

INSTITUT NATIONAL DES SCIENCES APPLIQUEES DE
TOULOUSE

5^{ème} Année ESE

***Règles de conception faible
émission rayonnée pour les
circuits imprimés***

A. Boyer

alexandre.boyer@insa-toulouse.fr
<http://www.alexandre-boyer.fr>

Décembre 2011

I. Evaluer le contenu spectrale d'une perturbation électromagnétique	4
II. Ajout de capacités de découplage	5
1. Rôle des capacités de découplage.....	5
2. Type de capacité de découplage	6
3. Choix des capacités de découplage.....	7
III. Garantir l'équipotentialité des interconnexions – réduire les impédances parasites	9
IV. Réduire l'inductance parasite des interconnexions.....	10
V. Réduire le rayonnement électromagnétique – réduire les antennes non intentionnelles	11
VI. Rayonnement de mode différentiel/mode commun	12
VII. Réduire les boucles de courant	13
VIII. Plan de masse	14
IX. Techniques de mise à la masse	14
X. Blindage des pistes sensibles	15
XI. Règles diverses.....	16
XII. Bibliographie	16

Pour réduire les émissions parasites, qu'elles soient conduites ou rayonnées, 3 règles générales peuvent être suivies :

- réduire les sources de bruit (fluctuations de tension et de courant)
- contenir la propagation du bruit dans une zone restreinte
- éviter les antennes non intentionnelles

Dans ce document, nous nous intéressons principalement aux règles qui permettent de réduire l'émission rayonnée. Généralement, en limitant les règles qui limitent l'émission conduite réduisent aussi l'émission rayonnée. Cependant, l'émission rayonnée fait appel à des mécanismes de génération d'ondes électromagnétiques, qui doivent être identifiés pour pouvoir agir dessus. Nous allons lister un ensemble de règles permettant de réduire l'émission rayonnée. Celles-ci sont parfois redondantes car elles sont exprimées différemment.

1. Evaluer le contenu spectrale d'une perturbation électromagnétique

Analyser un problème d'émission électromagnétique est généralement plus simple dans le domaine fréquentiel que temporel. En effet, dans le domaine fréquentiel, il est possible de déterminer quelles bandes de fréquence sont polluées par la source de perturbation électromagnétique. Comme les circuits de filtrage sont généralement caractérisés par leur réponse fréquentielle, il sera plus simple de déterminer les solutions optimales pour réduire les problèmes d'émission parasite.

Afin de déterminer la réponse fréquentielle d'un signal temporel, des algorithmes de calcul de transformée de Fourier complexe existent. Cependant, une grande précision n'est pas forcément utile et une simple estimation de la bande de fréquence occupée par le bruit créé par la source de perturbation est souvent suffisante. Les signaux perturbateurs rencontrés sont :

- des signaux d'horloge carrés, caractérisés par leur fréquence et leur temps de montée
- des appels de courant quasi triangulaires, provenant de l'activité de charge/décharge des circuits. Eux aussi sont caractérisés par leur fréquence et leur temps de montée

De manière qualitative, il est possible de décrire le spectre occupé. La première fréquence occupée par le spectre du bruit correspond à la fréquence fondamentale du signal, c'est-à-dire l'inverse de sa période. Le spectre s'étend ensuite sur un nombre plus ou moins grand d'harmoniques d'ordre supérieur. Généralement, le spectre a tendance à s'affaiblir avec la fréquence. Cependant, plus un signal a un temps de montée T_r rapide, plus son spectre s'étendra vers de hautes fréquences. La figure 1 décrit de manière qualitative le contenu spectral d'un signal carré. Celui d'un signal triangulaire est assez similaire.

