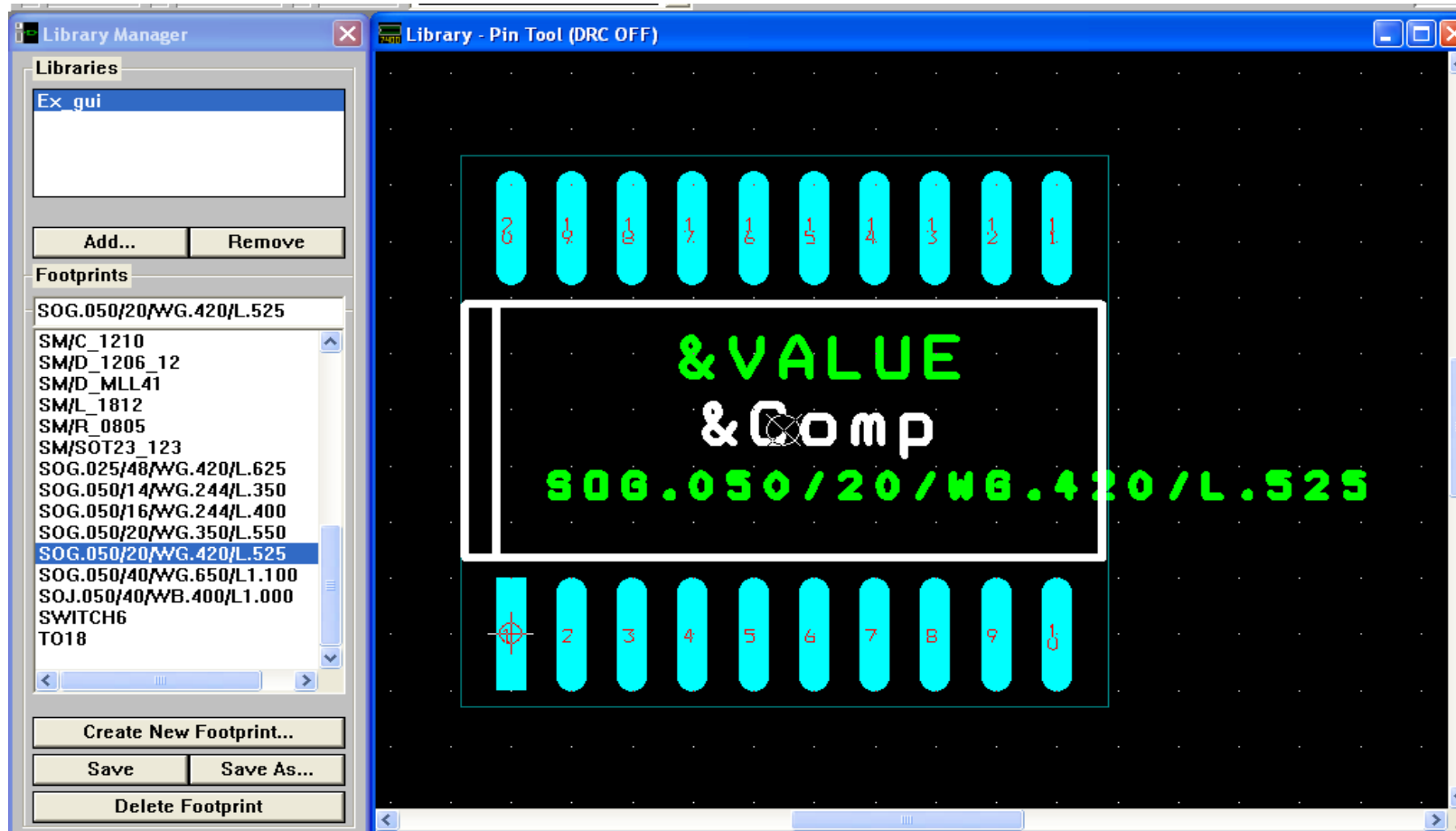


Vérification de règles de conception
nombreuses et complexes

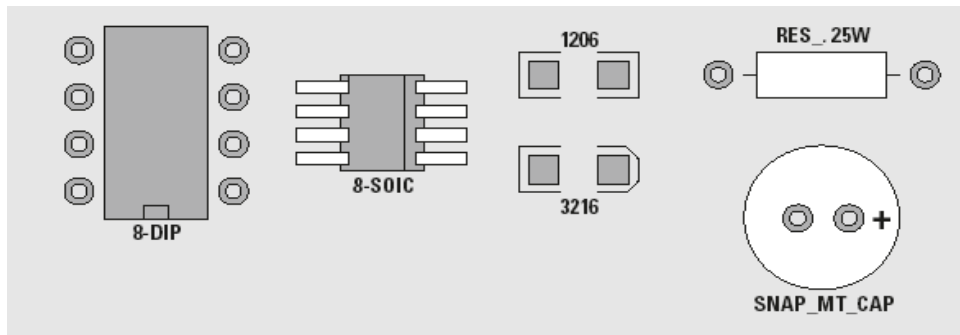
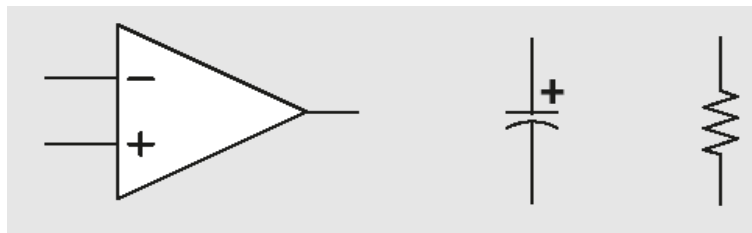
Bibliothèque de symboles



Bibliothèques de symboles simples ou avec modèle PSPICE disponibles sur le site CADENCE ou sur les sites fabricants



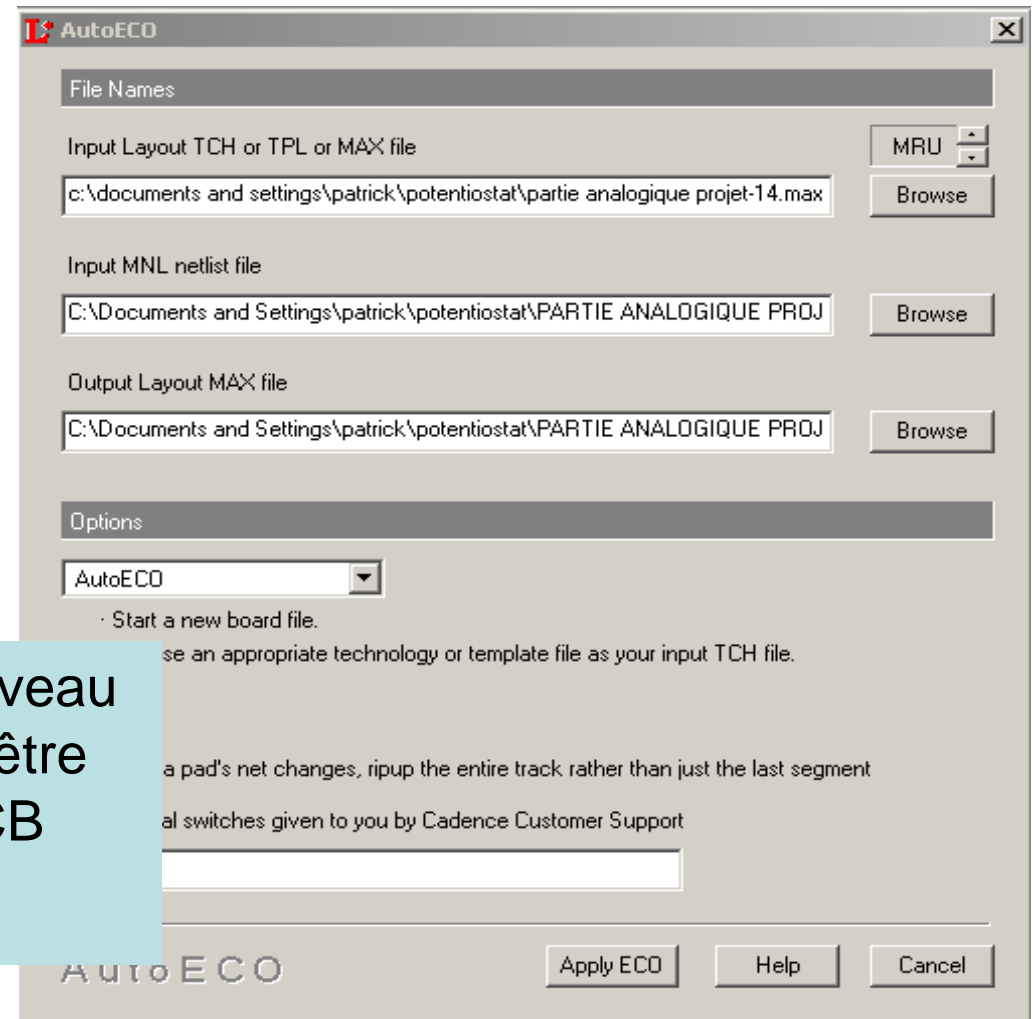
Un composant, plusieurs descriptions



```

*-----*
* connections: non-inverting input
*             | inverting input
*             | | positive power supply
*             | | | negative power supply
*             | | | | output
*             | | | | |
.subckt uA741 1 2 3 4 5
*
c1 11 12 8.661E-12
c2 6 7 30.00E-12
dc 5 53 dx
de 54 5 dx
dlp 90 91 dx
dln 92 90 dx
dp 4 3 dx
egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
fb 7 99 poly(5) vb vc ve vlp vln 0 10.61E6 -10E6 10E6 10E6 -10E6
ga 6 0 11 12 188.5E-6
gcm 0 6 10 99 5.961E-9
iee 10 4 dc 15.16E-6
hlim 90 0 vlim 1K
    
```

Les mises à jour sont réalisées au niveau schéma (plus lisible) mais peuvent être aussi rétro-annotées depuis le PCB (back annotate)



Notions Essentielles

La compatibilité électromagnétique :

Est définie comme l'aptitude d'un appareil ou système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, et sans produire lui-même des perturbations électromagnétique intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement

Perturbations Conduites & Rayonnées

Rayonnée : lorsqu'elle se propage dans l'espace par un champ électromagnétique.
Les fils câbles, pistes se comportent comme des antennes

Conduite : véhiculée par des conducteurs (fils, câbles, pistes de circuits imprimés...)

Ces conducteurs peuvent se comporter comme des selfs ou des capacités

-> On dit qu'il y'a **couplage ou diaphonie**

Rq : Certains phénomènes sont propagés par les deux modes. Ceci est dû au large spectre qu'ils génèrent.

Un système ou équipement doit satisfaire à deux exigences :

- 1- il doit fonctionner : après un fonctionnement en laboratoire, être sûr que l'équipement marche dans son milieu réel (donc il faut prendre dès le départ toutes les contraintes)
- 2- l'équipement ne doit pas polluer (mois critique a priori, mais...)

Lors de la mesure du CEM d'un système, deux principes de tests sont utilisés :

1. Les mesures d'émission conduite et rayonnée :

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

2. Les mesures de susceptibilité conduite et rayonnée permettant de déterminer l'aptitude d'un équipement à fonctionner sans dégradation de performances en présence de perturbation en conduction sur ses câbles (susceptibilité conduite) ou de rayonnement électromagnétique (susceptibilité rayonnée)

Les Normes : de l'ordre du mV pour les mesures d'émission conduite

De quelques dizaines de microvolt par mètre ($\mu\text{V}/\text{m}$) à quelques mètre de l'équipement pour les mesures d'émission rayonnée.

* Mode différentiel

Le courant de mode différentiel (MD) se propage sur l'un des conducteurs et revient sur les autres. La ddp entre les conducteurs

Ex : alimentations et tous les signaux électroniques sur 2 fils.

* Mode Commun

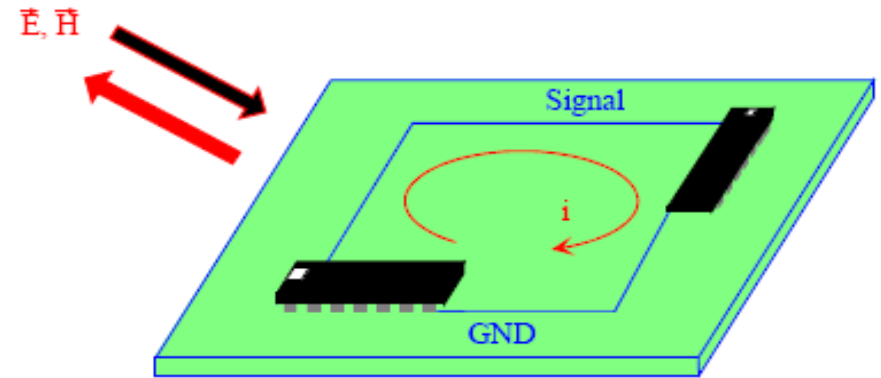
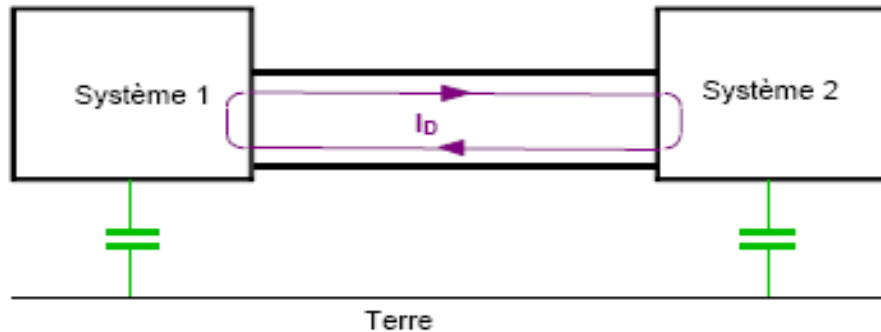
Le courant de mode commun se propage sur tous les conducteurs dans le même sens et revient par la masse. La ddp de mode commun est mesurée entre la masse d'une part et le potentiel moyen de tous les fils d'autre part.

Les perturbations électromagnétique se couplent avec efficacité sur les câbles en mode commun.

Rq : tous les mécanismes de couplage en mode commun sont efficaces en HF.

Le mode commun est le problème de la CEM

CEM : Rayonnement

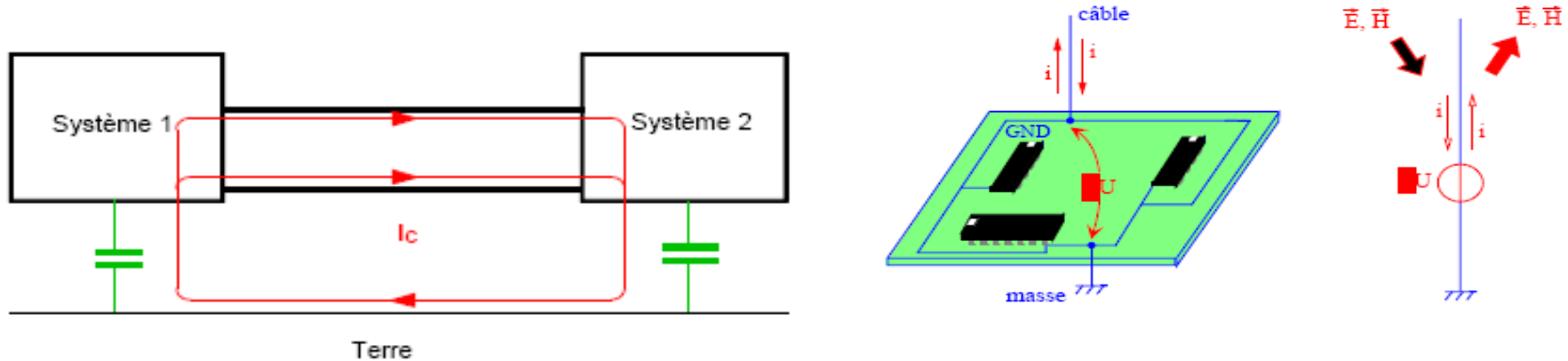


Dans le mode **différentiel**, le courant se propage sur l'un des conducteurs et revient en opposition de phase par l'autre.

Le courant de mode différentiel (MD) se propage sur l'un des conducteurs et revient sur les autres. La ddp entre les conducteurs

Ex : alimentations et tous les signaux électroniques sur 2 fils.

CEM : Rayonnement



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

Les perturbations électromagnétique se couplent avec efficacité sur les câbles en mode commun.

Rq : tous les mécanismes de couplage en mode commun sont efficaces en HF.

Le mode commun est le problème de la CEM

Le rayonnement en mode différentiel peut être modélisé en première approximation comme étant dû à une petite antenne circulaire¹. Le champ électrique maximal rayonné à une distance r produit par une boucle de surface A et parcourue par un courant I est donné par

$$E_d = 263 \cdot 10^{-16} (f^2 AI) \frac{1}{r}$$

Cette équation montre que le rayonnement est proportionnel au courant I , à la surface de la boucle A , et au carré de la fréquence f .

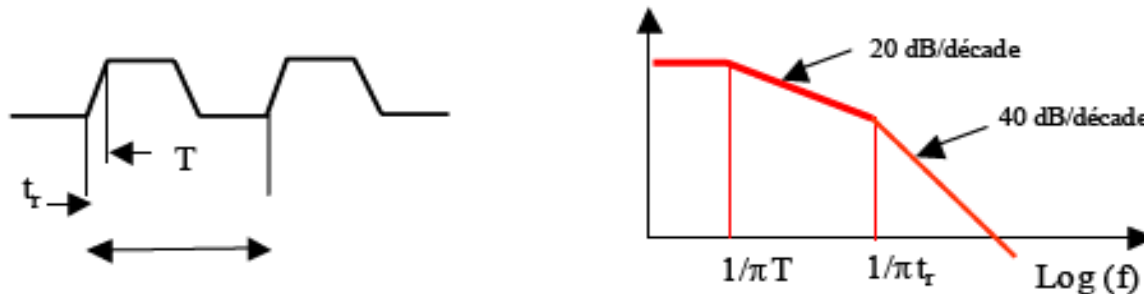
Le rayonnement en mode commun peut être modélisé par une antenne alimenté par une source de tension (chute de tension sur le circuit de masse). Pour une antenne monopole de longueur l inférieure à la longueur d'onde, le champ électrique maximal rayonné à une distance r est donné par

$$E_c = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} (f \cdot I \cdot l) \frac{1}{r}$$

où I est le courant en mode commun circulant dans le câble (antenne).

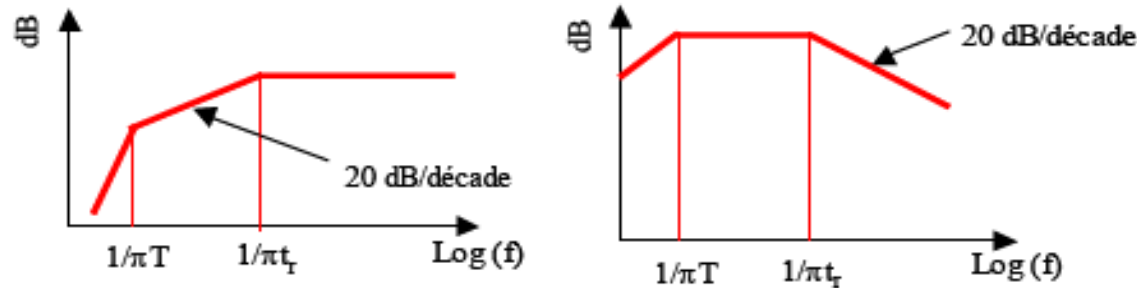
L'équation montre que le rayonnement en mode commun est proportionnel au courant I , à la longueur du câble l , et à la fréquence f .

Dans les circuits logiques, les courants ont une forme trapézoïdale qui sont caractérisés par leur temps de montée, leur temps de descente, et leur période. L'enveloppe du spectre fréquentiel d'un signal de ce type est représentée à la figure . Ce spectre est constant jusqu'à une fréquence donnée par $1/(\pi T)$, 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.



Enveloppe du spectre fréquentiel d'un signal trapézoïdal

Comparaison entre le rayonnement en mode différentiel et le rayonnement en mode commun



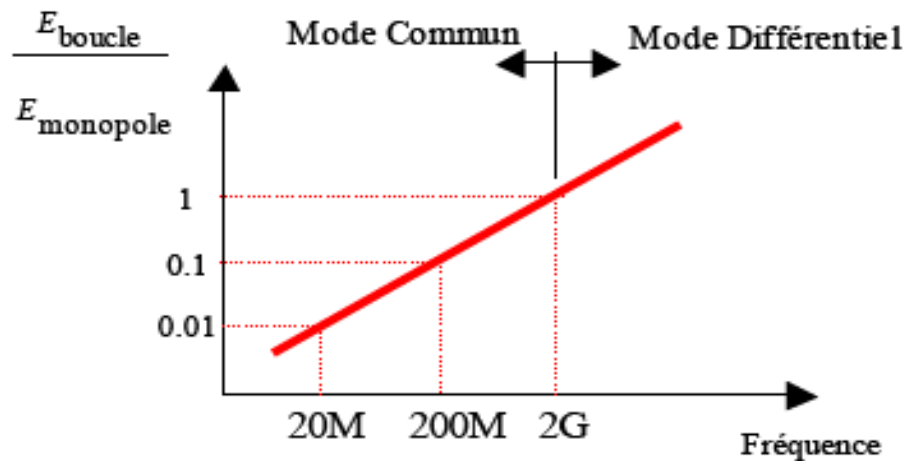
En tenant compte dans les équations du spectre fréquentiel du courant, on peut établir l'évolution en fonction de la fréquence des rayonnements en mode différentiel et en mode commun.

On peut voir que le rayonnement en mode différentiel augmente avec la fréquence (40 dB/décade) jusqu'à $1/(\pi T)$ et 20 dB/décade jusqu'à $1/(\pi t_r)$. Au-delà de $1/(\pi t_r)$, il n'y a plus d'augmentation.

Le rayonnement en mode commun augmente avec la fréquence jusqu'à $1/(\pi T)$ et décroît pour des fréquences supérieures à $1/(\pi t_r)$. Entre ces deux fréquences, l'enveloppe du spectre est constante.

Comparaison entre le rayonnement en mode différentiel et le rayonnement en mode commun

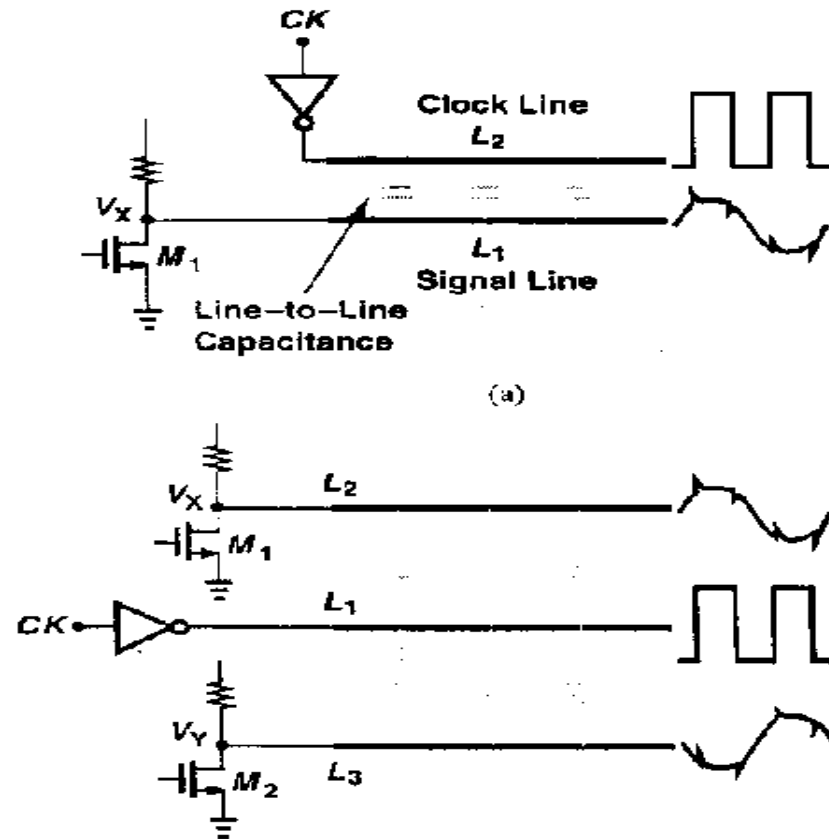
le rapport entre le rayonnement d'une boucle de 10 cm² (mode différentiel) et d'une antenne monopole de 40 cm de long (mode commun) parcouru par le même courant.



Cette observation suggère que pour des applications faisant intervenir des signaux à des fréquences de l'ordre de GHz, la qualité du layout des circuits imprimés est un facteur fondamental dans la limitation des niveaux du rayonnement émis.

La diaphonie représente le couplage entre deux circuits indépendants cheminant l'un à proximité de l'autre.

Exemple de couplage par diaphonie :



Deux types de diaphonie : capacitive et inductive

Diaphonie capacitive :

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

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

$$I = 2 \pi F C_M U$$

Courant collecté (A) →

Fréquence de la ddp coupable (Hz) ↗

ddp perturbatrice (V) ↘

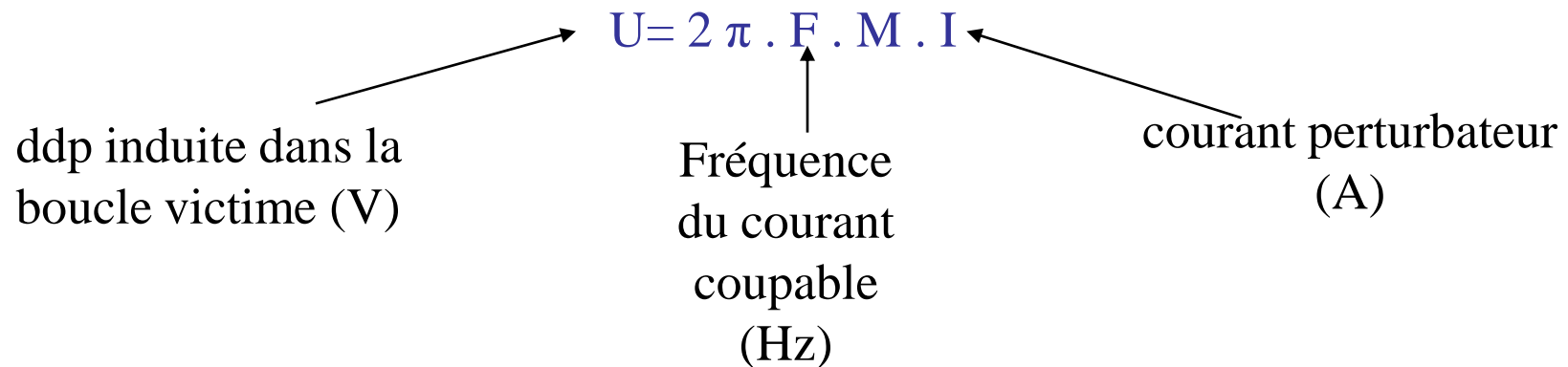
Diaphonie inductive :

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

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

$$U = 2 \pi \cdot F \cdot M \cdot I$$

ddp induite dans la boucle victime (V) Fréquence du courant coupable (Hz) courant perturbateur (A)



Les 5 types de couplages au niveau d'une carte électronique et peuvent avoir différentes origines

1. Couplage par impédance commune

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

2. Couplage par diaphonie

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

3. Couplage champ à carte

Lorsque la carte est soumise à un champ électromagnétique, les signaux perturbateurs se superposent aux signaux utiles par effet d'antenne.

