

Compatibilité électromagnétique
Été 2005
Notes de cours

CEM dans les circuits électroniques

F. Rachidi

École Polytechnique Fédérale de Lausanne
EPFL-DE-LRE
CH-1015 Lausanne

Farhad.Rachidi@epfl.ch

Circuits analogiques et numériques

Face à une perturbation électromagnétique, un circuit analogique a en général une susceptibilité plus grande qu'un circuit numérique. Ceci est essentiellement dû à un niveau de signaux beaucoup plus bas, de l'ordre de millivolts ou microvolts. En revanche, les circuits numériques travaillent à des niveaux plus élevés. A titre d'exemple, le niveau minimum de bruit perturbant les circuits LSTTL est typiquement 400 à 600 mV. Pour les circuits de type CMOS, cette marge de bruit est encore plus élevée : de l'ordre du tiers de la tension d'alimentation (1.5 V pour $V_{cc} = 5$ V). Par contre, le problème CEM le plus important lié aux circuits digitaux est la limitation de leur rayonnement électromagnétique.

Temps de montée/descente et l'étendue du spectre des familles logiques

Les signaux numériques sont caractérisés par des formes d'onde de type trapézoïdale avec des temps de montée de l'ordre de quelques nanosecondes, voire quelques dizaines de nanosecondes. Le spectre fréquentiel de tels signaux s'étend théoriquement vers l'infini. Cependant, au-delà d'une certaine limite, l'énergie du signal devient négligeable. Cette limite, appelée bande passante, est souvent considérée comme la fréquence à partir de laquelle les coefficients de la série de Fourier ont une décroissance de 40 dB/décade et peut être calculée en fonction du temps de montée t_r des signaux par la formule

$$f_{BW} = \frac{1}{\pi t_r}$$

Le tableau suivant donne les valeurs de temps de montée/descente et la bande passante associées aux différentes familles logiques.

| 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 |

Comportement des éléments en haute fréquence

Une des difficultés à résoudre les problèmes de CEM en haute fréquence est que les composants dévient de leur comportement idéal dicté par leur modèle basse fréquence. Cette déviation peut être due à différentes raisons. A titre d'exemple, les pertes ohmiques dans les conducteurs, négligeable aux basses fréquences, augmentent sensiblement avec la fréquence, dû à l'effet pelliculaire. Ainsi, la résistance d'un conducteur circulaire qui est pratiquement constante en basse fréquence, croît proportionnellement à la racine carré de la fréquence (voir Fig. 1). Pour un conducteur en cuivre de 1 mm de rayon, la résistance à 1 GHz est environ 250 fois supérieure à sa résistance DC.

Un autre problème est lié à l'apparition des éléments parasites qui peuvent dégrader le comportement idéal des composants. L'exemple classique est celui d'une capacité dont l'inductance équivalente des conducteurs de connexion modifie son comportement fréquentiel. La figure 2 présente une capacité de 10 nF connectée à travers une piste de 10 mm de longueur ayant une inductance équivalente de 10 nH. On peut voir que ce composant se comporte comme une capacité idéale seulement jusqu'à des fréquences de l'ordre de quelques MHz. Au-delà

de la fréquence de résonance à environ 16 MHz, la capacité commence à avoir un comportement plutôt inductif.

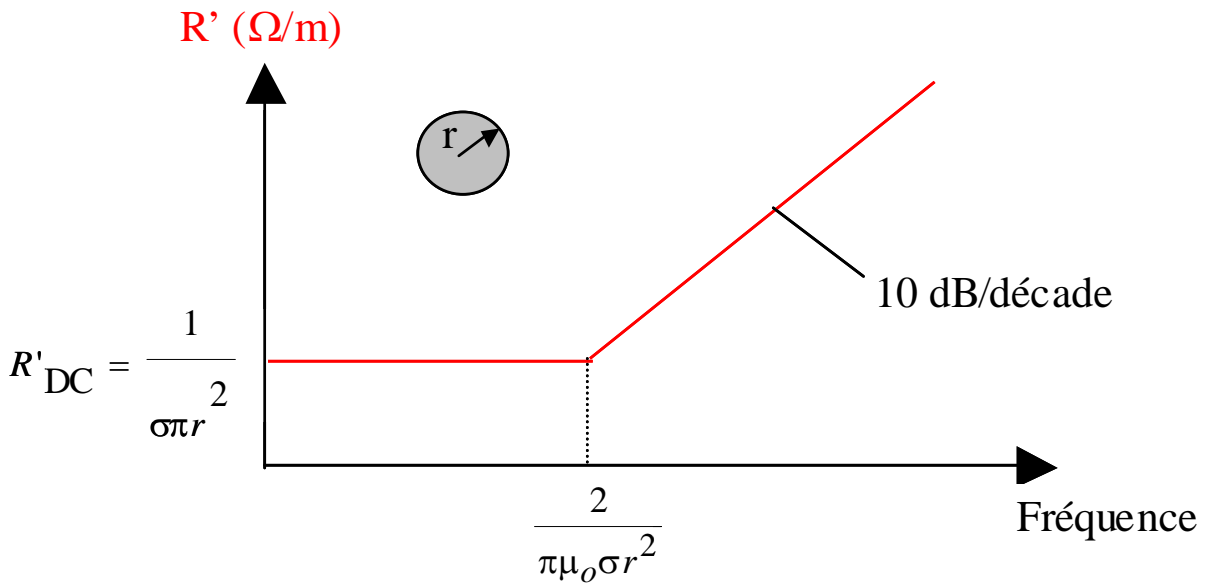


Fig. 1 - Résistance interne par unité de longueur d'un conducteur cylindrique en fonction de la fréquence.

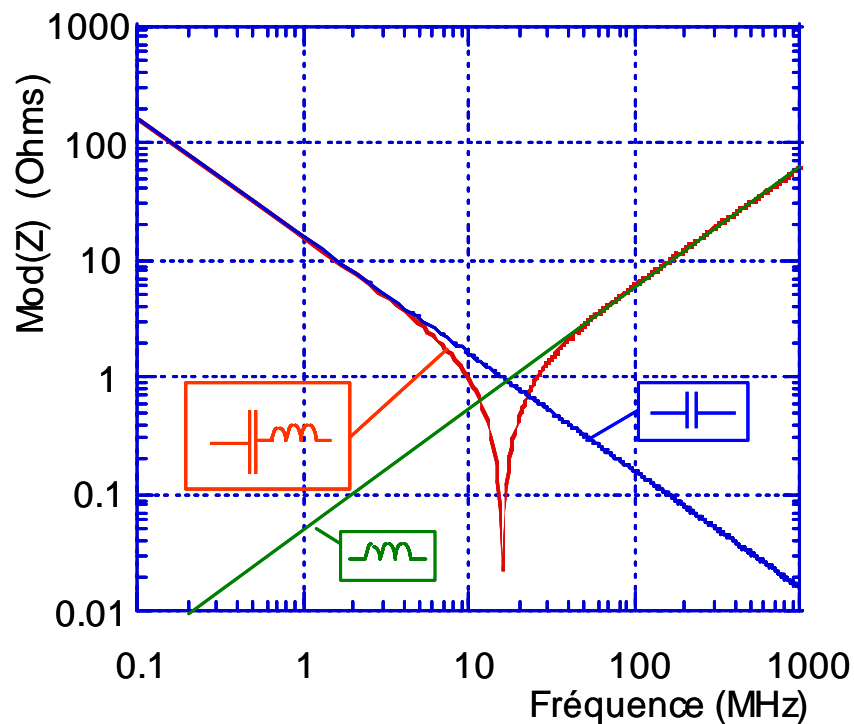
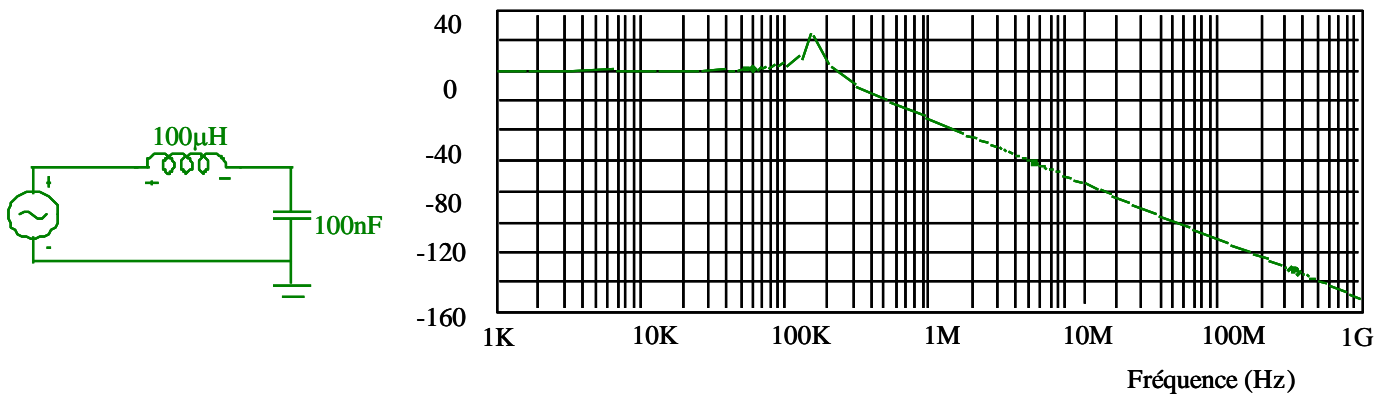
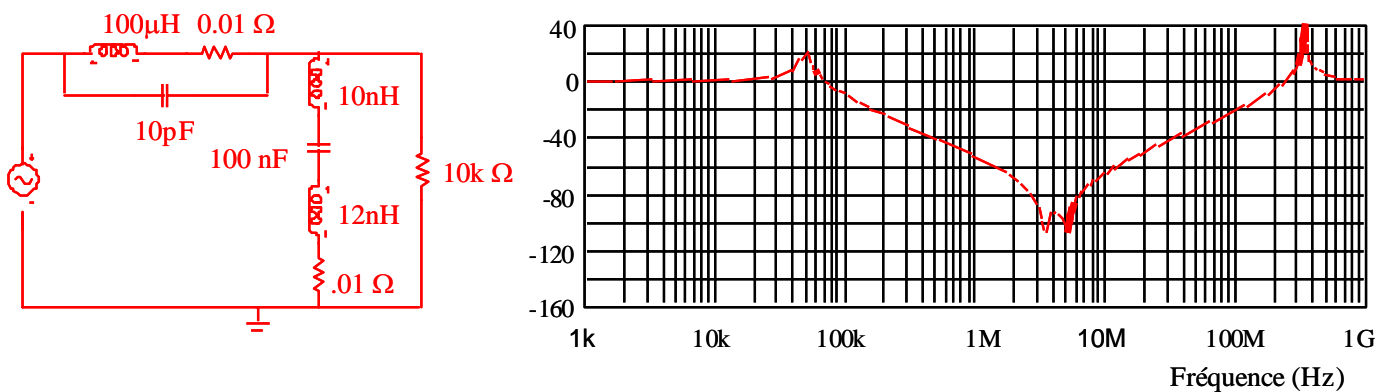


Fig. 2 - Comportement fréquentiel d'une capacité de 10 nF connecté à travers une piste de 10 mm de long (10 nH d'inductance équivalente).

