

## Chapitre 1 : INTRODUCTION A LA COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE

P. POULICHET  
Septembre 2010

1.	Introduction .....	3
1.1	Les différents aspects de la CEM .....	4
1.1.1.	Tests à réaliser sur un matériel pour vérifier la conformité à la norme CEM .....	9
1.1.1.1.	Tests CEM pour les perturbations conduites.....	9
1.1.1.2.	Perturbations rayonnées.....	10
2.	Mécanismes de couplage des perturbations .....	11
2.1.	Couplage par impédance commune .....	11
2.1.1.	Impédance commune constituée par une piste de circuit imprimé.....	13
2.1.2.	Masse analogique et masse numérique .....	14
2.1.3.	Chute de tension aux bornes d'un conducteur de terre .....	15
2.1.4.	Exemple de couplage sur un circuit logique .....	16
2.1.5.	Conclusion.....	17
2.2.	Mode commun et mode différentiel .....	17
2.3.	Couplage inductif .....	19
2.3.1.	Couplage par diaphonie inductive.....	20
2.4.	Couplage capacitif.....	21
2.4.1.	Couplage par diaphonie capacitive.....	21
3.	Etude du couplage électrique et magnétique entre câble. Influence du blindage.....	21
3.1.	Couplage capacitif .....	22
3.2.	Effet d'un blindage sur le couplage capacitif.....	23
3.3.	Couplage inductif .....	26
4.	Réduction du couplage magnétique. Tore de mode commun .....	29
5.	Spectre d'un signal d'horloge.....	31
5.1.	Modulation de la fréquence du signal d'horloge.....	34
6.	Découplage des alimentations .....	36

## 1. Introduction

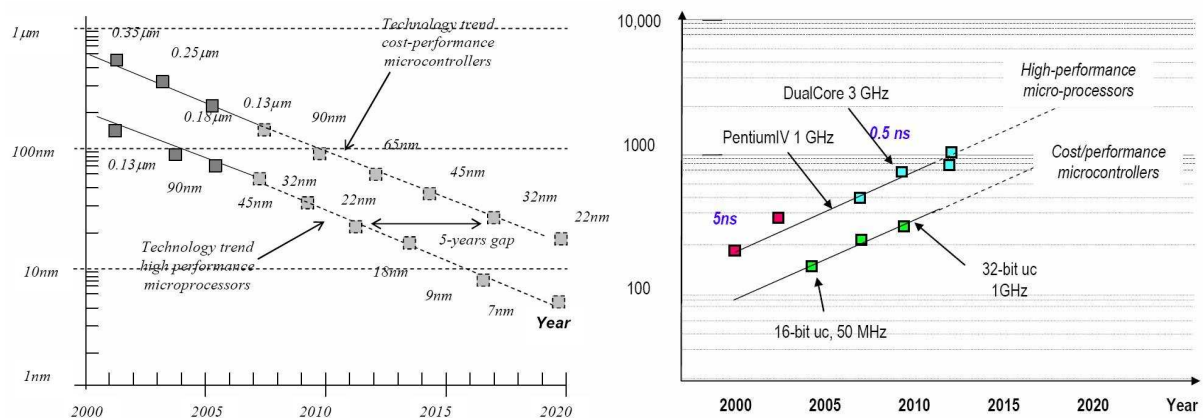
Depuis 1996, aucun appareil ne peut théoriquement être commercialisé sans avoir subi de test de compatibilité électromagnétique (CEM). La CEM a pour objet de prendre en compte les perturbations transmises par les appareils en fonctionnement pour assurer un fonctionnement correct de plusieurs appareils en même temps. Une définition précise de l'étude de la compatibilité électromagnétique (CEM) peut être :

**« Capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement ».**

Cela implique deux choses : d'une part que les perturbations électromagnétiques émises par l'appareil ne soient pas trop importantes et que d'autre part que les appareils puissent fonctionner de façon satisfaisante en présence de perturbations générées par d'autres appareils.

On trouve des exemples de problèmes de CEM dans la vie quotidienne. Par exemple, un téléphone portable qui perturbe le fonctionnement du moniteur de l'ordinateur. Un autre exemple est celui du fonctionnement d'un vélomoteur mal antiparasité qui gêne la réception de la radio dans une voiture.

Ces dernières années les performances des appareils ont beaucoup augmentés. Ces améliorations ont été obtenues par une élévation de la fréquence de fonctionnement des dispositifs et par une augmentation de la densité d'intégration (voir Figure 1).



**Figure 1 : évolution de la technologie et de la vitesse des bus (méga transfert/s) [6]**

Beaucoup d'appareils sont aujourd'hui portable et pour réduire la consommation (cela favorise aussi la vitesse de fonctionnement), les tensions d'alimentation ont été abaissées comme montré à la Figure 2. La « marge de bruit » ou « marge d'immunité », c'est à dire la différence entre seuils d'entrée / sortie au niveau bas et au niveau haut, s'en trouve réduite.

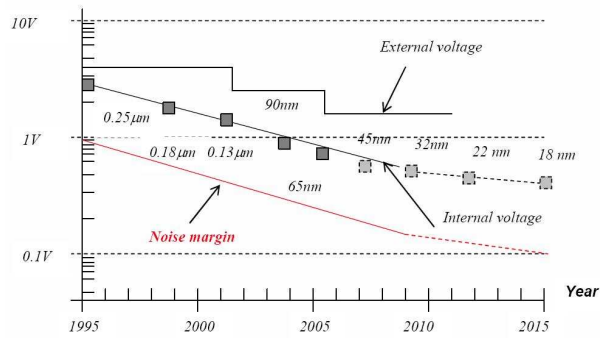


Figure 2 : évolution des tensions d'alimentations [6]

Ces trois critères font que les appareils ont une tendance à émettre des perturbations et qu'aussi ils sont plus sensibles aux perturbations envoyées par les autres appareils.

Les appareils numériques lorsqu'ils fonctionnent à hautes fréquences sont aussi très générateurs de perturbations. Le temps de transition entre les niveaux logiques est le paramètre le plus important pour caractériser la bande de fréquences occupées par les signaux d'horloges. Des temps de montée et de descente très faibles engendrent des spectres très larges et ces composantes spectrales peuvent alors très facilement se transmettre vers d'autres appareils.

L'objectif de ce cours est de voir quelles peuvent être les voies de transmission des perturbations et comment on peut augmenter l'immunité vis à vis des perturbations émises. Un système électromagnétiquement compatible satisfait ces trois critères :

- il ne gêne pas le fonctionnement d'autres systèmes,
- il n'est pas gêné par les perturbations émises par les autres systèmes en fonctionnement,
- il ne cause pas d'interférences avec lui-même.

### 1.1 Les différents aspects de la CEM

Comme nous l'avons évoqué plus haut, la CEM concerne la génération, la transmission et la réception de l'énergie électromagnétique. On peut visualiser la transmission de l'énergie entre la source et le récepteur de perturbation par le synoptique de la Figure 3. Une source produit une émission et un canal de transfert ou de couplage communique l'énergie au récepteur. Ce processus est désirable et concerne le fonctionnement normal ou au contraire indésirable et alors l'étude de cette transmission de cette perturbation indésirable constitue la CEM.

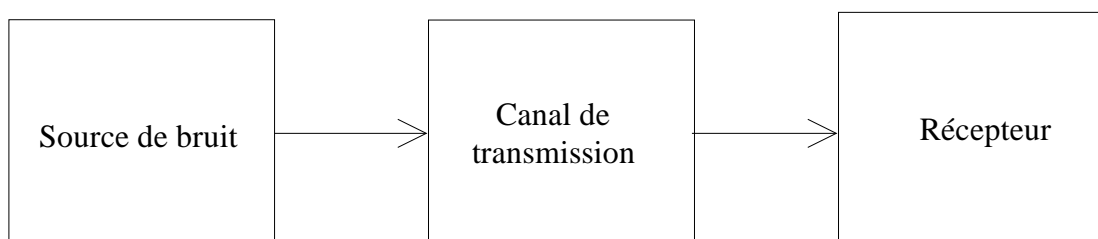


Figure 3 : transfert entre la source de perturbations et le récepteur

Reprenons l'exemple de notre ordinateur. Le processeur de calcul échange des données avec les mémoires au rythme d'une horloge. Régulièrement les informations venant de la mémoire sont envoyées vers l'écran pour l'affichage : cela constitue l'information désirable. Maintenant, les signaux rapides de l'horloge peuvent être transmis via les transformateurs d'alimentations vers l'écran et ainsi gêner l'affichage correct des données de la mémoire de l'ordinateur. Des interférences apparaissent si l'énergie reçue par le récepteur est telle que son fonctionnement normal est altéré. Ceci constitue le fonctionnement indésirable et c'est ce qui sera étudié par la CEM.

Pour diminuer nos problèmes de transmissions des perturbations, nous pouvons les prendre sous trois angles différents :

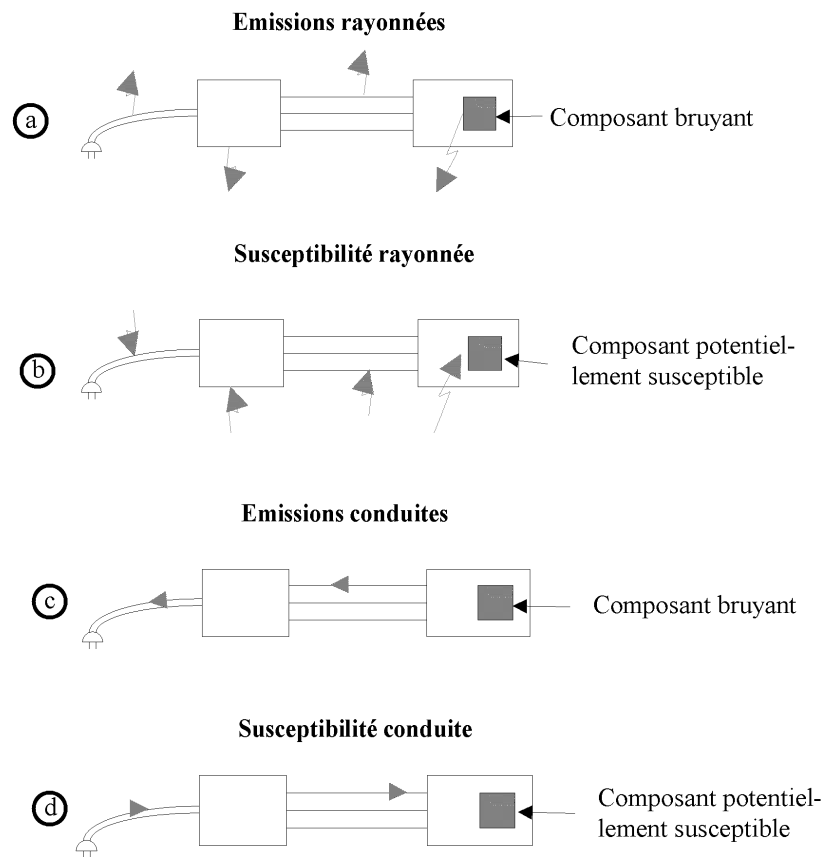
- tenter de supprimer l'échange d'énergie à la source en diminuant les perturbations transmises par la source,
- rendre le canal de transmission aussi inefficace que possible,
- rendre le récepteur le moins sensible possible aux perturbations.

La première solution à envisager est de chercher à diminuer les perturbations à la source. Prenons un exemple. Nous avons un système numérique qui fonctionne avec une horloge présentant des temps de montée / descente de 1 nS. Nous avons vu précédemment que plus le temps de montée est bref, plus le spectre du signal est large et étendu. Il est donc susceptible de se transmettre plus facilement au travers des capacités parasites des différents composants. Si le fonctionnement de notre système numérique n'est pas altéré lorsque le temps de montée / descente passe à 10 nS, nous avons tout intérêt à le faire fonctionner ainsi. On réduit le spectre d'émissions et on diminue l'efficacité de couplage du canal de transmission. Par voie de conséquence on diminue les interférences transmises vers le récepteur.

Pour diminuer l'efficacité du canal de transmission, on peut agir en plaçant le système numérique dans un boîtier métallique, ce qui diminuera les émissions électromagnétique renvoyées vers l'extérieur. Mais le blindage est une solution plus lourde et plus onéreuse que de diminuer le temps de montée / descente des signaux d'horloges. On pourrait envisager d'augmenter l'immunité d'un récepteur en ajoutant dans le logiciel de la partie numérique un code correcteur d'erreur pour interpoler les informations manquantes et corriger les erreurs.

L'augmentation de l'immunité de l'appareil peut être obtenue par l'utilisation d'une paire différentielle et un amplificateur d'instrumentation qui rejette la tension de mode commun.

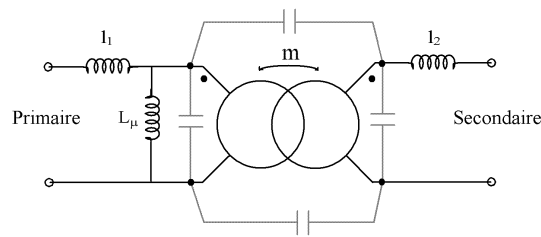
On classe la transmissions des perturbations entre émetteur et récepteur en 4 rubriques comme indiqué sur la Figure 4.



**Figure 4 : les 4 voies de transmission possible entre un émetteur et un récepteur [1]**

Pour bien comprendre sur un exemple quelles sont les différentes voies possibles de perturbation, nous allons considérer un système électronique alimenté à partir du secteur. Après le transformateur relié au secteur coté primaire, on trouve différentes alimentations délivrant le + 5V pour la partie numérique et le + 15V pour la partie analogique. D'autres sous-ensembles fonctionnent à partir du secteur, par exemple des ventilateurs. Tous ces composants sont reliés par différents câbles qui constituent d'excellentes voies de transmission des perturbations. Les perturbations peuvent être «rayonnées» par les câbles (parce qu'il circule un courant) ou au contraire, un champ électromagnétique peut être ramené à l'intérieur du montage sous forme de tensions ou de courants. Ces transmissions rayonnées sont représentées sur la Figure 4.a et 2b.

Les composants électroniques peuvent aussi transmettre des perturbations par conduction. Pour mettre en évidence ces voies de couplages, on doit prendre en compte les composants parasites des différents composants électroniques utilisés. En revenant à notre exemple, les signaux présents sur la partie numérique considérée comme bruyante peuvent transiter via le transformateur d'alimentation vers le secteur. En effet un transformateur peut être modélisé en hautes fréquences par le schéma équivalent suivant. Les inductances  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $L_\mu$  représentent le fonctionnement magnétique et basse fréquence du transformateur. Les capacités placées entre la sortie modélise un couplage entre le primaire et le secondaire. Leurs effets se manifestent en hautes fréquences.



**Figure 5 : modélisation du transformateur**

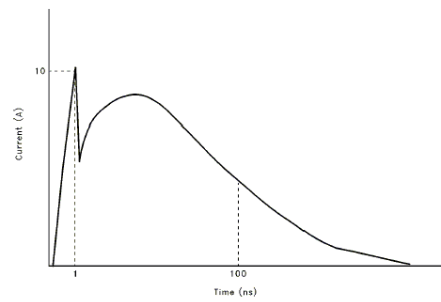
La présence des capacités parasites indique bien qu'une partie du signal présent sur le secondaire du transformateur sera transmis en partie coté primaire. Si les fréquences traitées au secondaire sont élevées, les perturbations seront d'autant mieux transmises au travers du transformateur. On retrouvera sur le courant primaire du transformateur l'harmonique correspondant à la fréquence du secteur et des composantes spectrales qui correspondent au montage connecté au secondaire. Ces perturbations peuvent aller gêner le fonctionnement d'un montage placé de l'autre coté d'un second transformateur.

Pour déceler exactement par quelles voies sont transmises les perturbations par conduction, les schémas équivalents des composants électroniques doivent être aussi précis que possible dans la bande de fréquences dans laquelle le montage est utilisé. N'oublions pas que les problèmes de CEM en conduction seraient inexistants sans les diverses capacités et inductances parasites se greffant sur les schémas équivalents des composants électroniques.