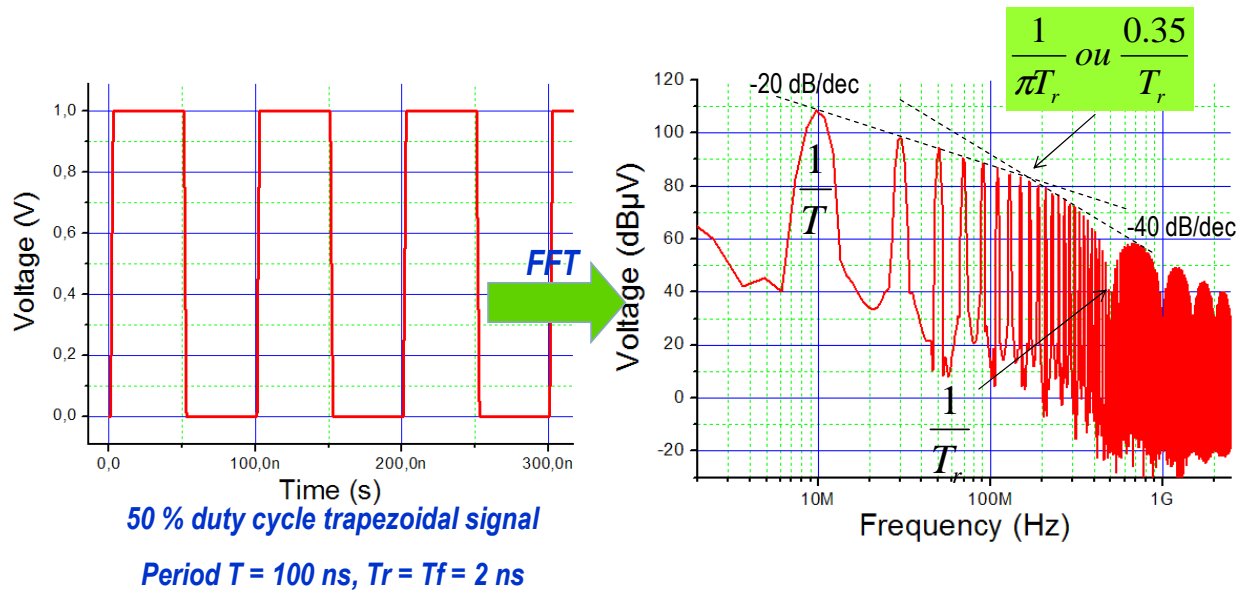


Figure 1 - Contenu spectral d'un signal carré

La bande d'occupation spectrale du bruit est bornée par :

- Fréquence minimale : fréquence fondamentale du circuit
- Fréquence maximale : limitée par le temps de montée, on peut prendre $0.35/T_r$ ou $1/T_r$ dans le pire cas.

II. Ajout de capacités de découplage

Parmi l'arsenal de techniques de réduction de l'émission, la capacité de découplage est la méthode privilégiée. Celles-ci sont indispensables dans la plupart des applications. Généralement, les datasheets des composants suggèrent certaines valeurs de capacités de découplage. Cependant, le choix de leurs valeurs et de leur placement doit être fait finement pour optimiser la réduction du bruit, des outils de simulation peuvent alors être nécessaires. Néanmoins, quelques règles et calculs empiriques permettent d'évaluer simplement le découplage nécessaire.

1. Rôle des capacités de découplage

Les capacités de découplage représentent des réservoirs d'énergie locaux pour les circuits. Lors des appels de courant transitoires liés à l'activité des circuits, elles contribuent à fournir une partie du courant à la place de la source de tension. Ainsi, une partie du courant ne traversera pas les longueurs d'interconnexions (pistes, câbles) reliant le circuit au générateur, réduisant ainsi les fluctuations de tensions. En d'autres termes, l'ajout d'une capacité de découplage permet de réduire la boucle de circulation de courant. La figure 2 illustre l'effet d'une capacité de découplage idéale. En supposant que la capacité de découplage est suffisante pour compenser les appels de courant du circuit, le courant ne circule plus dans les inductances parasites des interconnexions, ce qui annule les fluctuations de tension d'alimentation.