L'apparition des éléments parasites peut avoir des conséquences graves sur le fonctionnement d'un circuit donné. La figure 3 illustre cet effet sur le comportement d'un simple filtre passe-bas. La figure 3.a présente le schéma du filtre qui comprend une inductance et une capacité et sa réponse fréquentielle théorique. En réalité, le schéma équivalent de la figure 3.a n'est plus valable pour des fréquences supérieures à quelques MHz et une modélisation plus détaillée qui incluent les éléments parasites doit être effectuée. La figure 3.b présente un tel modèle et la réponse réelle du circuit. On peut remarquer que les éléments parasites rendent le filtre inutilisable à haute fréquence.



(a)



(b)

Fig. 3 - Réponse fréquentielle d'un filtre passe-bas. (a) modèle basse fréquence. (b) modèle tenant compte des effets parasites.

Rayonnement dans les circuits logiques imprimés

Mécanisme de rayonnement des circuits imprimés

La limitation des émissions électromagnétiques est souvent le problème CEM le plus important lié aux circuits logiques imprimés. Le rayonnement électromagnétique de ces circuits peut être caractérisé en fonction du type de source qui est à l'origine du rayonnement. On en distingue deux: le rayonnement en *mode différentiel* et le rayonnement en *mode commun*.

Le rayonnement en mode différentiel est dû à la circulation du courant dans les boucles formées par les conducteurs du circuit (voir Fig. 4). Ces boucles jouent le rôle de petites antennes circulaires qui sont à l'origine de rayonnement électromagnétique. Bien que ces boucles de courant soient nécessaires à l'opération du circuit, leur taille et position doivent être bien dimensionnées durant la phase de conception, afin de limiter le rayonnement.

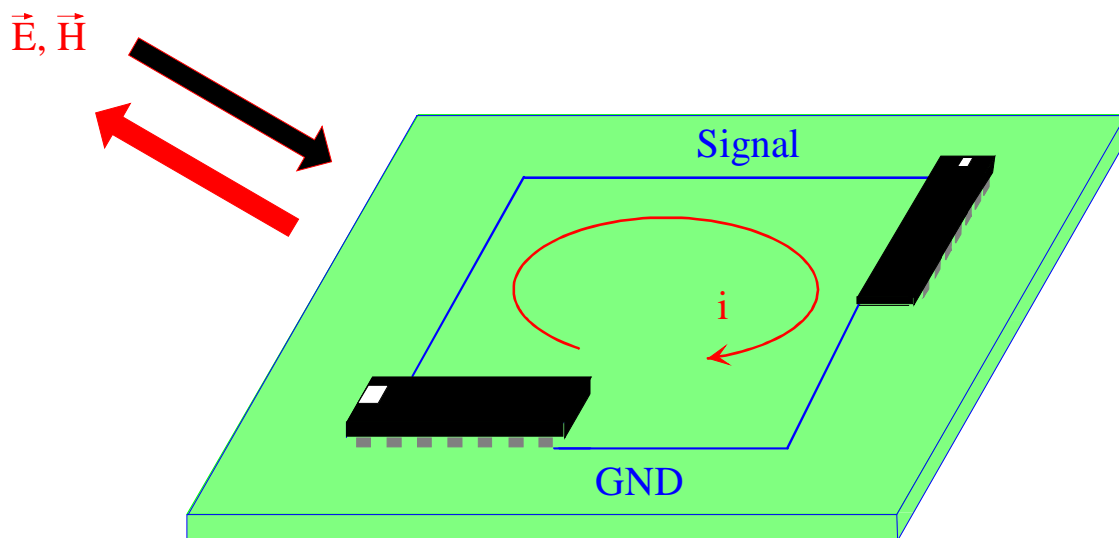


Fig. 4 - *Rayonnement en mode différentiel*

Le rayonnement en mode commun quant à lui, est le résultat de chutes de tension non-désirées dans le circuit. Souvent, ces chutes de tension apparaissent dans le circuit de masse. Lorsque des câbles externes sont connectés au système, ils se comportent alors comme des antennes dont la tension d'excitation est ce potentiel en mode commun (voir Fig. 5).

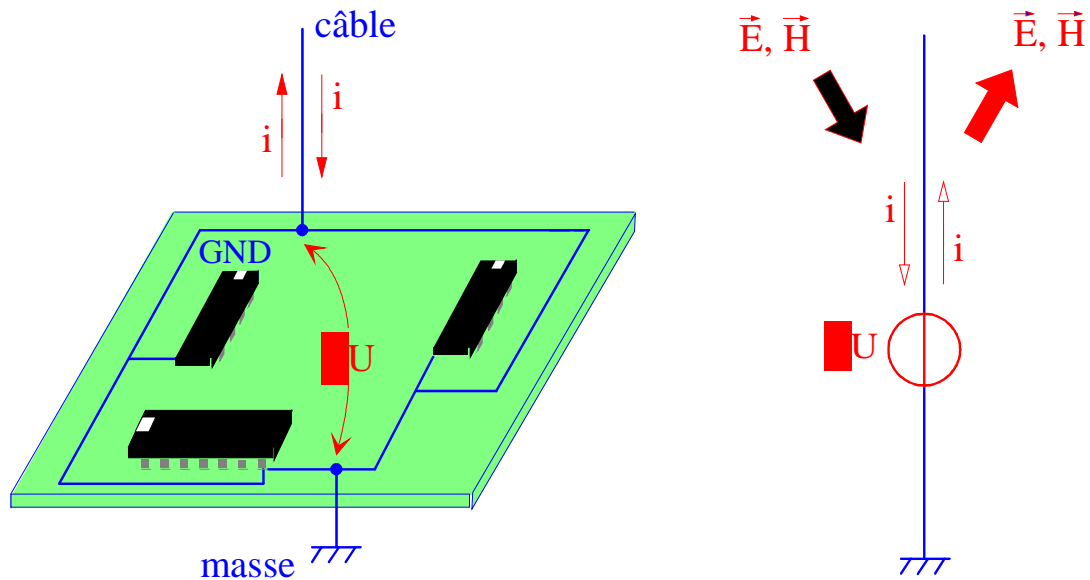


Fig. 5 - *Rayonnement en mode commun*

Étant donné que ces chutes de tension ne sont pas intentionnellement conçues dans le système, il est en général plus difficile à contrôler le rayonnement en mode commun plutôt que le rayonnement en mode différentiel.

Caractéristiques fréquentielles des rayonnements en mode différentiel et commun

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

¹ Par 'petite', on entend un périmètre inférieur au quart de la longueur d'onde le long duquel le courant peut être considéré en phase sur tout le circuit.

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

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

$$E_c = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} (f \cdot I \cdot l) \frac{1}{r} \quad (2)$$

ou I est le courant en mode commun circulant dans le câble (antenne). L'équation (2) 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 6. 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.

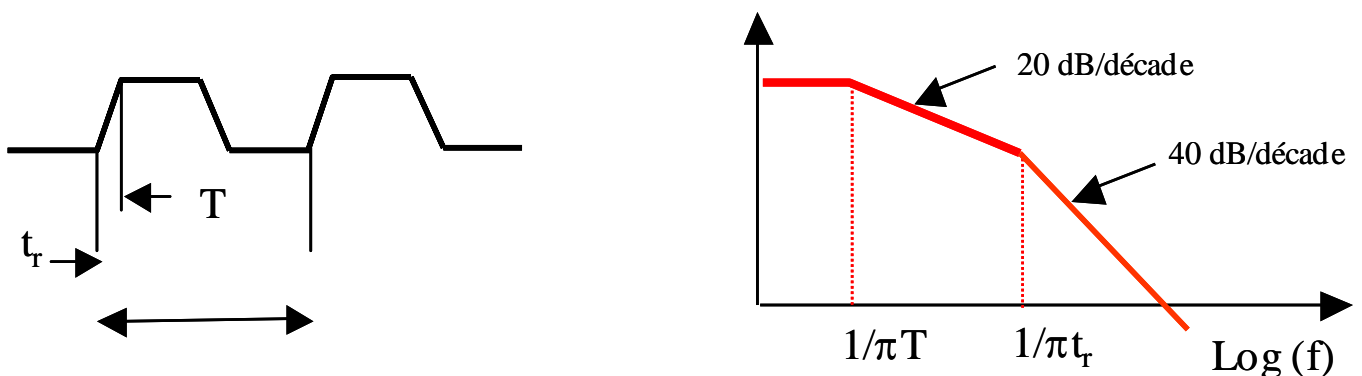


Fig. 6 - Enveloppe du spectre fréquentiel d'un signal trapézoïdal

En tenant compte dans les équations (1) et (2) du spectre fréquentiel du courant, on peut établir l'évolution en fonction de la fréquence des rayonnements en mode différentiel et en mode commun. Le résultat est représenté à la figure 7. On peut voir que le rayonnement en mode différentiel (Fig. 7.a) 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 (Fig. 7.b) 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.