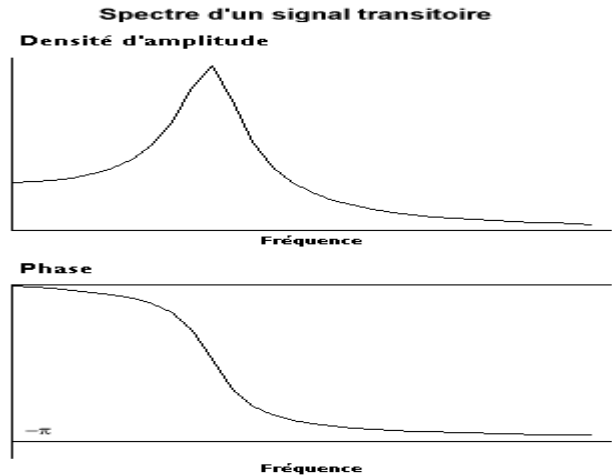
4. Couplage carte à châssis

Les champs électromagnétiques induisent sur les câbles par effet d'antenne des perturbations de mode commun. Les courants de mode commun injectés sur la carte la « secouent » en potentiel par rapport à son environnement et injectent ainsi des courants perturbateurs sur les piste par capacité parasite.

5. Rayonnement des Cartes

Les signaux haute fréquence ou à fort di/dt circulant dans les boucles de circuit imprimé rayonnent un champ électromagnétique

Numéro de la bande	Symbole	Gamme de fréquences (limite inférieure exclue, limite supérieure incluse)
3	ULF	300-3 000 Hz
4	VLF	3-30 kHz
5	LF	30-300 kHz
6	MF	300-3000 kHz
7	HF	3-30 MHz
8	VHF	30-300 MHz
9	UHF	300-3 000 MHz
10	SHF	3-30 GHz
11	EHF	30-300 GHz

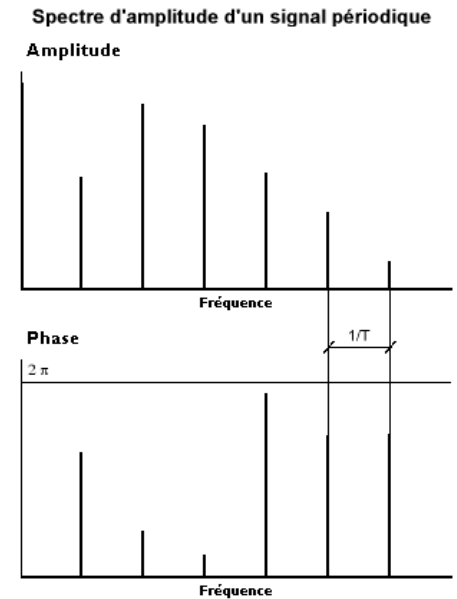


- Perturbation bande étroite

Signal de Talkie-walkie (une seule fréquence)

- Perturbation bande large

Décharge électrostatique (type impulsif)



Les différents couplages vus par une carte électronique sont dérivatifs. Une relation simple permet de passer du domaine temporel au domaine fréquentiel. La fréquence équivalente à un temps de montée:

$$F_{eq} = \frac{0,35}{T_m}$$

Exemple : la fréquence d'une décharge électrostatique de 1ns ?

$$F_{eq} = \frac{0,35}{1 \times 10^{-9}} = 350 \text{ MHz}$$

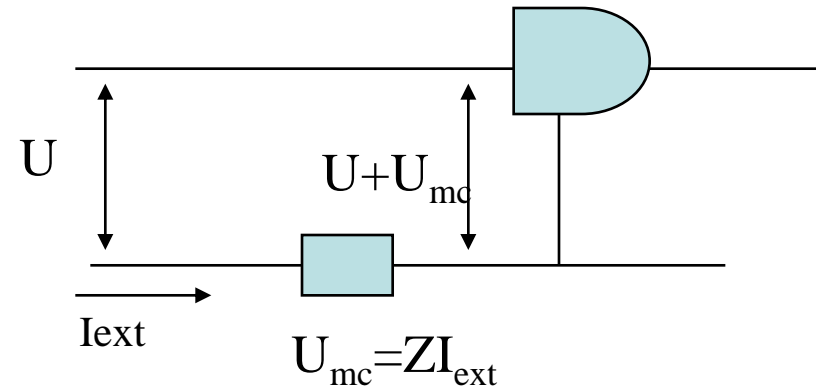
Un signal CMOS dont les fronts sont de l'ordre de 1 ns, circulant sur une carte générera des phénomènes à une fréquence de 350 MHz.

Les problèmes de CEM sont souvent liés à une mauvaise masse.

C'est quoi une bonne masse ? (le 0 V)

Couplage par impédance commune

Impédance de tout
conducteur n'est jamais
nulle



Si la ddp dépasse le seuil de sensibilité ou la marge de bruit :
risque de parasitage

La loi d'Ohm : $U_{mc} = Z I_{ext}$

$Z = 0$ ou $I = 0$

Réduction de ce couplage en diminuant la circulation du courant dans les zones sensibles par une maîtrise du routage des alimentations en diminuant les impédances des conducteurs

Impédance d'un plan de cuivre

Un plan de cuivre présente une impédance très faible jusqu'en haute fréquence

$$R = \frac{17}{e}$$

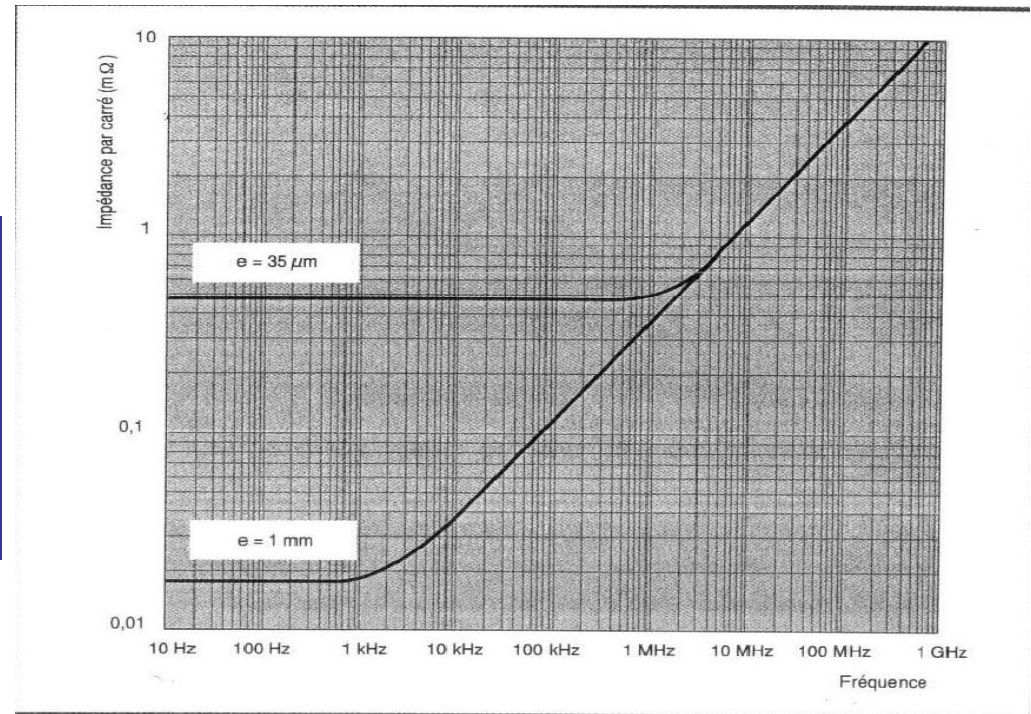
R l'impédance par carré en milliohms par carré et e l'épaisseur du plan en μm

En haute fréquence, l'effet de peau apparaît. Les courants ne pénètrent pas à l'intérieur des conducteurs. Tout se passe comme si l'épaisseur du plan diminue. L'impédance d'un plan de cuivre :

$$Z = 370\sqrt{f}$$

Impédance d'un plan de cuivre

A partir de 2MHz, l'impédance d'un plan de 1mm d'épaisseur est la même que celle d'un plan de 35 μ m. En haute fréquence, l'épaisseur de cuivre est indifférente



Application : Calcul de l'impédance d'un plan

Application : Calcul de l'impédance d'un plan de masse sur une carte de 30 cm de long et de 15 cm de large pour une logique HCMOS(100 MHz). L'épaisseur du plan est de 35 μ m

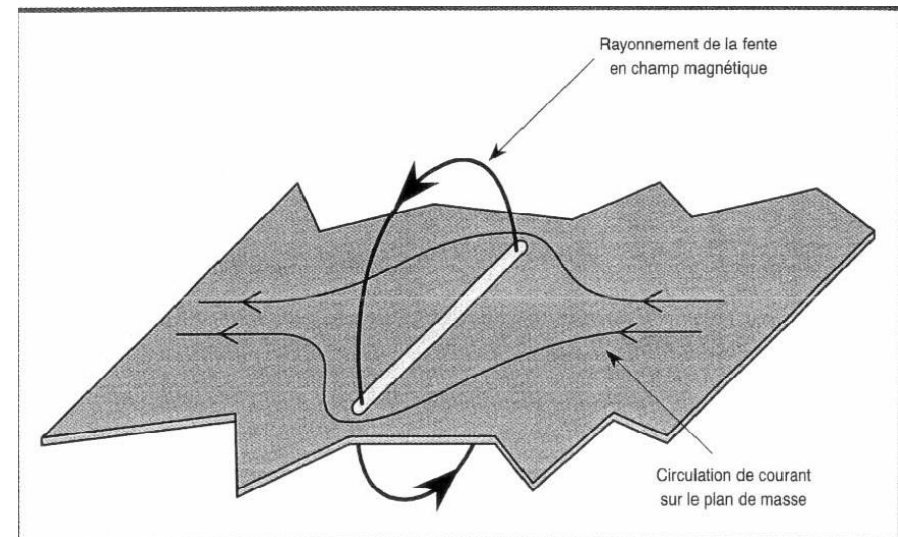
Fente dans un plan de cuivre

Un plan de masse présente une très faible impédance tant qu'il reste homogène.

Il faut jamais fendre un plan de masse

Une ddp apparaît entre les deux bords qui se comporte comme une self série d'environ 1 nH.cm^{-1}

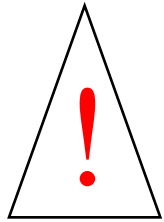
La situation est plus catastrophique si le plan est ouvert à une de ces deux extrémités



Application : Calcul de l'impédance d'un plan de masse fendu

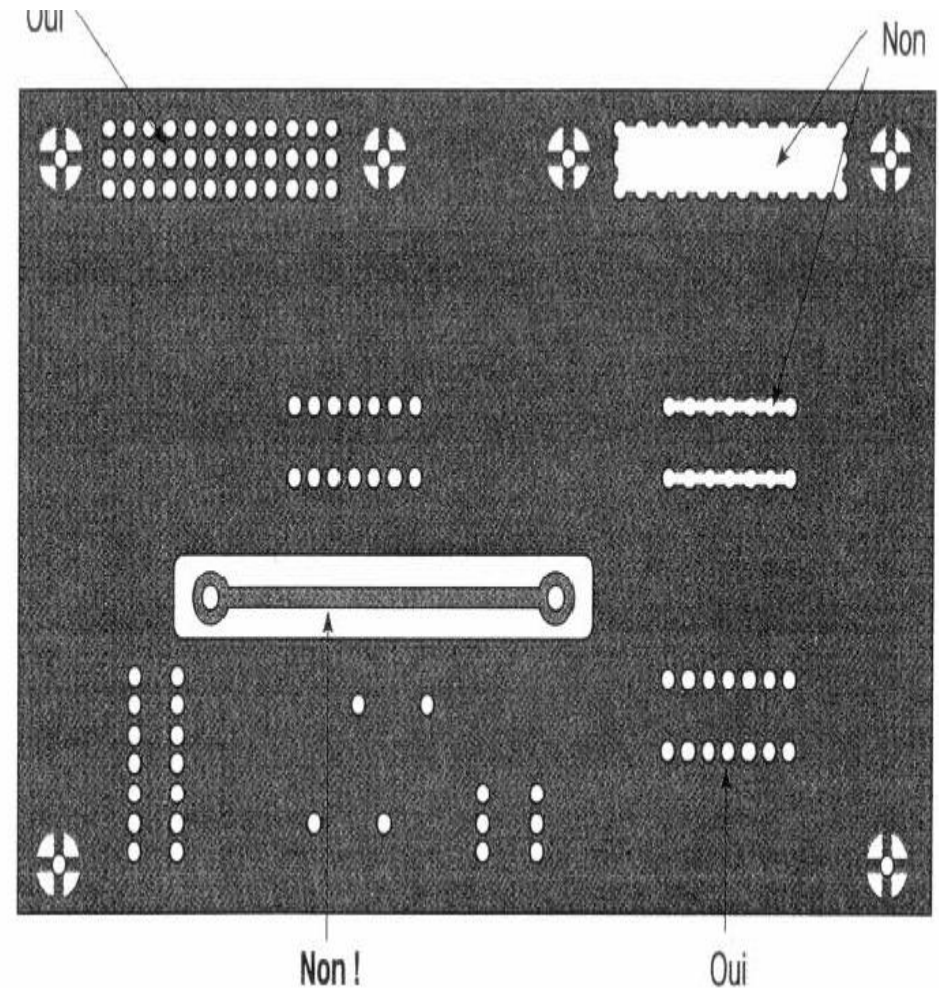
sur une carte de 30 cm de long et de 15 cm de large pour une logique HCMOS(100 MHz). L'épaisseur du plan est de $35\mu\text{m}$. On supposant qu'une piste dans le plan coupe ce dernier sur 10 cm.

La présence d'une fente dégrade très fortement l'impédance d'un plan en HF.



Un plan de masse ne doit jamais être fondu

Les bibliothèques de la CAO doivent être adaptées pour que le diamètre des pastilles et des vias soient suffisamment faibles



Impédance des pistes du PCB

En basse fréquence, une piste se comporte comme une résistance. Sa valeur est donnée par :

$$R = 17 \frac{L}{de}$$

L : la longueur (en mm), d : la largeur (en mm) et e l'épaisseur de la piste (en μm)

Pour une piste de 35 μm

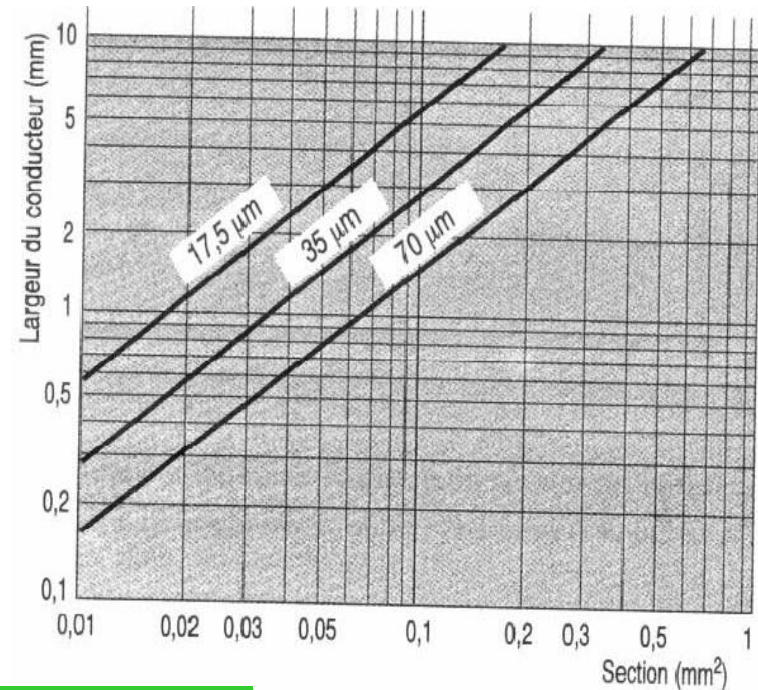
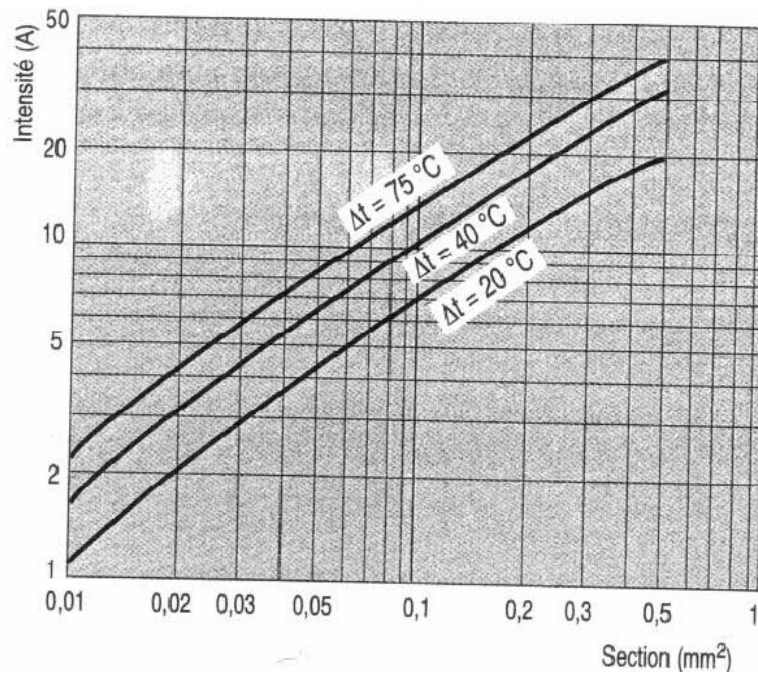
$$R = 0,5 \frac{L}{d}$$

Intensité maximale :

La résistance des pistes permet de calculer les pertes par effet de Joule supportées par les conducteurs

Pour les cartes simple face d'épaisseur nominale de 1,6 mm (en Cu)

Les revêtements métalliques ne sont pas pris en compte, avec un espacement au moins égal à la largeur des conducteurs



La norme NFC 93 703 :
prévoir une marge de 15 %

Intensité maximale :

Application : Calcul de la largeur d'une piste

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

Impédance des pistes du PCB

En HF, l'impédance d'une piste de PCB devient inductive, c'est-à-dire proportionnelle à la fréquence.

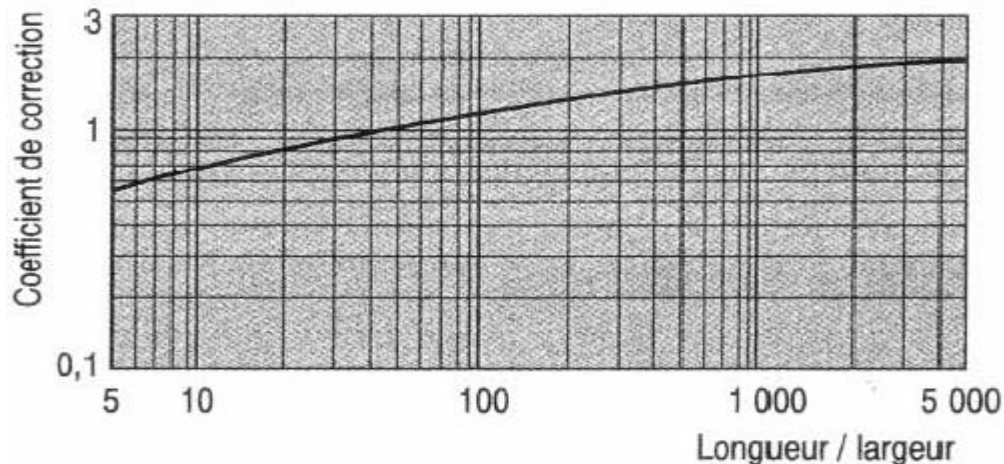
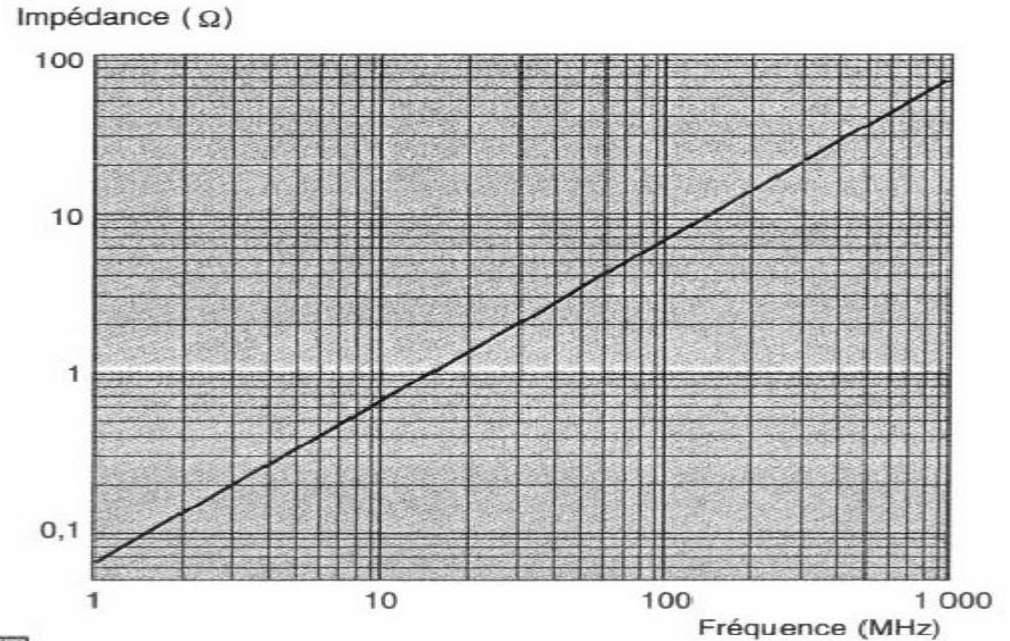
En première approximation, on considère qu'une piste de circuit imprimé présente une self-inductance de 10 nH.cm^{-1}

L'impédance se calcule alors par :

$$Z = 0,06 Lf$$

L : la longueur de la piste (en cm) et f la fréquence (en MHz)

La figure suivante permet de lire directement l'impédance d'une self de 10 nH (1cm de la piste) en fonction de la fréquence



Pour un calcul plus précis, il est possible d'appliquer un coefficient correcteur intégrant

la largeur des pistes. On a alors $Z = LZ_1K$

AN : calcul de l'impédance d'une piste

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

$$Z_1 = 6,3 \Omega \text{ (figure 1)}$$

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

$$Z = 5 \times 6,3 \times 1,2 = 38 \Omega$$



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

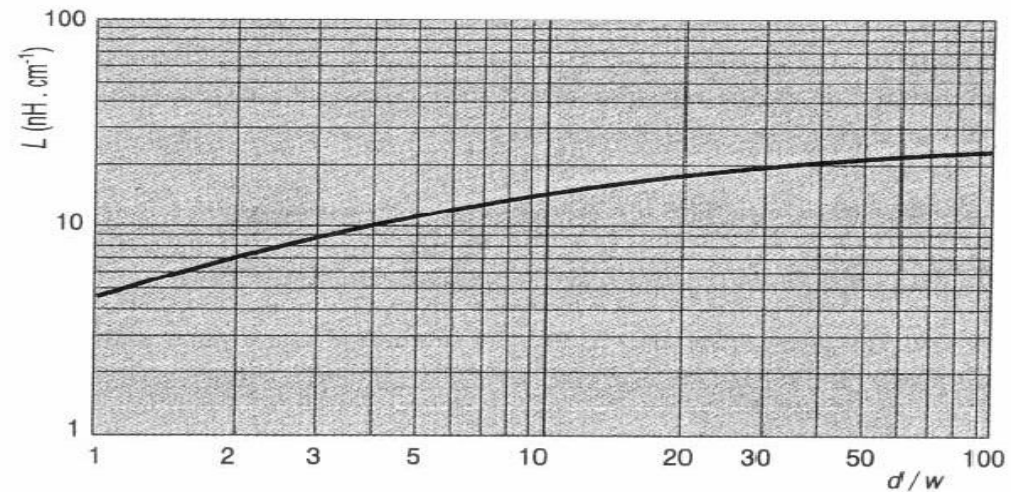
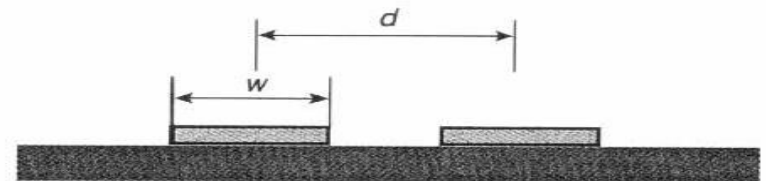
Rayonnement et self des pistes

L'inductance d'un conducteur correspond à l'énergie stockée dans l'isolant autour du conducteur (seule une petite partie de l'énergie est stockée dans le cuivre)

Pour un conducteur rectiligne, cette self vaut environ 10 nH.cm^{-1} . en modifiant la géométrie des conducteurs, l'énergie stockée dans l'air, donc la self peut être modifiée.

Lorsque la piste a une forme d'épingle à cheveux,
l'effet du courant sur la première moitié du conducteur
sera compensé par la circulation du courant
sur la deuxième moitié.

L'impédance du conducteur est alors réduite
d'un facteur 3 à 5.