Quelquefois, les cartes électroniques sont placées dans des boites métalliques. Les différents câbles par rapport aux parties métalliques de la boite constituent une voie possible de couplage entre le signal à l'intérieur du câble et la partie métallique. La paroi métallique a quand même pour avantage de constituer un isolement vis à vis des champs électromagnétiques extérieurs à la boite. En effet, la théorie de transmission d'une onde électromagnétique dans un métal montre qu'une partie de l'onde est cédée au métal. On peut donc par ce biais augmenter l'immunité d'un système mais ceci au détriment du coût et du poids.

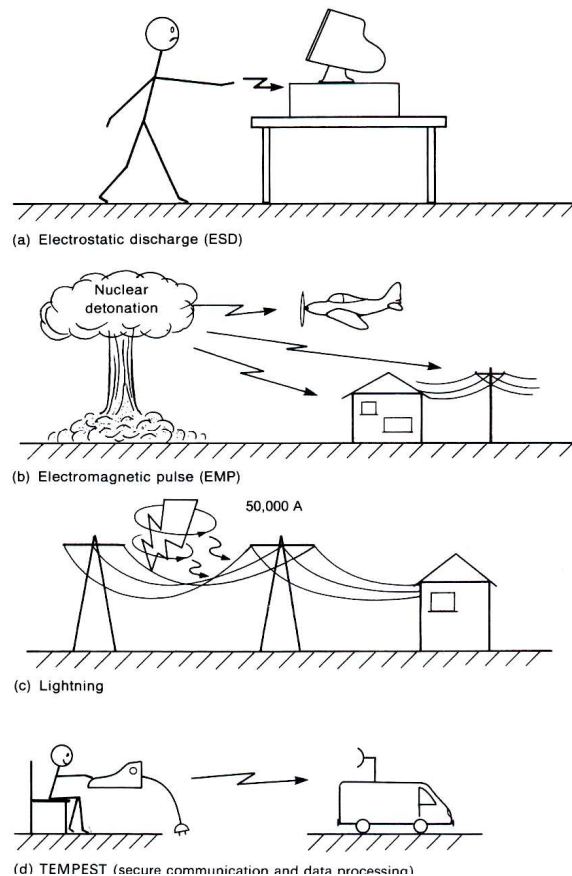
Les voies de transmission en conduction (émissions et susceptibilité) sont représentées sur la Figure 4.c et 2d.

D'autres voies de transmission de perturbations apparaissent sur la Figure 7. Sur la Figure 7.a, on s'intéresse aux décharges électrostatiques mises en évidence de façon flagrante lorsqu'on marche sur une moquette avec des souliers isolants. Les frottements des deux parties isolantes font apparaître des charges qui ne demandent qu'à s'évacuer sur une partie métallique connectée à la terre. Le courant qui apparaît alors quand on touche un élément métallique connecté à la terre a l'allure de la Figure 6. Cette décharge électrique risque de mettre à mal une électronique sensible (circuit intégré CMOS) et la conception de cette électronique devra tenir compte de ces perturbations.



**Figure 6 : allure du courant lors d'une décharge électrostatique créée par un humain (Intel)**

Après la première explosion nucléaire dans les années 1940, on s'est aperçu qu'un dispositif à semi-conducteur pouvait être détruit par le rayonnement très fort d'une explosion nucléaire. Les dispositifs militaires prennent en compte lors de la conception de leurs matériels la possibilité qu'ils soient exposés à une explosion nucléaire en haute altitude générant peu d'onde de choc mais par contre un rayonnement très violent (Figure 7.b).



**Figure 7 : les autres aspects de la CEM [1]**

Lors d'un orage, le courant circulant du nuage vers la terre est très important (jusqu'à 50000A). Un avion qui volera en cas d'orage devra pouvoir supporter, sans incident sur ces appareils de bord ces courants très importants (Figure 7.c).

Puisque tout système physique fonctionnant par déplacement de courants génère des champs électromagnétiques, il est possible en connectant une antenne à un amplificateur très sensible de pouvoir retrouver les données que l'ordinateur manipule (Figure 7.d).



## 1.1. Tests à réaliser sur un matériel pour vérifier la conformité à la norme CEM

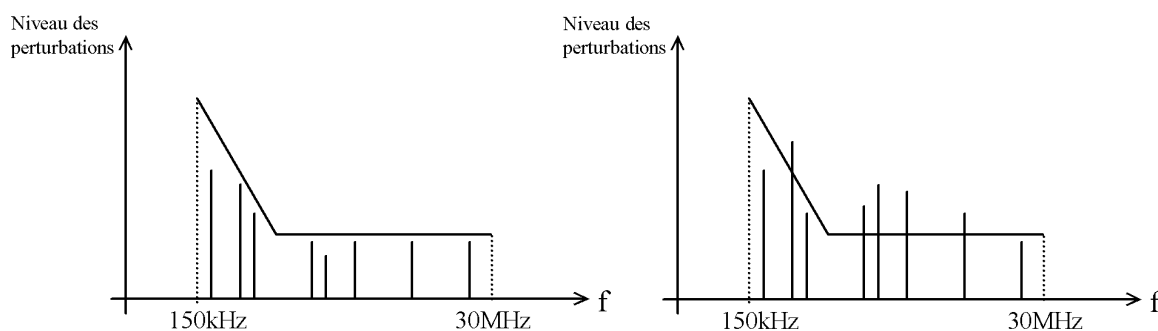
Pour qu'un appareil fonctionne correctement sans perturber les autres appareils, et sans être gêné par les émissions des autres appareils, des normes ont été établies pour spécifier le niveau maximal que l'appareil devait émettre et ces normes définissent également les niveaux minimums que devait pouvoir supporter l'appareil sans pour autant être gêné au cours de son fonctionnement. Les résultats de mesures dépendent très fortement de la façon dont ils sont mesurés, les dispositifs de mesures ont donc été spécifiés dans des normes. Tous les appareils ne devant pas supporter les mêmes valeurs de champs électromagnétiques, ces normes concernent une catégorie d'appareils. Par exemple on comprend bien que les niveaux maximums d'émission pour les appareils à usage médical sont beaucoup plus faibles que, par exemple, pour le domaine industriel.

**Nous ne voulons pas préciser exactement pour chaque type d'appareils la méthode de mesures donnée par la norme, ni spécifier exactement les niveaux à respecter pour qu'un appareil soit conforme aux normes CEM. Ce serait trop fastidieux. Par contre, du point de vue de la compréhension il est intéressant de se pencher sur les dispositifs classiques de mesures pour satisfaire à la norme et de voir l'allure du gabarit de niveau en fonction de la fréquence pour respecter le niveau maximal d'émission.**

### 1.1.1. Tests CEM pour les perturbations conduites

La mesure des courants renvoyés vers le secteur par l'appareil à tester se fait à l'aide d'un dispositif se connectant entre l'appareil à tester et le secteur, dispositif appelé Réseau de Stabilisation d'Impédance de Ligne (RSIL). Cet appareil permet simplement de séparer les courants de conduction à la fréquence du secteur des harmoniques aux fréquences beaucoup plus élevées. Il permet aussi de présenter une impédance constante pour le récepteur de la perturbation. Enfin, il isole le récepteur des perturbations secteur.

La Figure 7 compare la mesure des différentes harmoniques du courant mesuré avec un gabarit correspondant à une norme donnée. Dans le cas de la Figure 7 à gauche, la norme de CEM est respectée mais pas dans le cas de droite puisque certaines harmoniques dépassent le gabarit. L'allure du gabarit est typique de la mesure en conduction et sa plage de fréquence est typiquement comprise en 150 kHz et 30 MHz.



**Figure 5** : gabarit de mesures des perturbations conduites

Le test de la susceptibilité d'un appareil se fera en utilisant une pince d'injection de courant (idem transformateur que l'on vient placer autour du conducteur pour créer l'injection du

courant) pour générer la circulation d'un courant que l'on contrôlera. On notera la valeur du courant à partir duquel apparaîtront des défauts de fonctionnement. Si le courant d'injection est trop intense, il pourra y avoir destruction de l'appareil.

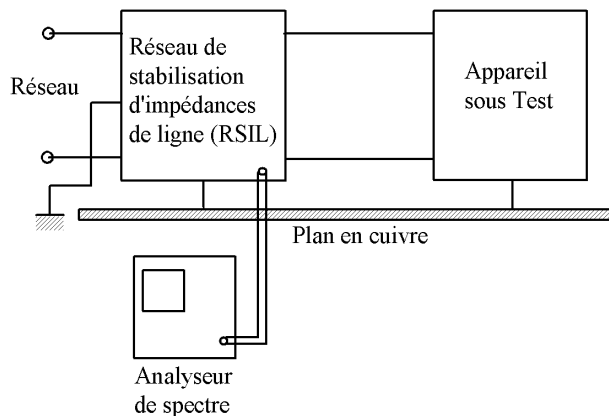
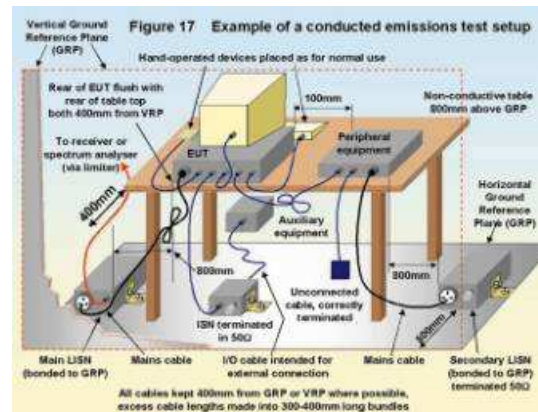
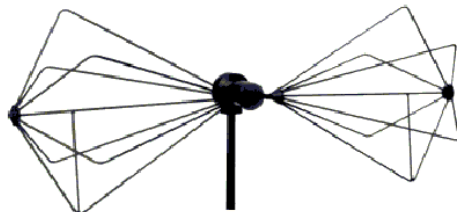


Figure 8 : principe de la mesure des perturbations conduites

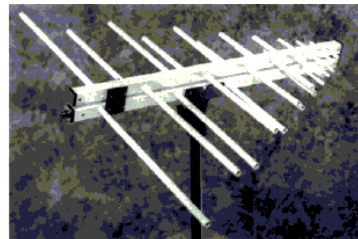


### 1.1.2. Perturbations rayonnées

Le fonctionnement de l'appareil doit être satisfaisant lorsqu'il est soumis à un champs électromagnétique perturbateur et ses émissions de champs électromagnétiques vers l'extérieur ne doivent pas être trop importantes. Les mesures de perturbations rayonnées nécessitent un gros appareillage tel qu'une chambre anéchoïde (chambre de mesures des perturbations radioélectriques), une cellule TEM, des antennes de différentes formes pour couvrir un spectre en fréquences suffisamment large et des amplificateurs pouvant couvrir la bande de fréquences de 30 MHz à 10 GHz.



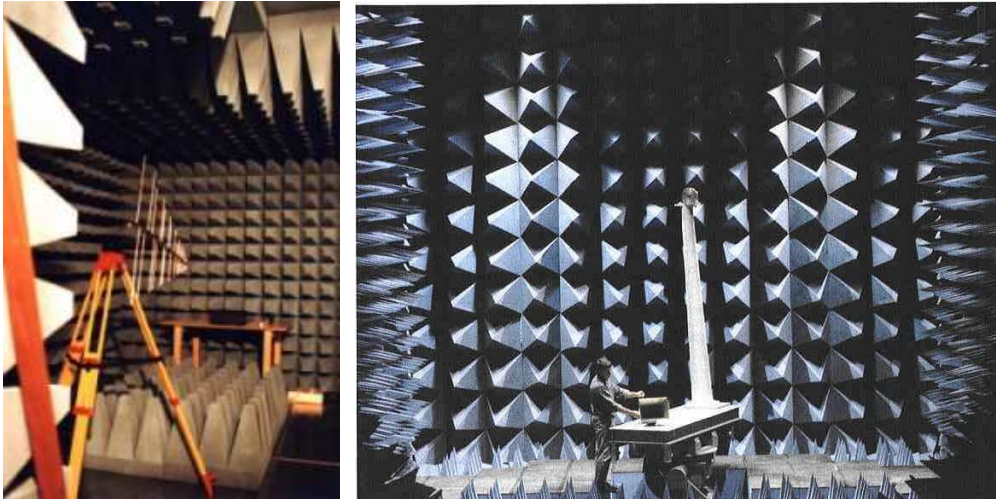
Antenne biconique 20 MHz - 200 MHz



Antenne Log Periodic 200 MHz - 1GHz

Figure 9 : exemple d'antennes pour mesurer les perturbations rayonnées

Pour mesurer les émissions des appareils en test, on utilise des antennes placées à 3 ou 10 mètres de l'appareil à tester voir Figure 10. Les champs électromagnétiques pouvant ne pas être très élevés par rapport aux champs environnants en espace libre, il est nécessaire de se placer dans une cage de Faraday ou une chambre anéchoïde pour s'isoler des bruits électromagnétiques. Le signal sortant de l'antenne est analysé avec un analyseur de spectre.



**Figure 10 : exemple de chambres semi anéchoïde**

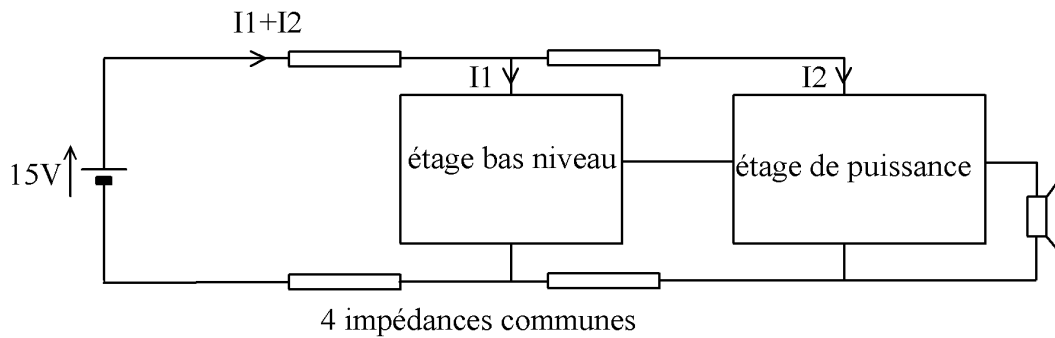
Pour tester la susceptibilité d'un appareil, on utilise des antennes qui vont générer des champs électromagnétiques perturbateurs. On observera le fonctionnement de l'appareil à tester et on notera à partir de quel moment il y a dysfonctionnements. En présence de champs très élevés, il peut y avoir destruction de l'appareil.

## **2. Mécanismes de couplage des perturbations**

Bien que le mécanisme de transmission des perturbations dans un système ne soit pas simple à analyser, on peut quand même se référer à quelques cas simples. Dans un cas réel, la transmission des perturbations peut se réaliser par couplage par impédance commune, par couplage inductif ou capacitif. Il est aussi important de différencier le couplage en mode commun et en mode différentiel. Les perturbations par rayonnement en champ proche ou en champ lointain interviendront aussi.