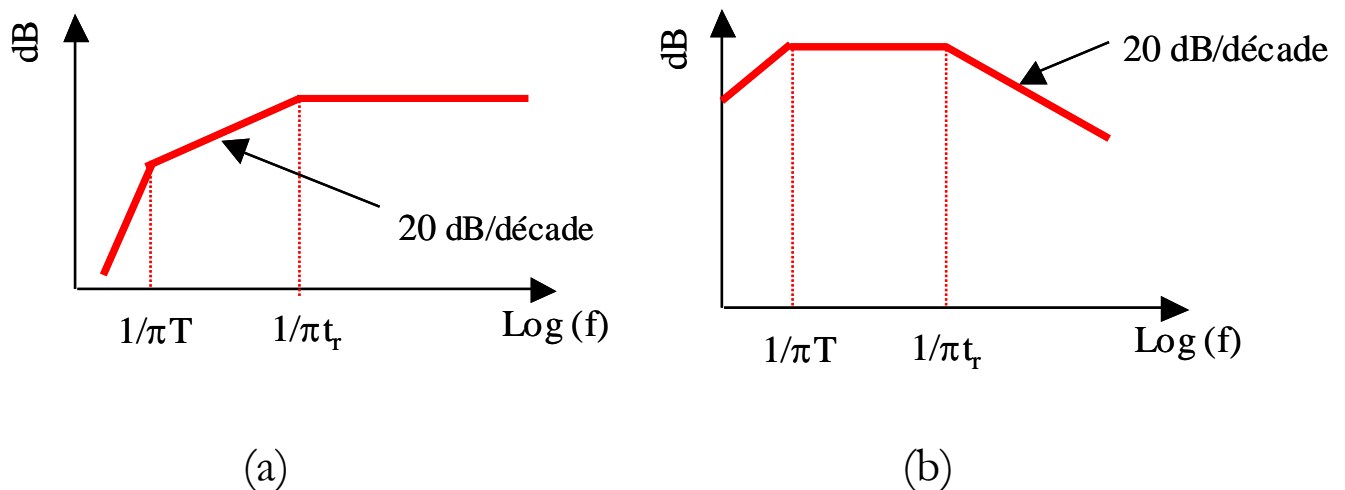


Fig. 7 - *Enveloppe du spectre fréquentiel du champ électrique rayonné.
(a) mode différentiel, (b) mode commun.*

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

D'une manière générale, le rayonnement en mode commun est tenu comme la source principale du rayonnement des circuits imprimés. Ceci est vrai pour des fréquences inférieures à quelques centaines de MHz où effectivement le mode d'émission prépondérant est le rayonnement en mode commun. Par contre, pour des fréquences

approchant le domaine des GHz, cette tendance peut s'inverser et le rayonnement en mode différentiel peut devenir aussi important, sinon plus important, que celui en mode commun. Ceci est montré à la figure 8 où l'on représente 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. On peut voir que pour des basses fréquences, c'est le rayonnement en mode commun qui est prépondérant. En particulier, celui-ci est 100 fois plus important que le rayonnement en mode différentiel à 20 MHz et 10 fois plus important à 200 MHz. En revanche, on peut remarquer qu'à partir de 2 GHz, le rayonnement en mode différentiel devient plus important que le rayonnement en mode commun. 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.

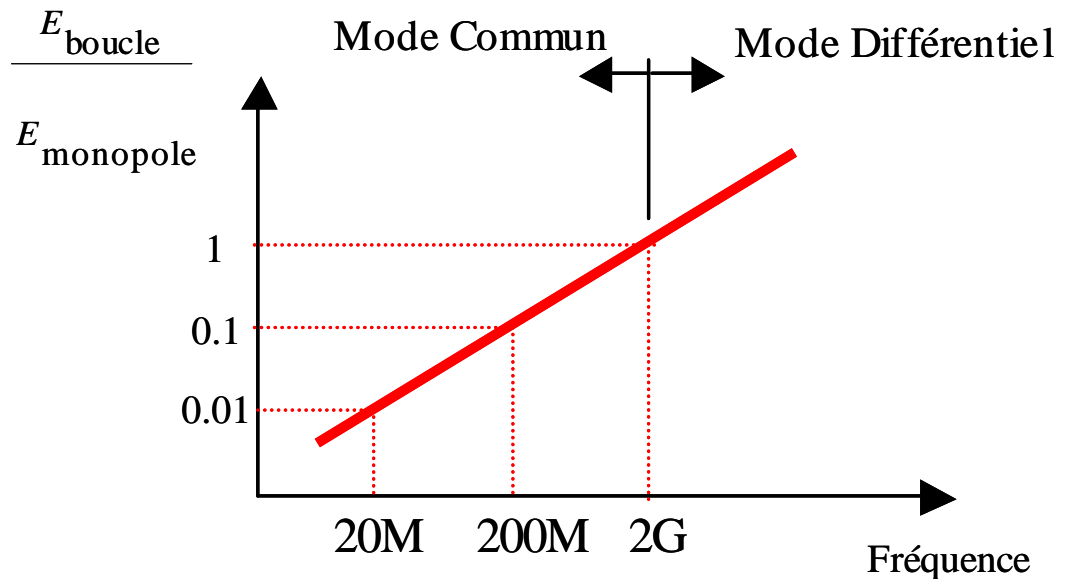


Fig. 8 - Comparaison en fonction de la fréquence de l'amplitude des rayonnements émis d'une boucle de 10 cm² de surface (rayonnement en mode différentiel) et d'une antenne monopole de 40 cm de longueur (rayonnement en mode commun).

Comment réduire le rayonnement en mode différentiel ?

Pour contrôler et réduire le rayonnement d'un circuit en mode différentiel, il faut prendre soin du layout du circuit. Une des mesures les plus efficaces pour la réduction du rayonnement en mode différentiel est la réduction de la surface des boucles (Fig. 9). Les boucles les plus critiques sont celles correspondant au signal de l'horloge, ce dernier étant un des principales sources de rayonnement. Afin de minimiser la diaphonie, le signal d'horloge doit être aussi loin que possible des bus de données.

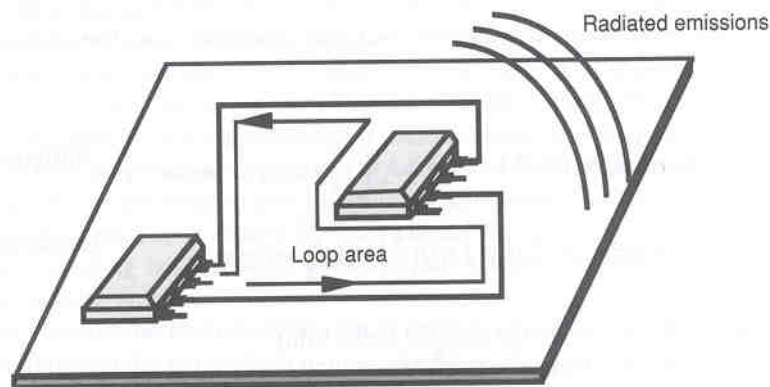


Fig. 9 – Boucle sur un PCB

Pour diminuer la surface des boucles, on peut utiliser des composants logiques (dans la mesure du possible), avec des bornes d'alimentation et de terre situées au centre (ou à proximité) du circuit intégré (Fig. 10). Des bornes au centre permettent aussi un placement optimal des capacités de découplage (voir plus loin dans ce chapitre).

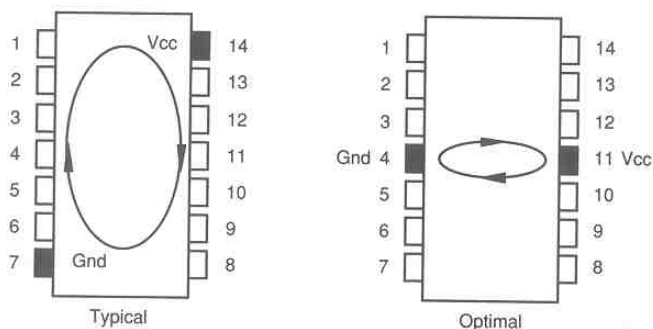


Fig. 10 – Configuration typique et optimale des bornes d'alimentation.

La figure 11 montre les configurations typique et optimale pour de plus grands circuits intégrés.

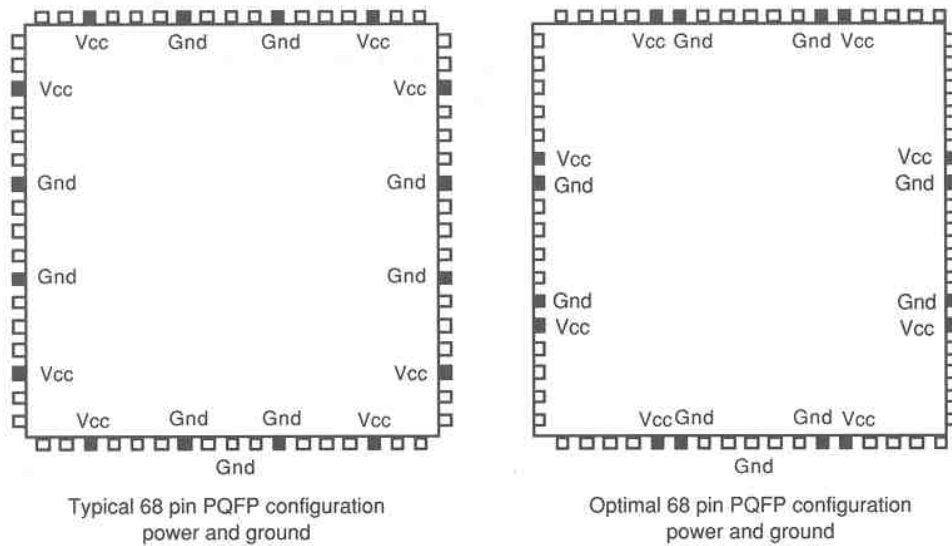
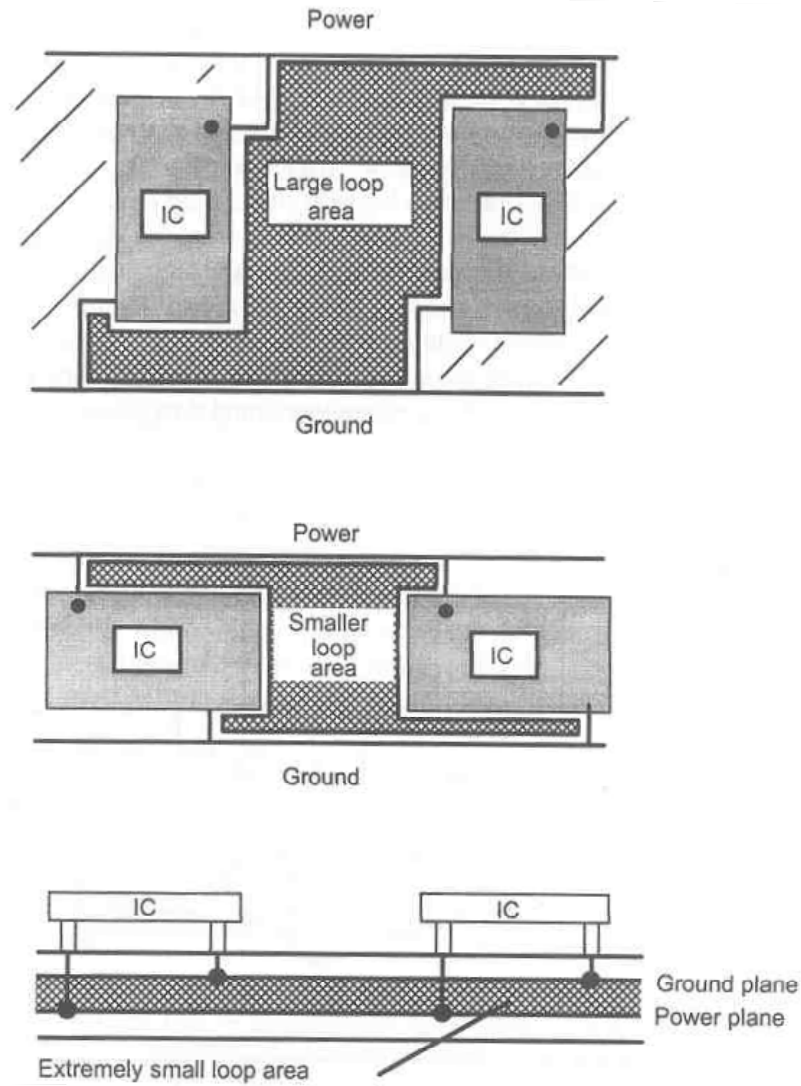