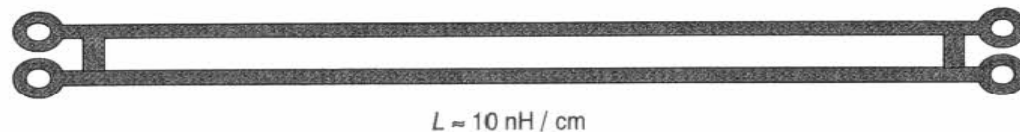


La mise en // de conducteurs est également un cas intéressant. La réduction de la self par la mise en parallèle des deux pistes n'est significative que lorsque les deux pistes sont suffisamment éloignées;

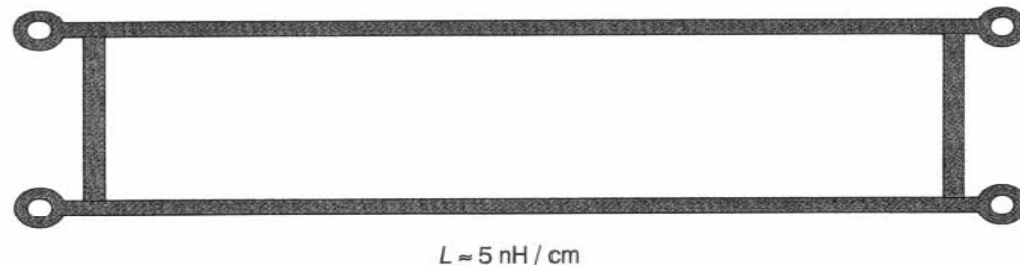
Deux pistes proches l'une de l'autre se comportent d'un point de vue selfique pratiquement comme une piste de largeur double

Comme la self d'un conducteur ne dépend pas de sa section, deux pistes voisines parallèles présentent une self équivalente de 10 nH.cm^{-1}

Il est nécessaire de les éloigner si l'on souhaite réduire cette section d'un facteur 2



Intéressant pour
le tracé des
alimentations
sans plan de
masse



Impédance des connecteurs

La faible impédance des conducteurs de masse et alimentation est nécessaire sur la carte mais également au niveau système. Une attention particulière doit être apportée à l'échange des signaux entre cartes

Les broches de connecteurs se comportent comme des conducteurs rectilignes et présentent une impédance de type selfique. La longueur totale d'une broche et d'environ 2 cm, ce qui correspond à 2 nH.

AN : Bruit dans un connecteur

Quelle est l'impédance de masse d'un conducteur comportant 3 broches de 0 V à 100 MHz ?

Situation pessimiste : les 3 broches en //; la self totale est donc de 20 nH/3

$$Z = 7 \times 10^{-9} \times 2 \times \pi \times 100 \times 10^6 = 4,4 \Omega$$



Situation très critique pour les circuits multicouches : cette impédance se met en série avec les plans de masse (impédance faible).

Cette impédance ne peut être réduite qu'en multipliant le nombre de broches de masse dans le connecteur

Il est impératif de réserver un nombre suffisant de broche pour la masse, en veillant à les répartir sur toute la hauteur des connecteurs afin de limiter également la longueur de la fente entre chaque broche

Au minimum 1 broche pour 8 broche pour TTL LS

1 broche pour 5 pour HC MOS, FAST

Et au moins 1 pour 3 pour la famille AC MOS

Le tracé des alimentations

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

1. Réduire le bruit d'alimentation en mode différentiel
2. Minimiser le bruit de masse en mode commun

Alimentation par piste

L'impédance des pistes n'étant pas nulle, le courant de consommation des circuits va bruyter les alimentations. Ce phénomène est d'autant plus critique que les circuits sont sensibles :

1. Pour l'Analogiques bas niveau de signal
2. Pour le numérique : Le courant consommé est haute fréquence (numérique)

Examinons ce phénomène à travers plusieurs exemple:

Exemple 1:

Une porte HC MOS consomme à la commutation un courant de 50 mA (courant de sortie + courant de consommation) en 3,5 ns

La longueur totale entre le condensateur de découplage et le boîtier est de 6 cm.
Quel est le bruit d'alimentation ?

$$U=L(\Delta I/\Delta t)$$

Avec 10 nH/cm, le bruit d'alimentation est donné par

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

Pratiquement la marge de bruit

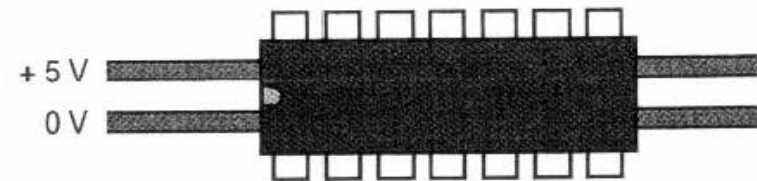
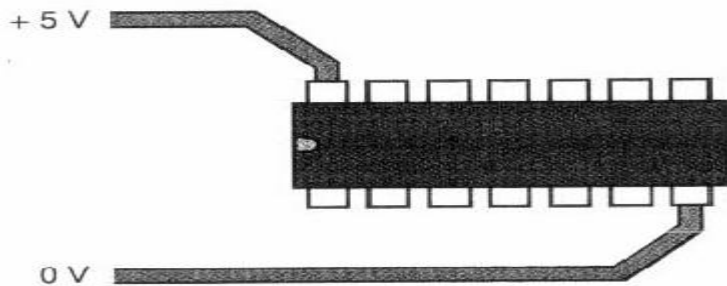


Pour l'ensemble des composants de la carte ?

L'impédance d'une piste peut être réduite en modifiant sa forme géométrique, en lui donnant la forme d'une épingle à cheveux.

L'impédance d'une piste se comporte en mode différentiel comme une 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.



Forte impédance des pistes d'alimentation (10 nH/cm)

Application numérique

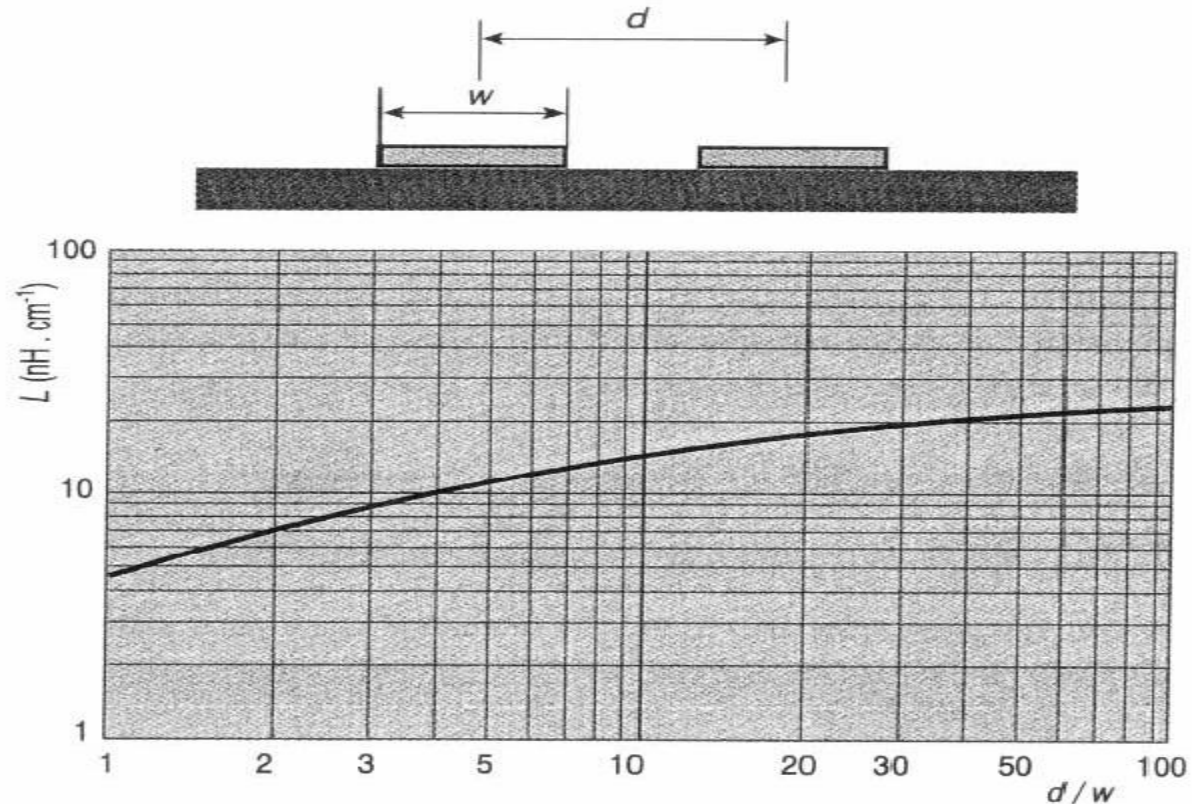
Un boîtier HC MOS consommant 50 mA en 3,5 ns, génère un bruit de 850 mV avec une longueur total de piste de 6cm. Le tracé est modifié et l'alimentation est maintenant routée avec piste de 5V contre 0V, la largeur des pistes est de 0,8 mm, la distance entre pistes (bord à bord) est de 0,2 mm et la longueur totale est de 6 cm. Quel est le nouveau bruit ?

La distance entre piste à piste
 $d = 0,2 + 2 \times (0,8/2) = 1$

$d/w = 1,25 \rightarrow L = 5,1 \text{ nH.cm}^{-1} \times 6 \text{ cm}$

$$U = 30,6 \times 10^{-9} \times \frac{50 \times 10^{-3}}{3,5 \times 10^{-9}} = 170 \text{ mV}$$

Une simple précaution permet de réduire le bruit d'alimentation d'un facteur 5. Avec un coût nul



Alimentation par plan

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

Le même cas de figure avec cette fois-ci un plan de masse pour le 0V et un plan d'alimentation pour le 5V.

D'après la figure, l'impédance d'un carré à 100 MHz vaut :

$$Z_i = 4 \text{ m}\Omega$$

$$Z_{\text{total}} = 4 \times 2 = 8 \text{ m}\Omega$$

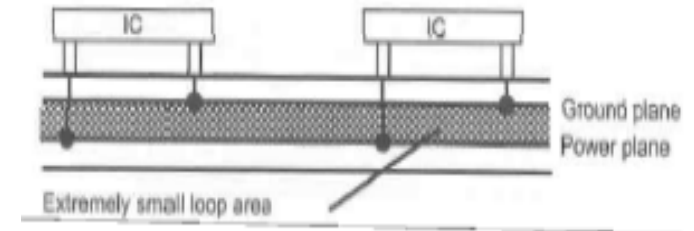
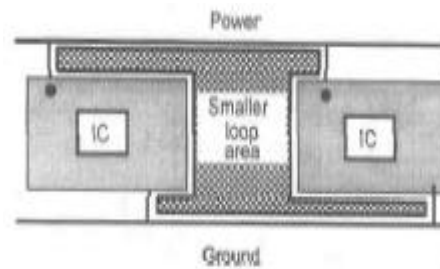
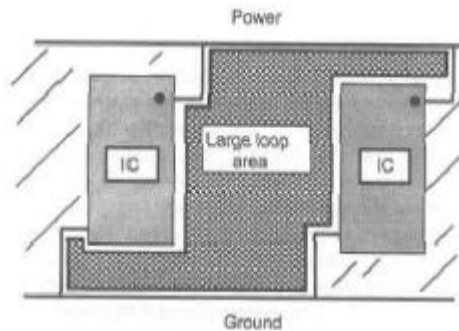
$$U = 8 \text{ m}\Omega \times 50 \text{ mA} = 0,4 \text{ mV}$$

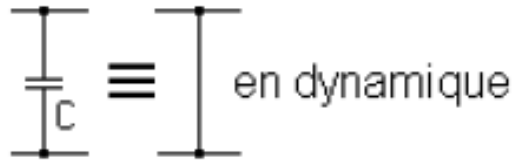
Par rapport à une alimentation par piste, l'utilisation d'une carte multicouche permet de réduire le bruit d'alimentation d'un facteur 2000 !!!

Famille logique	Temps de montée/descente (ns)	Bande passante (MHz)
CMOS	50	6.3
TTL	10	32
HCMOS	9	32
LSTTL	5	64
ALS	4	80
ACL	3	106
FAST	3	106
AS	2	159
ECL(10K)	2	159
ECL(100K)	1	318

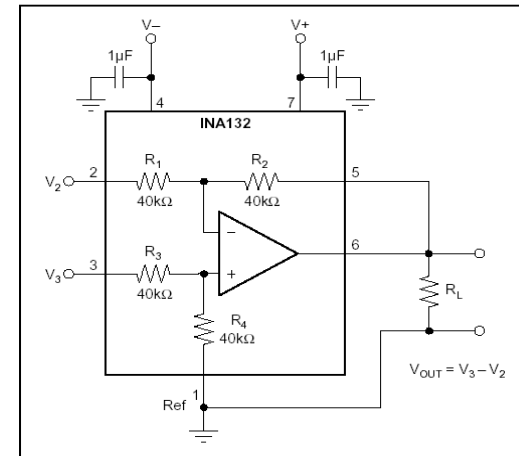
- Les courants de commutation ainsi que les temps de montées des familles logiques récentes imposent une alimentation par plan si l'on veut conserver un niveau de bruit acceptable sur les cartes.
- Cette remarque est également vraie pour l'analogique bas niveau de signal (exp:carte d'acquisition)

L'utilisation de circuits multicouches permet également de réduire les problèmes de rayonnement. En effet, dans ce cas une des couches peut être entièrement réservée au plan de masse ; par conséquent le courant de retour suit le même chemin parallèle à la piste, réduisant naturellement la surface des boucles





Capacité de Découplage



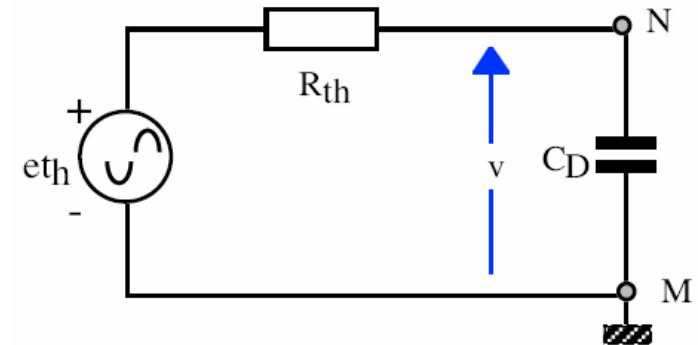
La présence d'une capacité de découplage placée entre un nœud et la masse a deux rôles :

1. De mettre ce nœud à la masse en régime variable
2. De maintenir le nœud à un potentiel fixe en régime DC

Schéma de Thévenin équivalent

Pour mettre en évidence l'efficacité du découplage C_D , on définit la fonction de découplage

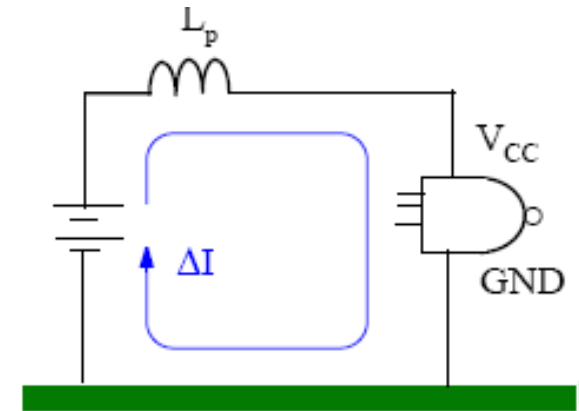
$$F_{dec} = \left| \frac{e_{th} - v}{e_{th}} \right|_{dB}$$



Lorsque le découplage est parfait à une fréquence donnée, la tension v est nulle et la fonction de découplage est de 0 dB.

Découplage des alimentations

Circuits Numériques

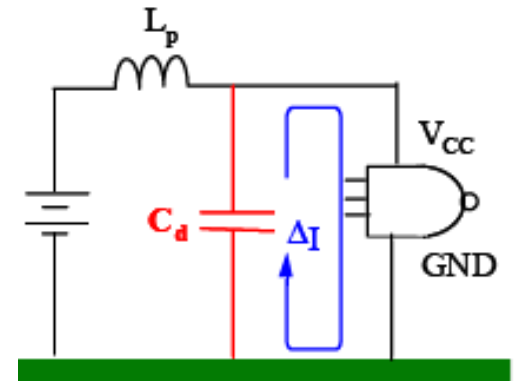


Lors de la commutation d'un circuit logique, un courant transitoire ΔI circule dans le circuit d'alimentation. Même en supposant que le circuit de masse est optimisé et possède une inductance négligeable, il y a toutefois une chute de tension aux bornes de l'inductance équivalent du circuit d'alimentation L_p . Cette chute de tension peut être suffisamment importante pour perturber le fonctionnement du circuit logique. D'autre part, la circulation du courant transitoire ΔI dans le circuit d'alimentation peut être à l'origine de rayonnement en mode différentiel

A titre d'exemple, un composant demandant 30 mA en 1 ns provoque une chute de tension de l'ordre de 3 V.

Découplage des alimentations

Circuits Numériques



La présence d'une capacité de découplage améliore la situation en se comportant **dans le domaine temporel** comme une source locale de charge, **et dans le domaine fréquentiel** elle diminue l'impédance équivalente,

et par conséquent elle joue un rôle de stabilisateur de tension. D'autre part, la présence d'une capacité de découplage réduit la boucle effective de circulation du courant transitoire, limitant le rayonnement en mode différentiel.

Il est nécessaire de placer, au plus près des éléments sensibles , des condensateurs en parallèle sur les alimentations. On en place un par boîtier

Découplage des alimentations

Circuits Analogiques

Circuits analogiques : la chute de tension sur l'alimentation forme une boucle de contre-réaction.

Certains circuits peuvent en être sensibles, et présenter notamment des oscillations, soit permanentes, soit déclenchées aléatoirement.

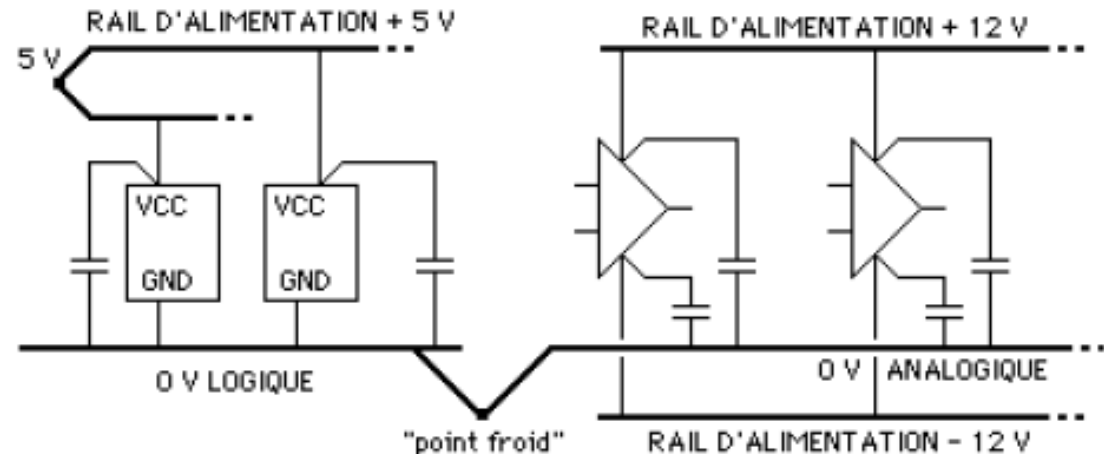
→ Un découplage d'alimentation réduit ce risque.

Découplage des alimentations

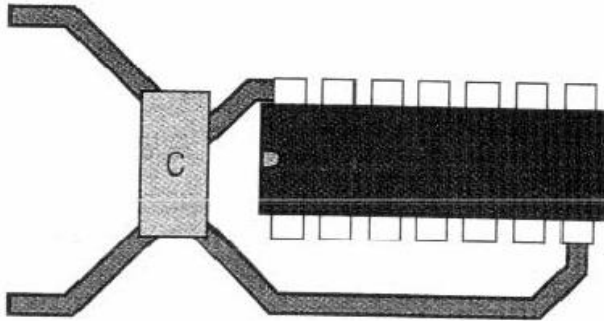
Circuits Mixtes

dans le jargon courant, on dit que les parasites « logiques » ne doivent pas polluer les alimentations analogiques. C'est pourquoi les rails d'alimentation doivent être dissociés, (même si on dispose d'une tension d'alimentation unique). La masse (0 V) est obligatoirement commune. On peut connecter comme sur ce schéma, ou tout fusionner en un plan de masse du circuit imprimé.

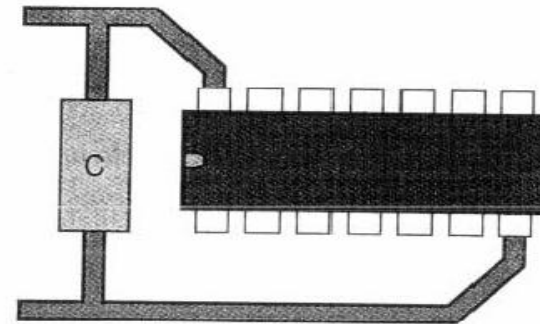
Le « point froid » est une borne qui forme le 0 V de référence (pour une mesure précise et reproductible).



Stratégie de Routage :
alimentation par pistes



meilleur

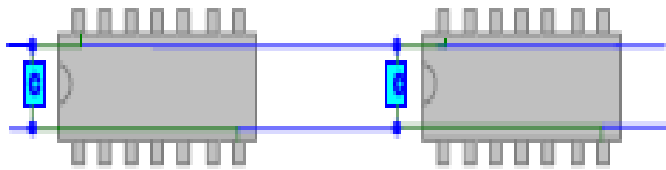


Mauvais placement

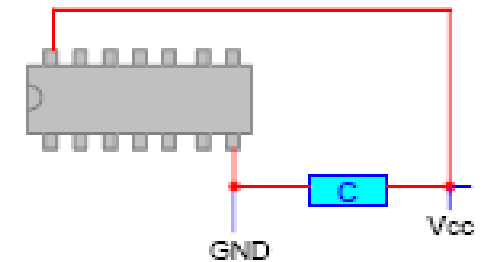
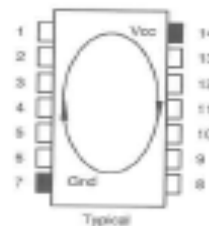
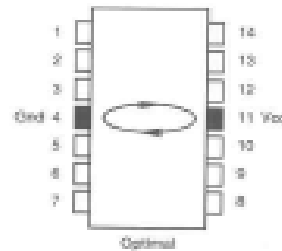
- Les pistes + et - doivent être placées côte à côte afin de réduire la self
- Un condensateur de découplage est placé à proximité afin de réduire au max la longueur des pistes entre le boîtier et le condensateur

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

- Limitation du couplage par impédance commune. On doit réduire au maximum la longueur commune des pistes entre les deux parties à découpler
- Limitation du couplage par rayonnement de la boucle amont sur la boucle aval. Les pistes d'alimentation + ET – doivent être proches afin de limiter les surfaces de boucles.



Découplage optimal

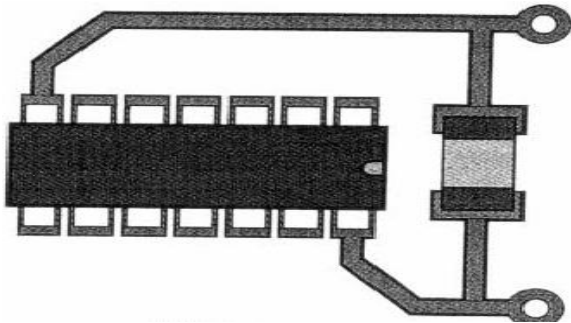


Mauvais placement

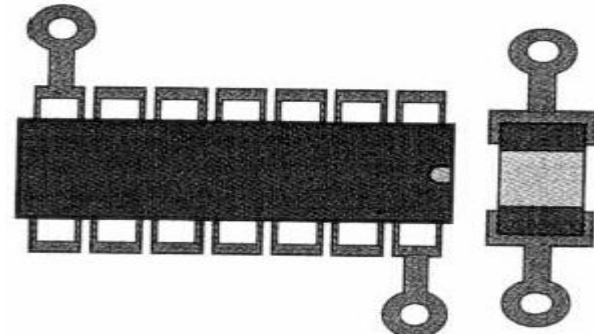
Cas des cartes multicouches

La faible impédance d'un plan de cuivre permet de réduire considérablement le bruit d'alimentation et le bruit de masse

Les plans ne doivent pas être fendus et les broches des boîtiers et des condensateurs doivent être raccordées directement aux plans par trous métallisés

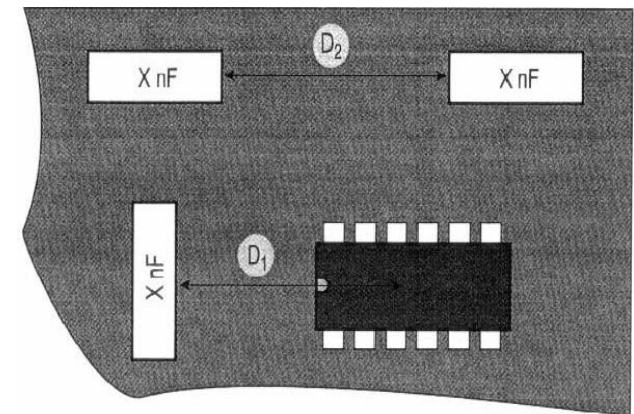
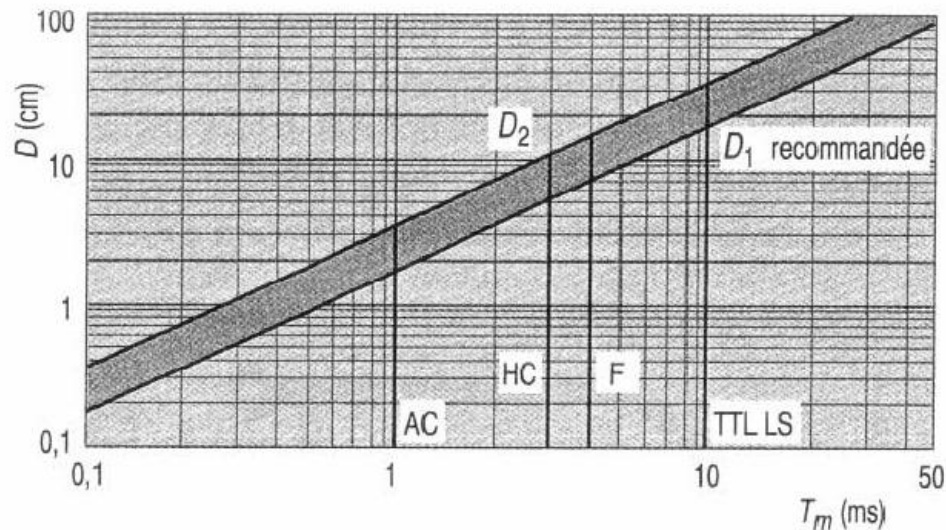


Mauvais routage



Bon routage

- La faible impédance des plans permet de réduire les contraintes quant au placement des condensateurs de découplage. Leur position par rapport au boîtier n'est pas critique, mais la distance maximale entre chaque boîtier et le condensateur le plus proche doit être autant plus faible que le temps de montée est rapide.
- Des condensateurs doivent être également placés en bord de carte afin de limiter le rayonnement par une fente trop importante en bord de la carte.