### **2.1. Couplage par impédance commune**

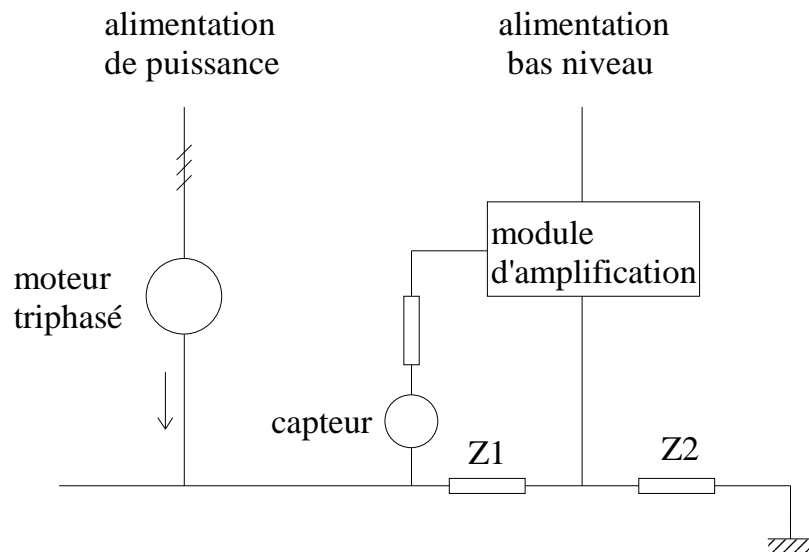
Le couplage par impédance commune est mis en évidence lorsqu'un courant circule entre deux sous ensembles du circuit à travers une impédance commune constitué par une liaison entre les deux circuits. La chute de tension dans l'impédance commune perturbe l'alimentation d'un ou des deux sous ensembles. Ce cas est très bien illustré dans l'exemple de la Figure 11. On considère un amplificateur audio avec un étage "bas niveau" qui amplifie beaucoup la tension et un amplificateur de puissance qui a un gain en tension faible mais qui délivre un courant élevé (cet exemple est extrait d'un TP réalisé par les étudiants de l'ESIEE). Le courant important, nécessaire au fonctionnement de l'amplificateur de puissance, circule à travers l'impédance commune et vient perturber l'alimentation de l'étage bas niveau. La tension alimentant l'étage à bas niveau varie donc en fonction du courant consommé par la charge. Pour peu que le premier étage possède un grand gain et que l'impédance commune ne soit pas négligeable, le montage créé est un oscillateur.



**Figure 11 : influence de l'impédance commune sur les connexions d'alimentations**

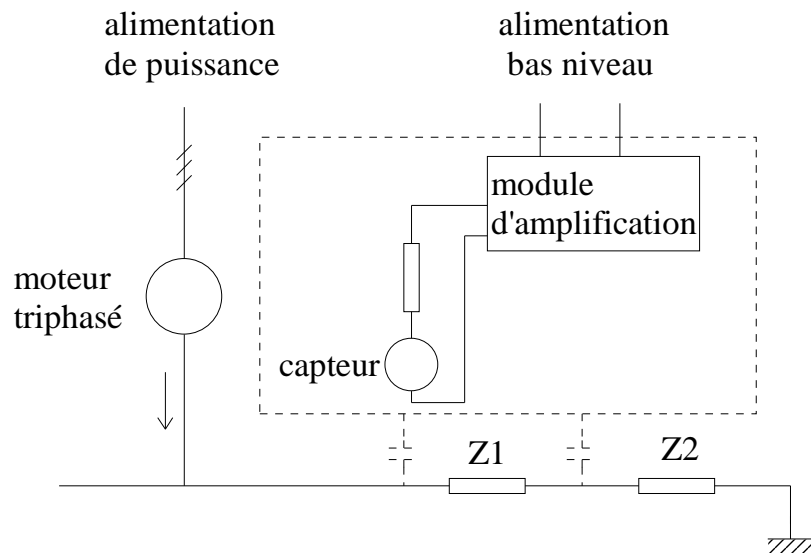
Cela se résout simplement dans ce cas en découplant l'alimentation commune par des capacités. Mais il y a des cas où le problème est bien plus difficile à résoudre notamment lorsque les courants circulants sont importants et lorsque le couplage est de mode commun.

L'autre cas de couplage par impédance commune se réalise par l'intermédiaire de la masse. Considérons un système constitué par un moteur et un capteur; par exemple un capteur de température placé dans un moteur électrique. Ces deux ensembles sont connectés par rapport à un potentiel commun : la masse. Le couplage se réalise comme décrit sur la Figure 12.



**Figure 12 : couplage par impédance commune et masse**

Pour réduire le couplage par impédance commune, on doit s'efforcer de diminuer l'impédance  $Z1$  ou de diminuer le courant qui la traverse. La diminution de  $Z1$  s'obtient par la réalisation d'un réseau de masse vraiment équipotentiel. En vue de diminuer le couplage par rapport à  $Z1$  et  $Z2$ , on cherche à isoler le capteur et son module d'amplification par rapport à la masse comme représenté sur la Figure 13.



**Figure 13 : réduction du couplage en isolant le module d'amplification**

Le bloc d'amplification n'est plus alors relié directement mais par l'intermédiaire de capacités. On cherchera à avoir des capacités aussi faible que possible.

### 2.1.1. Impédance commune constituée par une piste de circuit imprimé

L'impédance commune est constituée par une piste de circuit imprimé de longueur 10 cm d'épaisseur 35  $\mu\text{m}$  et de largeur 1mm.

En continu ou en basse fréquence, le courant perturbateur dans l'impédance commune est de 1A. L'impédance de la piste peut être considérée comme résistive de valeur 50 m $\Omega$ . La chute de tension aux bornes de la piste est donc de 50 mV.

En alternatif ou en transitoire rapide le courant perturbateur est toujours de 1 A mais à la fréquence de 10 MHz. Le comportement de la piste est principalement inductif et la valeur de l'inductance dépend de la configuration de la piste. Selon que celle-ci est au dessus d'un plan de masse, ou d'une piste (circuit double face) ou coplanaire avec une autre piste et du sens de circulation des courants, la valeur de l'inductance diffère. **Habituellement pour avoir un ordre de grandeur de l'inductance, on choisit une inductance linéique de 1  $\mu\text{H.m}^{-1}$ .** La chute de tension ( $L.\omega$ ) aux bornes de cette piste est alors de 6 V.

L'inductance à prendre en compte dépend du type de conducteur et de son éloignement par rapport à la masse. Le coefficient de couplage entre le conducteur d'aller et de retour modifie l'inductance de la liaison. Le Tableau 1 donne le coefficient de couplage entre différents types de conducteurs [8].

Type de ligne de transmission	Coefficient de couplage
Conducteur parallèle	0.5 – 0.7
PCB bi - couche	0.6 – 0.9
PCB multi - couche	0.9 – 0.97
Câble coaxial	0.8 - 1
Coaxial RG – 58	0.996

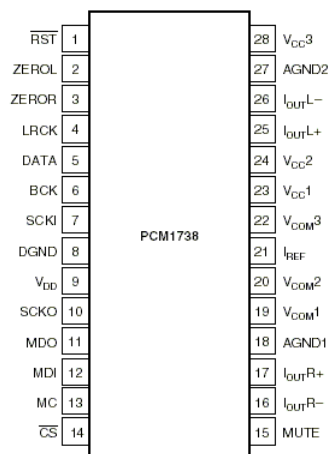
Tableau 1 : coefficient de couplage pour différentes lignes de transmission

### 2.1.2. Masse analogique et masse numérique

Il est important de se préoccuper des effets de couplage par impédance commune quand on travaille simultanément avec des circuits numériques et des circuits analogiques. La conséquence est la présence dans les convertisseurs analogiques numériques et les convertisseurs numériques analogiques performants, de masses analogiques (AGND) et de masses numériques (DGND) différentes avec deux broches différentes sur le circuit intégré.

En effet, l'analogique est beaucoup plus sensible aux variations de tension d'alimentation que le numérique. La marge de bruit est de l'ordre de la moitié de la tension d'alimentation pour les circuits numériques alors qu'elle est bien inférieure pour un circuit analogique. Le deuxième point est que le numérique engendre des variations importantes du courant consommé par les circuits ce qui génèrent des tensions aux bornes du fil de connexion (modélisé principalement par une inductance).

L'inductance d'une connexion entre une broche du circuit et la puce au travers du fil de « bounding » (de la puce vers le support) est de l'ordre de 10 nH pour un circuit 16 broches en boîtier DIP. Pour un courant de 10 mA à une fréquence de 10 MHz, la tension est de l'ordre du mV. Cette tension variable vient aux tensions présentes normalement sur le circuit et elle peut rendre instable les parties analogiques. En séparant les alimentations, la chute de tension n'apparaît que sur l'alimentation numérique.



**Figure 14 : séparation des masses analogiques (AGND) et des masses numériques (DGND) pour un DAC de 24 bits de précision**

Les problèmes existant au niveau circuit intégrés sont encore beaucoup plus important quand on utilise ces circuits sur un circuit imprimé. Précisons d'emblée qu'il est très utile de faire un plan de masse le plus large possible avec **le minimum de trous à l'intérieur**. Cela permet de réduire l'inductance du plan de masse. Le plan de masse sera relié d'un coté aux circuits analogiques et de l'autre coté aux circuits numériques. De toutes façons, ces plans seront reliés en un point puisque la référence (0V) du signal numérique est la même que pour le signal analogique. Le point où les masses sont reliés dépend du nombre d'alimentations que l'on utilise.

Soit l'alimentation est commune pour la partie analogique et la partie numérique et dans ce cas, le plan de masse est commun sur toute la carte comme sur la Figure 15.

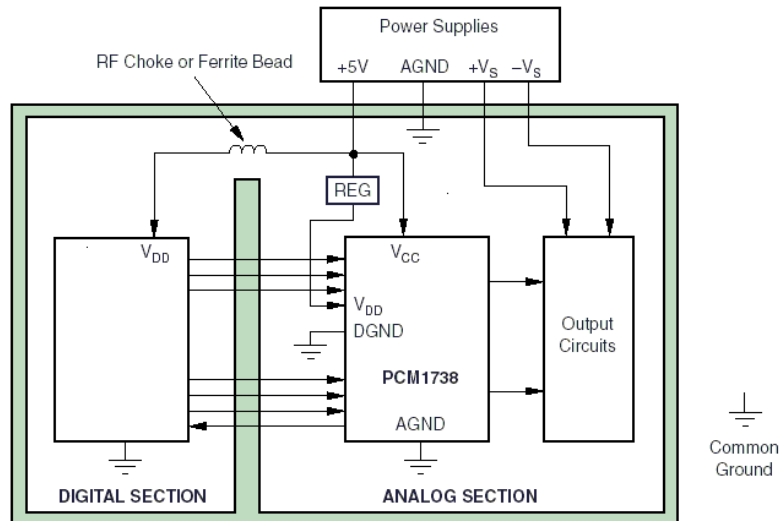


Figure 15 : circuit analogique et numérique avec une seule alimentation

Soit l'alimentation est séparée avec une partie alimentation analogique et une partie alimentation numérique avec deux transformateurs pour une séparation des masses. Les masses sont alors reliées ensemble sur les plans de masse comme le montre la Figure 16.

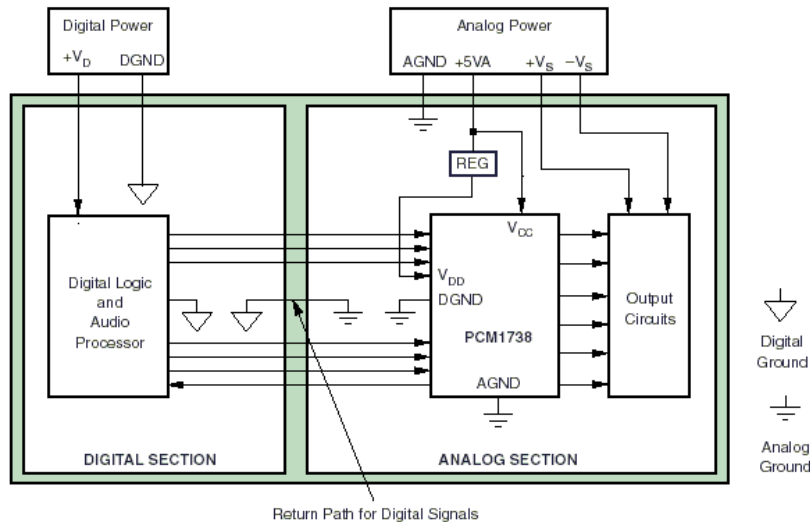


Figure 16 : circuit analogique et numérique et deux alimentations

### 2.1.3. Chute de tension aux bornes d'un conducteur de terre

On considère un conducteur de protection vert/jaune de 35 mm<sup>2</sup> de section et la longueur du fil est de 10 m. Déterminons la chute de tension aux bornes de ce câble dans les 2 cas suivants :

- Continu ou basse fréquence (50 Hz). Courant perturbateur de 50 A. Comportement résistif du câblage de 5 mΩ. La tension aux bornes du câble est de 0.25V.

- Transitoire rapide ou HF. Le courant perturbateur est provoqué par le démarrage d'un équipement (ex : climatiseur) de 3 A à 150 kHz. Le comportement du conducteur est inductif. Retenons une inductance linéique de 1μH/m. La chute de tension (L.ω) aux bornes de ce conducteur est de 28 V.

### 2.1.4. Exemple de couplage sur un circuit logique

Nous observons dans ce paragraphe les effets de couplage entre piste dans un circuit intégré. La Figure 17 donne les valeurs de capacité équivalente des entrées sorties et les valeurs du coefficient de couplage entre 2 broches. Pour mettre en évidence ce dernier, l'entrée d'un buffer de type 74LS245 présenté sur la Figure 17 [9].

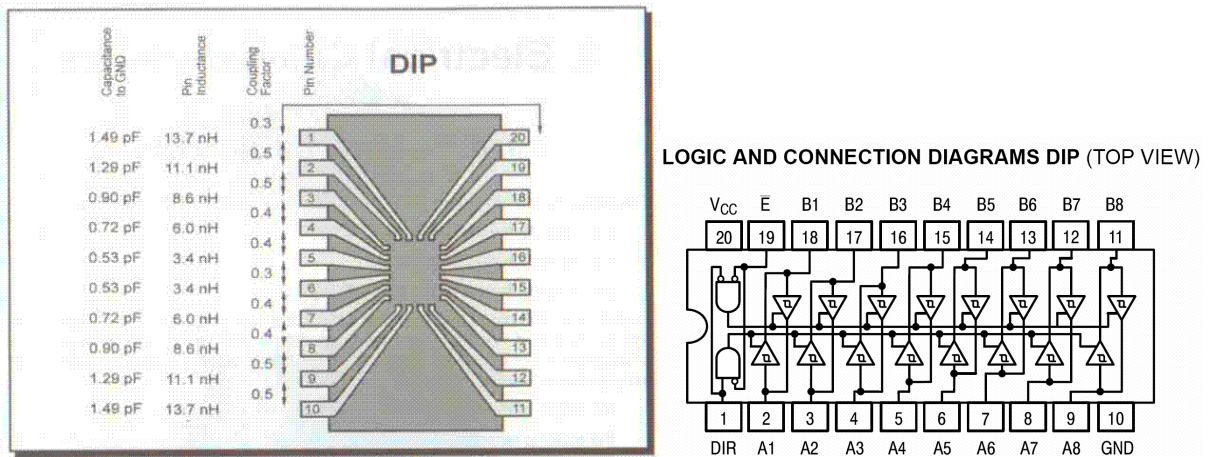


Figure 17 : modèle des broches entrée et sortie sur un boîtier DIP et schéma logique d'un 74LS245

Sur la Figure 18, il est visualisé le changement d'état des entrées A1,A3...A7. La tension d'entrée A2 reste constante. Simultanée au changement d'état la tension en sortie B2 varie ce qui est causé par le couplage par inductance mutuelle entre les pistes et par le bruit de substrat...