Fig. 11 – *Configuration typique et optimale des bornes d'alimentation.*

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 au piste, réduisant naturellement la surface des boucles. La figure 12a illustre des mesures à prendre pour la réduction des surfaces des boucles présentes sur les PCB.

Des surfaces importantes de boucles peuvent être créées lorsque des signaux sont transmis d'une composante à une autre (Fig. 12b). Là encore, une conception judicieuse du layout peut limiter la surface de ces boucles (voir Fig. 12b).



F

ig. 12a – Réduction des surfaces de boucles dans un PCB.

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 (voir section suivante). 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 (voir Fig. 13).

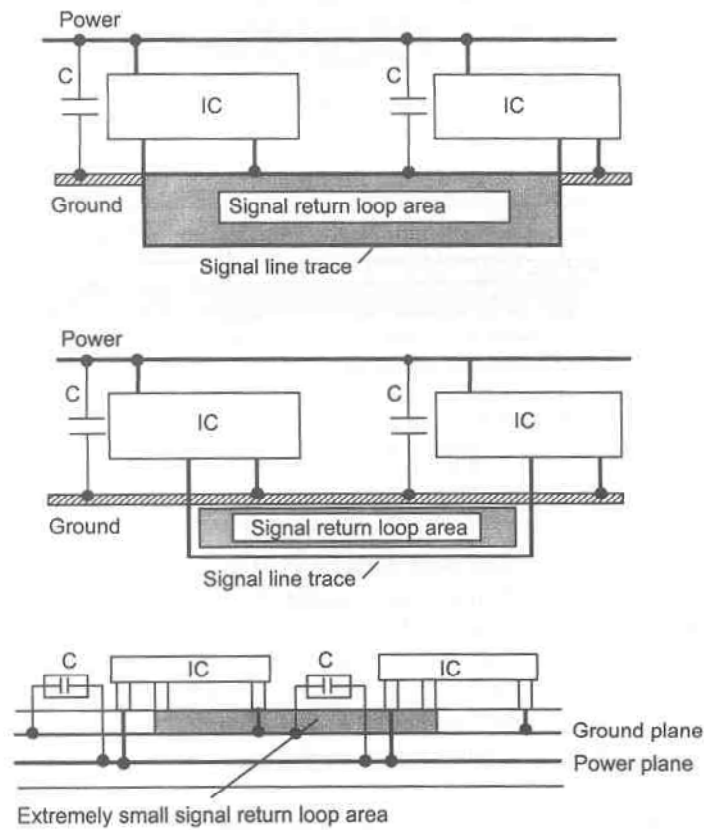


Fig. 12b – Réduction des surfaces de boucles dans un PCB.

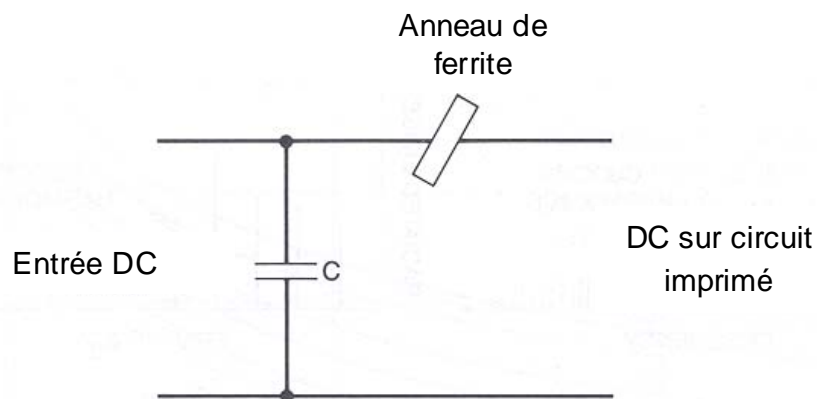


Fig. 13 – Filtre formé d'une capacité et d'un anneau de ferrite.

Le schéma équivalent d'un anneau de ferrite est un circuit RL série (voir Fig. 14). Fig. 15 présente l'impédance de deux ferrites avec un comportement résistif pour le premier et inductif pour le second.

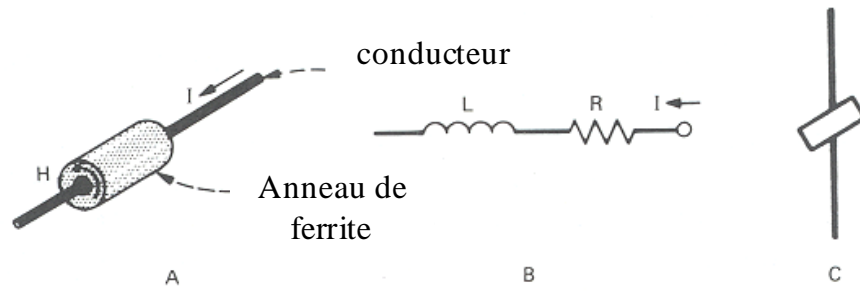


Fig. 14 – Anneau de ferrite sur conducteur (A), schéma équivalent (B), symbole (C).

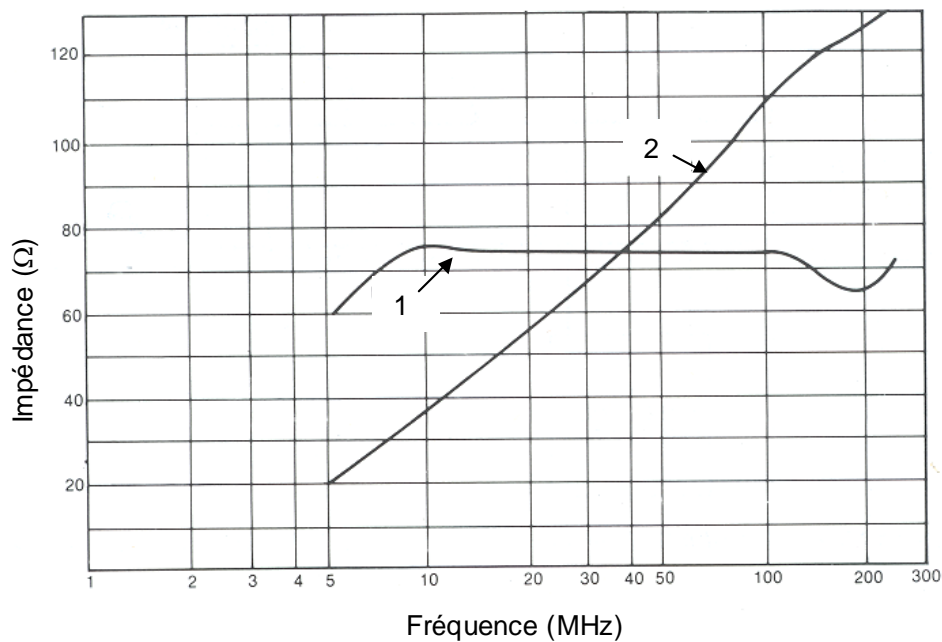


Fig. 15 – Impédance de deux ferrites en fonction de la fréquence avec des comportements respectivement résistif et inductif.

Les anneaux de ferrites sont particulièrement efficaces pour atténuer les oscillations haute-fréquence générées par les transitions des circuits logiques (Fig. 16), ou par des phénomènes de résonances dues aux capacités et inductances parasites (Fig. 17).

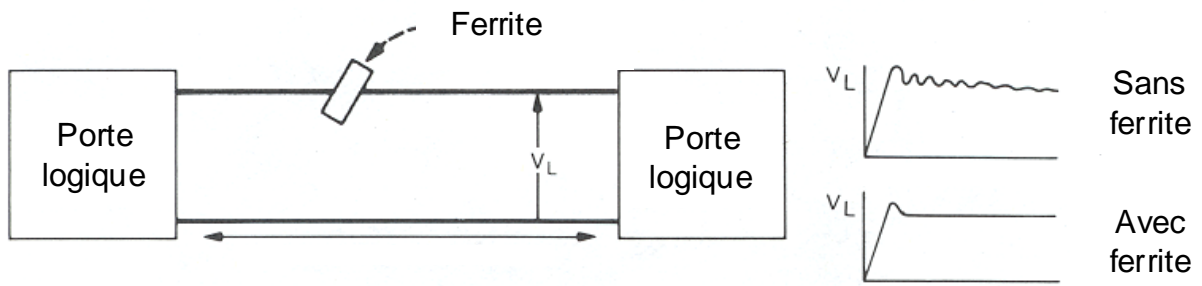


Fig. 16 – Anneau de ferrite résistif utilisé pour l'atténuation des oscillations apparaissant sur une longue liaison entre deux portes logiques.