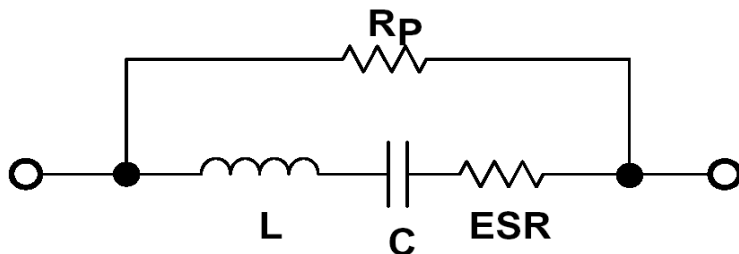
Rappel sur les caractéristiques fréquentielles des composants

- Les condensateurs : « 3 » techno.
Electrolytique / Film / Céramique

Résistance // : R_p fuite entre les armatures

Résistance série : Rés. Armatures + conductivité électrolyte

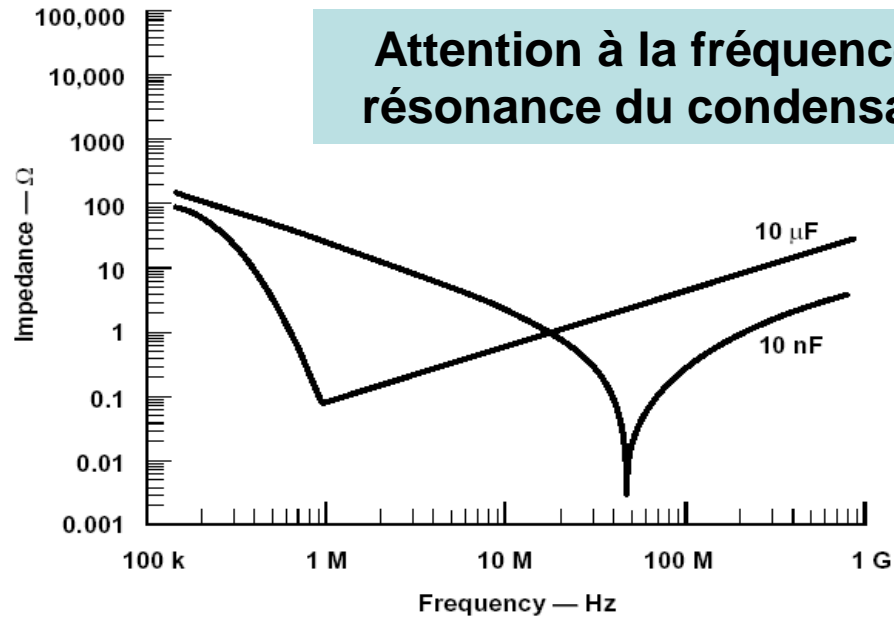
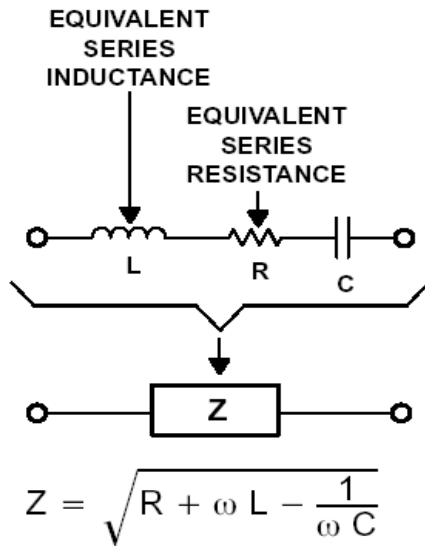
Inductance : Pattes, boîtier, ...



Attention circuit résonnant
par ex. 10nF avec pattes 1cm résonne à 12.5MHz

Découplage

TYPE	MAX FREQUENCY
Aluminum Electrolytic	100 kHz
Tantalum Electrolytic	1 MHz
Mica	500 MHz
Ceramic	1 GHz



En Pratique : Découplage au niveau de la Carte

1. Variation BF de la consommation de la carte
⇒ Prévoir grosse capacité réservoir (typ. 100 μ F) sur les sources d'alimentation (tantale ou aluminium) – Faible ESR
2. Éliminer les composantes HF du bruit couplé provenant des autres cartes par des capacités céramiques (typ. 10-100nF)

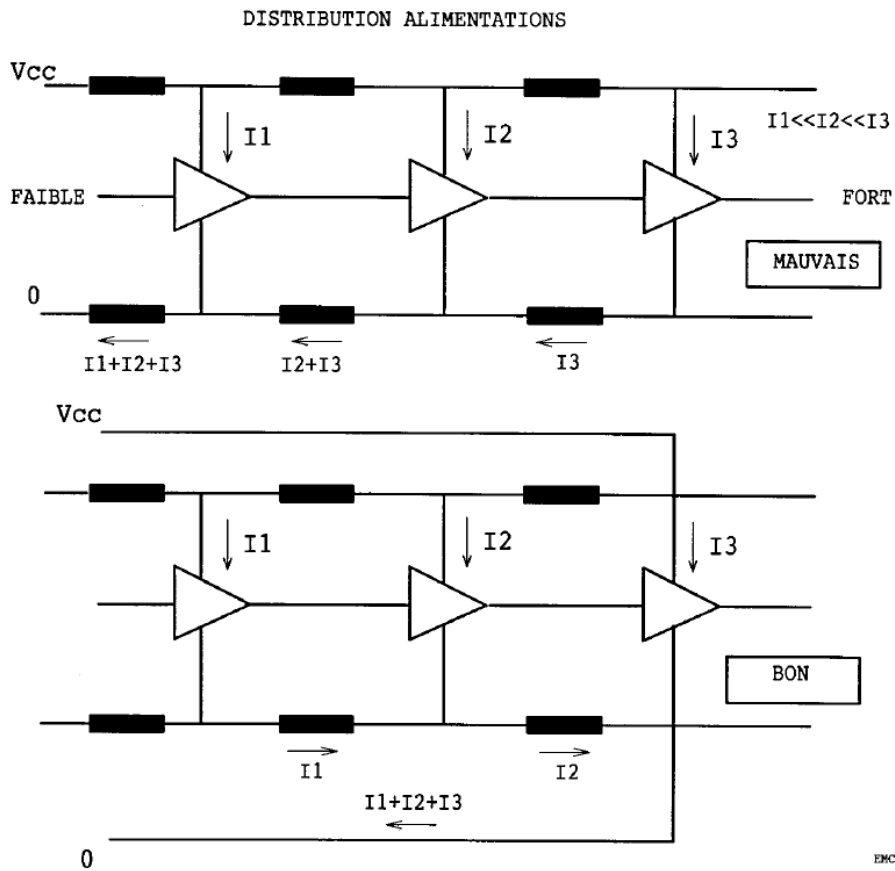
Stratégie de routage carte Analogique :

Alimentation d'une carte Analogique

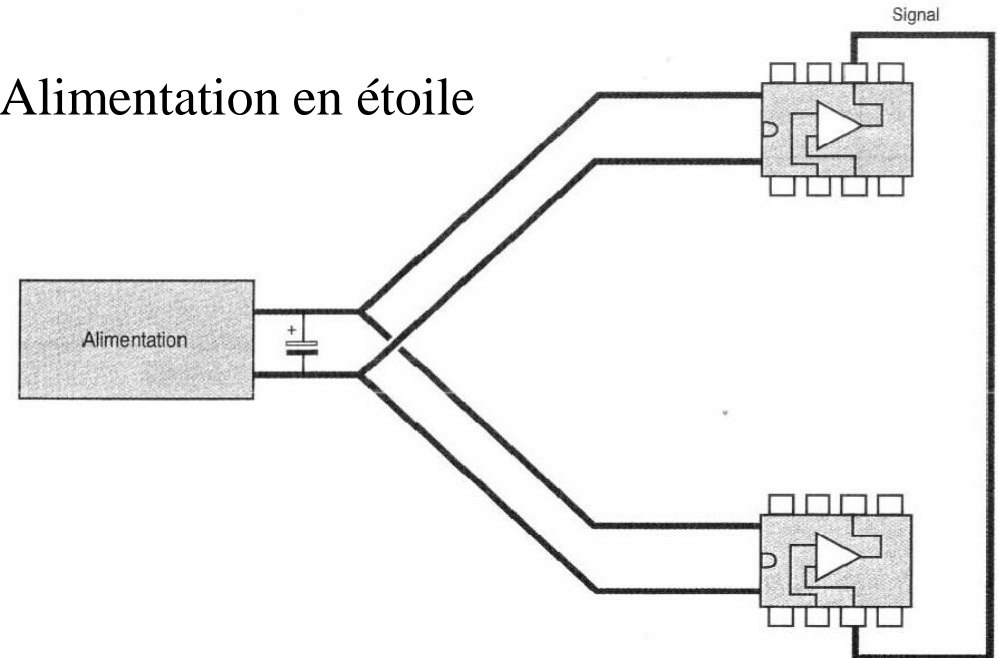
Il faut avoir une masse parfaite et une alimentation propre autant que la réjection de bruit sur les alimentations est faible

Deux règles à respecter :

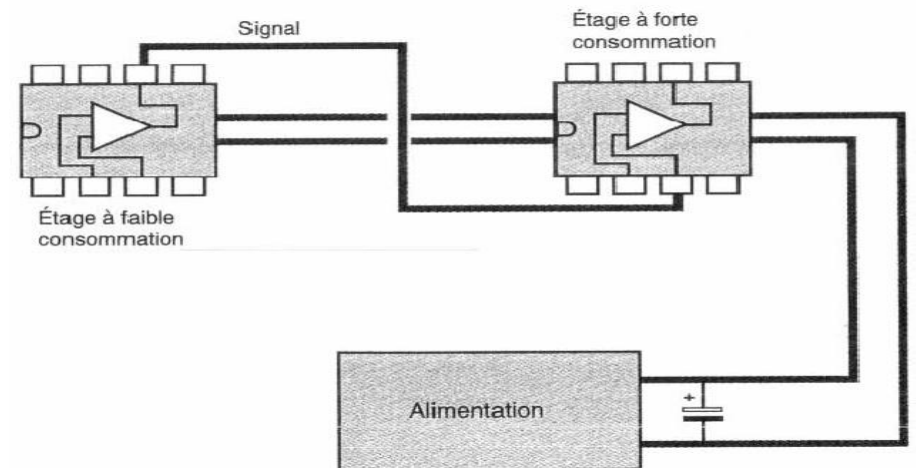
1. Limiter l'impédance des conducteurs de masse : piste large est courte
2. Limiter la circulation des courants bruyants dans les zones sensibles.



Alimentation en étoile



Alimentation chaînée



EMC7

Stratégie de routage : Alimentation des cartes numériques

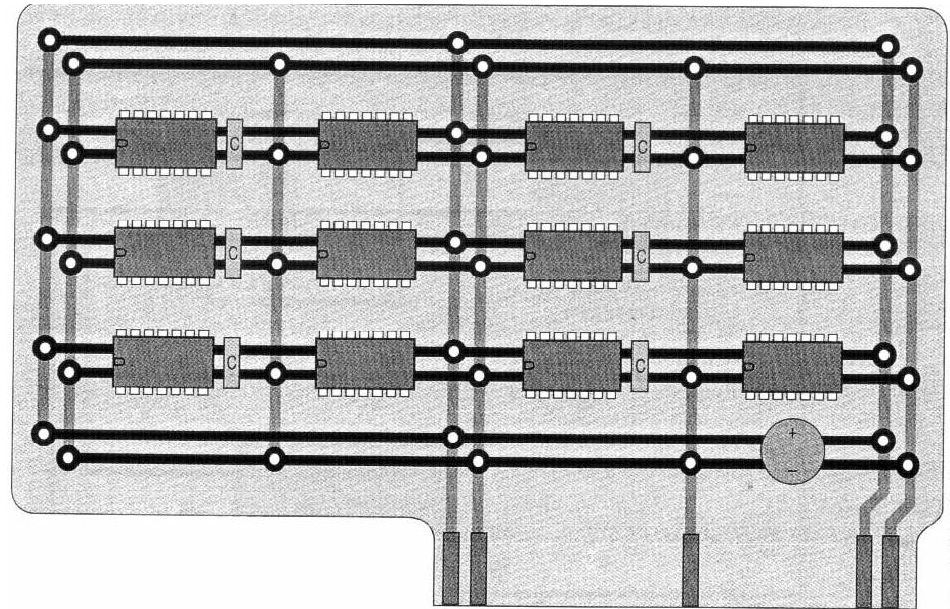
Pour les cartes numériques, les échanges multiples entre les différents boîtiers ne permettent pas de définir une progression d'étage à étage. L'équipotentialité doit être globale. Les dI/dt sont très importants que ceux des cartes analogiques

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 routant les mêmes pistes perpendiculairement sur l'autre face

On obtient ainsi

1. une réduction de l'impédance en mode différentiel par l'effet d'épingle à cheveux entre 0V et 5V.
2. Une réduction de l'impédance en mode commun par la maillage du 0V

- Le nombre de mailles sur la carte doit être environ égal au nombre de boîtiers
- La maillage doit être prolongé jusqu'en bord de la carte



Cas des cartes numériques multicouches

L'utilisation d'un plan pour le 0V et d'un plan pour 5V est fortement conseillée

Afin de conserver la faible impédance, aucune piste ne doit être placée dans ces plans

Au pire la placée dans le plan de 5V

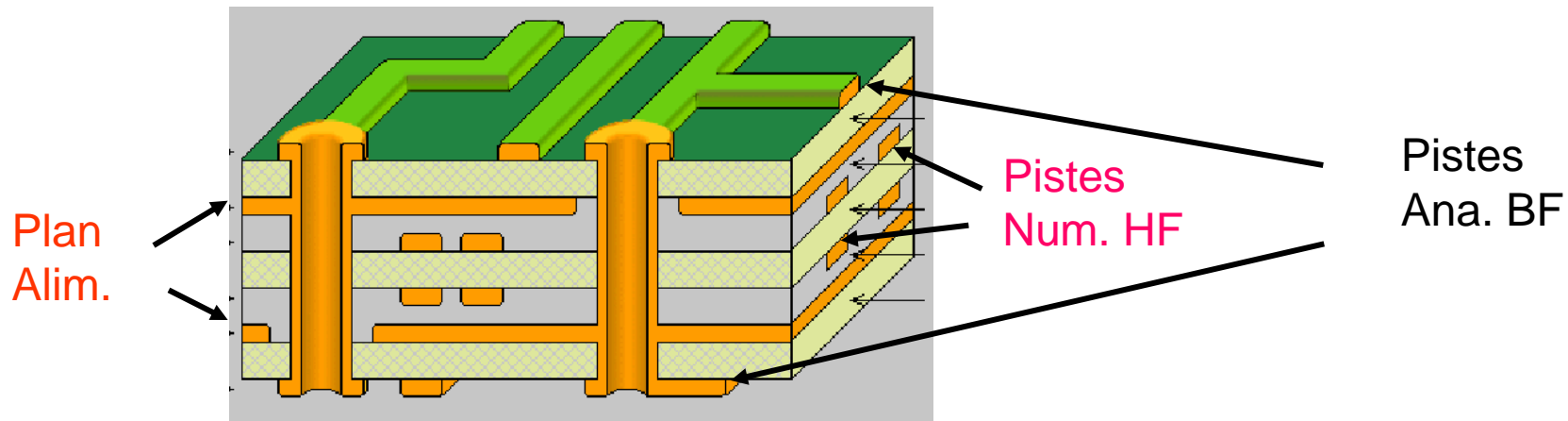
La disposition des plans d'alimentation peut être envisagée de deux façons

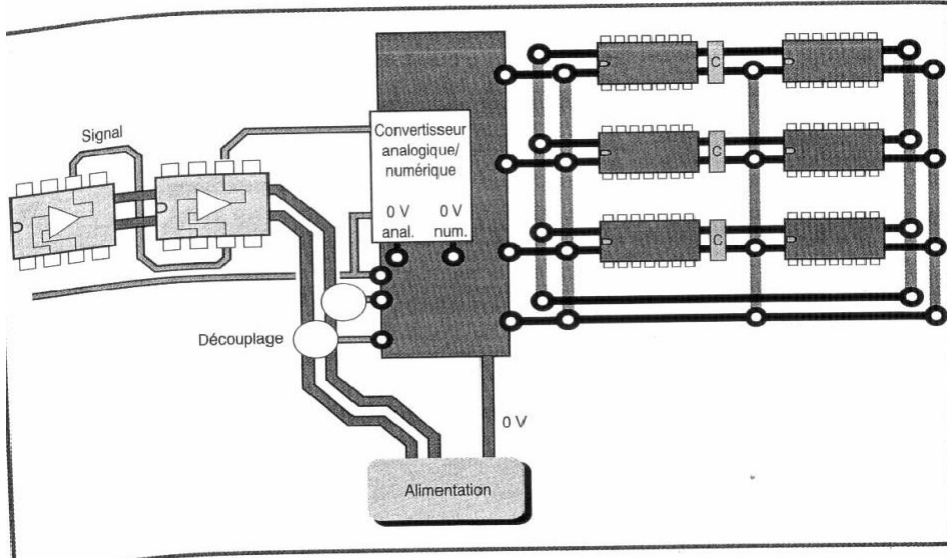
1. Des plans internes n'offrent pas aux pistes un « blindage » aussi bon que lorsqu'ils sont placés en externe, la capacité des pistes par rapport à l'environnement extérieur étant plus importante. par contre, la diaphonie entre les couches signaux est négligeable et la configuration microstrip ainsi obtenue permet de travailler avec des impédances de pistes caractéristiques moins basse. Enfin, les reprises de carte sont facilitées par ce choix.

2. 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. Enfin les reprises de circuit deviennent très délicates à réaliser

Contraintes PCB

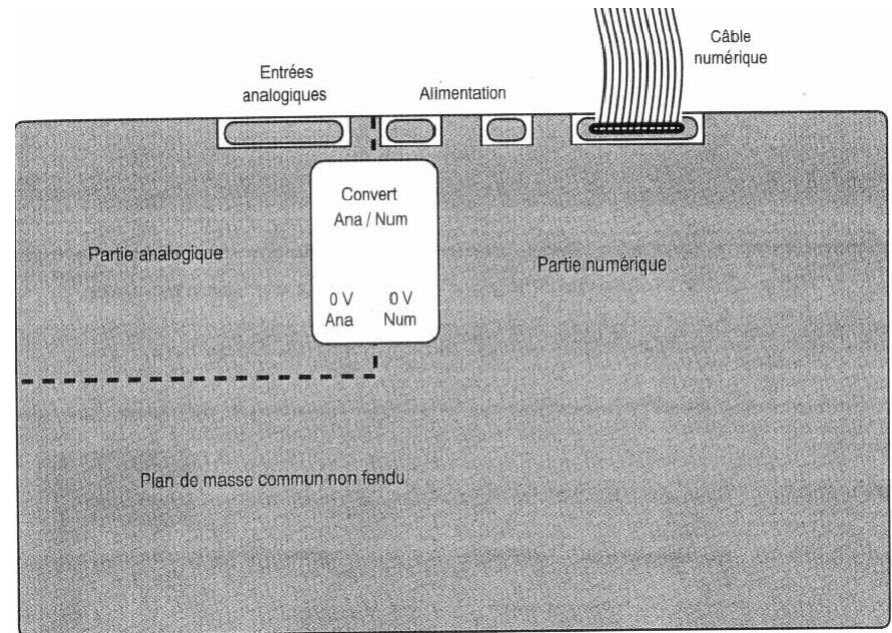
- Ordre des couches
 - les couches dédiées aux plans d'alim. (Vdd/Gnd) sont affectées aux plans internes (capa. distribuée)
 - signaux rapides sur une couche interne entre plans d'alim. / signaux lents sur couches externes





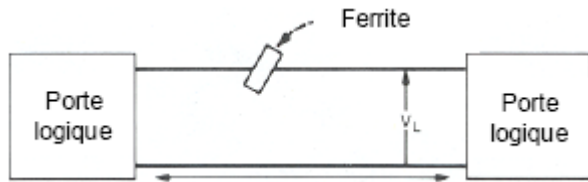
- Alimentation maillé de la partie numérique
- Alimentation chaînée de la partie analogique
- Les masses num et anal sont raccordées sous les convertisseurs A/N
- La partie analogique est alimentée via la partie numérique

Cas de carte multicouche : un seul plan de masse pour les deux parties



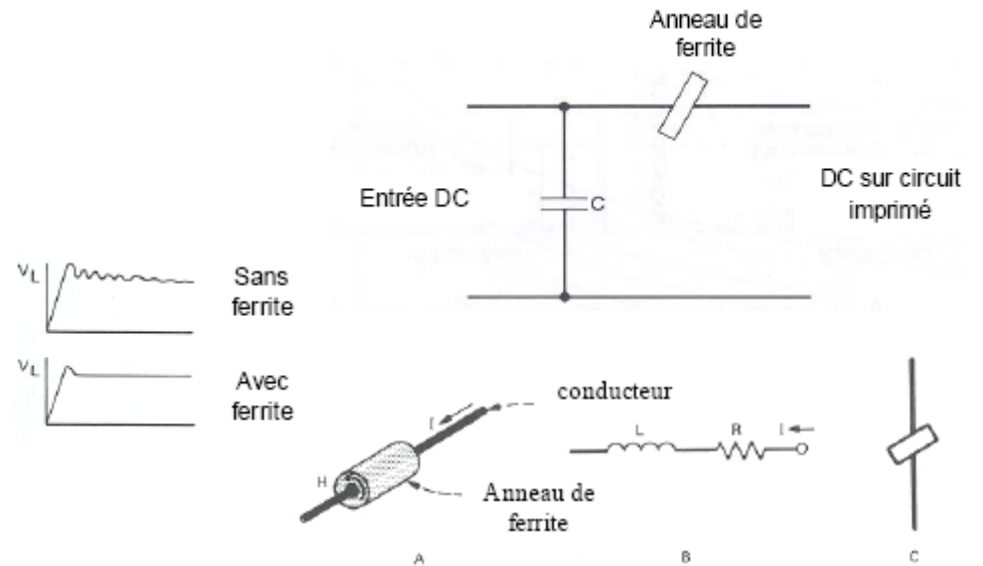
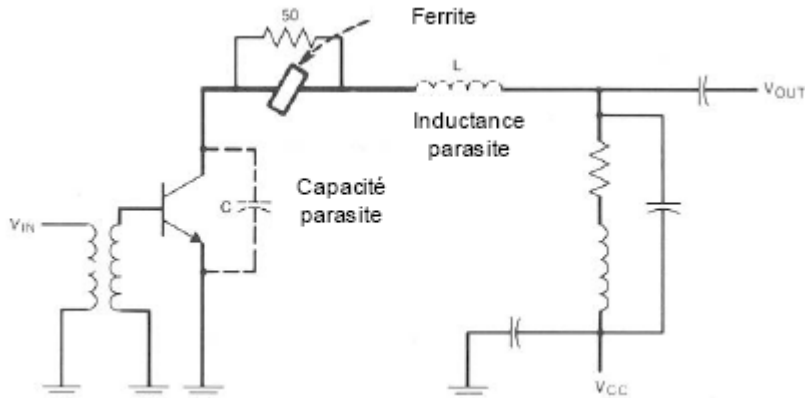
Une autre source d'émission est le courant transitoire circulant le circuit d'alimentation lors de la transition des circuits logiques. Les surfaces de boucles peuvent être minimisées en insérant des capacités de découplage.

Pour confiner ces courants transitoires au niveau du circuit imprimé et pour empêcher leur propagation vers les câbles d'interconnexion, en plus des capacités de découplage, un filtre formé d'une capacité et d'un anneau de ferrite ('ferrite bead') peut être utilisé. Ce filtre est généralement placé à l'entrée de l'alimentation sur le circuit imprimé



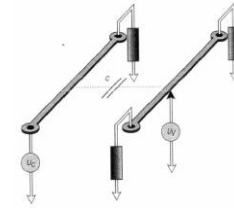
Anneau de ferrite résistif utilisé pour l'atténuation des oscillations apparaissant sur une longue liaison entre deux portes logiques.

Anneau de ferrite utilisé pour atténuer des oscillations parasites dans un amplificateur classe C.



Routage des Pistes Sensibles

Deux types de diaphonie : capacitive et inductive



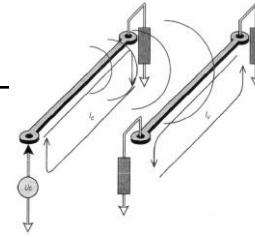
Diaphonie capacitive :

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

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

$$I = 2 \pi F C_M U$$

Courant collecté (A)
Fréquence de la ddp coupable (Hz)
ddp perturbatrice (V)



Diaphonie inductive :

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

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

$$U = 2 \pi \cdot F \cdot M \cdot I$$

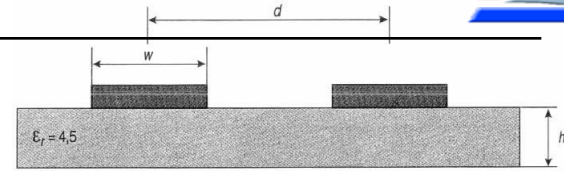
ddp induite dans la boucle victime (V) ↑ Fréquence du courant coupable (Hz) ← courant perturbateur (A)

Pistes sensibles

- Aux fréquences élevées, il y'a équivalence en énergie entre la diaphonie capacitive et la diaphonie inductive. Ceci est dû à l'effet de ligne: la piste apparaît comme une résistance indépendante de la charge qui se trouve à son extrémité.
- En BF, les impédances de travail (quelques kilohms) sont habituellement plus élevées que l'impédance caractéristiques des lignes (10 à 100 Ω) qui se comportent comme des charges capacitives. La diaphonie capacitive est prédominante.