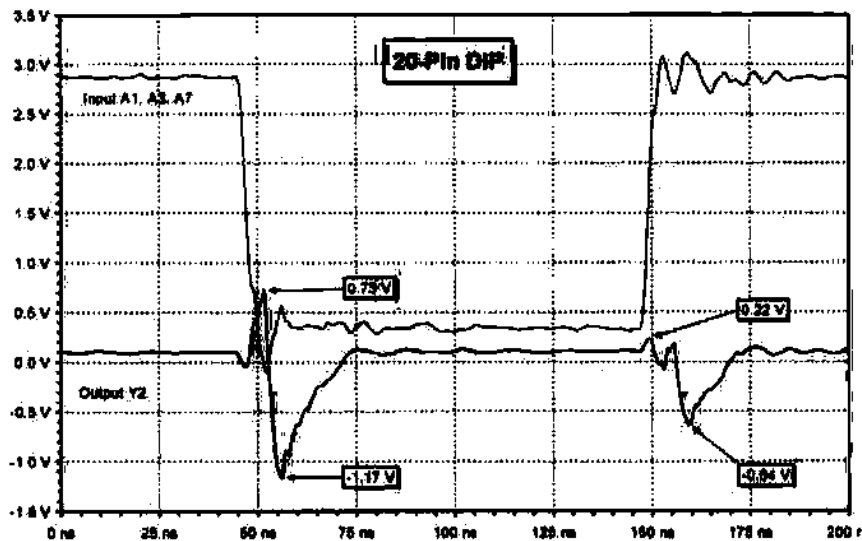


Figure 18 : chronogrammes des entrées et d'une sortie

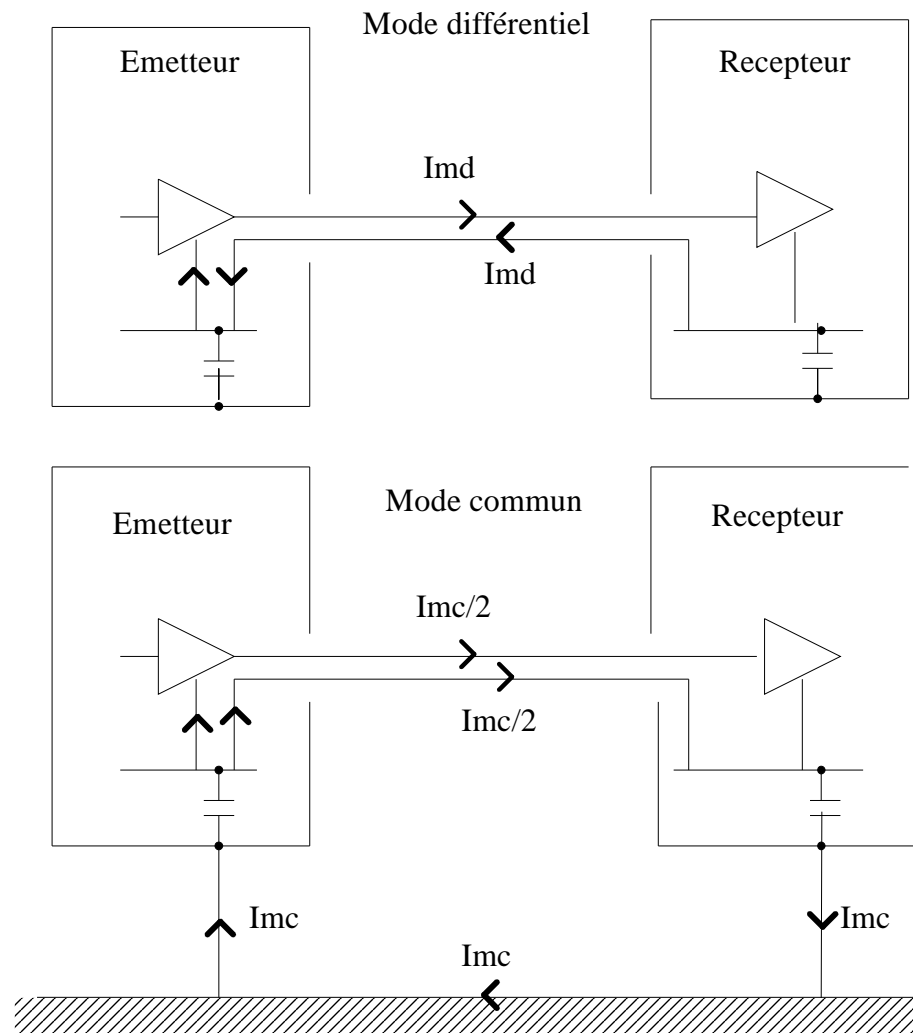


### 2.1.5. Conclusion

En haute fréquence ou lors des transitoires rapides, l'effet inductif prédomine dans les conducteurs de l'impédance commune. **Le niveau des tensions peut perturber le fonctionnement des dispositifs.** En continu ou en basse fréquence, les tensions créées peuvent facilement perturber l'information contenue dans les signaux bas niveaux véhiculés. On peut réduire ce couplage en diminuant l'impédance (liaisons courtes, plan de masse ou en séparant les circuits de mise à la masse) et en assurant une équipotentialité maximale de l'équipement et de son environnement ce qui est le cas avec un plan de masse et le maillage des masses.

### 2.2. Mode commun et mode différentiel

Dans un circuit la circulation des courants s'établit toujours par l'intermédiaire de courants de mode commun et de mode différentiel. Le courant de mode différentiel se transmet par une liaison bifilaire sans circulation de courant dans une référence de potentiel commune. Le réseau de distribution de l'énergie (EDF avec phase et neutre) est du type différentiel. Le mode commun utilise le réseau de masse ou de terre comme potentiel de référence commun. Un courant circule dans le réseau de terre entre un émetteur et un récepteur. Voyons sur la figure 11 l'illustration du mode commun et du mode différentiel. L'émetteur symbolise un premier dispositif relié par une liaison bifilaire à un récepteur représentant un deuxième dispositif. Par la liaison bifilaire, il y a circulation de courant entre l'émetteur de la perturbation et le récepteur. La liaison comporte un potentiel de référence commun représenté par un plan de masse métallique.



**Figure 19 : représentation schématique du courant de conduction en mode commun et en mode différentiel**

Dans le mode différentiel la totalité du courant circule dans la liaison bifilaire entre les deux appareils. Le courant « d'aller » est égal au courant de « retour ».

Dans le mode commun, une partie du courant circule à travers la capacité de couplage entre l'amplificateur et le boîtier métallique. Ce courant circule à travers la masse de référence de potentiel commun. Le courant dans la liaison filaire est divisé en deux parties.

Dans un montage réel entre deux dispositifs reliés par une liaison bifilaire, le courant circulant entre les deux appareils est la somme d'un courant de mode commun et de mode différentiel. On doit donc considérer les 2 modes de la figure 11 et on arrive à la figure 12.

Un champ magnétique  $H(t)$  et un champ électrique  $E(t)$  rayonnés par une source perturbatrice font apparaître une tension et un courant qui intervient en mode différentiel et en mode commun. On parle alors de couplage de **champ à câble** en mode commun et en mode différentiel.

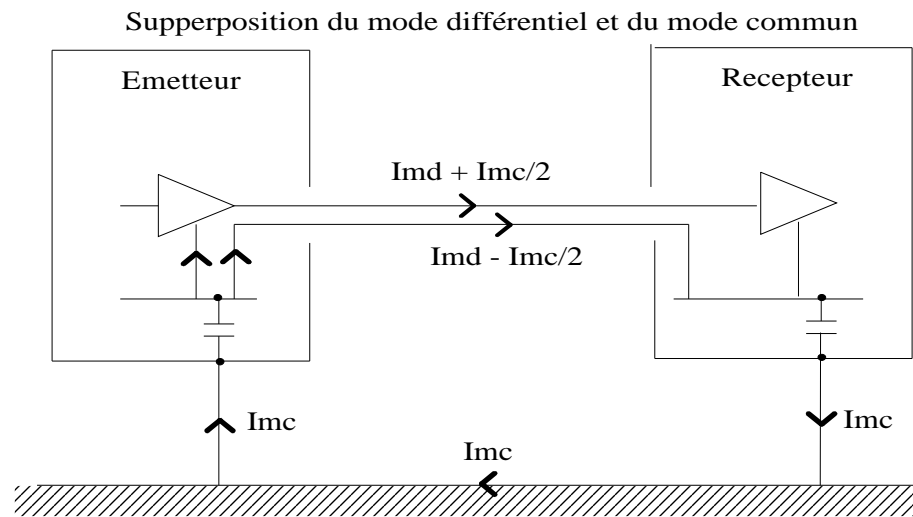


Figure 12 : superposition du mode commun et du mode différentiel

### 2.3. Couplage inductif

Soit un circuit électrique fermé 1 parcouru par un courant  $I_1$ . La surface du circuit est  $S$ . La relation physique entre le courant circulant dans le circuit et le flux généré par le passage du courant dans le circuit, est exprimé par l'inductance du circuit. L'inductance caractérise donc le flux généré par le circuit lorsqu'il est parcouru par un courant  $I$ .

$$\phi = \iint B \cdot dS = L \cdot I_1$$

Quand une partie du flux  $\phi$  traverse un circuit 2, la partie du flux  $\phi_{12}$  est caractérisé par la mutuelle inductance :  $M_{12} = \frac{\phi_{12}}{I_1}$ . De même, si on fait circuler un courant  $I_2$  dans le circuit 2

$$(M_{21} = M_{12} = \frac{\phi_{21}}{I_2}).$$

La tension induite dans une boucle fermé d'aire  $S$  et traversée par un champ magnétique  $B$  s'exprime par la relation déduite de la loi de Faraday

$$V_N = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{d(\int \vec{B} \cdot \vec{n} \cdot dS)}{dt}$$

Si le champ magnétique est sinusoïdal, la relation devient :  $V_N = j\omega \cdot B \cdot S \cdot \cos(\theta)$

$\theta$  étant l'angle entre la normale au circuit  $n$  et le champ magnétique  $B$ .

Cette tension apparaît aux bornes d'un circuit fermé d'aire  $S$  lorsque ce circuit est traversé par un champ magnétique  $B$ . Pour exprimer les choses d'une autre façon, on peut introduire la mutuelle inductance entre les deux circuits et la tension induite sur le circuit est :

$$V_N = j \cdot M_{12} \cdot \omega \cdot I_1$$

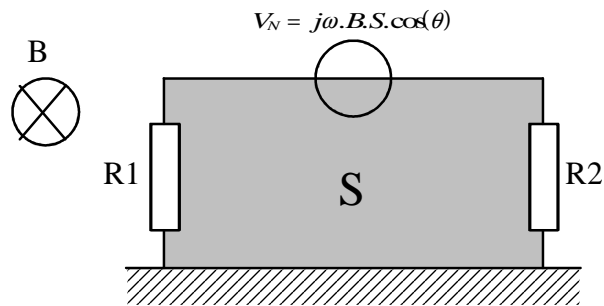


Figure 20 : couplage inductif sur un circuit

Ces phénomènes très simples décrivent assez bien ce qui se passe avec des couplages magnétiques dans un circuit. Pour diminuer le couplage indésirable, on peut agir sur  $B$ ,  $S$  et  $\cos(\theta)$  :

- $\cos(\theta)$  en orientant convenablement la boucle émettrice par rapport à la boucle réceptrice
- $S$  en cherchant à réduire la surface du circuit
- $B$  en éloignant physiquement les deux circuits. L'induction magnétique  $B$  peut être réduite en utilisant un matériau de blindage.

La figure 14 illustre le mode de câblage entre deux armoires pour diminuer la tension induite en série sur le câble de données. Sur la figure 14 à droite, la surface engendrée par le câblage de la liaison transmettant les données est rendue minimale.

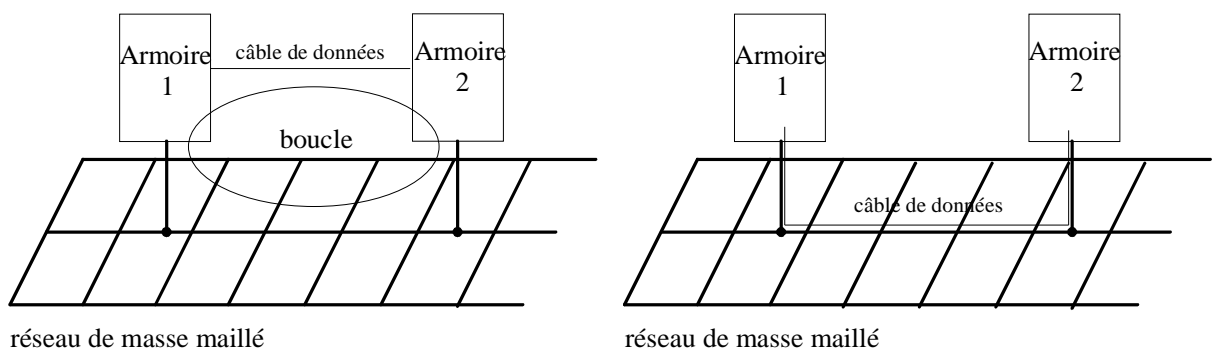


Figure 21 : câblage entre deux armoires

### 2.3.1. Couplage par diaphonie inductive

Le champ magnétique variable  $H(t)$  créé par un conducteur parcouru par un courant  $I$ , est intercepté par un conducteur voisin se comportant comme une boucle. Il y a donc apparition d'une force contre-électromotrice. Cette ddp pourra apparaître sous forme différentielle ou sous forme de mode commun. Il est pratique de modéliser le couplage entre les 2 boucles par une mutuelle entre les deux circuits.

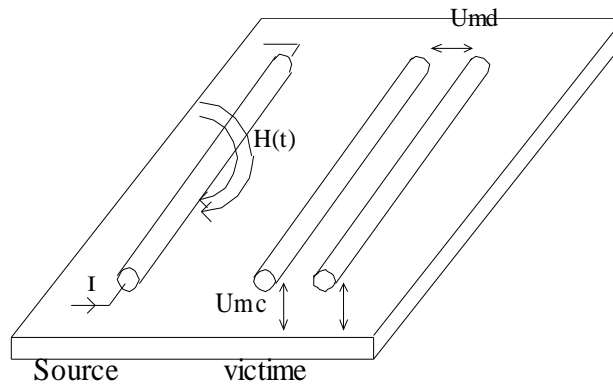


Figure 22 : couplage par diaphonie inductive

## 2.4. Couplage capacitif

Un champ électrique  $E$  variable appliqué sur un circuit conducteur ouvert fait apparaître une tension  $V$  telle que :  $V = \int \vec{E} \cdot d\vec{l}$ . Quand on referme le circuit, il y a circulation de courant. Le couplage par champ électrique est équivalent au couplage par l'intermédiaire d'une capacité qui engendre le même courant au travers du circuit.

### 2.4.1. Couplage par diaphonie capacitive

Le champ électrique variable  $E(t)$  créé par la ddp entre 2 conducteurs est intercepté par un conducteur voisin. Il y a donc apparition d'un courant dans ce conducteur. Ce courant apparaît sous forme différentielle ou sous forme de mode commun dans le circuit victime.

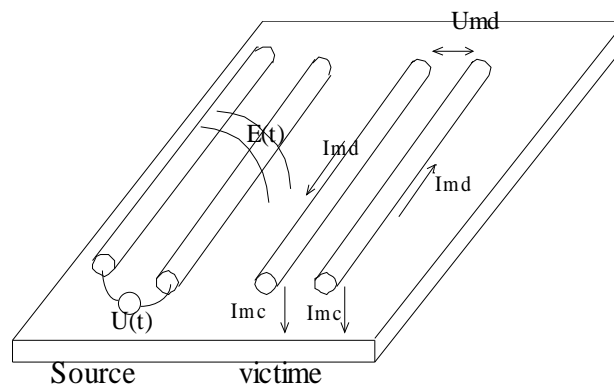


Figure 23 : couplage par diaphonie capacitive

## 3. Etude du couplage électrique et magnétique entre câble. Influence du blindage

Dans ce paragraphe nous étudierons un phénomène très important dans la CEM, le couplage par l'intermédiaire des câbles. D'une part en raison de la longueur des connexions dans un montage qu'ils représentent, et la bonne efficacité du couplage (en basses et moyennes

fréquences), les câbles sont indispensables à prendre en compte dans une modélisation CEM. D'autre part d'un point de vue didactique, les phénomènes sont relativement simples à interpréter puisque nous pouvons remplacer les couplages électromagnétiques par des réseaux électriques équivalents. Nous étudierons le couplage champ à câble et le couplage câble à câble. Pour cela nous devons considérer que la longueur d'onde du signal incident est grande devant les dimensions du câble considéré.