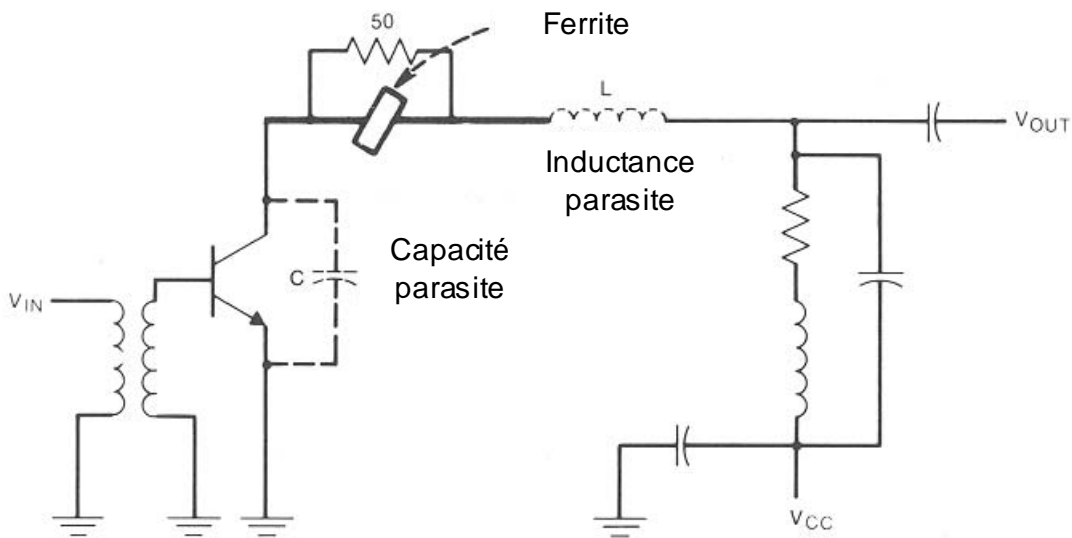


Fig. 17 – Anneau de ferrite utilisé pour atténuer des oscillations parasites dans un amplificateur classe C.

Une autre source de rayonnement qui apparaît lorsque la fréquence des signaux augmente est tout type de non-uniformité dans les pistes de connexion. Une conception judicieuse de la géométrie du système permet souvent de contrôler et minimiser ces effets. Un phénomène auquel il faut être très attentif en haute fréquence est celui des réflexions d'ondes qui apparaissent le long des lignes qui ne sont pas adaptées au sens électrique. Lorsque la longueur d'une ligne est suffisamment faible pour que les temps de propagation restent bien

inférieurs au temps de montée des signaux (basses fréquences), les problèmes de réflexions d'ondes et d'adaptation ne se posent pas. Par contre, pour des signaux ayant des temps de montée nettement plus rapides que les temps de propagation le long de la ligne, une mauvaise adaptation entraîne des réflexions d'ondes qui peuvent entraver le fonctionnement du circuit et être à l'origine de rayonnement électromagnétique. Dans ces conditions, le contrôle de l'impédance de la ligne et les terminaisons devient une nécessité. La figure 18 présente les tensions aux deux extrémités d'une ligne non-adaptée alimentée par une source de tension de 5 V avec un temps de montée beaucoup plus rapide que le temps de propagation le long de la ligne.

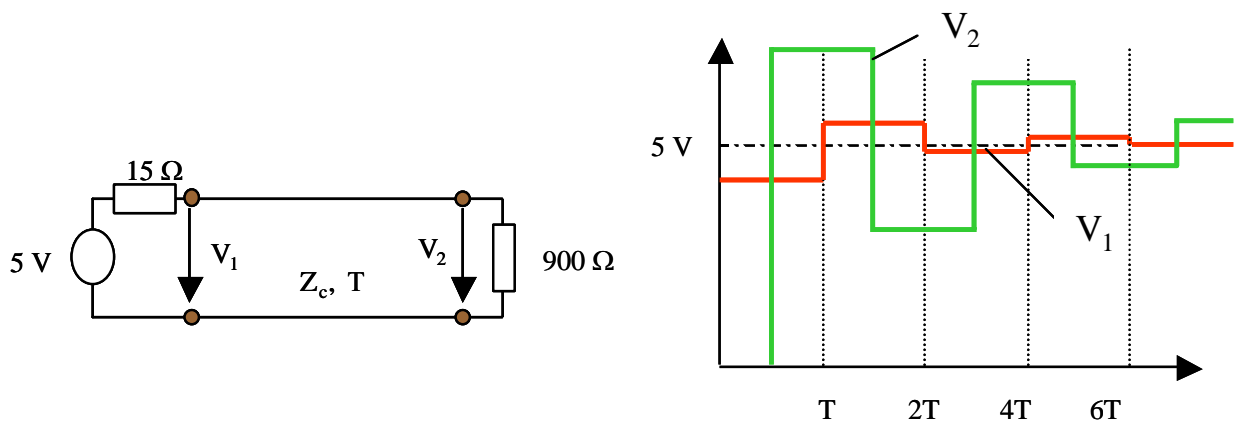


Fig. 18 - Propagation d'ondes le long d'une ligne non-adaptée.

En supposant une vitesse de propagation de $0.6 \cdot c$, la longueur maximale permise pour une ligne non-adaptée est celle pour laquelle le temps de propagation aller-retour est égal au temps de montée du signal. La figure 19 présente cette longueur maximale en fonction du temps de montée des signaux correspondant aux différentes familles logiques.

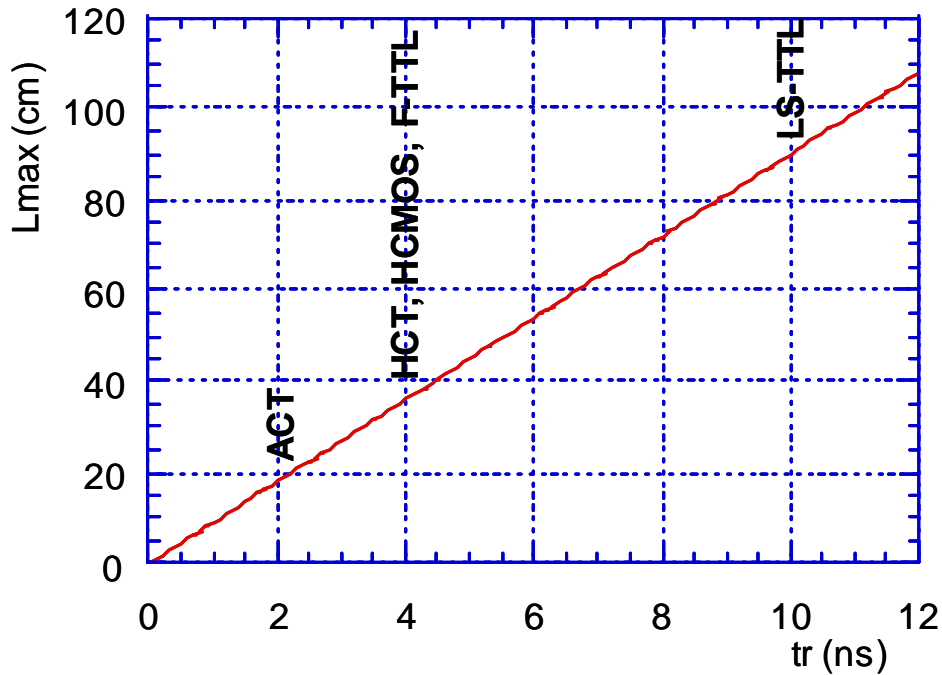


Fig. 19 - *Longueur maximale d'une ligne non-adaptée en fonction du temps de montée des signaux.*

Les phénomènes de réflexion d'ondes ne sont pas dus uniquement à une mauvaise adaptation des terminaisons, mais peuvent apparaître lorsque la ligne présente des discontinuités. La figure 20.a présente quelques discontinuités classiques que l'on retrouve dans les circuits imprimés. Ces discontinuités qui affectent très peu les signaux en basses fréquences, peuvent être à l'origine d'importants phénomènes de réflexions et de rayonnement à des fréquences de l'ordre de GHz. Ces discontinuités sont d'une manière générale décrites par les paramètres s qui dépendent de la fréquence et peuvent être parfois représentées par des circuits équivalents (Fig. 20.b) comportant des inductances et capacités, qui dépendent de la fréquence et dont les valeurs sont déterminées numériquement ou expérimentalement.

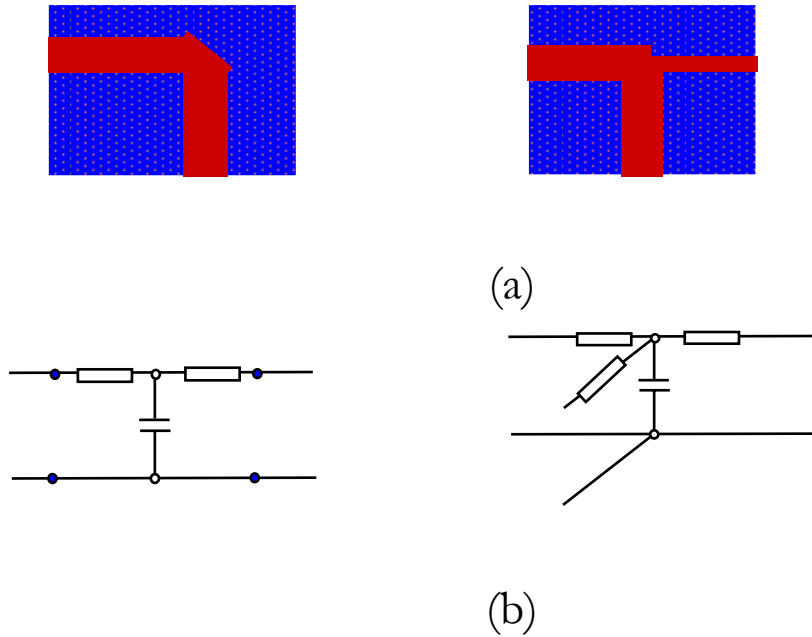
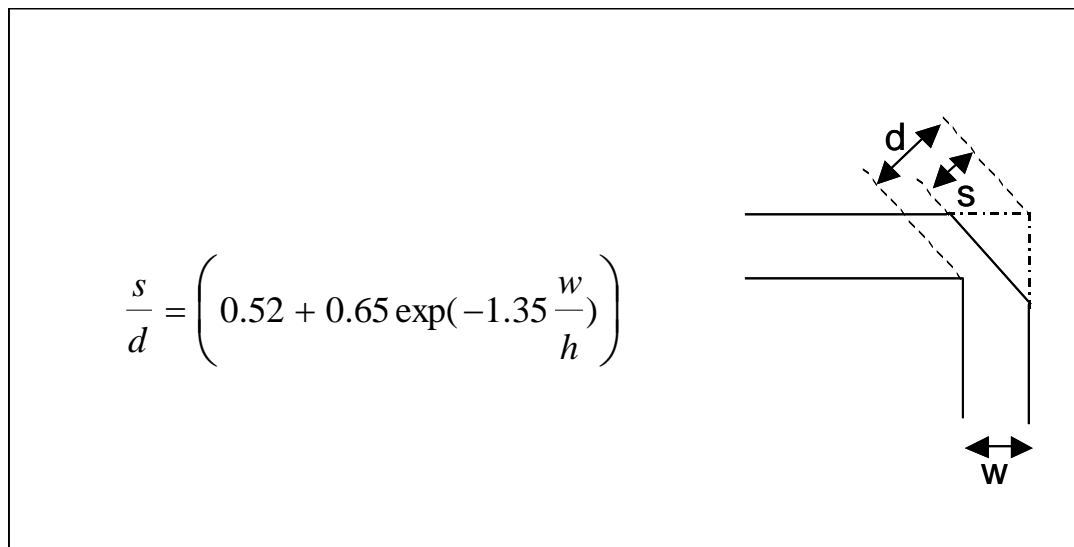