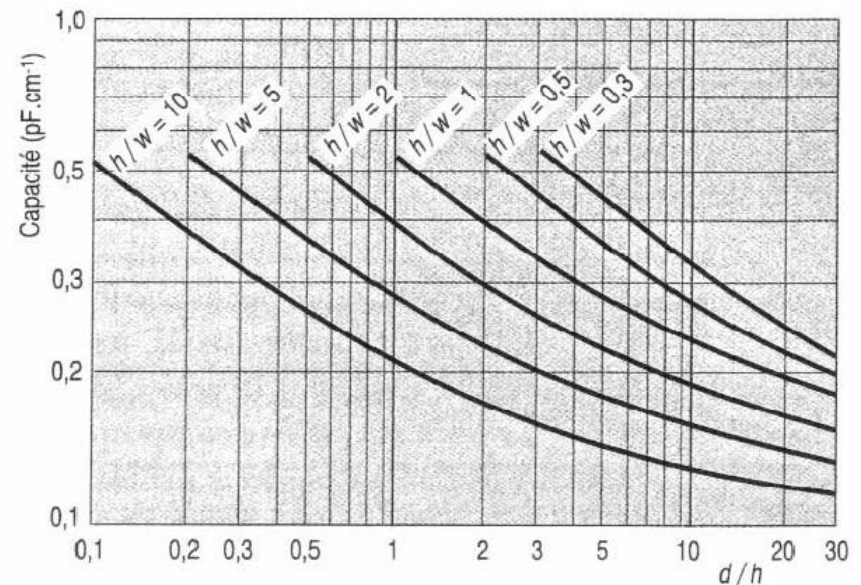
Les règles pour réduire la diaphonie sont les mêmes pour inductives et capacitives.

Capacité mutuelle (sans plan de masse)



La capacité parasite entre pistes est donnée dans l'abaque. (pour un substrat en verre époxy qui présente une permittivité diélectrique de 4,5 avec une épaisseur de piste de 35 μ m)

- On remarque que la capacité piste à piste décroît peu avec l'éloignement
- Réduction plus significative en raccourcissant la longueur commune d'un facteur 2 qu'on éloignant les pistes d'un facteur 2.
- Sans plan de masse, plus la carte est compacte plus les capacités parasites sont faibles



Quelle est la capacité parasite entre deux pistes larges de 0,8 mm, distantes de 5 mm et de longueur commune 10cm ? Le circuit est simple face avec une hauteur de 1,6mm

$$\frac{d}{h} = 3,63 \quad \frac{h}{w} = 2 \quad C_m = 0.23 \text{ pF.cm}^{-1} \times 10 \text{ cm} = 2,3 \text{ pF}$$

Éloignement des pistes d'un facteur 2 :

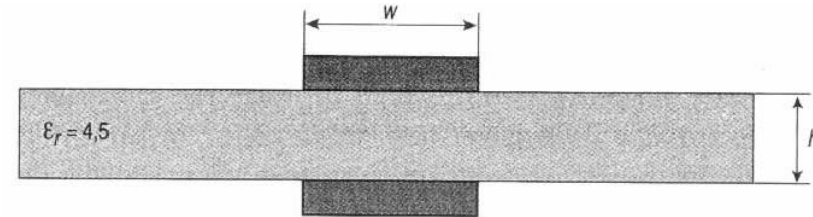
$$\frac{d}{h} = 6,75 \quad \frac{h}{w} = 2 \quad C_m = 0.21 \text{ pF.cm}^{-1} \times 10 \text{ cm} = 2,1 \text{ pF}$$

Réduction de la longueur commune d'un facteur 2 :

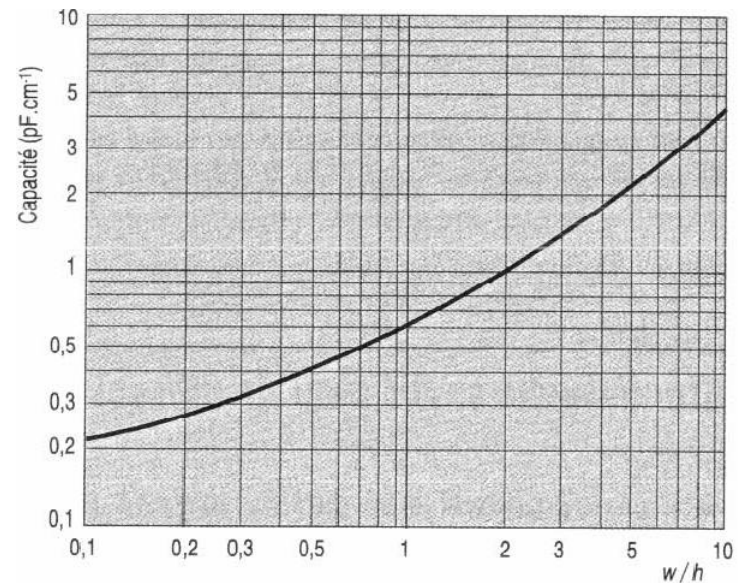
$$\frac{d}{h} = 3,63 \quad \frac{h}{w} = 2 \quad C_m = 0.23 \text{ pF.cm}^{-1} \times 5 \text{ cm} = 1,15 \text{ pF}$$

Sur un circuit double face

Structure « microstrip »



Condensateur



Piste écran

Une piste écran placée entre ces deux conducteurs et raccordée au 0V permet de réduire le couplage d'un facteur 5

Pour la réduction de la diaphonie capacitive, cette piste doit se comporter comme un « parapluie » en champ électrique et intercepter les lignes de champ en imposant un potentiel. Il suffit donc en BF de ne raccorder la piste écran au 0V qu'à une seule extrémité.

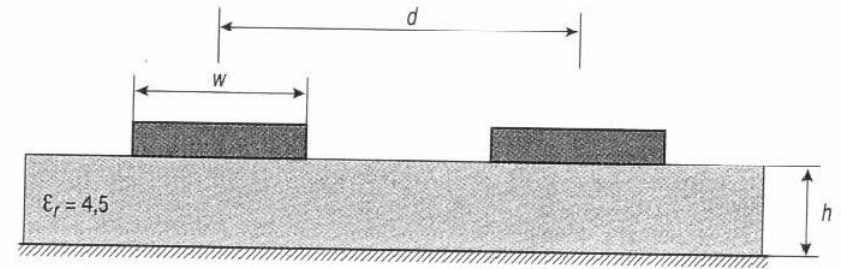
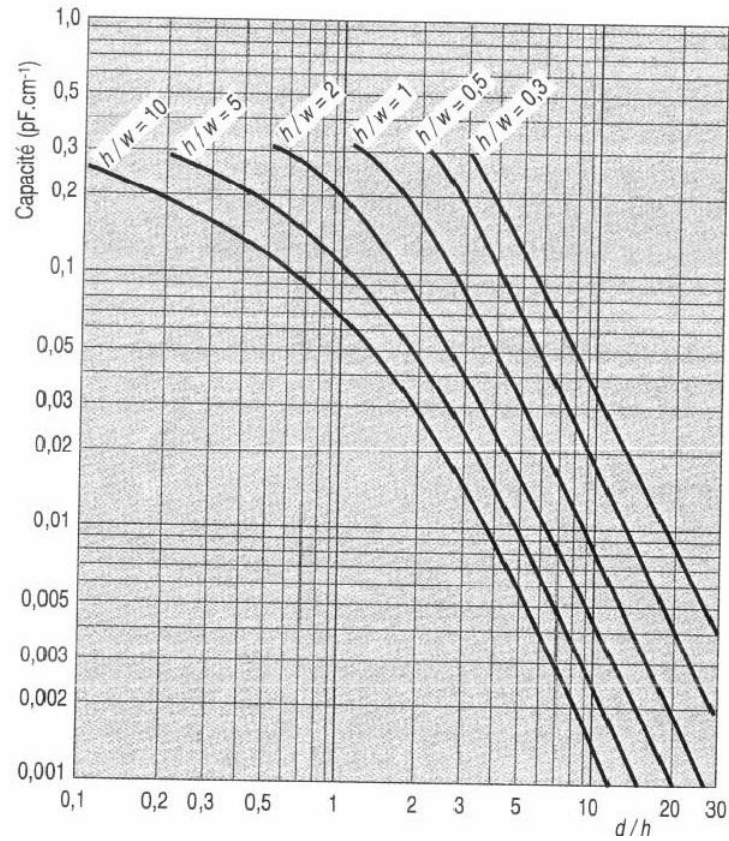
Pour la diaphonie inductive, le circuit victime est une boucle. La piste écran doit présenter avec la masse, une surface de boucle capable d'intercepter le champ magnétique. Elle doit donc être raccordée à la masse aux deux extrémités.

En résumé :

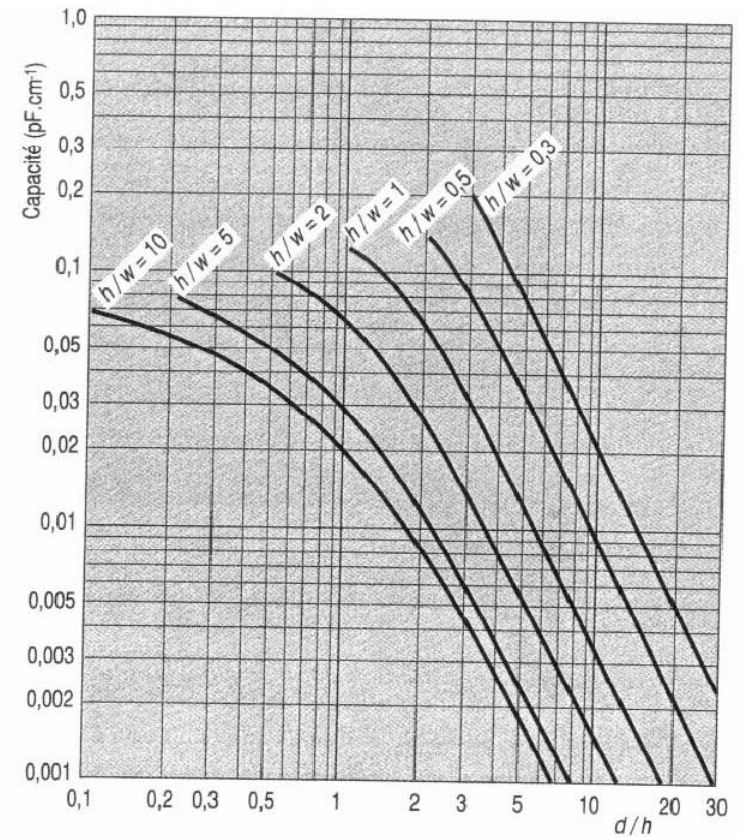
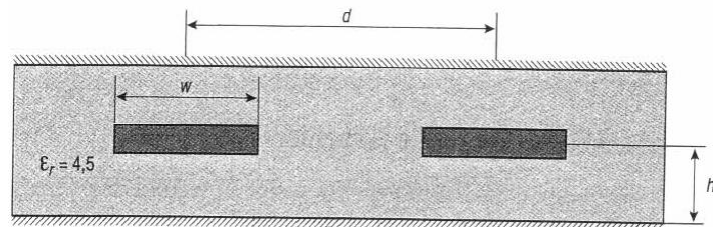
En BF : se contenter de ne raccorder la piste qu'à une seule extrémité

En HF : raccorder la piste des deux extrémités (0V)

Capacités mutuelle (avec plan de masse)



Configuration stripline (les pistes sont placée entre deux lignes, des plans d'alim ou plan d'alim et plan de 0 V)



Quelle est la capacité parasite entre deux pistes larges de 0.8mm, distantes de 5 mm et de longueur commune 10 cm ? Le circuit est double faces avec plan de masse et une hauteur de 1,6 mm

$$\frac{d}{h} = 3,63 \quad \frac{h}{w} = 2 \quad C_m = 0.028 \text{ pF.cm}^{-1} \times 10 \text{ cm} = 0,28 \text{ pF}$$

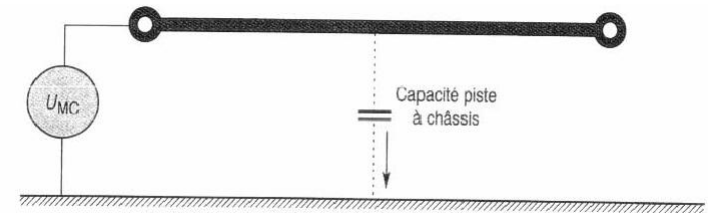
On remarque à travers cet exemple qu'un plan de masse permet de réduire la diaphonie d'une façon très importante (la gain est d'environ 10)

L'utilisation d'un plan de masse peut, dans certains cas ne pas s'avérer suffisant. L'utilisation désormais courante de classe 5 (150 μm) entraîne une configuration géométrique défavorable, le rapport d/h reste faible.

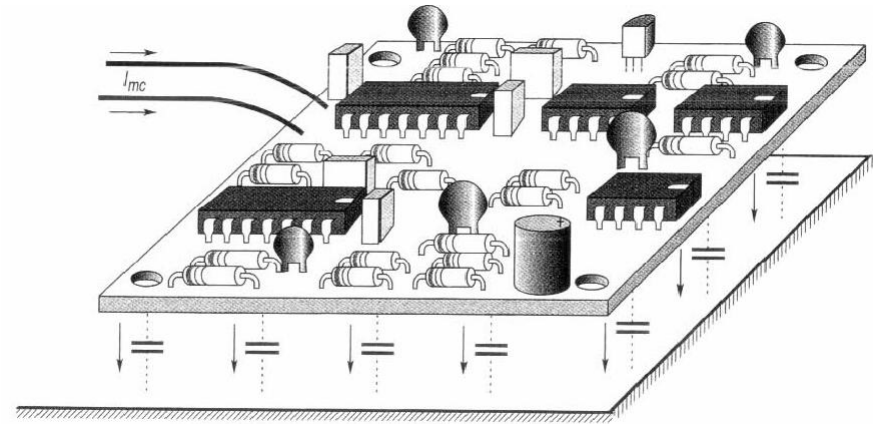
- Les pistes sensibles doivent être placées sur la couche qui se trouve juste au-dessus du plan de masse
- En cas de couplage important, il est possible d'utiliser une piste écran. La diaphonie est réduite d'un facteur 2 à 3

Autre source de diaphonie : couplage capacitif piste à châssis

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

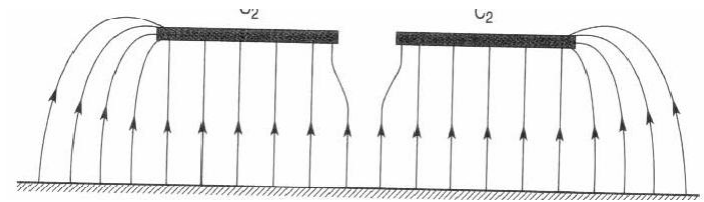
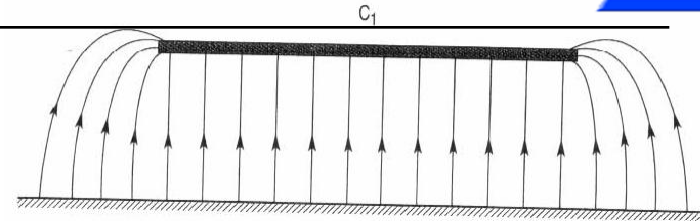


$$C = 0,1 \frac{S}{H}$$

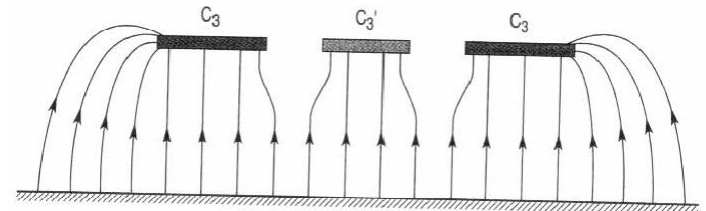


•La capacité totale d'une carte % son environnement représente le nbr de ligne de champ

•Ces lignes de champ s'accroche au plus près sauf sur la périphérie où on observe un renforcement du champ par effet de bord



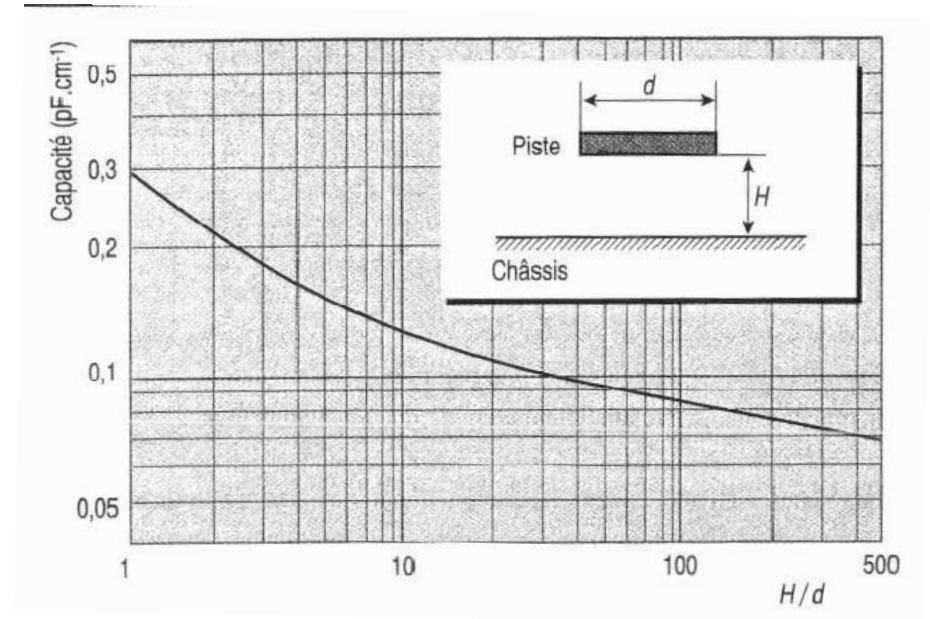
$$C_1 = C_2$$



$$C_{1,3} > C_2$$

La capacité d'une piste au bord de la carte

Cette capacité correspond à la capacité d'une piste isolée par rapport à la masse la plus proche



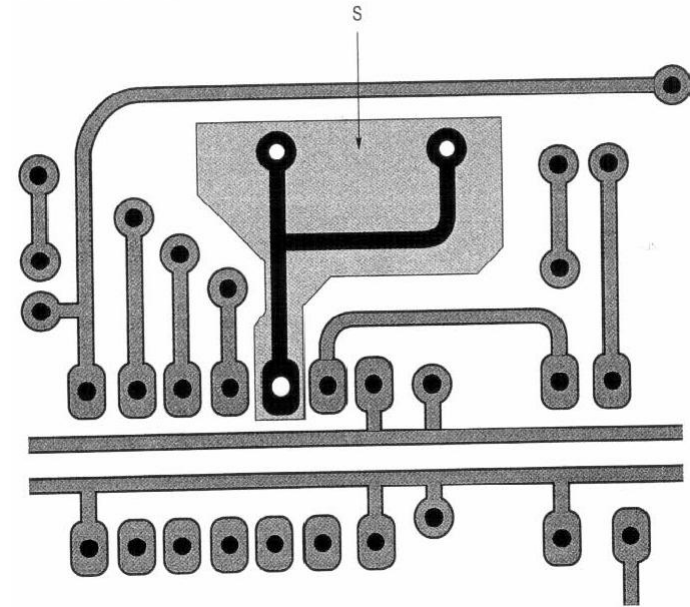
La capacité d'une piste au coeur de la carte

$$C = 0,1 \frac{S}{H}$$

C en pF

S surface équivalente

H la distance entre la piste et la masse la plus proche



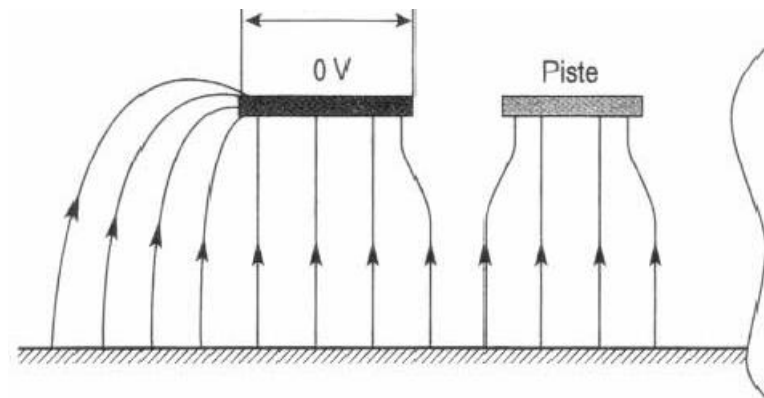
Définition : La surface équivalente d'une piste représente la surface autour de la piste délimitée par une ligne située à égale distance entre la piste et ses premières voisines

Comment limiter l'effet de bord ?

Le meilleur moyen est de ne pas placer des pistes au bord de la carte !

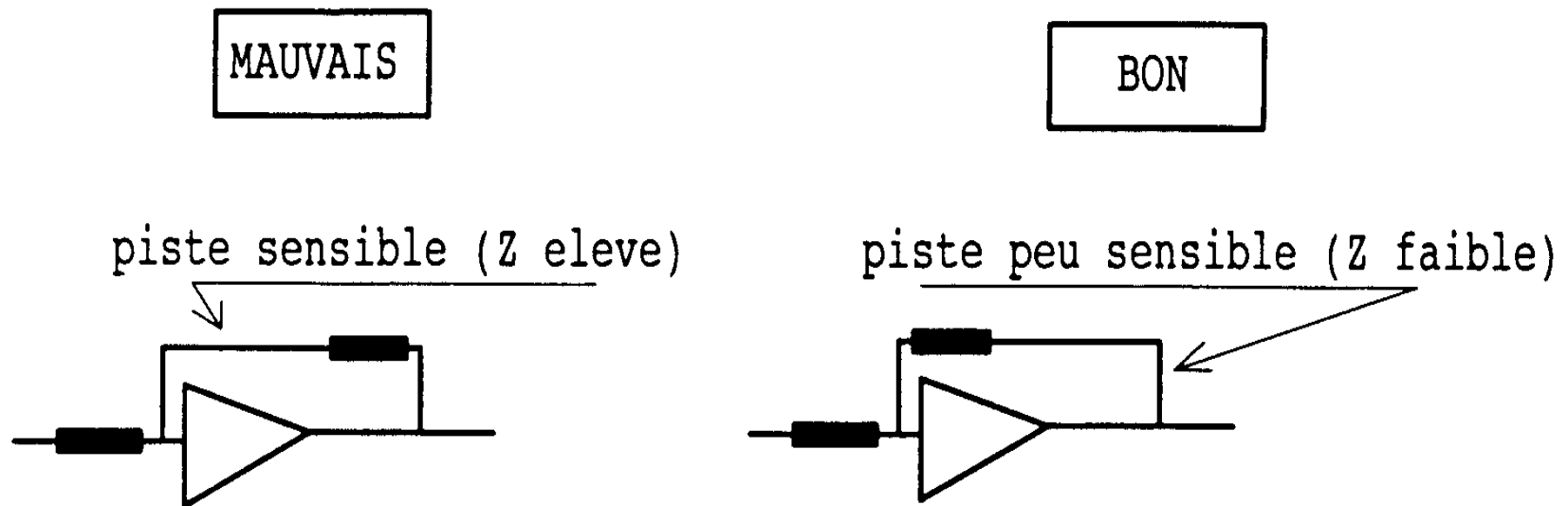
Il suffit pour cela de contourner la carte par un anneau de garde de 0V. La surface interne de la carte se trouve ainsi délimitée par ce conducteur.

Cet anneau de garde doit être suffisamment large pour ne pas avoir de lignes de champ qui viennent s'accrocher sur les pistes placées près du bord de la carte (largeur de 3 pistes au bord de la carte)



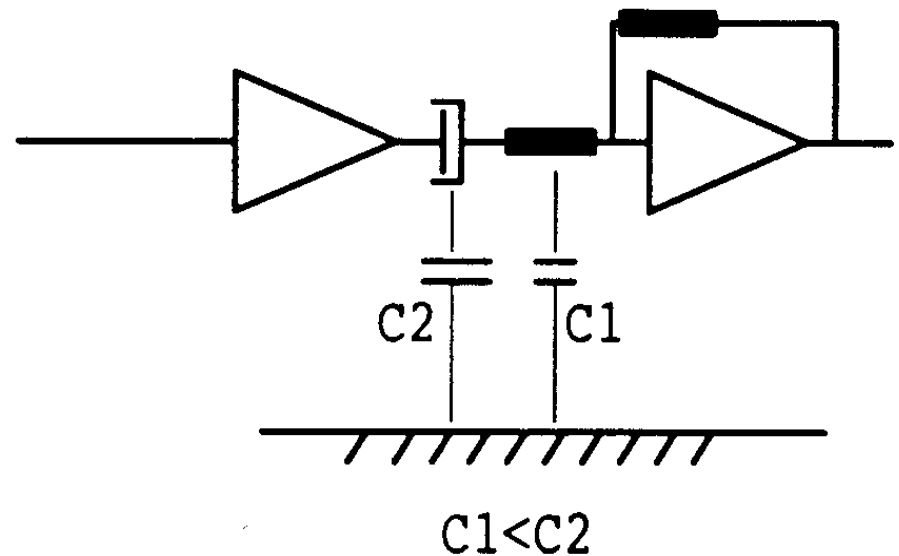
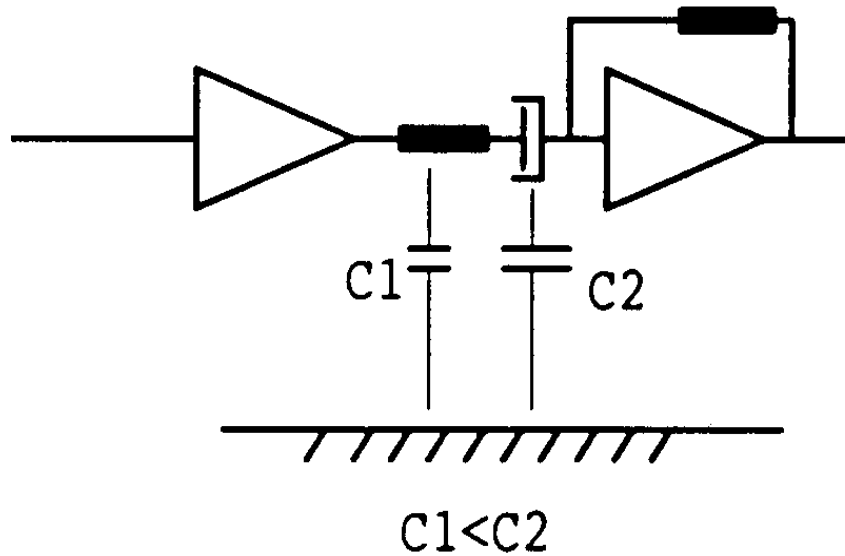
- La capacité répartie d'un conducteur avec son environnement fait qu'une variation de potentiel entre eux injecte un courant de l'un à l'autre.
- Les circuits à bas niveaux et haute impédance sont les plus exposés.
- Les pistes d'un circuit imprimé peuvent être parasitées par ce couplage, même au cœur de la carte.
- Particulièrement dangereux lorsque le boîtier est plastique ou isolant.