On peut considérer que dans un circuit il y a trois types de couplage :

- couplage capacitif ou électrique, appelé habituellement couplage électrostatique bien que les charges ne soient pas statiques
- couplage inductif ou magnétique improprement appelé couplage électromagnétique bien qu'il n'y ait pas de champ électrique
- couplage électromagnétique avec un champ électrique et un champ magnétique.

Les deux premiers peuvent être considérés comme des couplages en champ proches tandis que le troisième doit être considéré comme un champ lointain.

### 3.1. Couplage capacitif

Considérons deux conducteurs 1 et 2 entre lequel il existe un couplage capacitif [2]. Le conducteur 1 est le conducteur perturbateur et le conducteur 2 représente le conducteur qui est perturbé. Les deux conducteurs développent une certaine capacité par rapport au potentiel de référence commun qui est par exemple le boîtier métallique dans lequel sont placés les câbles. Le circuit de couplage peut simplement être représenté par trois capacités :

- capacité du câble 1 par rapport à la masse :  $C_{1G}$
- capacité du câble 2 par rapport à la masse :  $C_{2G}$
- capacité entre le câble 1 et le câble 2 :  $C_{12}$

Remarquons que comme la capacité  $C_{1G}$  est placée directement aux bornes du générateur de tension, elle n'a aucun effet. Le schéma équivalent capacitif ainsi que son équivalent électrique sont représentés sur la Figure 24 :

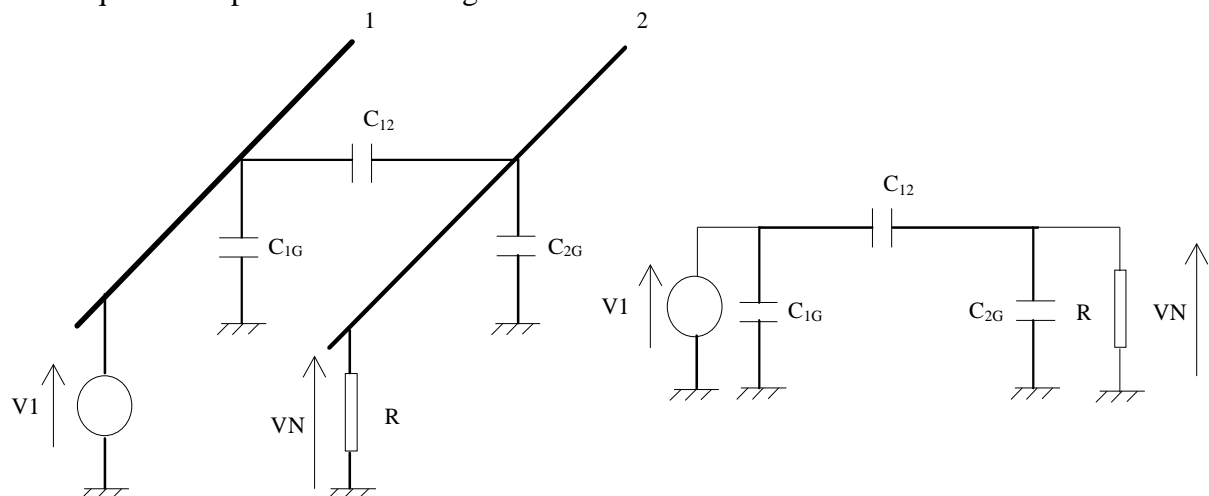


Figure 24 : couplage capacitif entre 2 câbles

R est la résistance de charge placée aux bornes du câble 2. La tension  $V_N$  est donnée par la relation suivante : 
$$V_N = V_1 \cdot \frac{jRC_{12}\omega}{1 + jR(C_{12} + C_{2G})\omega} = V_1 \cdot \frac{j\omega C_{12}}{\frac{1}{R} + j(C_{12} + C_{2G})\omega} \quad (1)$$

Quand R peut être négligée par rapport à  $\frac{1}{j\omega(C_{12} + C_{2G})}$ , la relation devient  $V_N = V_1 \cdot jRC_{12}\omega$ .

Cette relation est importante car elle montre qu'un couplage capacitif peut se ramener dans un circuit sous la forme d'un générateur de courant de valeur  $I_N = \frac{V_N}{R} = jC_{12}\omega V_1$ .

Pour diminuer le couplage capacitif entre deux circuits, on cherchera à réduire la fréquence de fonctionnement si cela est possible, à diminuer la résistance de charge de la ligne 2 et à éloigner les lignes 1 et 2 pour diminuer la capacité  $C_{12}$ . Nous allons montrer qu'un blindage sur le conducteur 2 permet aussi de diminuer la tension présente sur la ligne 2. D'après la relation (1) nous avons tracé  $\frac{V_N}{V_1}$  en fonction de la fréquence sur la figure ci-dessous.

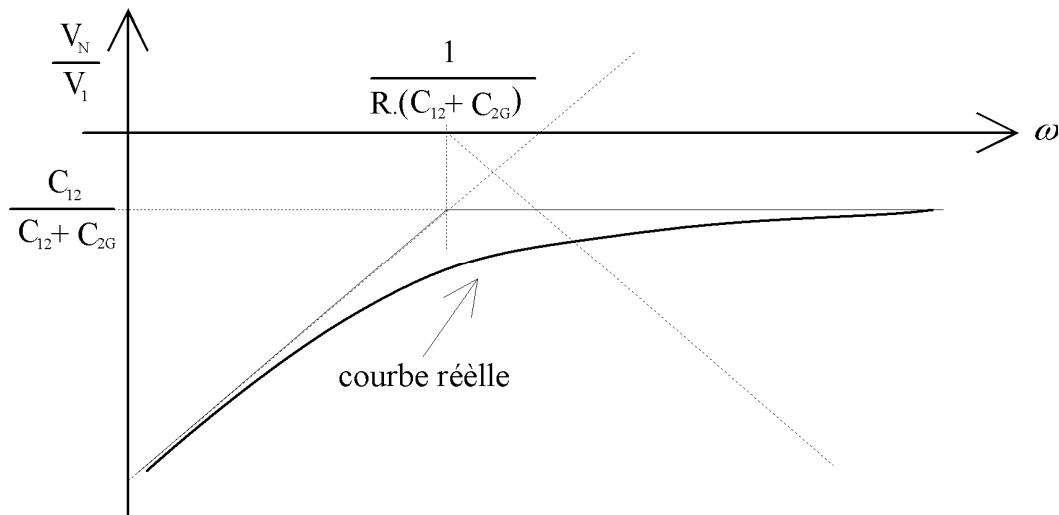
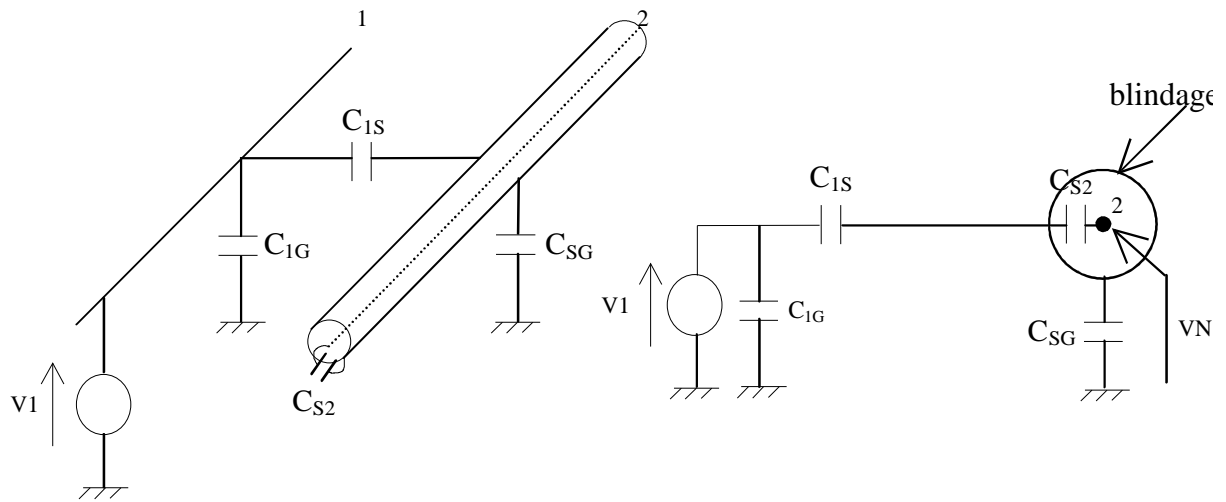


Figure 25 : fonction de transfert du couplage capacitif en fonction de la fréquence

Le couplage capacitif n'est pas limité au circuit étudié Figure 23. Il apparaît dans un transformateur quand on considère le couplage capacitif entre le primaire et le secondaire. Il en est de même dans un connecteur entre les sorties de fils. Le plan de masse n'est pas forcément matérialisé, mais est par exemple le boîtier métallique sur lequel est vissé le connecteur qui fait office de plan de masse.

### 3.2. Effet d'un blindage sur le couplage capacitif

Dans un premier temps nous considérons que la résistance placée sur la ligne 2 à une valeur infinie. Le câble 2 est blindé sur toute sa longueur. On a donc le schéma suivant :



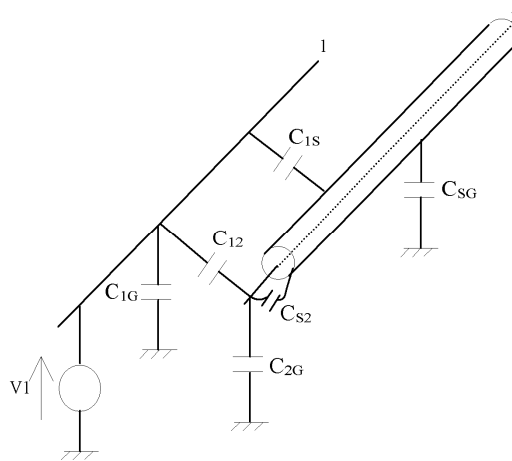
**Figure 26 : effet d'un blindage sur un couplage capacitif**

D'après le schéma électrique de la Figure 26, on voit que la tension mesurée sur la ligne 2

$$s'exprime par : V_N = V_1 \cdot \frac{C_{1S}}{C_{1S} + C_{SG}} .$$

Si le blindage du câble 2 est connecté à la masse, la tension résultante au couplage capacitif est nulle. **Le blindage électrique est donc parfaitement assuré.**

En pratique, le blindage n'est pas aussi bon car le blindage du câble 2 n'est pas réalisé sur toute la longueur. En effet, il faut bien connecter la sortie du câble blindé au montage! En considérant qu'une partie du câble 2 est soumise au couplage électrique, le montage devient.



**Figure 27 : schéma équivalent lorsqu'une partie du câble 2 n'est pas blindé**

Quand on connecte le blindage du câble 2 à la masse du montage, le schéma équivalent est le suivant :



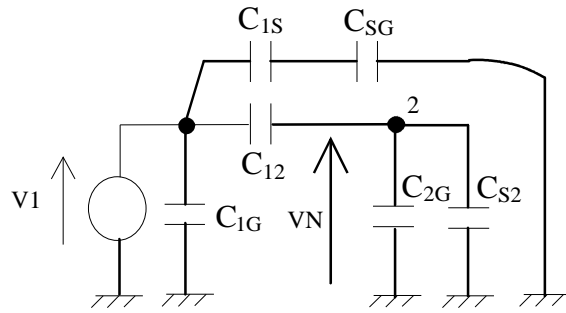


Figure 28 : schéma équivalent du couplage capacitif

$$V_N = V_1 \cdot \frac{C_{12}}{C_{12} + C_{2G} + C_{2S}}$$

En prenant en compte la résistance de sortie de la ligne 2, le schéma équivalent est :

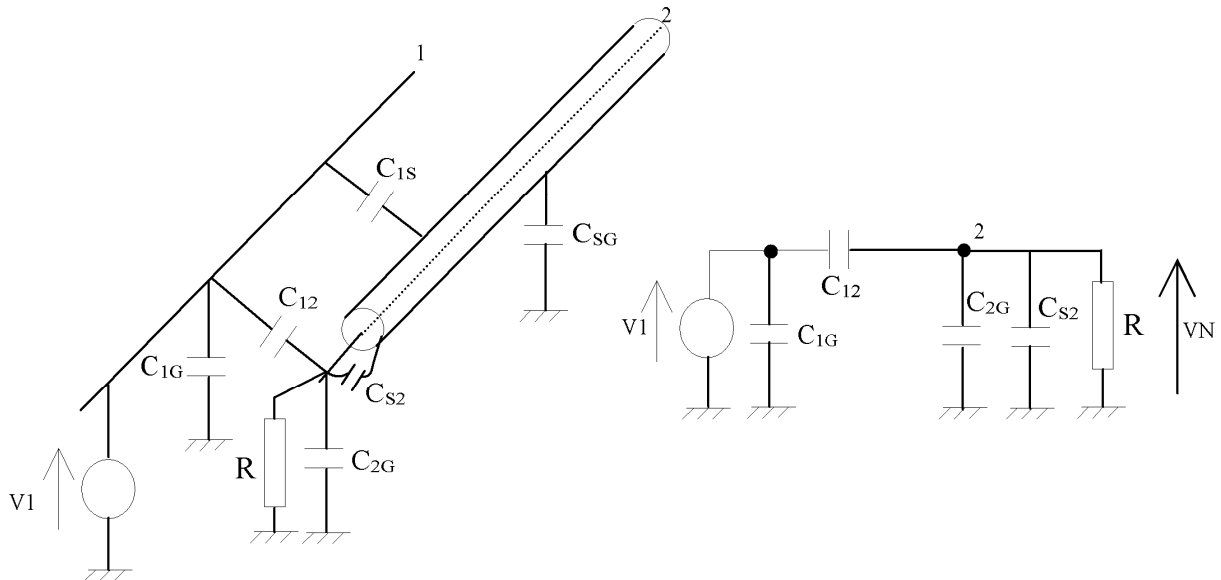


Figure 29 : schéma équivalent du couplage capacitif avec un blindage

Le circuit équivalent est identique à celui trouvé au 3.1 à ceci près que la capacité  $C_{2G}$  doit être remplacé par la capacité  $C_{2G} + C_{2S}$ . La fonction de transfert obtenue est donc :

$$V_N = V_1 \cdot \frac{jRC_{12}\omega}{1 + jR(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})\omega} = V_1 \cdot \frac{j\omega C_{12}}{\frac{1}{R} + j(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})\omega}$$

Pour simplifier l'expression, on peut considérer le cas plausible ou  $R \ll \frac{1}{\omega(C_{12} + C_{2G} + C_{2S})}$  et la tension résultante aux bornes du câble 2 est donnée par l'expression :  $V_N = V_1 \cdot jRC_{12}\omega$

Nous avons obtenu exactement la même expression dans le cas où le câble 1 n'était pas blindé, mais la différence fondamentale réside dans l'ordre de grandeur de la capacité  $C_{12}$ . La capacité  $C_{12}$  est diminué de beaucoup puisque l'influence capacitive a lieu juste sur les quelques centimètres où le câble n'est pas blindé.

De toute façon, notre calcul montre que l'on a tout intérêt à réaliser une connexion en utilisant des fiches blindées pour réaliser la liaison entre le câble blindé et le montage.

Dans le cas d'un circuit imprimé, un plan de masse conducteur permettra de limiter le couplage entre des pistes d'une face avec les pistes de l'autre face.

### 3.3. Couplage inductif

Comme dans le cas du couplage capacitif, on considère un circuit constitué par deux conducteurs parallèles. Il existe un couplage inductif, c'est à dire qu'une partie du flux créé par le passage du courant dans le conducteur 1 donne lieu à une tension ou un courant dans le câble 2. Conservons le circuit de base pour le couplage magnétique comme représenté sur la Figure 30.