Fig. 20 - *Discontinuités et schémas équivalents*

Il est toutefois possible de minimiser les effets de discontinuités par un dimensionnement judicieux de leur géométrie. Pour une discontinuité en forme de coude, on peut montrer que la capacité C du schéma équivalent s'annule lorsque la condition suivante est satisfaite :



où w est la largeur de la piste et h sa hauteur par rapport au plan de masse.

Comment réduire le rayonnement en mode commun ?

Comme dans le cas du rayonnement en mode différentiel, il est préférable de limiter autant que possible le spectre du signal (le temps de montée) pour diminuer le rayonnement.

Le seul paramètre de l'équation (2) que l'on peut contrôler pour minimiser l'émission est le courant en mode commun. Ce courant peut être réduit en

- minimisant la tension en mode commun, celle qui alimente 'l'antenne' (normalement le potentiel de la masse),
- insérant une grande impédance en mode commun (choke) en série avec le câble,
- blindant le câble.

Tension en mode commun

La plupart des méthodes réduisant l'émission en mode différentiel minimise également la tension en mode commun. Par exemple, l'utilisation d'un plan de masse est très efficace pour réduire les chutes de tension dans la terre.

Bobine d'arrêt (choke) en mode commun

L'efficacité d'une bobine d'arrêt (choke) en mode commun ne dépend pas de la qualité de la terre et son opération n'affecte pas le courant en mode différentiel. Ces deux caractéristiques font que cette solution est la plus utilisée pour limiter les émissions en mode commun.

L'efficacité des différentes techniques de réduction des émissions en mode commun peut être testée au laboratoire (avant des tests d'émission rayonnée dans une chambre semi-anéchoïque) en mesurant le courant en mode commun (Fig. 21). Le courant en mode commun est relié au champ électrique rayonné par l'équation (2) :

$$I = \frac{0.8 \cdot E \cdot r}{f \cdot l}$$

avec I en (μA), E en ($\mu\text{V}/\text{m}$), f en (MHz), et r et l en (m).

Par exemple, pour limiter les émissions rayonnées à une distance de 3 m à 100 $\mu\text{V}/\text{m}$ (limites FCC classe B), le courant maximum dans un câble de 1 m de longueur ne doit pas dépasser 15 μA à 50 MHz.

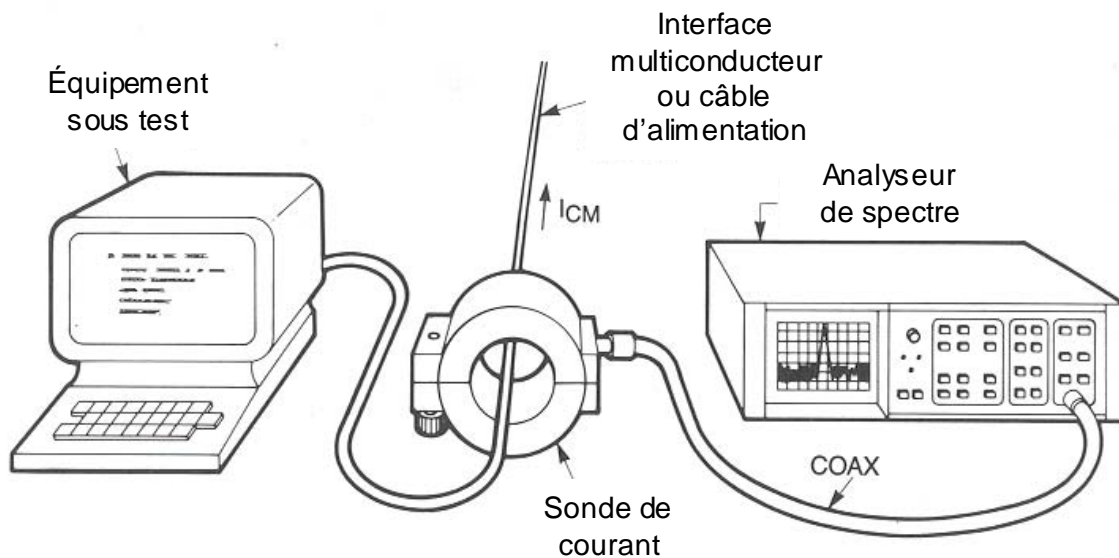


Fig. 21 – *Mesure du courant en mode commun.*

Capacités de découplage

Rôle des capacités de découplage

La figure 22 illustre l'utilisation de capacités de découplage. Lors de la transition d'un circuit logique (Fig. 22.a), 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 logique². D'autre part, la circulation du courant transitoire ΔI dans le circuit d'alimentation peut être à l'origine de rayonnement en mode différentiel.

La présence d'une capacité de découplage (Fig. 22.b) 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.

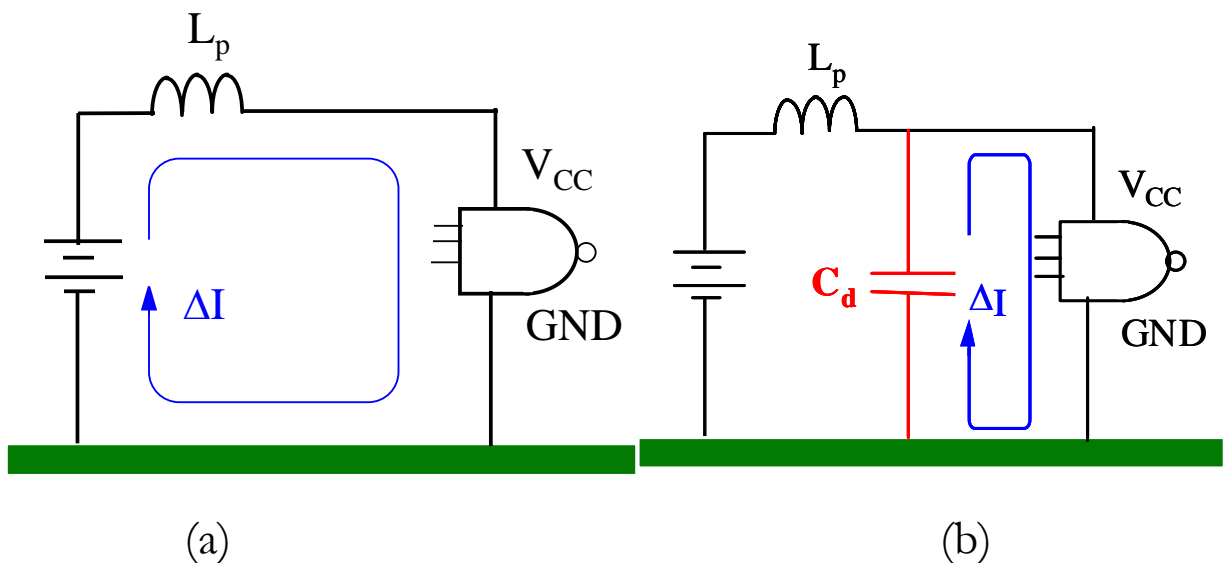


Fig. 22 - Circuit d'alimentation d'un circuit logique. (a) sans capacité de découplage, (b) avec capacité de découplage.

L'efficacité des capacités de découplage en fonction de la fréquence

A haute fréquence, l'inductance associée aux pistes de connexion de la capacité de découplage ne peut plus être négligée. Le modèle de circuit doit inclure ces inductances (voir Fig. 23). Dans le domaine fréquentiel, ces inductances s'opposent à une décroissance indéfinie de l'impédance en fonction de la fréquence et limitent, théoriquement, l'utilisation d'une capacité de découplage jusqu'à sa fréquence de résonance. Néanmoins, il est important à réaliser que pour des circuits

² A titre d'exemple, un composant demandant 30 mA en 1 ns provoque une chute de tension de l'ordre de 3 V.

imprimés à simple-couche, c.à.d. sans plans de masse et d'alimentation, l'inductance de connexion L_d est en général beaucoup plus petite que celle associée aux pistes du circuit d'alimentation L_{piste} . Ce qui implique que l'impédance de la capacité de découplage se maintient en dessous de celle du circuit d'alimentation, et ce, même au-delà de la fréquence de résonance. Par conséquent, dans les circuits simple-couche, les capacités de découplage restent efficaces même au-delà de la fréquence de résonance.