- **Remèdes :** Diminuer la capacité répartie entre le circuit et la masse au niveau des pistes sensibles en diminuant leur surface équivalente (au routage).



Le couplage par capacité « effet main »

- Remèdes



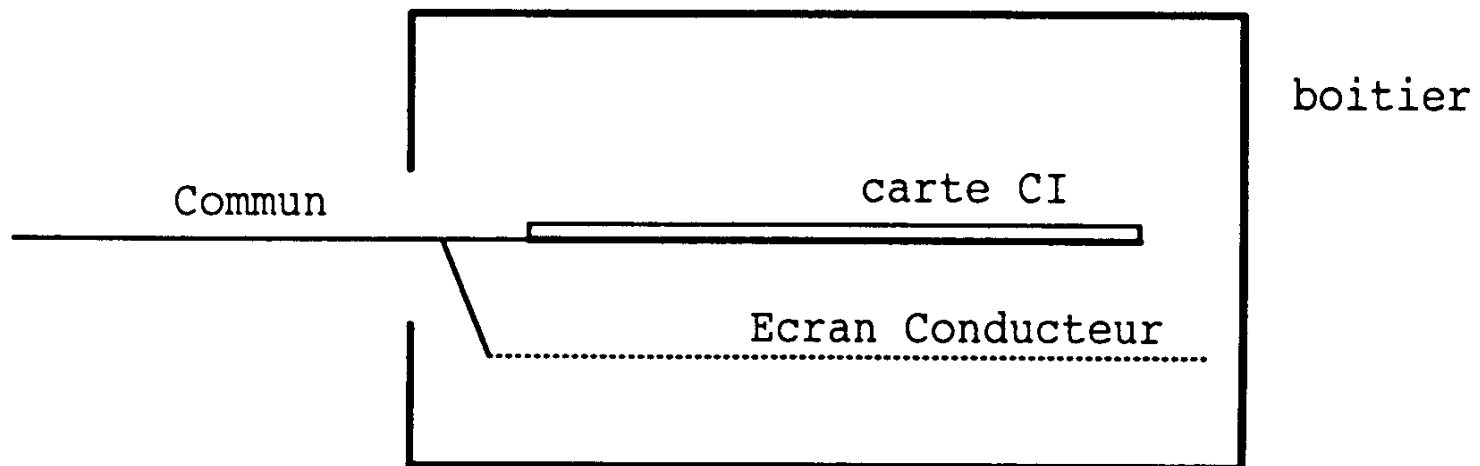
PISTE SENSIBLE COURTE

GROS COMPOSANT PRES de Z FAIBLE

Le couplage par capacité « effet main »

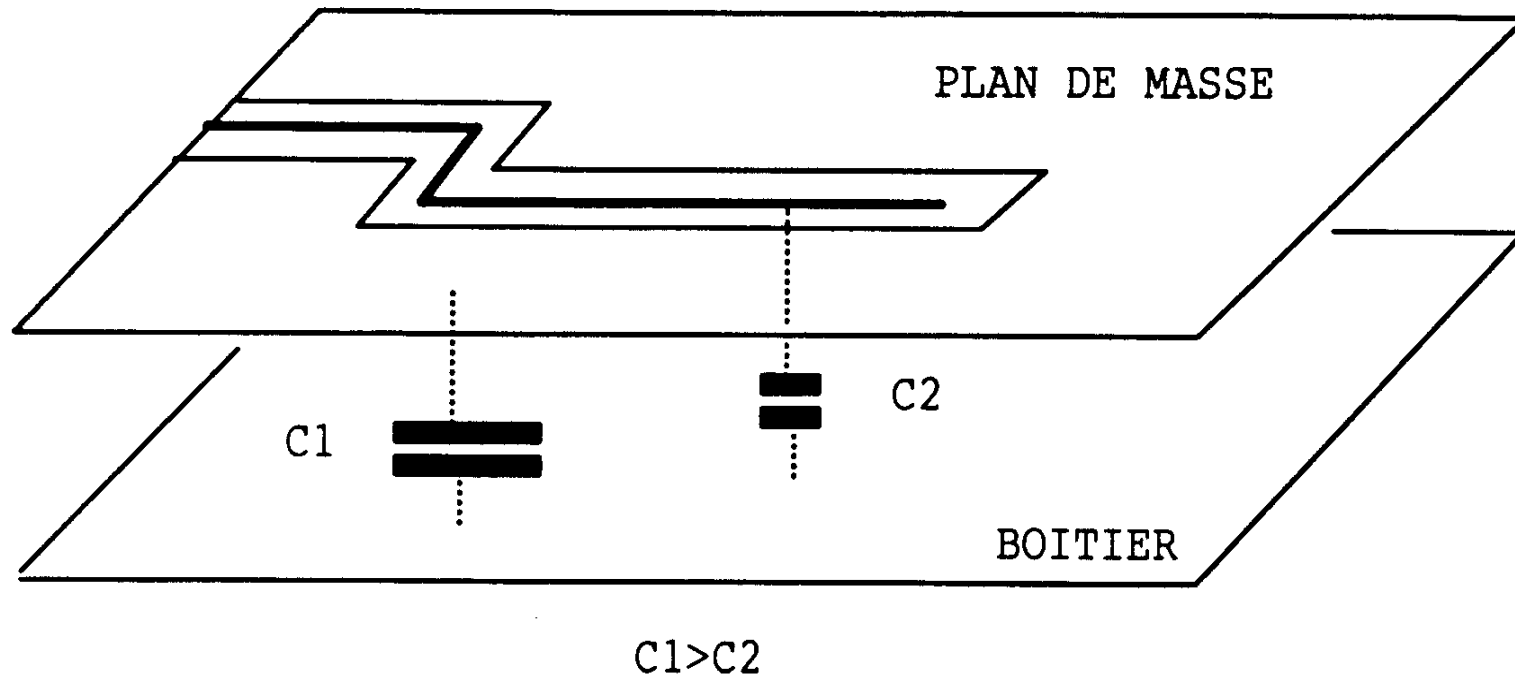
- Remèdes

- Diminuer les variations de tension entre la carte et le châssis. Relier le « zéro volt » (noté 0v) de la carte au châssis résout ce problème en boîtier métallique.
L'utilisation d'un écran conducteur (type papier alu) relié au 0v de la carte peut être utilisé en boîtier isolant.



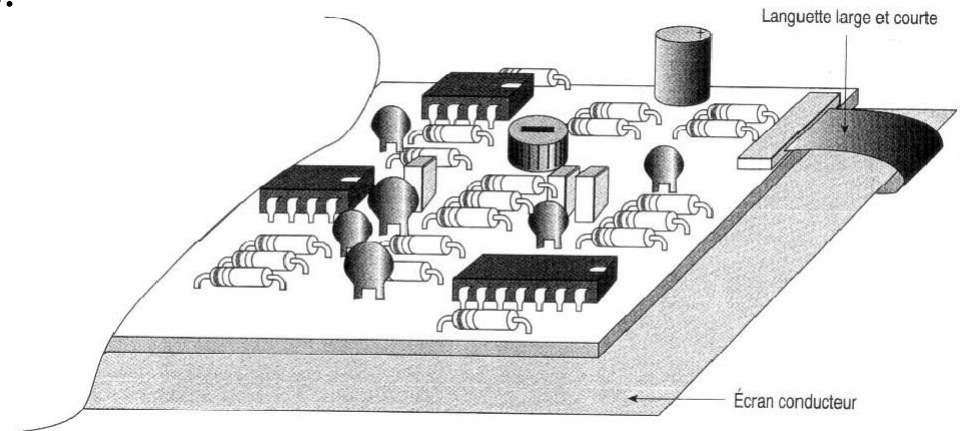
Le couplage par capacité « effet main »

- Remèdes
 - Augmenter au maximum les plans de masse
 - Pistes de garde



Écran électrostatique

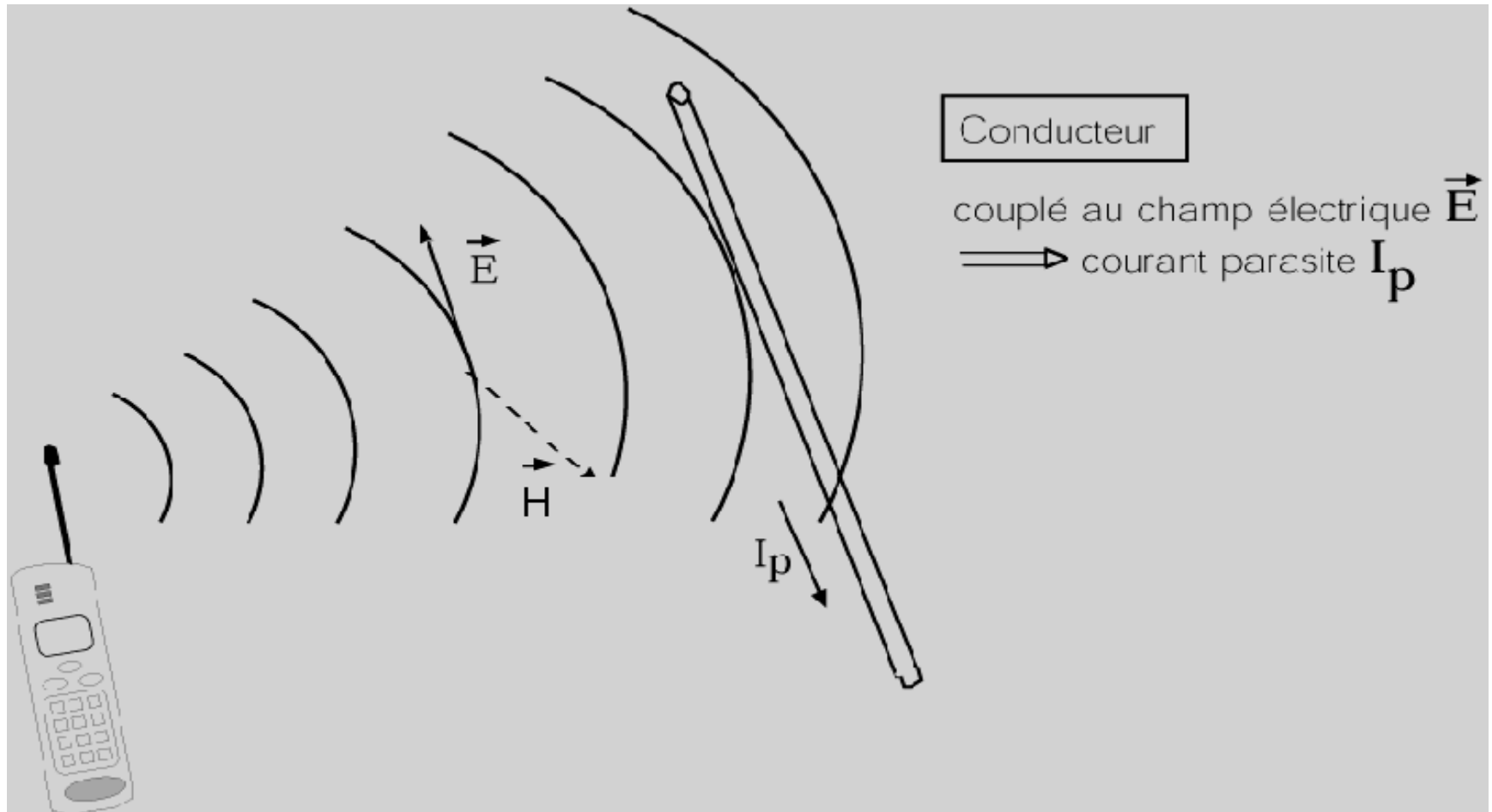
L'effet d'écran électrostatique peut être obtenu en circuit multicouche en plaçant les pistes sensibles en interne. Les plans d'alimentation masquent la capacité parasite des pistes par rapport aux masses environnantes.



Filtrage des entrées/sorties

Afin de limiter les perturbations vues par les cartes, les entrées/sorties doivent être filtrées. L'implantation et le tracé au niveau des filtres doivent être particulièrement soignés si l'on veut bénéficier d'une efficacité maximale

Le couplage « champ à câble ».

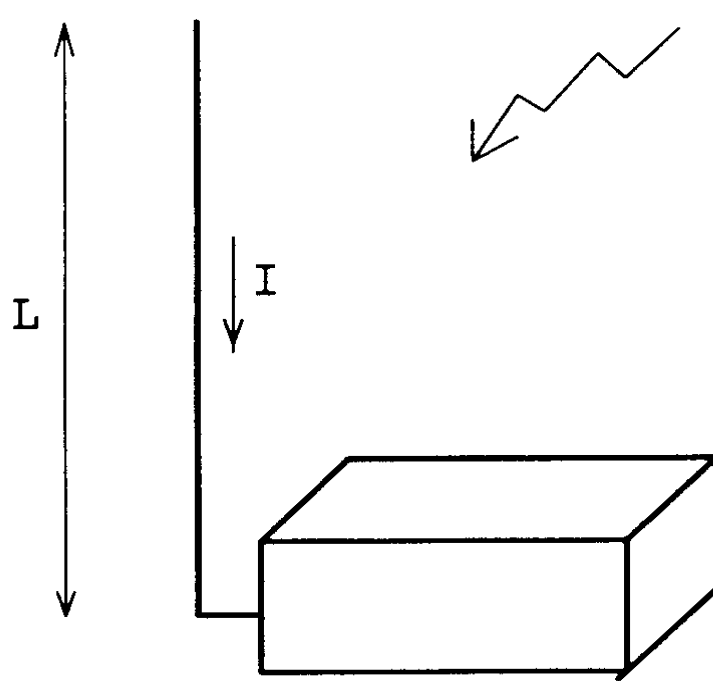


Le couplage « champ à câble ».

- Un champ électrique, en se réfléchissant sur un conducteur, crée un courant en surface de ce conducteur. Le condensateur entre les extrémités du conducteur permet la circulation du courant.
- Ce phénomène s'appelle aussi « couplage champ à fil » et est très faible aux fréquences basses.

Le couplage « champ à câble ».

- Courant collecté en fonction du champ électrique



$$\text{Si } L < c/4F$$

$$I = E L^2 F / (2400 \ln(L/2d))$$

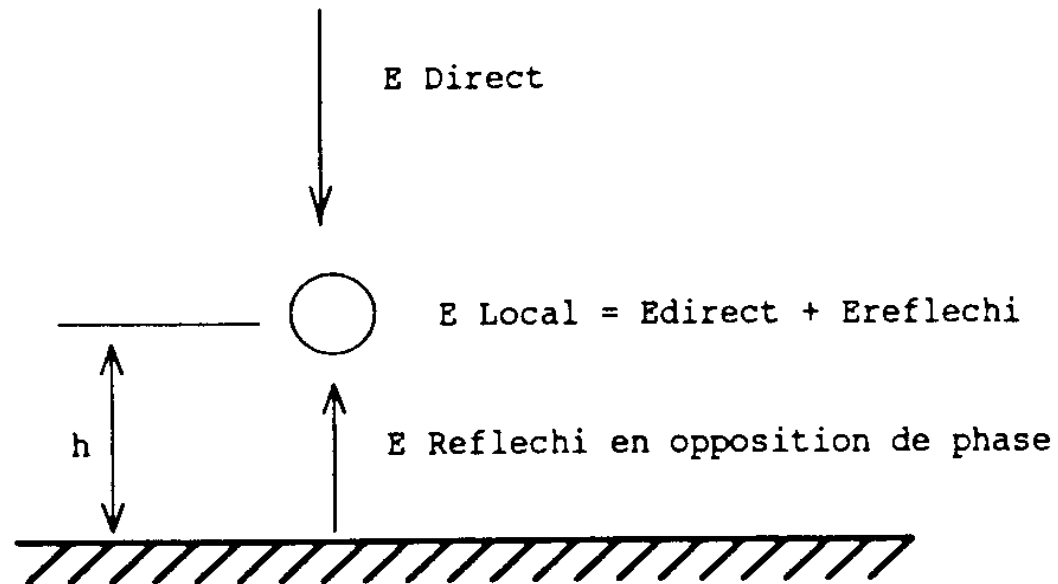
$$\text{Si } L > c/2F$$

$$I = 1.25 E / F$$

Le couplage « champ à câble ».

- Remèdes :

- Pour le réduire on peut diminuer l'effet d'antenne en rapprochant le câble de la masse, en blindant ou en éloignant le champ électrique perturbateur.
- Effet réducteur : Plaquer le câble contre un plan de masse conducteur

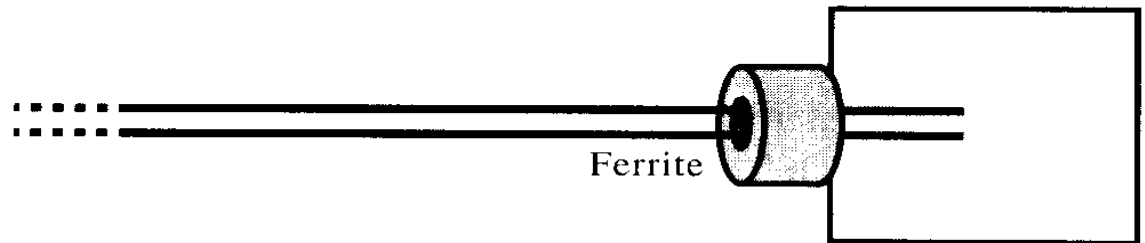
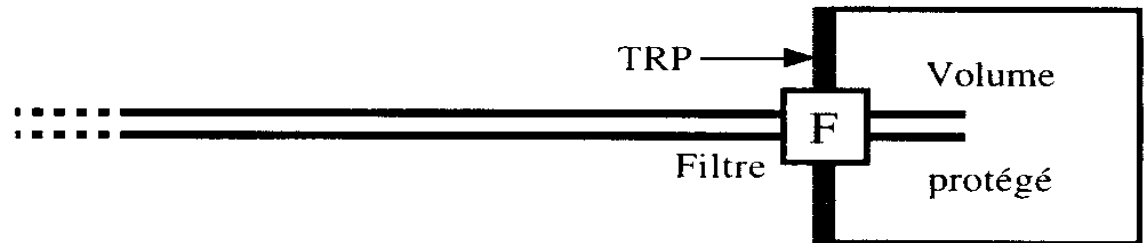
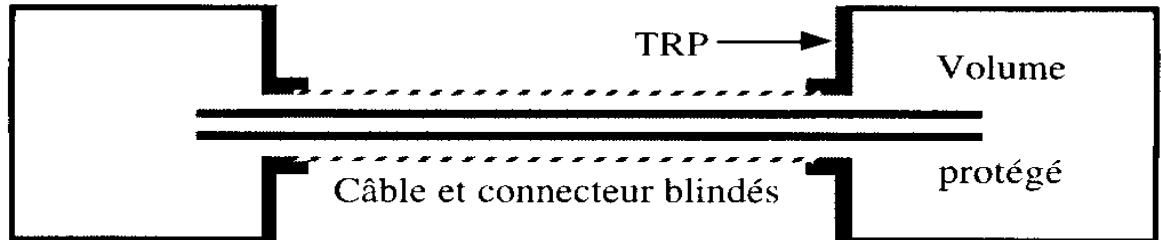


Le couplage « champ à câble ».

- Remèdes : blindages et filtrages
 - Blinder les câbles et les coffrets.
 - Filtrer les entrées et sorties par rapport à la masse mécanique.
 - Monter des tores de ferrites sur les câbles collecteurs.

Le couplage « champ à câble ».

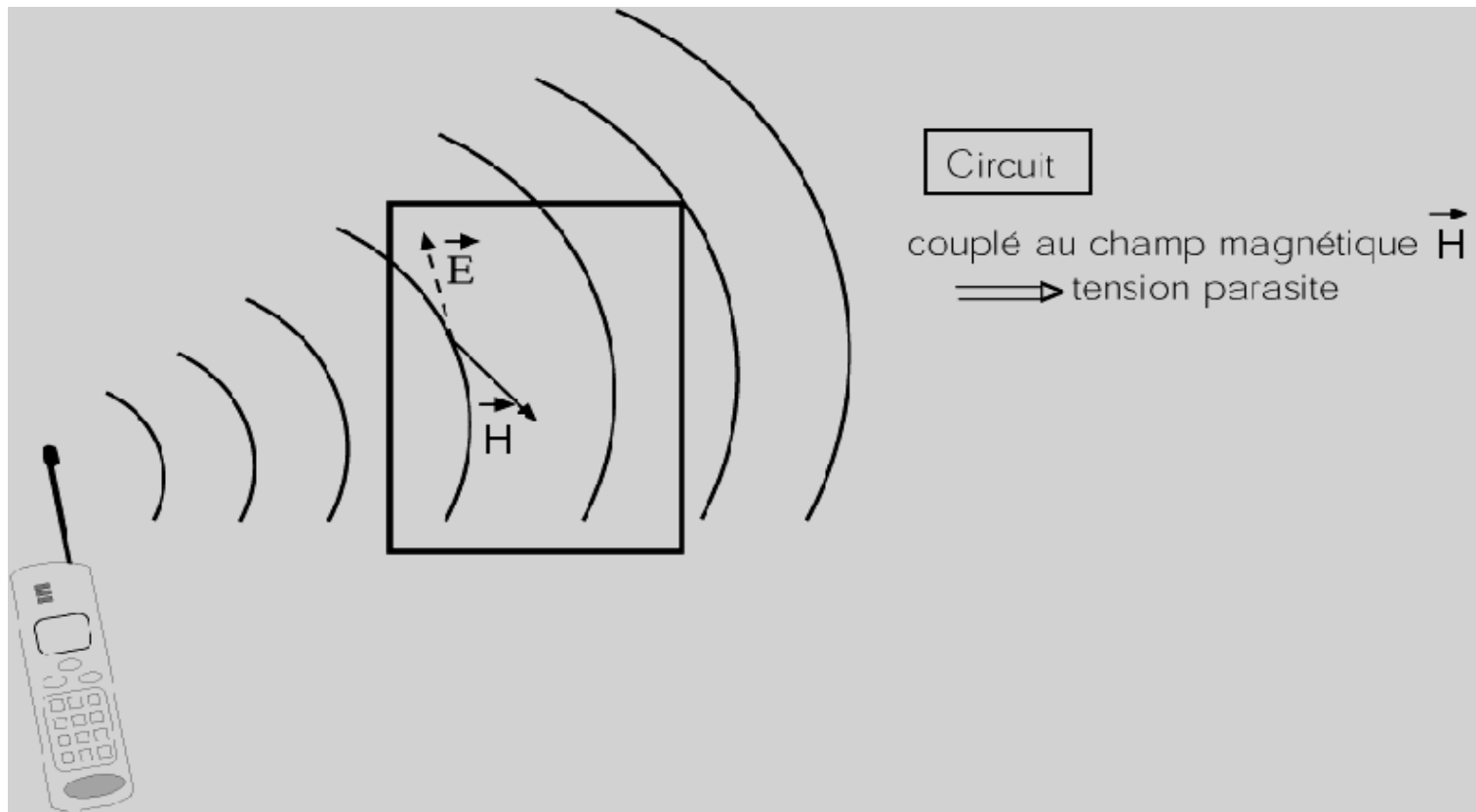
- Remèdes



□ La TRP est une tête de référence de potentiel.

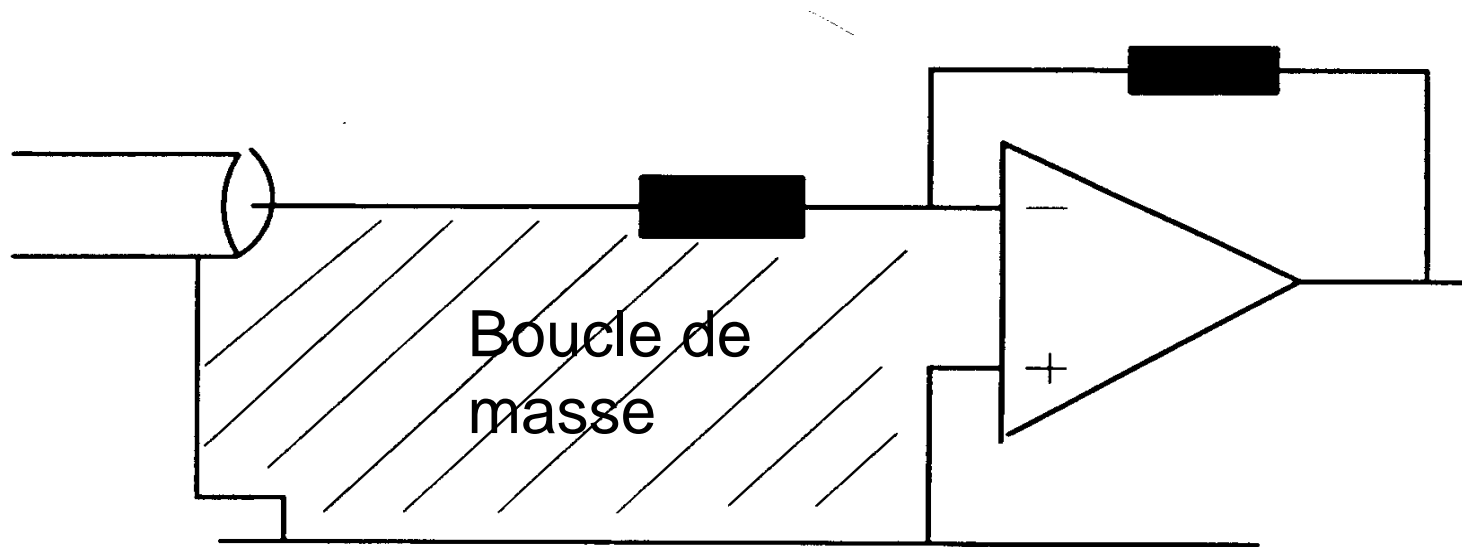
Le couplage « champ à boucle ».

Un champ magnétique variable traversant une boucle y crée un flux magnétique variable. Ce flux induit une tension électrique aux bornes de cette boucle.