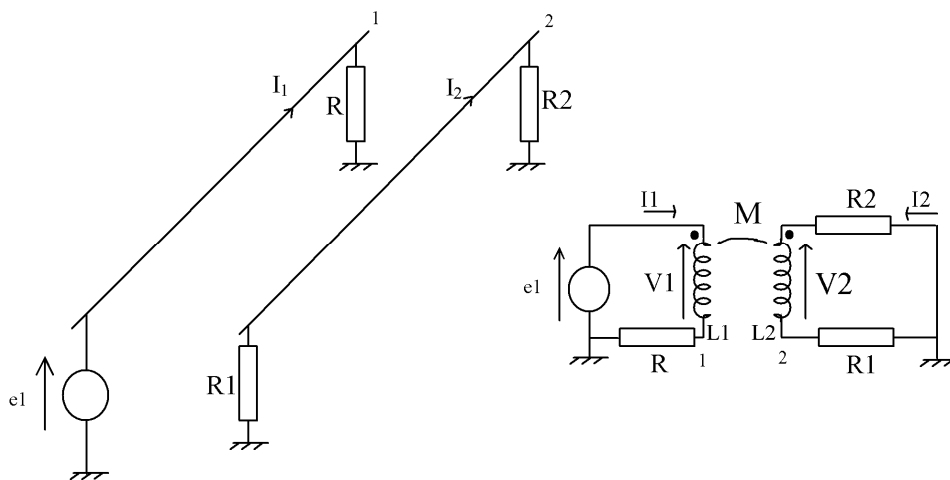


Figure 30 : couplage magnétique

Le circuit de gauche peut être remplacé par son circuit électrique équivalent placé sur la droite. On modélise le couplage magnétique par les inductances  $L1$  et  $L2$ , et l'inductance mutuelle  $M$ . On s'intéresse à la tension aux bornes du câble 2 en parallèle de  $R2$ . En général on cherchera à avoir un couplage magnétique minimal. Calculons la tension aux bornes de  $R2$  ( $s2$ ) en fonction des éléments du montage.

Tout calcul fait on obtient l'expression suivante :

$$\frac{s2}{e1} = \frac{jM R_1 \omega}{R R_1 - R_1 R_2 + j\omega(R L_2 + R_1 L_1) + (j\omega)^2(L_1 L_2 - M^2)}$$

C'est une expression du type filtre passe bande et la tension  $U1$  est d'autant plus grande que la fréquence augmente jusqu'à une certaine limite ou elle décroît. En basse fréquence la tension croît comme  $j R_1 M \omega$  donc avec une pente à + 20 dB / décade.

D'après l'expression obtenue, on peut en déduire :

- le couplage inductif agit comme un filtre passe haut. Plus la fréquence du signal présent sur la première ligne est élevée et plus le couplage est manifeste. C'est évidemment vrai avec des circuits numériques qui fonctionnent avec des signaux logiques très rapides.

- pour un couplage magnétique déterminé ( $L_1$ ,  $L_2$  et  $M$  fixé), le couplage diminue quand la résistance  $R_1$  diminue. Si possible, on a donc intérêt à travailler avec des valeurs de résistances faibles.

Le modèle présenté peut aussi servir en cas de couplage d'un champ magnétique sur un câble. Le couplage inductif sur la ligne 2 peut être représenté par le circuit ci dessous dans lequel on

a remplacé le couplage magnétique par une source de tension  $U_i = j\omega \frac{M}{R(R_1 + R_2)} V_1$ .

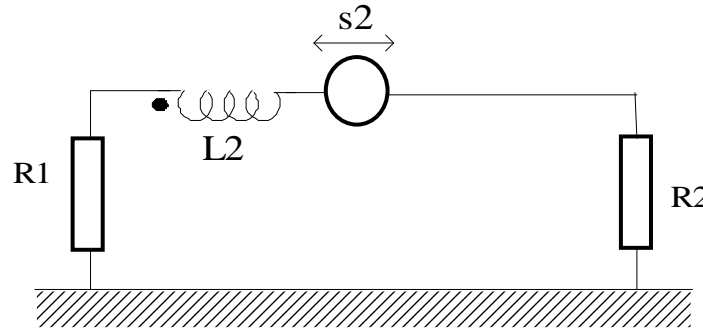


Figure 31 : générateur équivalent au couplage magnétique

### 3.3.1 Couplage magnétique sur un câble coaxial

Le schéma équivalent utilisé pour le couplage entre deux lignes peut être employé dans le cas de couplage magnétique sur un câble coaxial. La structure du câble coaxial permet la circulation d'un courant dans l'âme et dans le blindage. Quand un courant circule dans l'âme, le flux créé par le passage du courant dépend de l'inductance propre de l'âme.  $\phi = L_1 \cdot I_1$ . Ce flux est intégralement vu par le blindage du câble coaxial. La mutuelle de couplage entre l'âme et le blindage est donc égale à l'inductance  $L_1$ . Réciproquement, l'inductance propre du blindage  $L_2$  est égale à la mutuelle de couplage entre le blindage et l'âme. Un courant circulant dans l'âme du câble, et se refermant en totalité dans le blindage génère un champ magnétique à l'extérieur du câble est nul. Le champ magnétique ou le flux généré par le passage du courant est concentré dans le câble coaxial.

Dans un circuit quelconque, il n'est pas a priori évident que le courant dans l'âme soit identique au courant dans le blindage. Mais, la mesure faite sur le schéma de la figure ci-dessous permet de montrer qu'au delà d'une certaine fréquence, le courant circulant dans l'âme se referme en totalité dans le blindage ( $\Rightarrow I_1 = I_2$ ).

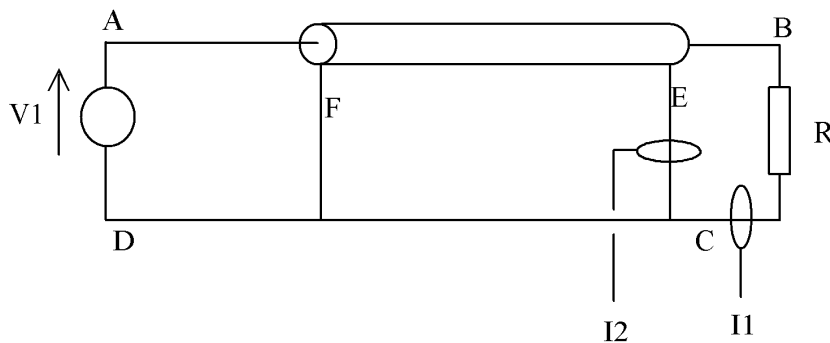


Figure 32 : couplage magnétique sur un coaxial

Remplaçons le circuit électrique précédent par le schéma électrique ci-dessous.

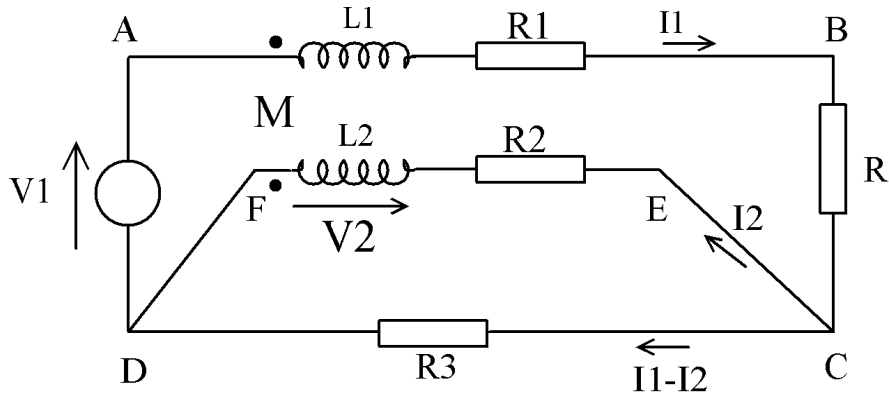


Figure 33 : schéma équivalent au couplage magnétique sur un coaxial

$R_1$ ,  $L_1$  et  $R_2$ ,  $L_2$  sont respectivement les résistances et inductances du câble coaxial. Les inductances  $L_1$  et  $L_2$  sont couplées par une mutuelle  $M$ . La résistance de la liaison D C est  $R_3$ .

$V_2$  peut s'écrire :  $V_2 = jL_2\omega I_2 - jM\omega I_1$  et  $V_2 + R_2 I_2 = R_3(I_1 - I_2)$ . Tout calcul fait on obtient :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_3}{R_3 + R_2} \frac{1 + j\frac{M}{R_3}\omega}{1 + j\frac{L_2}{R_2 + R_3}\omega}$$

En basse fréquence cette fonction se simplifie en  $\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_3}{R_3 + R_2}$ . Comme  $R_3$  est une résistance

de faible valeur, la majeure partie du courant  $I_1$  passe à travers  $R_3$ . La surface de capture d'un champ magnétique extérieur est donc fixée par la boucle A B C D.

En haute fréquence, l'expression devient :  $\frac{I_2}{I_1} = \frac{M}{L_2}$ . Pour le câble coaxial,  $M$  a une valeur

proche de  $L_2$  et le courant  $I_1$  passe en grande partie à travers le blindage. La surface de capture du champ magnétique est fixée par la boucle A B C E F D. Cette boucle est de surface nettement plus faible que la boucle A B C D et il s'en suit une bien meilleure efficacité de blindage en haute fréquence. La tension équivalente au couplage magnétique que l'on peut ramener dans le circuit, dépend directement de la surface du circuit.

**Il est très important de noter que l'efficacité de blindage en champ magnétique du câble coaxial n'est pas due au matériau constituant le blindage, mais que l'inductance mutuelle du câble coaxial entraîne la circulation du courant à travers le blindage au dessus d'une fréquence :  $\frac{1}{2\pi} \cdot \frac{R_s}{L_s}$ .**

D'ailleurs pour s'en convaincre, il suffit de laisser sans connexion à la masse le blindage, ou même de le connecter à la masse en un seul point, pour constater que ce blindage est inefficace pour blinder en champ magnétique. Cette fréquence appelée fréquence de coupure du blindage, est pour un câble coaxial courant, de l'ordre de  $10^3$  Hertz. Au dessus de 5 fois la fréquence de coupure du blindage, l'intégralité du courant traversant la résistance de sortie circule à travers le blindage.

#### 4. Réduction du couplage magnétique. Tore de mode commun

Dans les montages d'électronique de puissance, entre l'unité centrale d'un ordinateur et l'écran, dans des liaisons vers l'extérieur d'un lecteurs DVD pour ne citer que quelques exemples, il est placé autour des fils de sortie des connexions, des circuits magnétiques fermés que l'on qualifie de tore de mode commun. Ces matériaux souvent de forme torique limite la circulation des courant de mode commun entre 2 circuits (entre l'unité centrale et l'écran de l'ordinateur).

Pour comprendre comment peuvent circuler ces courants de mode communs, on peut considérer simplement le schéma simplifié de la Figure 34. On représente le couplage qui existe entre la mesure de courant dans un interrupteur d'alimentation à découpage et l'oscilloscope de visualisation. Si on n'évite pas la circulation du courant de mode commun entre le transistor de puissance de l'alimentation à découpage et l'oscilloscope, le signal mesuré est fortement perturbé et son allure n'a que peu de rapport avec la variation du courant dans le transistor de puissance.

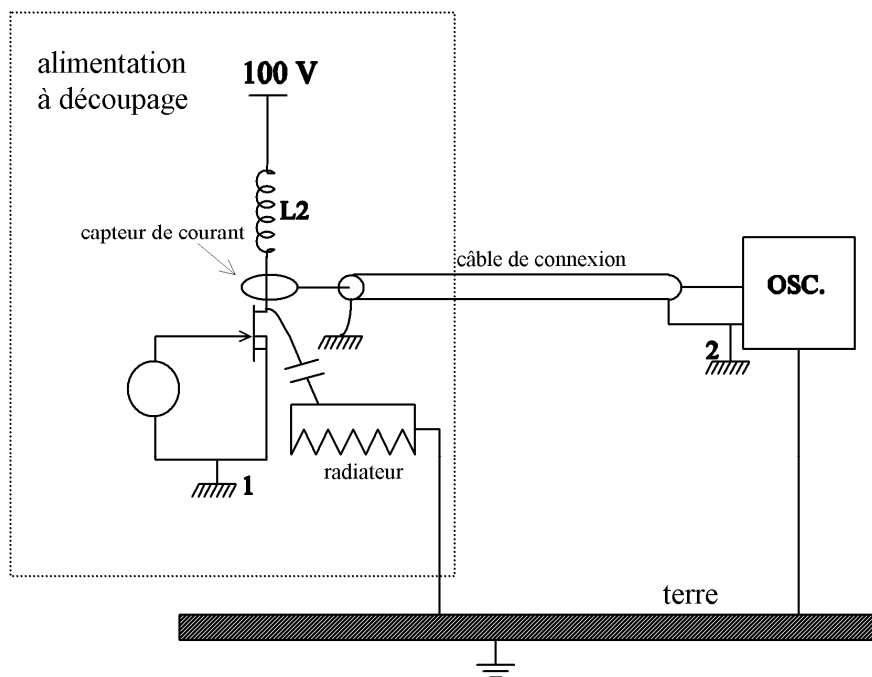


Figure 34 : synoptique d'une alimentation à découpage

Le schéma de l'alimentation à découpage est représenté très simplifié avec juste les éléments essentiels : le transformateur d'isolement L2, le MOS de puissance, le radiateur et la capacité parasite de couplage entre le radiateur et le MOS, et le générateur interne à l'alimentation à découpage pour générer la commande du transistor MOS. Le capteur de courant mesure le courant de drain, et il est connecté par un câble à l'oscilloscope de visualisation. La boucle constituée par l'impédance de connexion du radiateur à la terre, la capacité parasite du MOS par rapport au radiateur, la capacité du capteur de courant par rapport au fil de mesure, le câble de connexion et la liaison oscilloscope terre, peut être une boucle d'une surface importante. Une induction magnétique dans cette boucle entraîne la circulation d'un courant qui est dit de mode commun car commun aux 2 appareils, qui vient perturber le courant

mesuré. Pour éviter ce genre de mésaventure, on place donc un tore de mode commun. Voyons sur le schéma équivalent suivant comment se manifeste les problèmes.

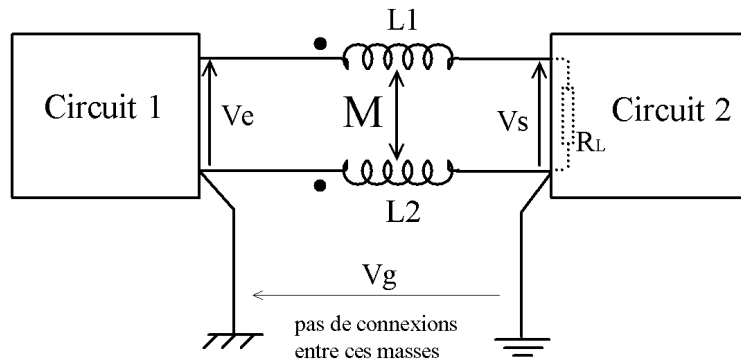


Figure 35 : schéma équivalent faisant intervenir un tore de mode commun

La tension à transmettre entre les 2 circuits est la tension  $V_e$ , et la tension que l'on mesure est la tension  $V_s$ .  $V_g$  est une tension parasite qui est due par exemple à un couplage inductif sur le circuit de masse. D'où le schéma équivalent :

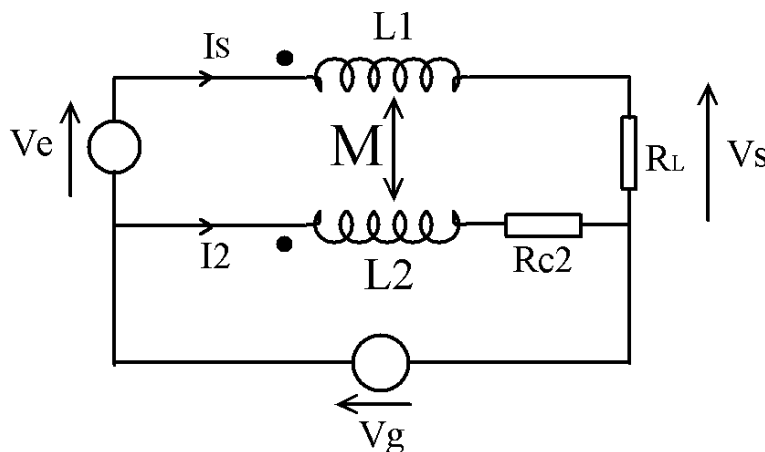


Figure 36 : schéma équivalent avec tore de mode commun

Pour simplifier, on supposera aucune fuites entre les 2 inductances  $L_1$  et  $L_2$ . Donc,  $L_1 = L_2 = M = L$ . D'autre part,  $R_{c2} \ll R_L$ .