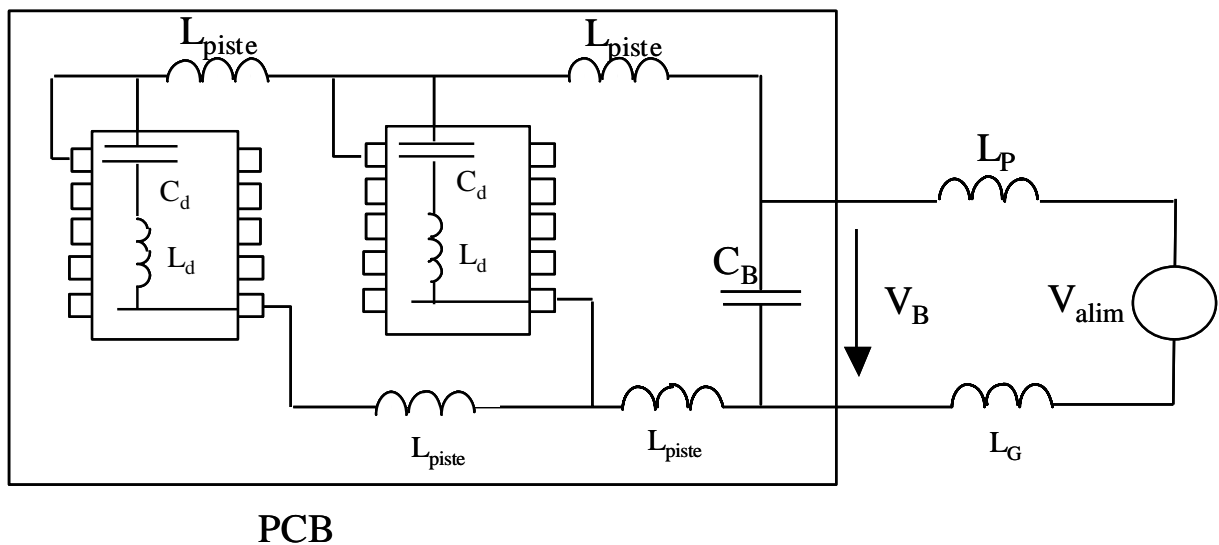


Fig. 23 - Schéma équivalent d'un circuit d'alimentation avec capacités de découplage, en tenant compte des inductances parasites (circuit imprimé simple-couche).

Dans les applications plus récentes, on préfère recourir aux circuits imprimés multicouches. La technologie multicouche permet entre autres de réaliser une impédance d'interconnexion constante afin d'éviter les problèmes de réflexion d'ondes dans les circuits rapides. D'une manière générale, dans un circuit imprimé multicouche, des couches entières sont allouées à l'alimentation et à la masse. Par conséquent, l'impédance du circuit de l'alimentation d'un circuit multicouche est en général beaucoup plus faible que celle d'un circuit simple-couche. Une autre différence d'un circuit multicouche par rapport aux circuits simple-couche est que l'inductance du circuit

d'alimentation entre deux composants est extrêmement faible ($\ll 1$ nH). Le modèle du circuit d'alimentation dans un circuit multicouche est présenté à la figure 24. Ce modèle tient compte de l'inductance de connexion des capacités de découplage. C_B représente la capacité entre les deux plans du circuit d'alimentation et sa valeur est de l'ordre de 2 à 15 nF.

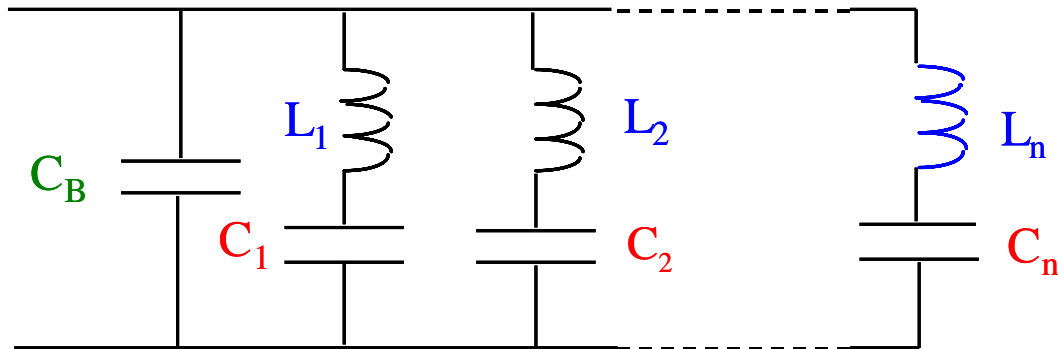


Fig. 24 - Schéma équivalent du circuit d'alimentation d'un circuit imprimé multicouche avec capacités de découplage.

Comme ce modèle nous le montre, les différents composants ne sont plus isolés l'un par rapport à l'autre par l'inductance des pistes, comme c'était le cas dans un circuit simple-couche. La fluctuation de tension entre les deux plans d'alimentation qui est causée par la circulation du courant transitoire lors de la transition d'un circuit logique, est subie par l'ensemble des composants qui sont connectés aux plans d'alimentation. D'autre part, ce courant transitoire n'est pas fourni uniquement par le plus proche capacité de découplage, mais l'ensemble des capacités connectées entre les plans d'alimentation y contribuent en fonction de leur inductance de connexion respective. L'efficacité d'une capacité de découplage dépend par conséquent de la valeur de son inductance de connexion par rapport à celle des autres capacités. La conséquence principale de cette observation est que le paramètre important déterminant l'efficacité d'une capacité de découplage dans

un circuit multicouche est son inductance de connexion, plutôt que sa position dans le circuit.

Effet des capacités de découplage sur l'impédance d'un circuit multicouche en fonction de la fréquence

Afin de faire une analyse simplifiée du modèle de la figure 24 et obtenir des résultats analytiques, considérons tout d'abord que les toutes les capacités et inductances de connexions sont égales ($C_1 = C_2 = \dots = C_n$, $L_1 = L_2 = \dots = L_n$). L'impédance totale entre les deux plans d'alimentation est alors donnée par

$$Z_B = \frac{j \left(\frac{\omega L_1}{n} - \frac{1}{n\omega C_1} \right)}{1 - \omega C_B \left(\frac{\omega L_1}{n} - \frac{1}{n\omega C_1} \right)} \quad (3)$$

Cette impédance s'annule à la fréquence de résonance série

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C_1}} \quad (4)$$

et elle tend vers l'infini aux fréquences de résonance parallèle

$$f_p = f_s \sqrt{1 + \frac{nC_1}{C_B}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_1}{n} \cdot \frac{nC_1 C_B}{nC_1 + C_B}}} \quad (5)$$

L'évolution du module de l'impédance en fonction de la fréquence est illustrée à la Fig. 25. Sur cette même figure, on a également représenté l'impédance du circuit sans les capacités de découplage (uniquement la

capacité entre les plans d'alimentation). On peut remarquer que pour des fréquences supérieures à f_s , les branches contenant les capacités de découplage commence à se comporter inductivement, et à partir d'une fréquence f_a , l'impédance du circuit devient plus importante que celle ne comportant pas de capacités de découplage. Autrement dit, les capacités de découplage n'apportent aucun gain à ces fréquences. La fréquence f_a est donnée par

$$f_a = f_s \sqrt{1 + \frac{nC_1}{2C_B}} \quad (6)$$

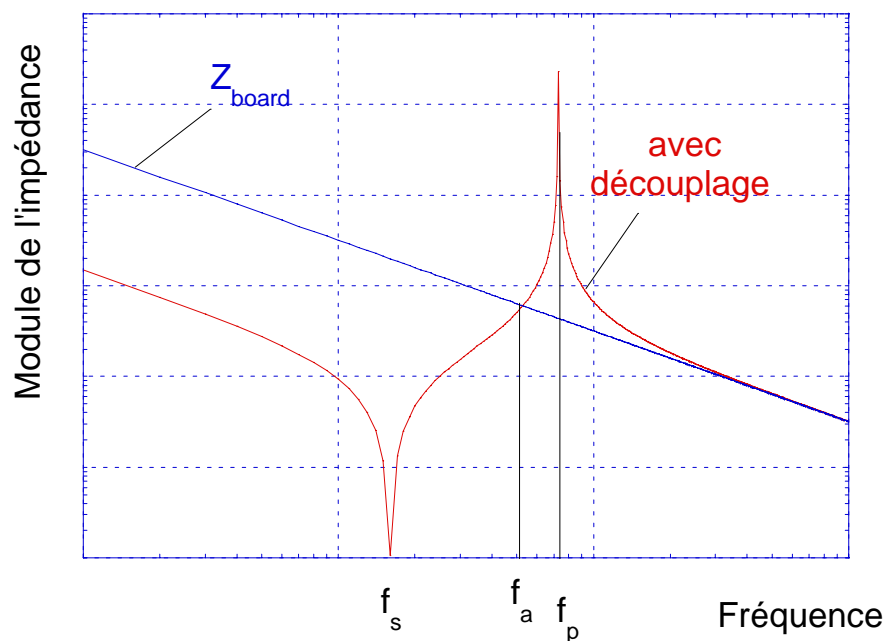


Fig. 25 - *L'impédance d'un circuit multicouche avec n capacités de découplage identiques.*

Cette simple analyse montre que minimiser l'inductance série des capacités de découplage est primordial pour avoir un comportement efficace des capacités sur une large bande de fréquence. D'autre part, ces relations montrent que pour une inductance de connexion donnée,

le domaine de fréquence des capacités de découplage peut être étendu en augmentant le nombre n de celles-ci. Une augmentation de n n'affecte pas la fréquence de résonance série, mais entraîne une augmentation de la fréquence de résonance parallèle.

La figure 26 montre un modèle plus réaliste d'un circuit imprimé multicouche. La capacité entre les deux plans de l'alimentation est de 3.4 nF. La résistance de 50 Ohms présente la charge DC des composants actifs du circuit³. 5 capacités de découplage sont utilisées dans ce modèle. Une capacité 'bulk' de 1 μ F, et 4 capacités locales de 10 nF ayant chacune une inductance de connexion différente. Une résistance série typique de 0.05 Ohms a aussi été ajoutée à chaque capacité de découplage.