Le couplage « champ à boucle »

- La tension induite aux bornes d'une boucle soumise à un champ électromagnétique, si la plus grande dimension de cette boucle est $< C/4F$, est :



Champ E

$$V = S E F / 48$$

Champ H

$$V = S u dH/dt$$

Le couplage « champ à boucle »

- Proportionnel à la fréquence, donc faible à 50 Hz et harmonique
- Tension collectée en HF :
 - Si les dimensions de la boucle sont $d > c/4F$ alors la loi de Lentz ne s'applique plus directement. En effet la tension induite fluctue entre des minima et des maxima qui valent :

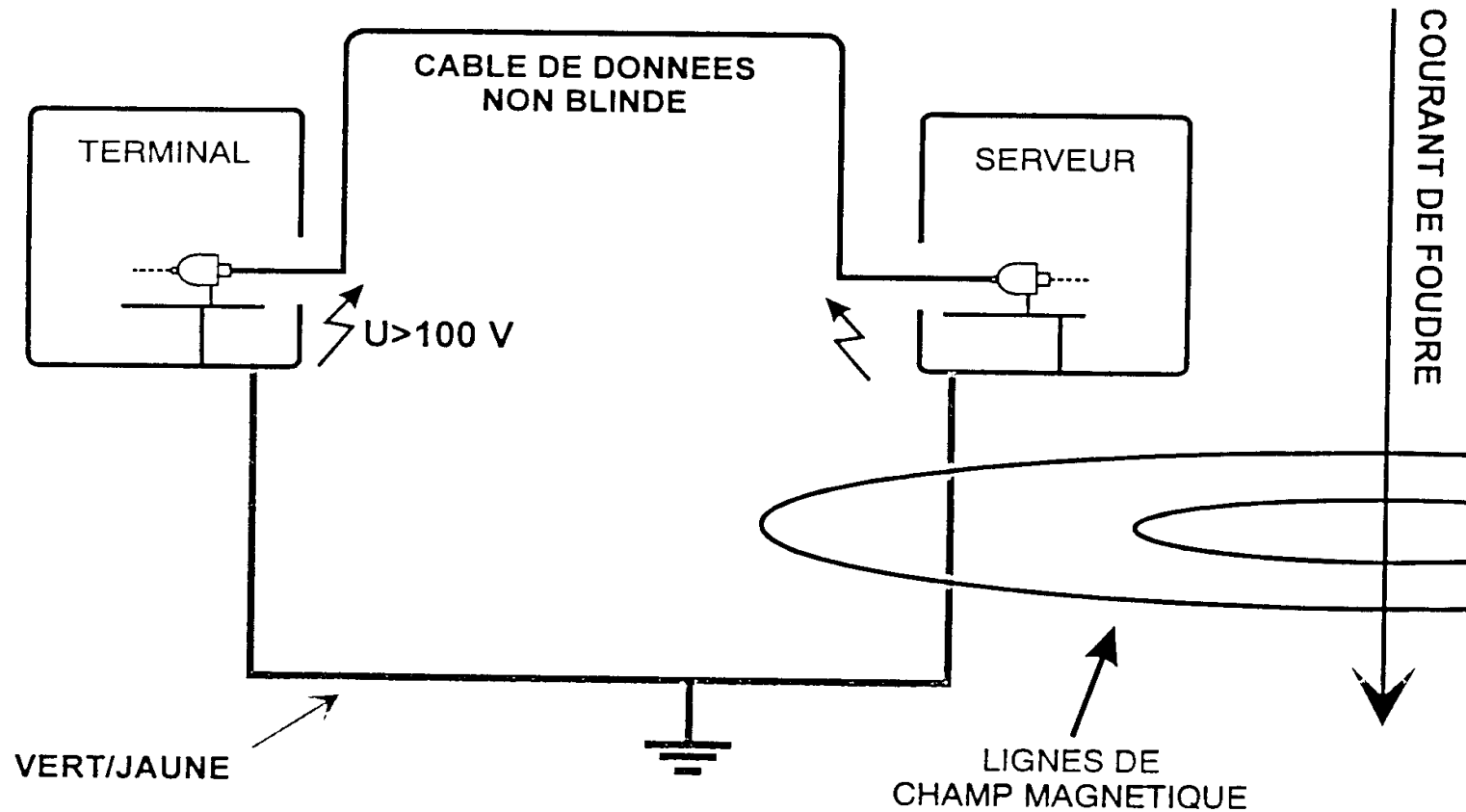
$$U \approx 600 eH$$

Le couplage « champ à boucle ».

- Remèdes :
 - diminuer la surface des boucles, utiliser un plan de masse sur les circuits imprimés.
 - se protéger par blindage du champ magnétique perturbateur (difficile).
 - regrouper les entrées/sorties du même côté des cartes plutôt que de les répartir sur le périmètre.

Le couplage « champ à boucle »

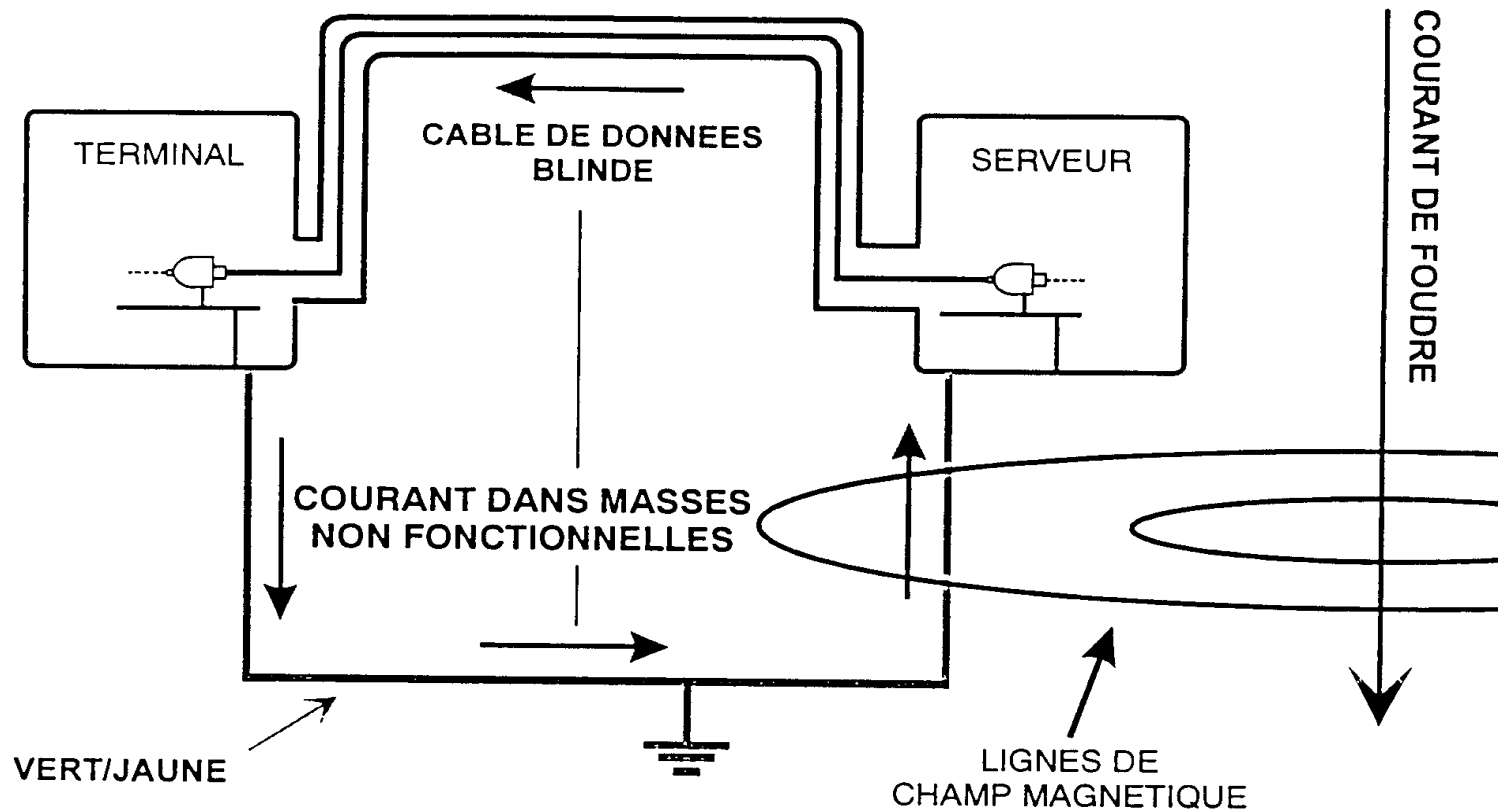
- Exemples ...



DESTRUCTION PAR CHAMP MAGNETIQUE DE LA Foudre

Le couplage « champ à boucle ».

- ... et remèdes.



**PROTECTION CONTRE LE CHAMP MAGNETIQUE DE LA FOUDRE
PAR BLINDAGE DES CABLES DE DONNEES**

Le couplage par diaphonie capacitive.

- Remèdes :
 - Tous les conseils donnés sur la diaphonie inductive sont ici valables
 - Diminuer la capacité de couplage en éloignant le perturbé du perturbateur.
 - Séparation dans des goulottes distinctes des câbles transportant des signaux bas niveaux des autres câbles.
 - Éviter les parcours parallèles de câbles sur de longues distances.
 - Mettre le conducteur de retour dans le même câble que le conducteur aller.
 - Diminuer la vitesse de variation des tensions .

Le couplage « champ à boucle ».

- Remèdes :
 - diminuer la surface des boucles, utiliser un plan de masse sur les circuits imprimés.
 - se protéger par blindage du champ magnétique perturbateur (difficile).
 - regrouper les entrées/sorties du même côté des cartes plutôt que de les répartir sur le périmètre.

Le filtrage : R en HF

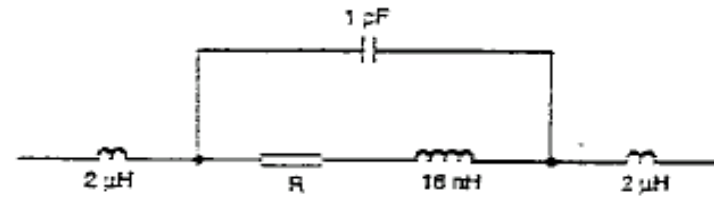


Figure 3b: Simplified Equivalent for a Spiral Metal Film Resistor.

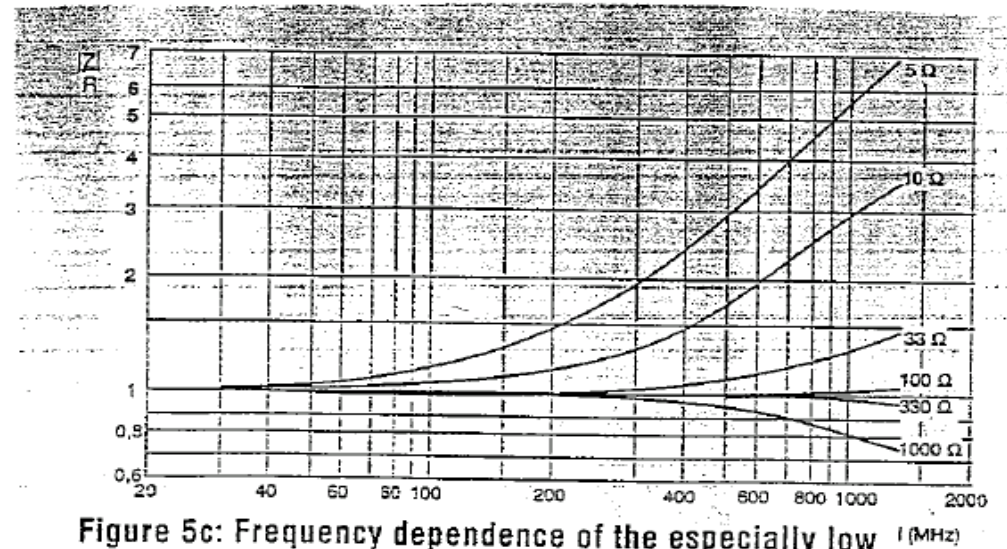


Figure 5c: Frequency dependence of the especially low inductive type of metallic film resistor MRS 25 li.

Condensateur en HF

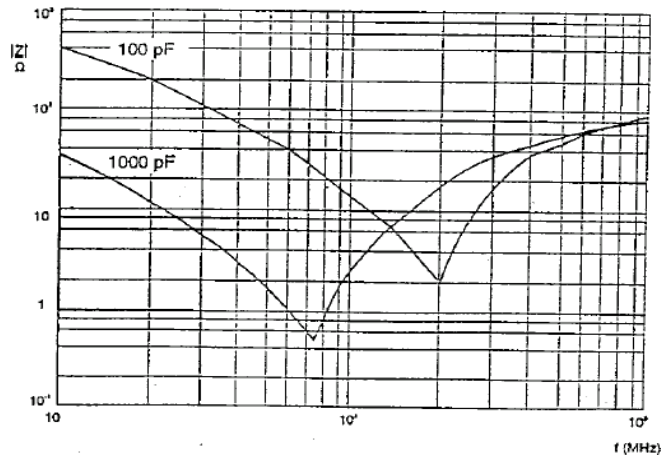
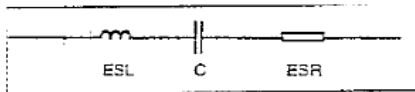
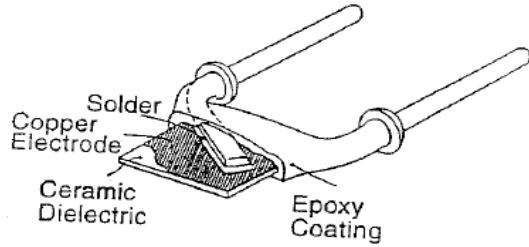


Figure 8: Impedance Z as a Function of the Frequency of Capacitors with Wires.

Self en HF

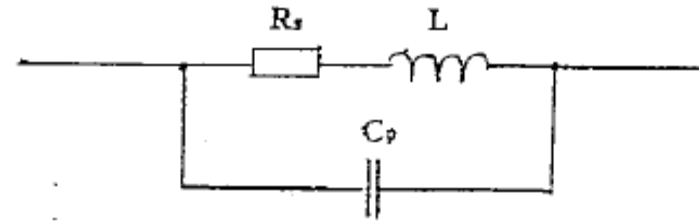


Figure 17: Equivalent Circuit of Inductance.

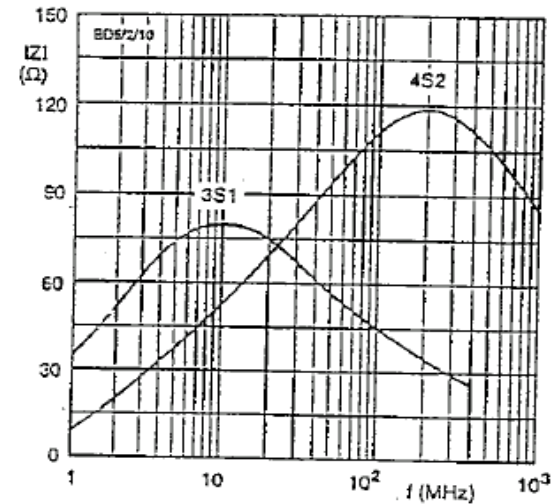
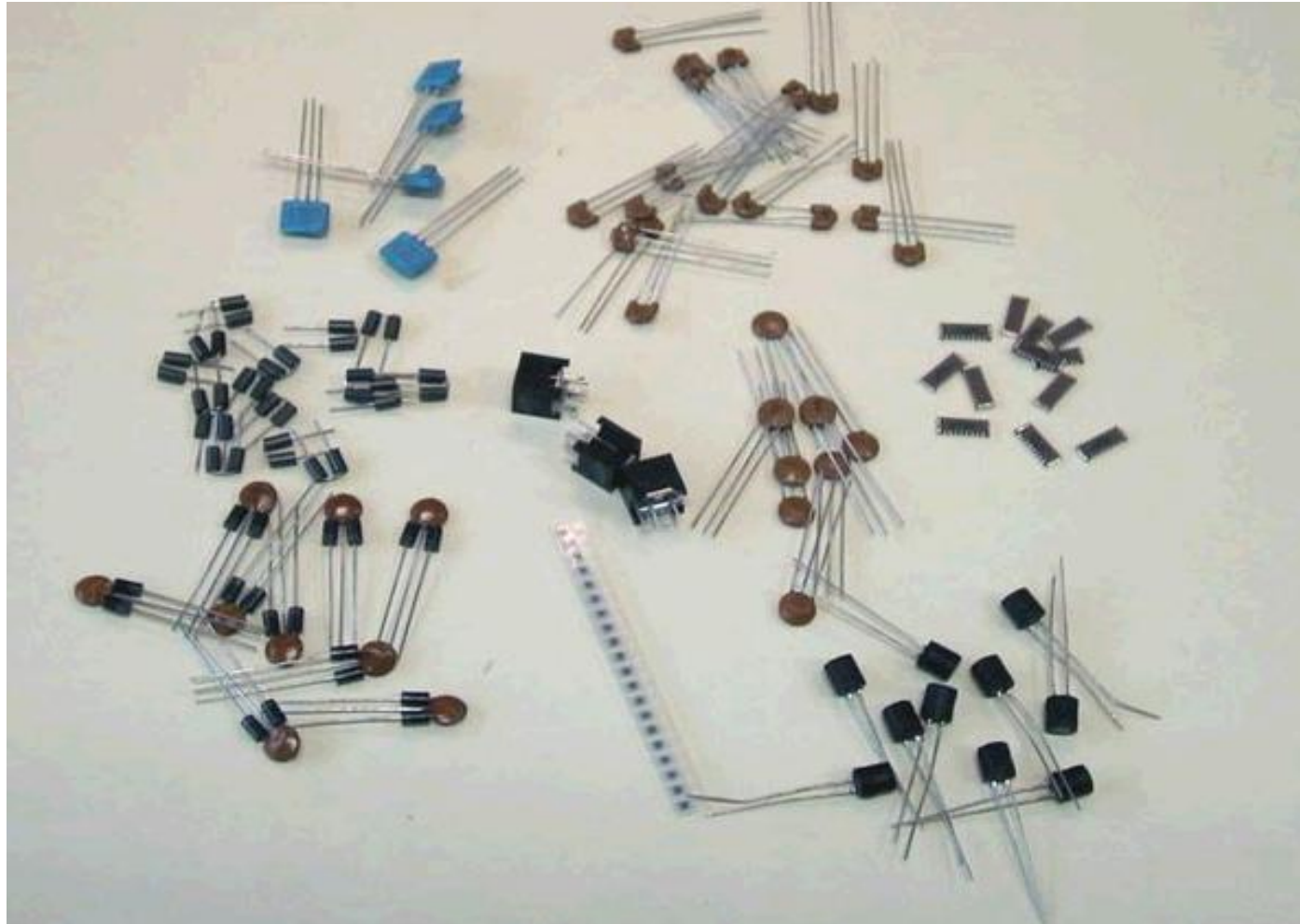


Figure 18: Impedance as a Function of Frequency for Different Types of Ferrites.

Les filtres



Les filtres : utilité

- Le but d'un filtre est de laisser passer le signal utile tout en affaiblissant les signaux hors bande.
- Les filtres passe-bas sont les plus utilisés en CEM.
- Le filtre le plus simple est un simple condensateur.
- Les filtres classiques sont de type R, L, C.
- Les filtres « coupe bande » sont utilisés pour la réjection des fréquences secteur et harmoniques

Les filtres : les produits

- De simples filtres RC peuvent être utilisés sur les entrées signaux (bas niveaux).
- Des filtres selfiques tels que les ferrites sont très efficaces car ils présentent en HF une importante composante résistive amortissant ainsi les résonances. Ils peuvent, de plus, être montés après coup sur les câbles.
- Des filtres plus complexes intégrant des selfs et des condensateurs tels les filtres en L, π ou T, permettent une coupure plus raide.

Les filtres : précautions d'emploi

- Les filtres travaillent soit par absorption, soit par désadaptation.
- Pour présenter une grande perte d'insertion, un filtre placé sur un circuit à haute impédance doit présenter une faible impédance.
- Un filtre placé sur un circuit à faible impédance doit présenter une haute impédance.

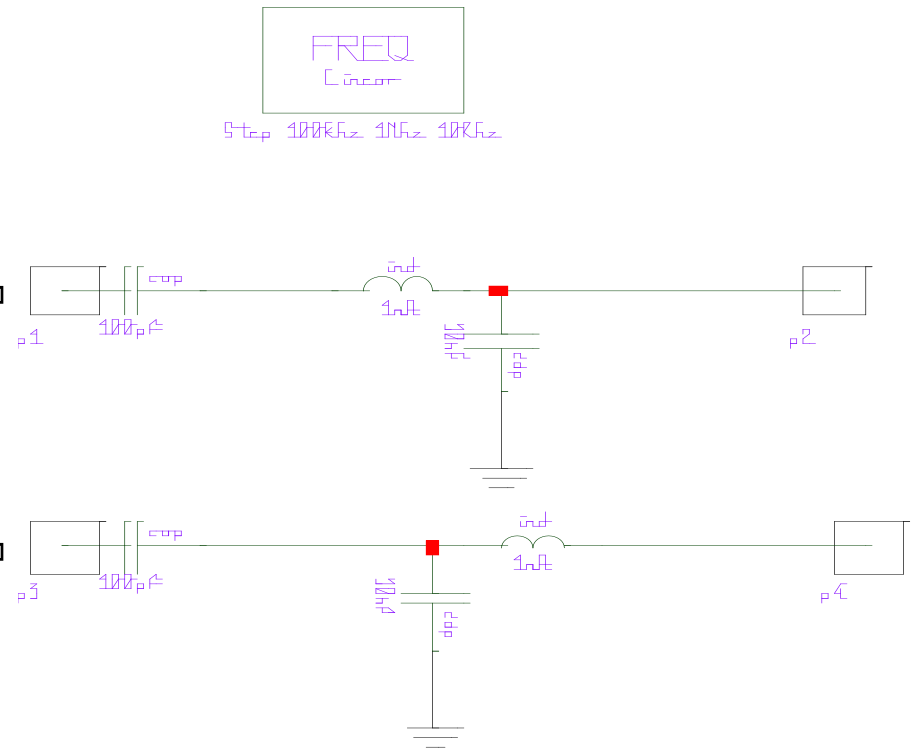
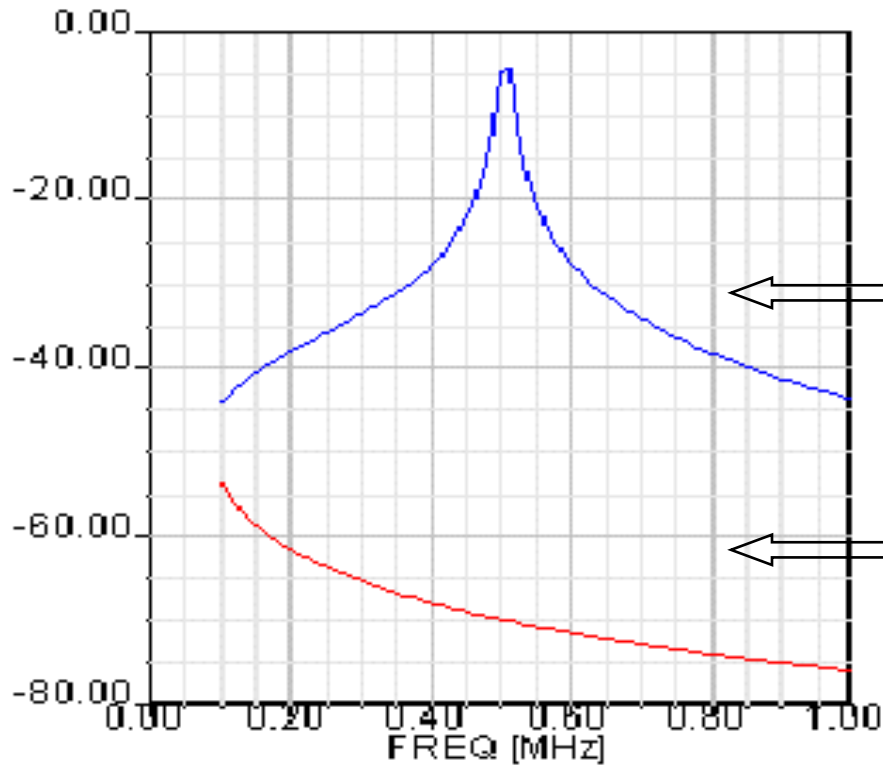
Les filtres : précautions d'emploi

- Les filtres linéaires sont réciproques. Leur atténuation est la même dans les deux sens. Néanmoins, compte tenu du fait que les impédances terminales sont rarement égales, seuls les filtres symétriques sont réversibles !!!

Les filtres : précautions d'emploi

- Attention au sens de montage des filtres !!!