Le calcul de  $V_s$  en fonction de  $V_e$  se fait en 2 étapes par le théorème de superposition des états d'équilibres.

Avec  $V_g = 0$ , le calcul donne  $V_s = R_L \cdot I_s = V_e$ . Il n'y a pas de chute de tensions dans les inductances  $L_1$  et  $L_2$ . Le calcul s'est fait en mode différentiel, et il s'agit d'inductance de mode commun. Le résultat était donc prévisible.

Avec  $V_e = 0$  et donc  $V_g$  non nul, le calcul donne :  $\frac{V_s}{V_g} = \frac{1}{1 + j \frac{L}{R_{c2}} \omega}$ . On a un filtre passe bas

de fréquence de coupure  $f_c = \frac{1}{2\pi \frac{R_{c2}}{L}}$ . A tension  $V_g$  fixée, on cherche à ce que la tension  $V_s$

soit la plus faible possible pour ne pas perturber le signal d'entrée. Pour réduire la fréquence de coupure  $f_c$ , on enroule le câble de connexion entre les 2 circuits autour d'un tore magnétique pour augmenter son inductance comme montré sur la Figure 37.

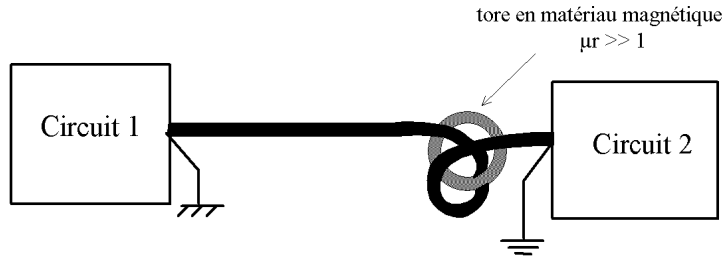


Figure 37 : utilisation d'un tore de mode commun

### 5. Spectre d'un signal d'horloge

On désire déterminer le spectre du signal d'horloge de la Figure 38. Pour déterminer le spectre, nous calculerons les deux dérivées de  $h(t)$ . Elles sont représentées sur la Figure 39.

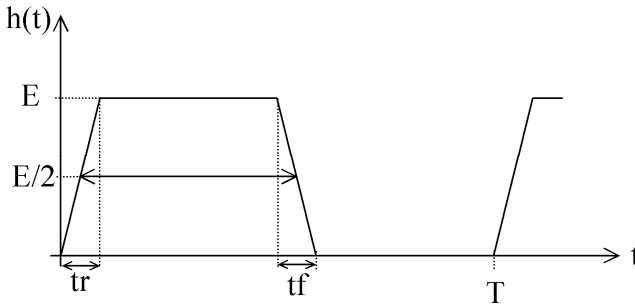


Figure 38 : forme du signal d'horloge

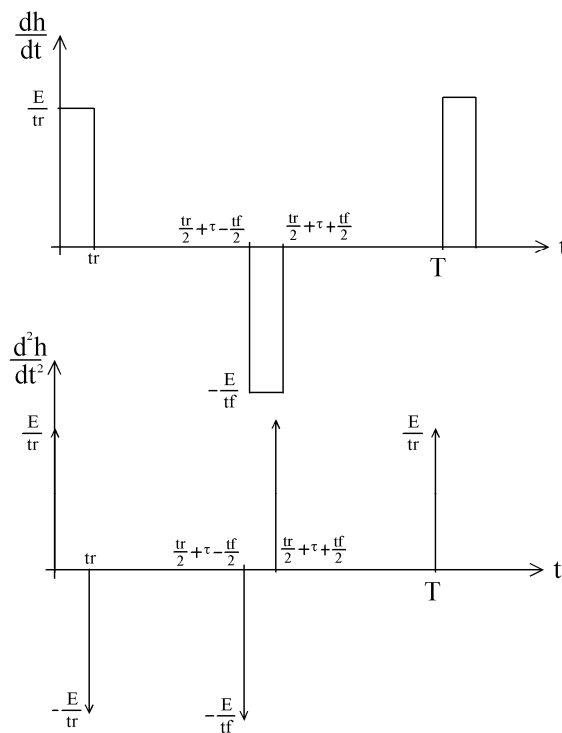


Figure 39 : dérivées du signal d'horloge

D'après  $h''(t)$ , on peut écrire :

$$h''(t) = \frac{E}{tr} \delta(t) - \frac{E}{tr} \delta(t-tr) - \frac{E}{tf} \delta\left(t - \tau - \frac{tr-tf}{2}\right) + \frac{E}{tf} \delta\left(t - \tau - \frac{tr+tf}{2}\right)$$

Le spectre  $C(f)$  est calculé par la relation :  $C_n(f) = \frac{1}{T} \int h(t) e^{-jn\omega_0 t} dt$ . On obtient :

$$\begin{aligned} C''_n(f) &= \frac{E}{T} \left( \frac{1}{tr} - \frac{1}{tr} e^{-jn\omega_0 tr} - \frac{1}{tf} e^{-jn\omega_0 \left(\tau + \frac{tr-tf}{2}\right)} + \frac{1}{tf} e^{-jn\omega_0 \left(\tau + \frac{tr+tf}{2}\right)} \right) \\ &= \frac{E}{T} \left( \frac{e^{-jn\omega_0 \frac{tr}{2}}}{tr} \left( e^{jn\omega_0 \frac{tr}{2}} - e^{-jn\omega_0 \frac{tr}{2}} \right) - \frac{e^{-jn\omega_0 \left(\tau + \frac{tr}{2}\right)}}{tf} \left( e^{jn\omega_0 \frac{tf}{2}} - e^{-jn\omega_0 \frac{tf}{2}} \right) \right) \end{aligned}$$

La relation suivante donne  $C'_n(f)$  en fonction de  $C_n(f)$  :  $C'_n = (jn\omega_0)C_n$ .

$$C_n(f) = \frac{E}{T} \frac{1}{(jn\omega_0)^2} \left( \frac{e^{-jn\omega_0 \frac{tr}{2}}}{tr} \left( e^{jn\omega_0 \frac{tr}{2}} - e^{-jn\omega_0 \frac{tr}{2}} \right) - \frac{e^{-jn\omega_0 \left(\tau + \frac{tr}{2}\right)}}{tf} \left( e^{jn\omega_0 \frac{tf}{2}} - e^{-jn\omega_0 \frac{tf}{2}} \right) \right)$$

Quand  $tr = tf$ , l'expression se simplifie en :

$$\begin{aligned} C_n(f) &= \frac{E}{T} \frac{1}{(jn\omega_0)^2} \left( e^{jn\omega_0 \frac{tr}{2}} - e^{-jn\omega_0 \frac{tr}{2}} \right) \left( \frac{1}{tr} - \frac{e^{-jn\omega_0 \tau}}{tr} \right) e^{-jn\omega_0 \frac{tr}{2}} \\ &= \frac{E}{T} \frac{1}{(jn\omega_0)^2} \frac{1}{tr} \left( e^{jn\omega_0 \frac{tr}{2}} - e^{-jn\omega_0 \frac{tr}{2}} \right) \left( e^{-jn\omega_0 \frac{\tau}{2}} - e^{-jn\omega_0 \frac{\tau}{2}} \right) e^{-jn\omega_0 \frac{\tau+tr}{2}} \\ &= \frac{E}{T} \frac{1}{(jn\omega_0)^2} \frac{(2j)^2}{tr} \sin\left(n\omega_0 \frac{tr}{2}\right) \sin\left(n\omega_0 \frac{\tau}{2}\right) e^{-jn\omega_0 \frac{\tau+tr}{2}} \end{aligned}$$

Une dernière mise en forme permet de faire apparaître deux  $\frac{\sin x}{x}$ .

$$C_n(f) = \frac{E \cdot \tau}{T} \frac{\sin\left(n\omega_0 \frac{tr}{2}\right) \sin\left(n\omega_0 \frac{\tau}{2}\right)}{n\omega_0 \frac{tr}{2} n\omega_0 \frac{\tau}{2}} e^{-jn\omega_0 \frac{\tau+tr}{2}}$$



Pour tracer la fonction  $\frac{\sin x}{x}$  en asymptotique, intéressons nous à son allure. L'allure de  $\log\left(\frac{\sin x}{x}\right)$  peut se résumer à une asymptote à 0 dB et une asymptote à -20 dB/décade intervenant à partir de  $x = 1$  comme le montre la Figure 40.

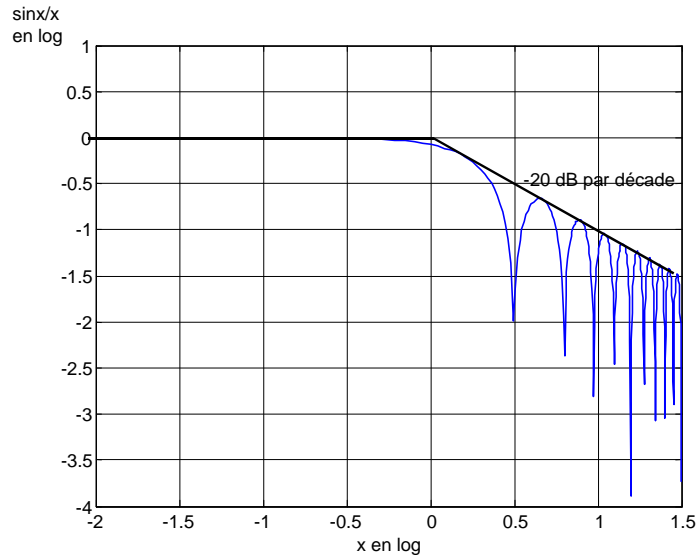


Figure 40 : module de  $\frac{\sin x}{x}$

Revenons au calcul de  $20.\text{Log}|Cn(f)|$ . On obtient :

$$20.\text{Log}|Cn(f)| = 20.\text{Log}\left(E \frac{\tau}{T}\right) + 20.\text{Log}\left|\frac{\sin n\pi \frac{tr}{T}}{n\pi \frac{tr}{T}}\right| + 20.\text{Log}\left|\frac{\sin n\pi \frac{\tau}{T}}{n\pi \frac{\tau}{T}}\right|$$

En basse fréquence, le  $20.\text{Log}|Cn(f)|$  se résume à  $20.\text{Log}\left(E \frac{\tau}{T}\right)$ . En fréquence intermédiaire (c'est à dire pour  $f$  compris dans l'intervalle suivant :  $\frac{1}{\pi\tau} < f < \frac{1}{\pi.tr}$ ), la décroissance du spectre est en -20 dB/décade. Au dessus de la fréquence  $\frac{1}{\pi.tr}$ , la décroissance est en -40 dB/décade comme on peut le voir sur la Figure 41.

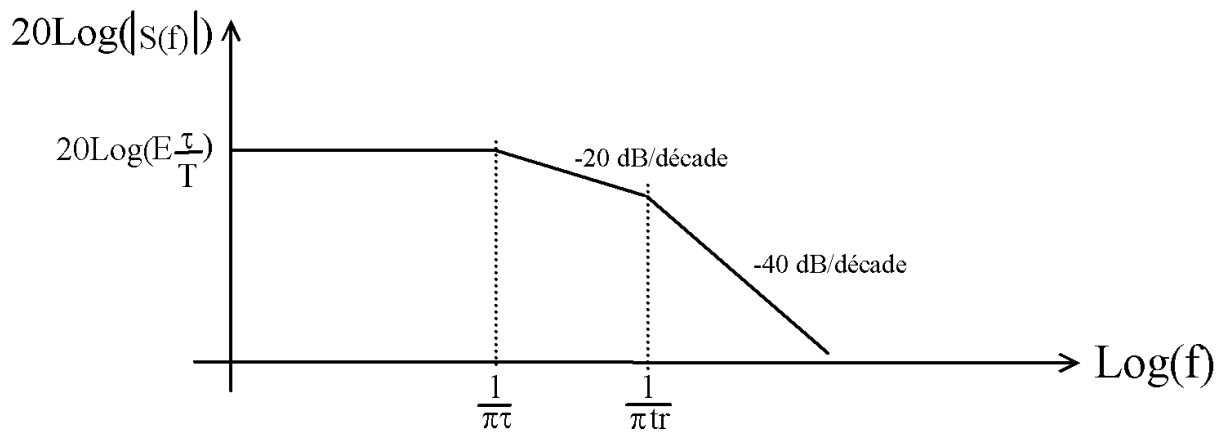


Figure 41 : allure asymptotique du spectre du signal d'horloge

Au dessus de la fréquence  $\frac{1}{\pi\tau_r}$ , les amplitudes des raies spectrales diminuent très rapidement.

On peut considérer que le spectre est négligeable à partir de cette fréquence. L'occupation spectrale dépend directement du temps de montée. Un temps de montée très faible occasionne un spectre du signal d'horloge très large. Prenons un exemple pour illustrer ceci.

- $f = 10 \text{ MHz}$  et  $\tau_r = t_f = 20 \text{ nS}$  ;  $f_1 = \frac{1}{\pi\tau} = 6,4 \text{ MHz}$  et  $f_2 = \frac{1}{\pi\tau_r} = 15,9 \text{ MHz}$
- $f = 10 \text{ MHz}$  et  $\tau_r = t_f = 5 \text{ nS}$  ;  $f_1 = \frac{1}{\pi\tau} = 6,4 \text{ MHz}$  et  $f_2 = \frac{1}{\pi\tau_r} = 63,7 \text{ MHz}$

### 5.1. Modulation de la fréquence du signal d'horloge

Pour satisfaire les normes de CEM, de nombreux circuits utilisent une modulation de la fréquence d'horloge (SST pour Spread Spectrum Technology) [11]. Cela signifie que la fréquence de l'horloge n'est plus rigoureusement stable mais qu'elle varie sur une plage de fréquence. La variation de fréquence est faible : de l'ordre du pour-cent. L'objectif attendu est d'étaler le spectre et de réduire l'amplitude à une fréquence donnée d'environ 10 dB.

L'exemple décrit à la Figure 42 montre que la fréquence d'horloge initiale à 100 MHz est réduite à 99.75 MHz et qu'il est réalisé une modulation de la fréquence. La variation de fréquence est linéaire. La fréquence de modulation varie typiquement entre 6 et 55 kHz.

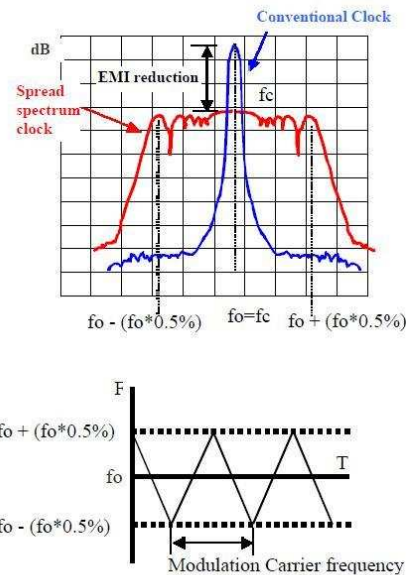


Figure 42 : spectre autour du 1<sup>er</sup> harmonique de la fréquence du signal d'horloge [11]

La Figure 43 montre l'intérêt d'étaler le spectre pour obtenir une réduction des amplitudes. Cette réduction dépend directement de l'excursion en fréquence : environ -10 dB pour un étalement de spectre de  $\pm 0.5\%$  soit  $\pm 500$  kHz.