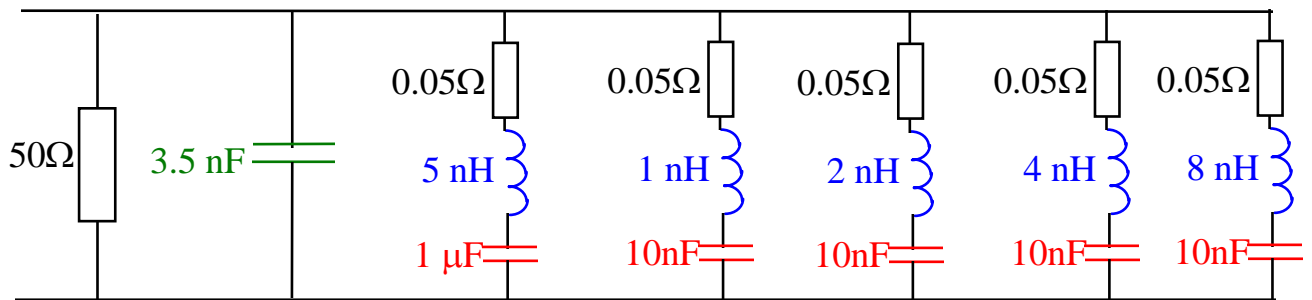


Fig. 26 - *Modèle d'un circuit multicouche avec 5 capacités de découplage..*

L'amplitude de l'impédance est représentée à la figure 27 en fonction de la fréquence. On peut remarquer que les capacités de découplage réduisent d'une manière significative l'impédance du circuit d'alimentation pour des fréquences inférieures à quelques MHz. Cette réduction est due principalement à la capacité de 1 μ F. Entre 10 MHz et 70 MHz, les capacités locales de 10 nF sont responsables des fluctuations d'impédance qui sont dues aux résonances rapprochées séries et parallèles. En moyenne, l'impédance dans cette gamme de fréquence reste tout de même inférieure à celle de la plaque seule. Entre 70 et 200 MHz, la dernière résonance fait que l'impédance de la

³ la présence de cette résistance affecte très peu la réponse globale du circuit.

plaque avec les capacités de découplage devienne plus grande que celle de la plaque nue. Au-delà de 200 MHz, les capacités de découplage ont très peu d'effet sur l'impédance du circuit.

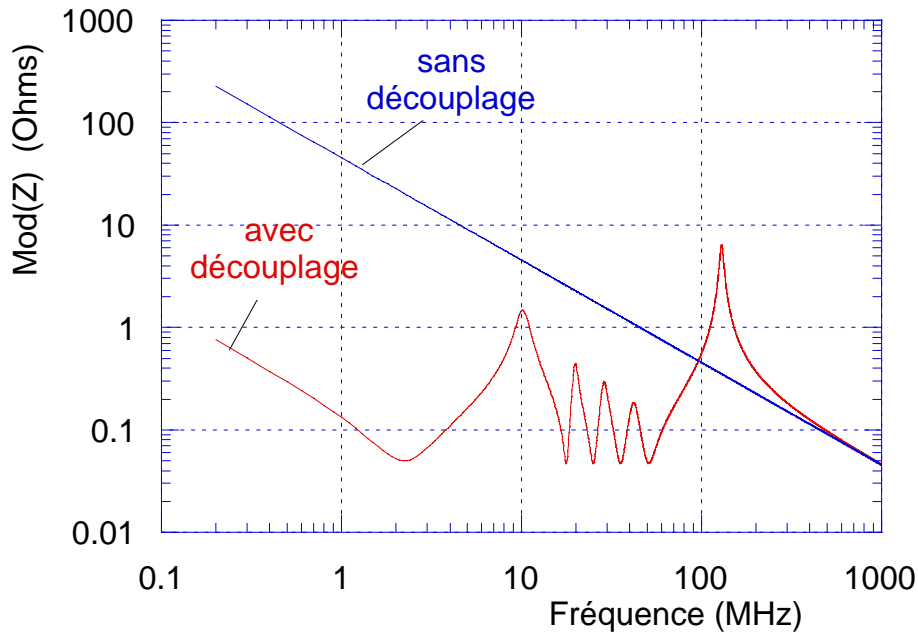


Fig. 27 - Impédance du circuit de la Fig. 22.

La figure 28 présente l'influence du nombre de capacités de découplage sur la réponse fréquentielle du circuit. On remarque qu'en basse fréquence, une augmentation du nombre de capacité de découplage n'affecte pas d'une manière significative l'impédance. Ceci est dû au fait qu'à ces fréquences, c'est surtout la capacité principale 'bulk' de 1 μF qui contribue à l'impédance. A des fréquences supérieures à la première fréquence de résonance, l'impédance de cette capacité devient relativement grande et la charge emmagasinée n'est essentiellement pas disponible pour le reste du circuit. Dans la gamme de fréquence allant de 10 à 100 MHz, les capacités de découplages diminuent l'impédance globale d'un facteur qui est approximativement égale au nombre de capacités ajoutés. D'autre part, bien que les fréquences de résonance série restent inchangées, la plus grande fréquence de résonance parallèle est déplacée vers les hautes fréquences, d'un facteur qui est égal à la racine de n , en accord avec l'équation (6). En conclusion, si on ajoute n capacités de découplage,

on augmente l'efficacité de celles-ci sur une bande de fréquence élargie d'un facteur égale à \sqrt{n} . Les résultats de la Fig. 28 sont présentés jusqu'à 10 GHz. Il est néanmoins important à réaliser qu'au-delà de quelques GHz, le modèle du circuit multicouche de la Fig. 24 n'est plus rigoureusement valable étant donné que les longueurs d'onde deviennent du même ordre de grandeur que les dimensions du circuit.

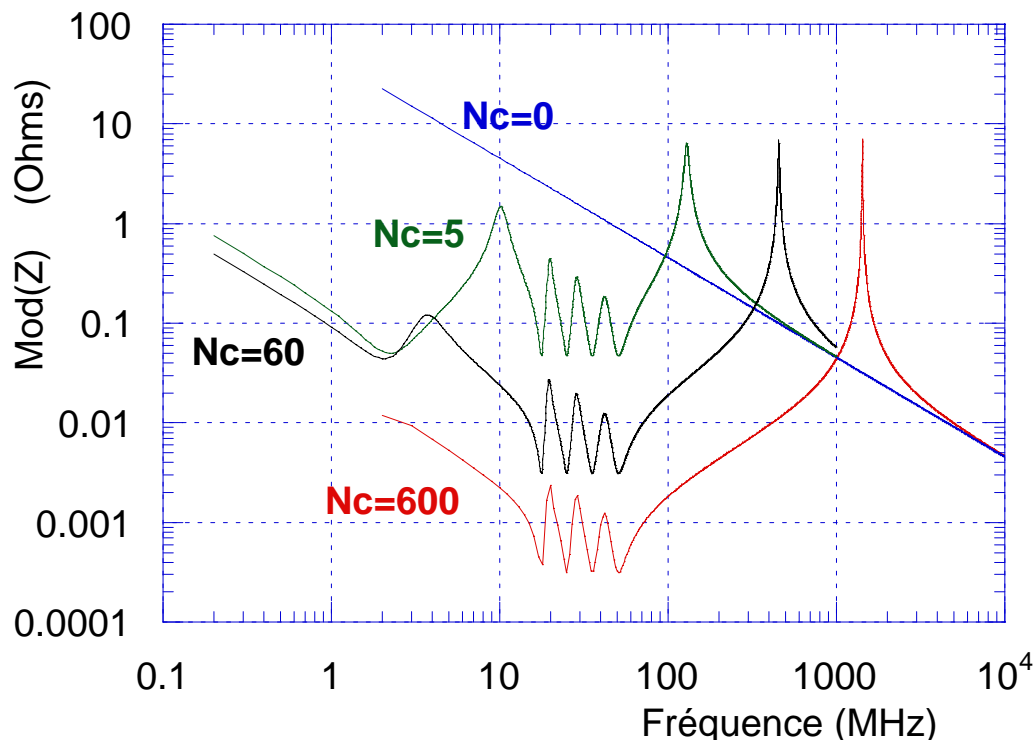


Fig. 28 - Influence du nombre de capacités de découplage sur l'impédance du circuit.

Placement des capacités de découplage

Les capacités de découplage doivent être placées le plus près possibles des circuits intégrés afin de minimiser l'inductance des pistes de connexion et la surface de la boucle (voir Fig. 29).

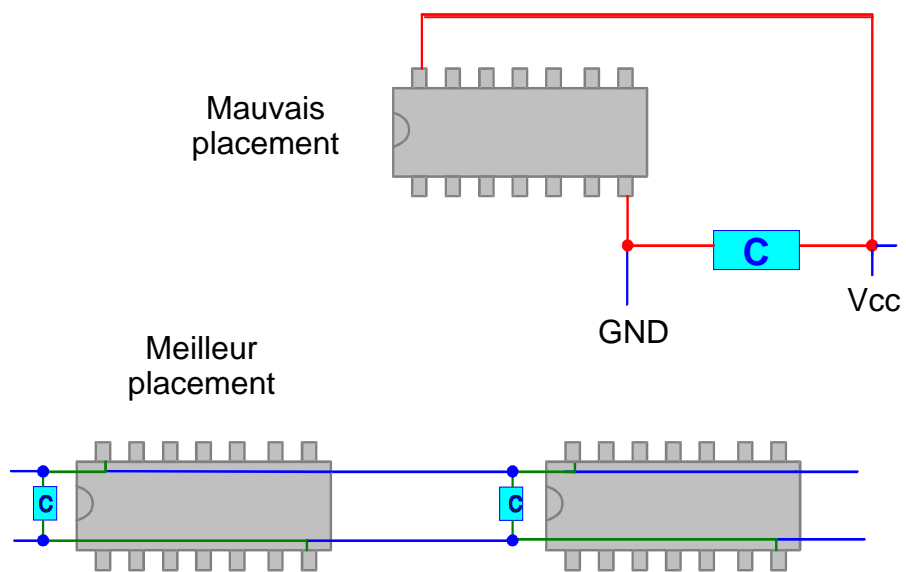


Fig. 29 – *Placement des capacités de découplage.*

Références

- H.W. Ott, “Noise reduction techniques in electronic systems”, Wiley Interscience, second edition, 1988.
- J. Goedbloed, “Electromagnetic compatibility”, Prentice Hall, 1990.
- C.R. Paul, “Introduction to electromagnetic compatibility”, Wiley Interscience, 1992.
- M. I. Montrose, “EMC and the Printed Circuit Board”, IEEE Press, 1999.
- H.W. Ott, “Controlling EMI by proper printed wiring board layout”, *6th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Paper 24E4, pp. 127-132, 1985.
- T.H. Hubing, J.L. Drewniak, T.P. Van Doren, and D. Hockanson, “Power bus decoupling on multilayer printed circuit boards”, *IEEE Trans. on Electromagnetic Compatibility*, Vol. 37, no. 2, pp. 155- 166, May 1995.
- J.L. Drewniak, T.H. Hubing, T.P. Van Doren, and P. Baudendistal, “Modeling power bus decoupling on multilayer printed circuit boards”, *IEEE International Symposium on Electromagnetic compatibility*, pp. 456-461, August 1994.