Atténuation du filtre en fonction de la fréquence



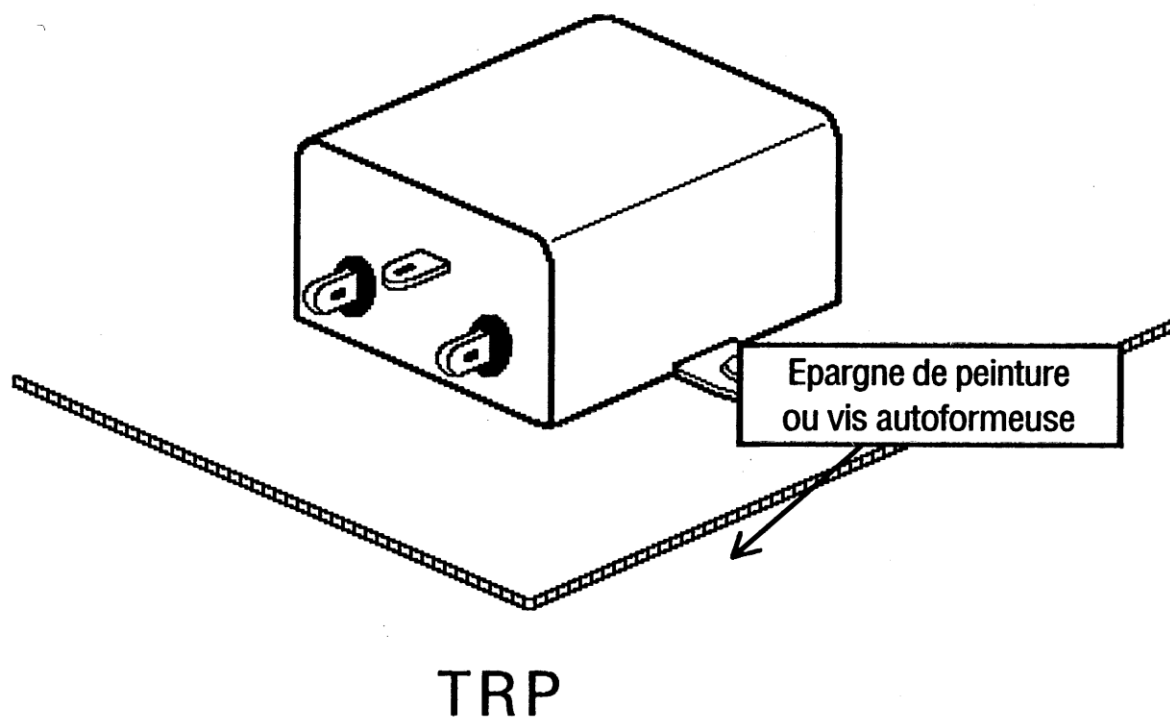
Les filtres secteurs



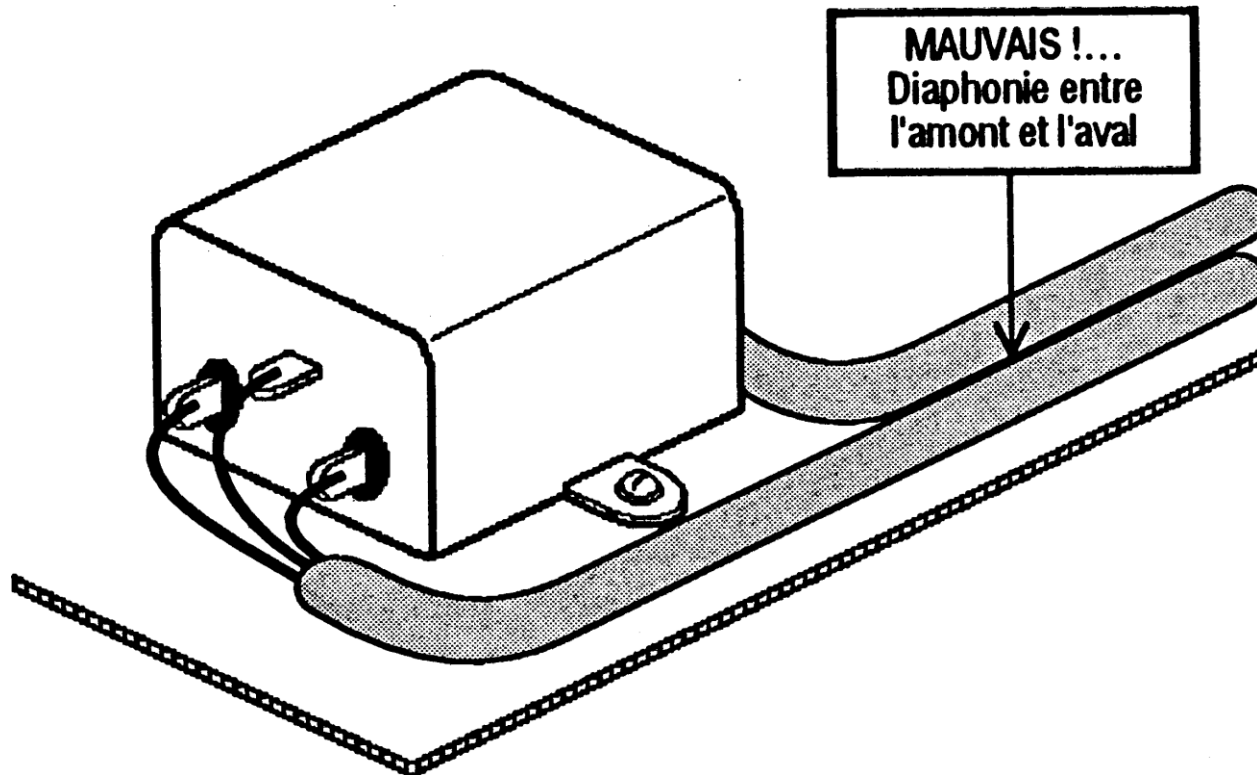
Les filtres secteur : mise en oeuvre

- Le filtre doit être monté sur le châssis mécanique, masse de l'appareil.
- Prévoir des épargnes de peinture sous le filtre. Attention aux matériaux traités !
- Éviter les couplages entre les fils qui arrivent et ceux qui partent.
- Les filtres secteur ne sont généralement pas réversibles. Attention au sens de montage !!!
- Plaquer les câbles contre les tôles.

Les filtres secteur : mise en oeuvre

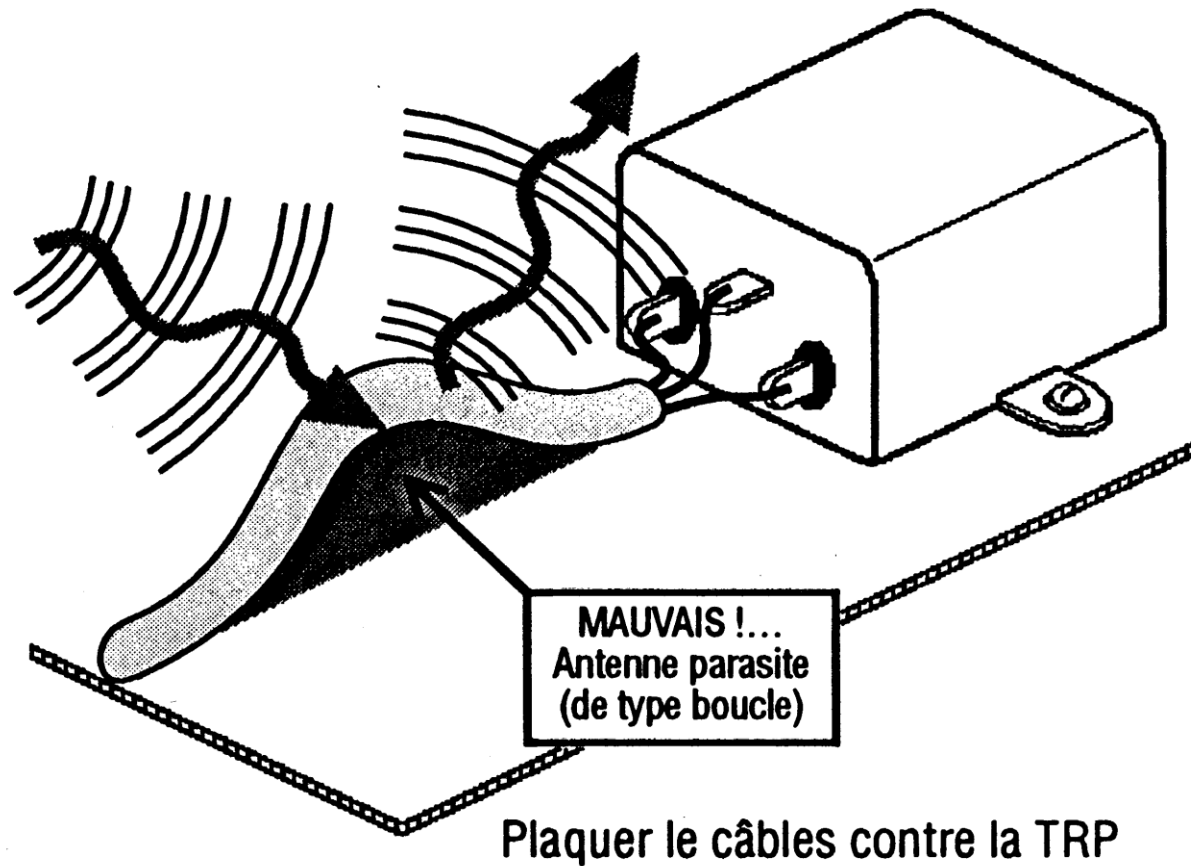


Les filtres secteur : mise en oeuvre



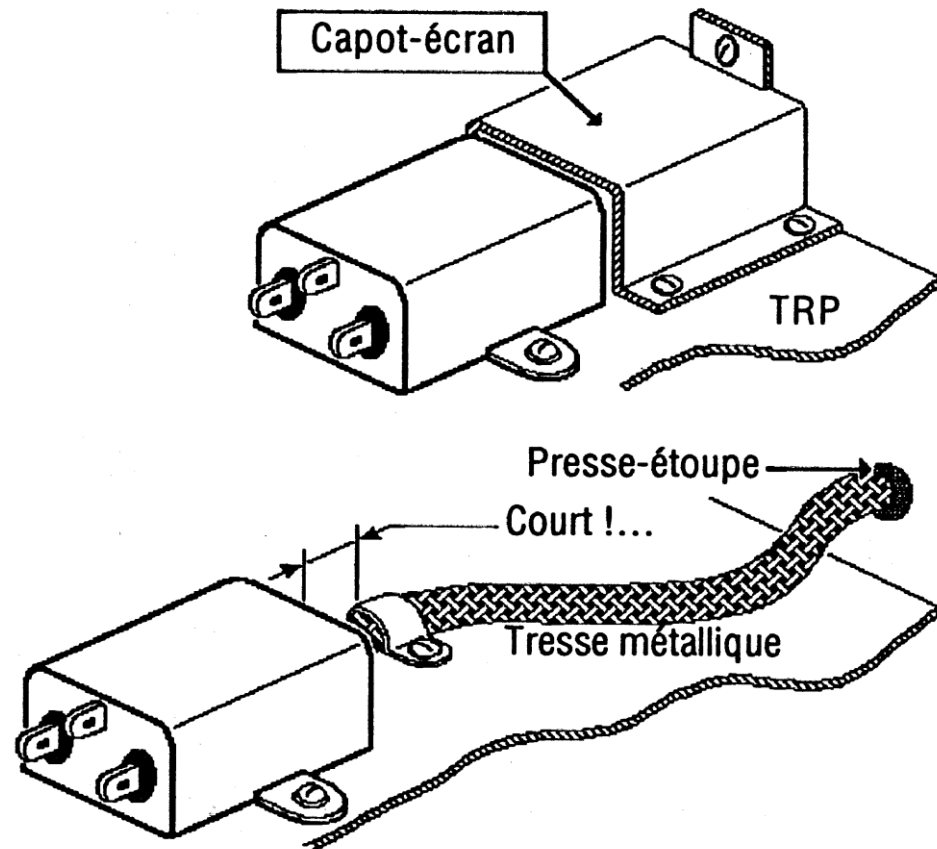
Tirer les câbles amont et aval à 180°

Les filtres secteur : mise en oeuvre



Les filtres secteur : mise en oeuvre

- Montages recommandés :



Les ferrites : utilisation

- Les ferrites sont choisies en fonction de la bande de fréquence à filtrer.
- Elles peuvent se rencontrer sous diverses formes : implantable sur circuit imprimé, coque à monter sur les câbles (protection contre le MC), tores, ...
- On choisira des ferrites dont la partie résistive est élevée aux fréquences à supprimer.

Les ferrites

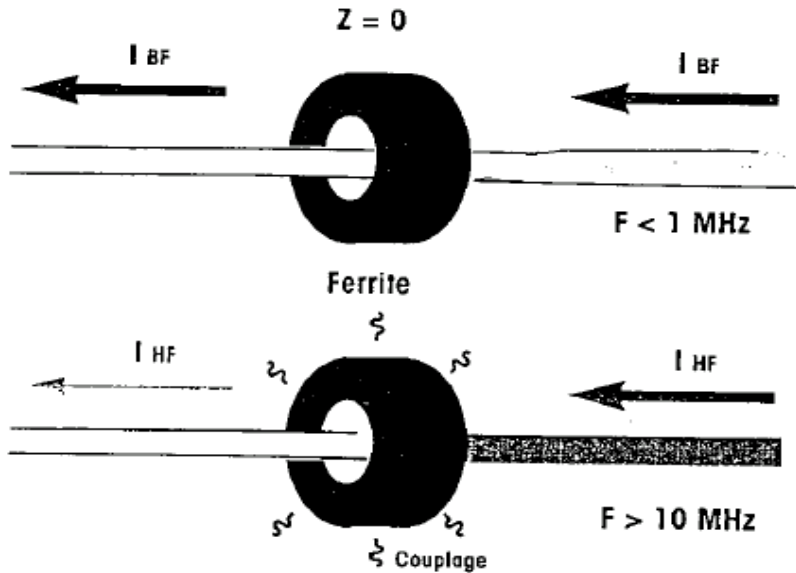


Les ferrites : utilisation

- Pour augmenter l'impédance présentée par une ferrite, il est possible de passer plusieurs boucles à travers le noyau :
 - Attention, la fréquence de résonance décroît avec le nombre de tours.
 - Au delà d'un certain nombre de tours l'impédance ne croît plus.

Les ferrites : utilisation

Principe de fonctionnement

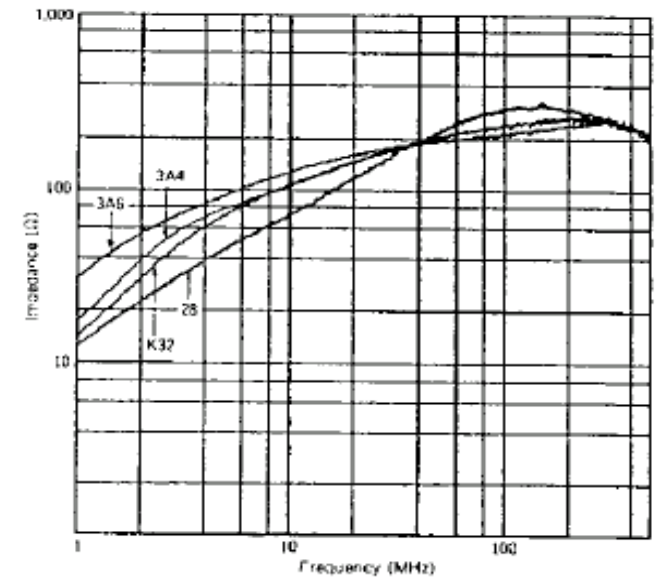


$Z = \text{quelques dizaines ou centaines d'ohms}$

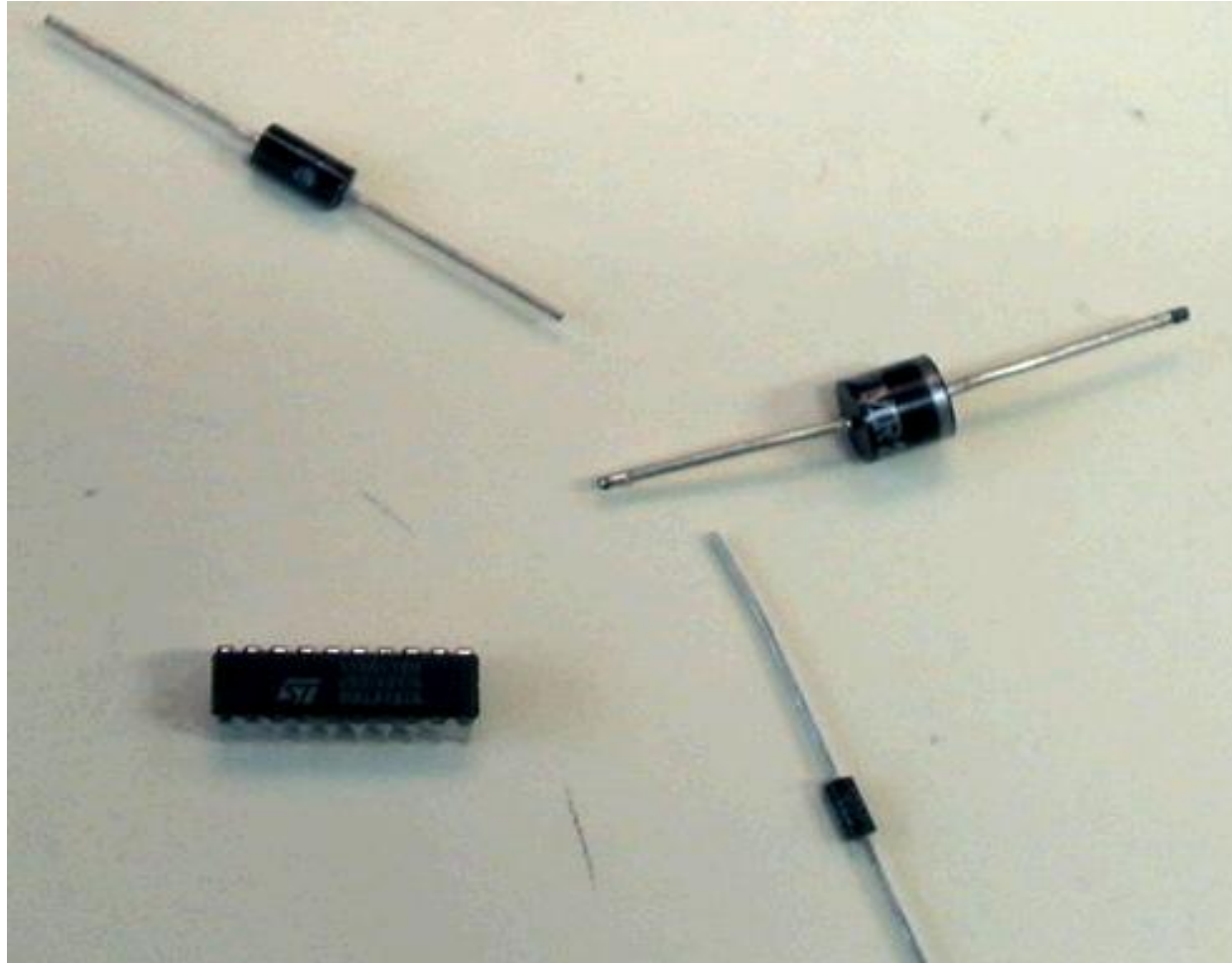
μ_i matériaux
(Perméabilité initiale)

Kitagawa

K 32	$\mu_i = 700$
3 A 4	$\mu_i = 800$
28	$\mu_i = 850$
3 A 6	$\mu_i = 1000$



Les parasurtenseurs



Les parasurtenseurs : utilisation

- Les parasurtenseurs sont des composants devant écouler des courants importants pendant parfois plusieurs millisecondes (foudre, surtensions).
- C'est une protection montée en parallèle avec la ligne à protéger. Ils doivent donc présenter une grande impédance vis à vis des signaux utiles et passer à un état « faible impédance » lors d'une surtension.

Les parasurtenseurs : les produits

- Ces produits se rencontrent sous forme de :
 - Diode, type tranzorb.
 - Varistances .
 - Eclateurs à gaz.
 - Thyristors, triacs.
- Les performances de ces produits sont variables et le choix de l'un ou l'autre type dépend du niveau des perturbations dont on souhaite se protéger.
- Les filtres passe-bas ne sont pas des parasurtenseurs.

Les blindages



Les blindages : utilisation

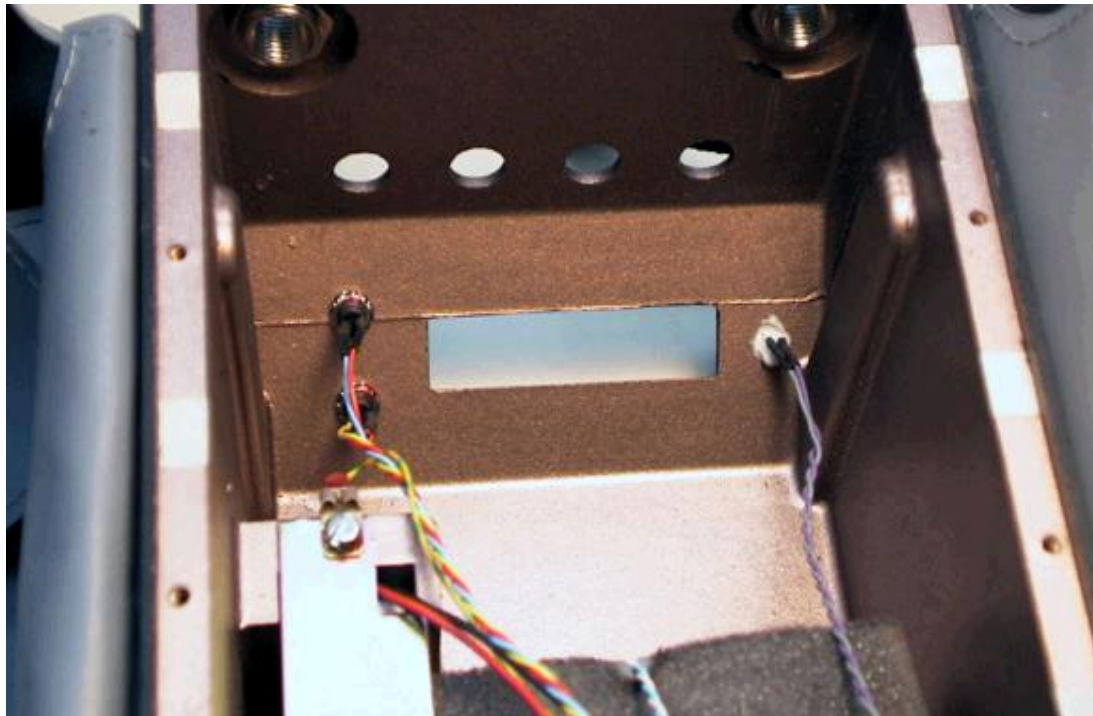
- L'efficacité d'un blindage est limitée par le nombre d'ouvertures.
- Les fentes sont plus rayonnantes qu'un alignement de trous.
- On préfère les matériaux à perméabilité magnétique élevée pour blinder les champs magnétiques en BF.

Les blindages : les produits

- Les boîtiers en acier, cuivre, aluminium, etc..., blindent parfaitement les champs HF.
- Les matériaux à μ élevé (mumétal, permalloy) sont à utiliser en BF pour se protéger des champs magnétiques.
- Les métallisations (peinture , vernis, poudre) sont utilisables en HF.

Les blindages : les produits

- Dépôt conducteur sur support polyuréthane



Les câbles blindés



Les câbles blindés : mise en oeuvre

- Le blindage d'un câble doit être relié des deux côtés.
- Les câbles coaxiaux sont moins performants pour la réjection du mode commun en BF que les paires symétriques ou blindées.

Les câbles blindés : mise en oeuvre

- Le raccordement unilatéral doit rester exceptionnel et uniquement si les conditions suivantes sont toutes réunies :
 - Les signaux à transmettre ne dépassent pas quelques KHz.
 - Les signaux à transmettre sont à bas niveau (bruit tolérable pour une paire blindée en BF inférieur au millivolt).
 - Existence en BF d'une tension en MC entre les extrémités du câble supérieur au bruit tolérable multiplié par le CMRR de la liaison.
 - La transmission s'effectue en tension .
 - L'écran incriminé est celui immédiatement autour des conducteurs et non un surblindage isolé.
- Si une seule de ces cinq conditions n'est pas satisfaite, relier l'écran des deux côtés.

Les connecteurs



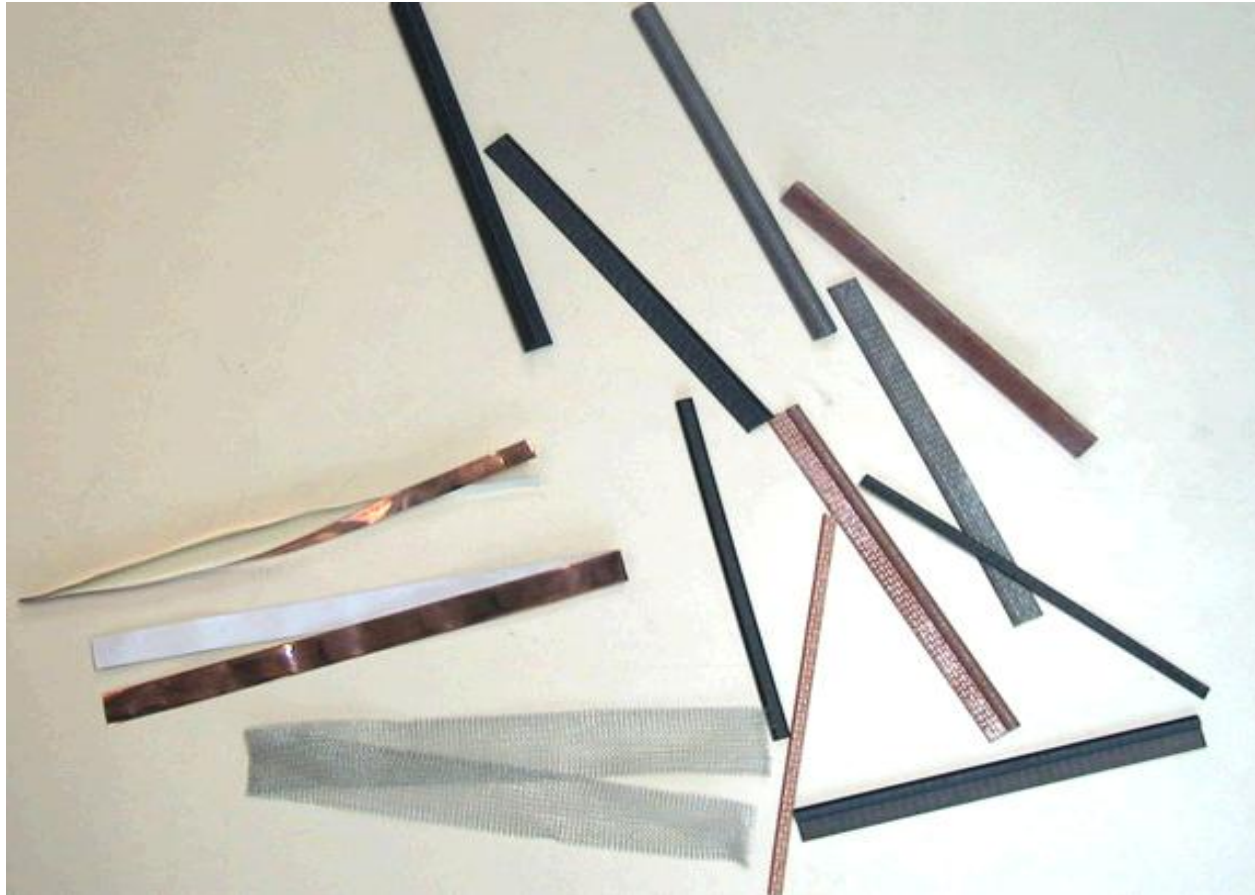
Les connecteurs : les produits

- Il existe différents types de protection pour les connecteurs :
 - Connecteur blindé avec reprise de masse périphérique.
 - Connecteur filtré :
 - Filtrage capacitif
 - Filtrage inductif

Les connecteurs : mise en oeuvre

- Les connecteurs filtrés inductifs ne nécessitent pas de précaution particulière, si ce n'est au niveau du routage des pistes (CAO).
- Les connecteurs filtrés capacitifs nécessitent une reprise périphérique de la masse au niveau du châssis ainsi qu'un plan de masse sur les circuits imprimés.
- Les connecteurs blindés nécessitent une reprise périphérique sur le châssis.

Les joints



Les joints : les produits

- Il existe différents types de joints :
 - Les tricots conducteurs.
 - Les textiles conducteurs.
 - Les élastomères chargés de poudres ou de fibres métalliques.
 - Les ressorts de contact.