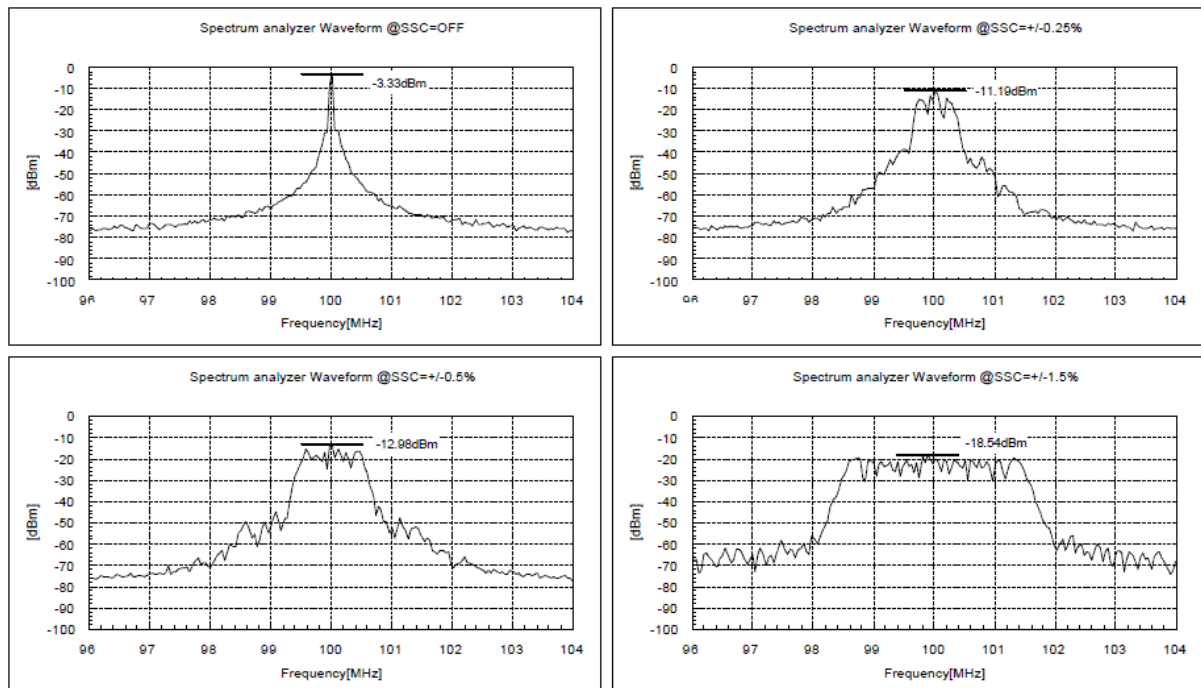


Figure 43 : variation du spectre en fonction de l'excursion en fréquence [11]

Comme la fréquence de variation de la fréquence d'horloge est au plus d'un millième de la fréquence d'horloge, le « jitter » c'est-à-dire l'instabilité du signal d'horloge reste faible.

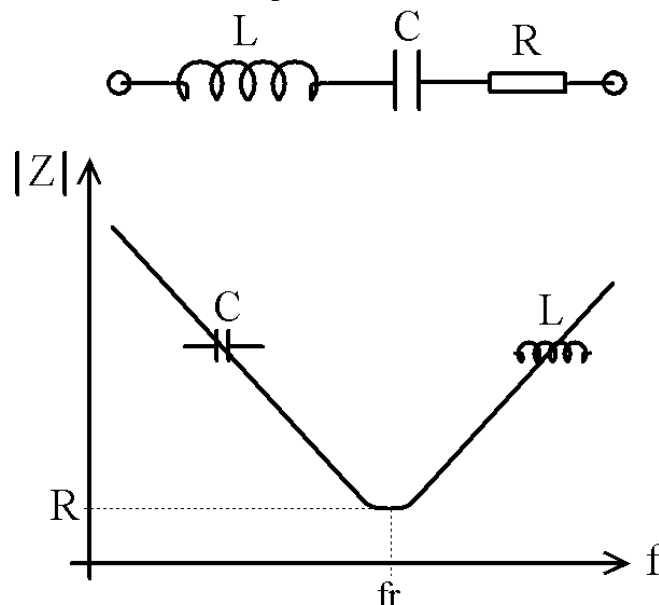
## 6. Découplage des alimentations

Le rôle d'une capacité de découplage est de faire en sorte que l'impédance de l'alimentation soit la plus faible. Les conducteurs d'alimentation ont une impédance de type résistive et inductive. La partie inductive est causée par le champ magnétique généré par le passage du courant dans le conducteur d'aller et de retour. Un plan de masse joue un rôle favorable pour réduire l'inductance comme nous l'avons vu au paragraphe 2.1.1.

L'impédance de l'alimentation cause une variation de la tension d'alimentation en fonction du courant consommé par les circuits connectés à l'alimentation. Pour les circuits analogiques cette variation se répercute directement sur les tensions d'entrée et de sortie (caractérisé par le taux de réjection des tensions d'alimentation) des circuits. Pour les circuits numériques, la tolérance est plus grande mais XILINX dans [7] préconise de ne pas dépasser  $\pm 5\%$  de variation.

Le découplage est assuré par plusieurs capacités placés en parallèle sur l'alimentation. Une capacité de forte valeur (typiquement qq  $100 \mu\text{F}$ ) permet d'obtenir une impédance faible en basse fréquence. Par ailleurs, les régulateurs de tension linéaires ou à découpage présente généralement une impédance faible jusqu'à quelques dizaines de kilo Hertz. La faible impédance apporté par la capacité de forte valeur est limité par la fréquence de résonance

$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  comme le montre la Figure 44. L'inductance L est la somme de l'inductance de la liaison et de l'inductance interne à la capacité.



**Figure 44 : schéma équivalent d'une capacité de découplage et module de son impédance en fonction de la fréquence**

Des capacités de faibles valeurs et utilisant des boîtiers de faibles dimensions présenteront une inductance interne plus faible que des capacités de fortes valeurs. Ces capacités de faibles valeurs seront placées avantageusement aux bornes de l'alimentation de chaque circuit intégré. La Figure 45 illustre le placement de la capacité de découplage dans le cas d'un circuit imprimé multicouche. Les deux bornes de la capacité sont connectées par des liaisons les plus courtes possibles aux plans internes d'alimentations. L'inductance des vias est

comprise entre 300 pH et 4 nH suivant sa géométrie. L'inductance de la piste d'alimentation dépend directement de l'aire du circuit comme représenté à la Figure 45.

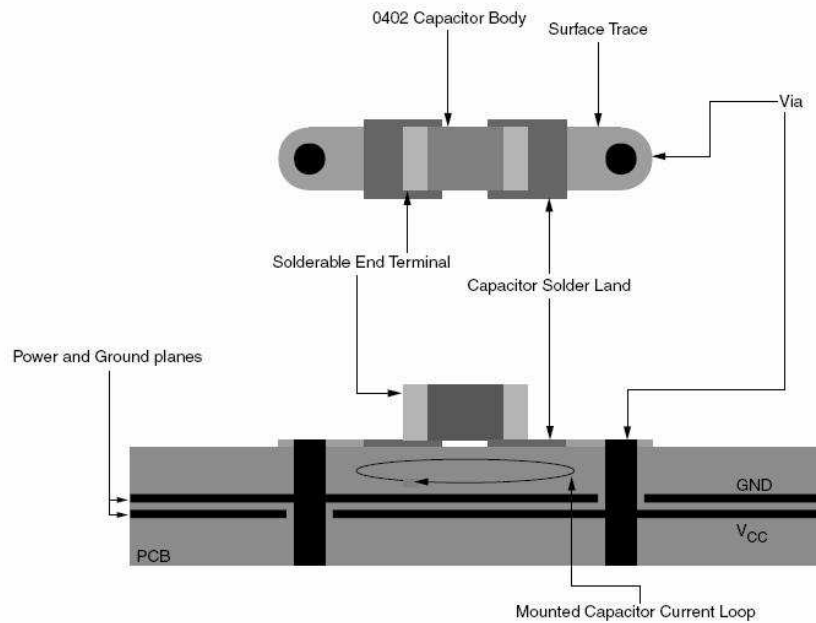


Figure 45 : placement de la capacité de découplage [7]

La Figure 46 donne plusieurs valeurs d'inductances en fonction de la longueur de connexion de la capacité aux plans d'alimentations. La piste doit être la plus courte possible et la plus large possible ; plusieurs vias en parallèle permettent de réduire l'inductance.

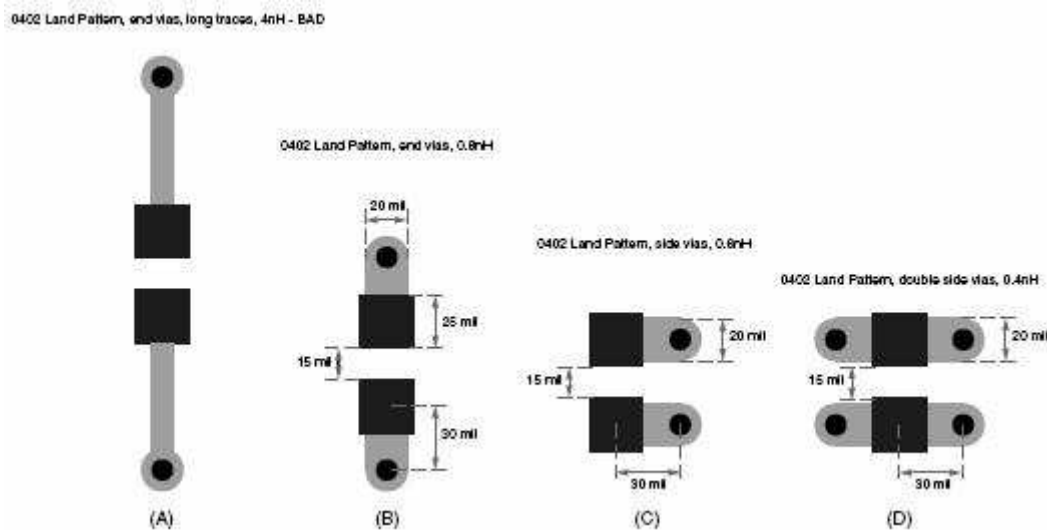


Figure 46 : inductance associée à la capacité de découplage [7]

L'inductance également à prendre en compte est celle des plans d'alimentations. Ceux devront être les plus larges possibles et sans ouverture.

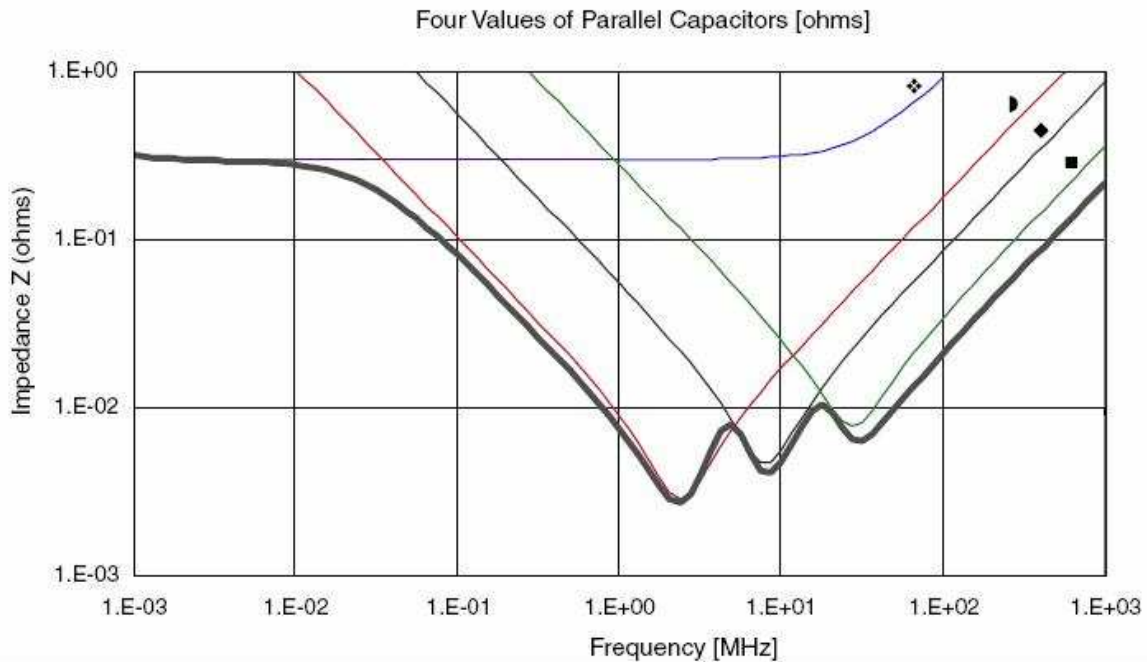
Dans le calcul suivant, nous déterminons la fréquence de résonance de la capacité seule et de la capacité utilisé dans un circuit imprimé. Capacité de type X7R.  $C = 0.01 \mu F$  et  $L = 0.9 \text{ nH}$ .

La fréquence de résonance de la capacité est : 
$$fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{0.9e-9 \times 0.01e-6}} = 53MHz$$
 . Dans le

cas le plus défavorable de la Figure 46, l'inductance associée aux vias est de 4 nH. La

fréquence de résonance est alors égale à : 
$$fr = \frac{1}{2\pi\sqrt{4.9e-9 \times 0.01e-6}} = 22MHz$$

L'impédance de l'alimentation pour plusieurs capacités de découplage placées en parallèle est représentée à la Figure 47. 26 capacités en parallèle (une pour chaque alimentation de circuit) permettent d'obtenir une impédance faible sur une large plage de fréquence.



Quantity	Symbol	Package	Capacitive Values (μF)	Parasitic Inductance (nH)	Parasitic Resistance (ohms)
2	❖	E	680	2.8	0.57
7	▸	0805	2.2	2.0	0.02
13	◆	0603	0.22	1.8	0.06
26	■	0402	0.022	1.5	0.20

Figure 47 : impédance de plusieurs capacités avec différents boîtiers et placées en parallèle [7]

**BIBLIOGRAPHIE**

- [1] Introduction To Electromagnetic Compatibility  
Clayton R. Paul (bibliothèque)
- [2] Noise Reduction Techniques in Electronic System  
Henry W. Ott (bibliothèque)
- [3] Parasites et Perturbations des Electroniques (en 4 tomes)  
A. Charoy (bibliothèque)
- [4] Cours polycopié sur la CEM. Enseigné à l'ESIEE  
J.P. Vabre (bibliothèque).
- [5] Compatibilité électromagnétique. Introduction  
Revue technique de l'ingénieur (D 1900 - E 3750)  
F. Chauvet
- [6] E. Sicard and Al, "Toward an EMC roadmap for Integrated Circuits",  
EMC Compo 2007. [www.itrs.net](http://www.itrs.net) ou [www.medeaplus.org](http://www.medeaplus.org)
- [7] Power Distribution System (PDS) Design : Using Bypass/Decoupling  
Capacitors.  
[http://www.xilinx.com/support/documentation/application\\_notes/xapp623.pdf](http://www.xilinx.com/support/documentation/application_notes/xapp623.pdf)
- [8] Application Note Philips Semiconductors Electromagnetic  
compatibility and PCB constraints ESG89001.
- [9] Note d'application TI. Comparison of the Packages DIP, SOP, SSOP,  
TSSOP and TQFP SDZAE04.
- [10] Electromagnetic Compatibility of integrated Circuits. S. Ben Dhia, M.  
Ramdani, E. Sicard. Springer.
- [11] Low EMI Spread Spectrum Clock Oscillators March 3, 2004  
[www.mercury-crystal.com](http://www.mercury-crystal.com)  
[www.mecxtal.com/pdf/te\\_notes/tn-020.pdf](http://www.mecxtal.com/pdf/te_notes/tn-020.pdf)