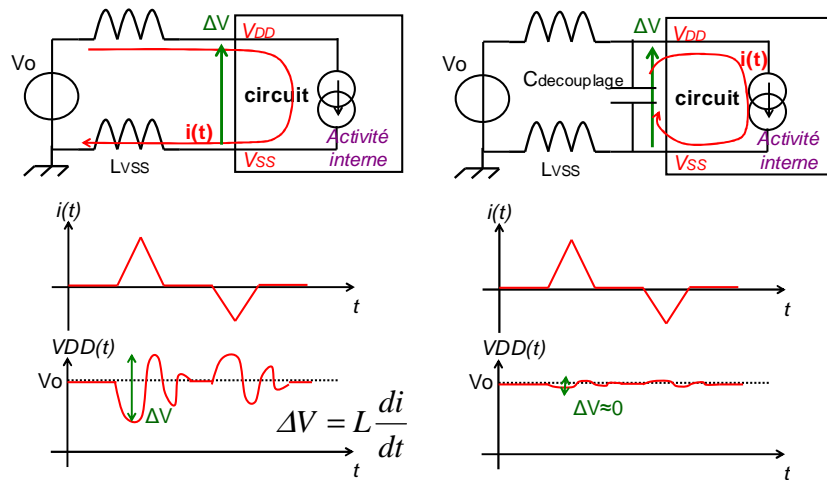


Figure 2 – Effet d’une capacité de découplage : circuit non découplé à gauche et circuit idéalement découplé à droite.

2. Type de capacité de découplage

Dans une application électronique classique, on distingue 3 types de capacités de découplage (fig. 3) :

- capacité de découplage : réservoir d’énergie local à un circuit, qui réduit les fluctuations de potentiel de l’alimentation et de masse au plus près du circuit. Cette capacité est fondamentale pour assurer une bonne CEM
- capacité bypass : filtrage du courant RF parasite. Elles n’ont rien à voir avec la réduction de l’émission parasite. Elle peut servir à protéger un circuit de bruit externe RF.
- capacité bulk : permet de conserver le niveau DC de la tension d’alimentation constant lorsque tous les circuits se mettent à commuter. En général, elles se situent entre 1 et 100 μF . Elle n’a pas beaucoup d’importance sur les émissions rayonnées car elle n’agit que jusqu’à quelques MHz.

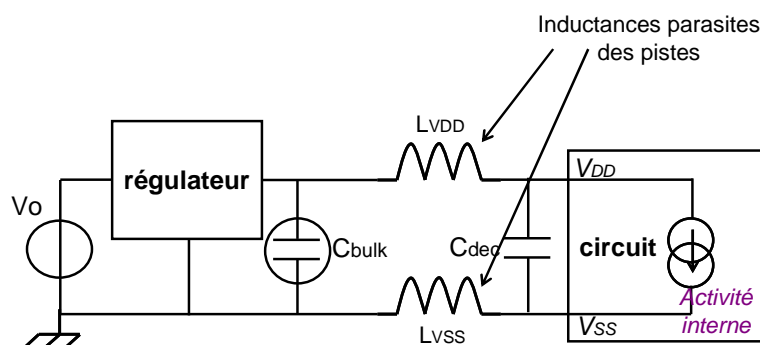


Figure 3 – Niveau de découplage

Même si elles fonctionnent de la même manière, elles diffèrent par leur rôle et par les valeurs employées. Les capacités de découplage sont placées au plus près des circuits et sont nécessaires dès que le temps de montée passe sous les 5 ns [Montrose 1996]. Il s’agit le plus souvent des capacités céramiques. Le choix du diélectrique est important, car ceux-ci ne présentent pas tous les mêmes caractéristiques (résistance parasite, tenue en tension). Les capacités de bulk sont placées après les régulateurs de tension. Ceux-ci fournissent une tension stable, mais ne peuvent absorber des variations de tension seulement à basse fréquence (jusqu’à quelques KHz). Il est donc nécessaire de placer à la sortie des capacités qui absorbent les fluctuations de tension à plus haute fréquence, à condition qu’elles ne dégradent pas la stabilité du régulateur. Les capacités de bulk sont le plus souvent des

capacités électrochimiques, qui doivent être en mesure de supporter des pics importants de tension (par exemple, si l'alim est de 5V, il faut prendre une capacité qui supporte 10 V en cas de transitoire important).

3. Choix des capacités de découplage

Une capacité de découplage devient efficace lorsqu'elle présente une impédance ou une réactance faible entre Vdd et Vss, formant ainsi un chemin privilégié de circulation du courant RF. Comme l'impédance d'une capacité est de : $Z = \frac{1}{C \times 2\pi f}$, plus la fréquence de

l'appel de courant est faible, plus la valeur de la capacité doit être importante. Néanmoins, les capacités de découplage ne sont pas parfaites et ont toujours une inductance parasite série appelés ESL, qui réduit leur efficacité en fonction de la fréquence. Ainsi, plus la valeur de la capacité est importante, plus sa fréquence de résonance est faible et plus sa bande d'efficacité en fréquence est décalée vers les basses fréquences. On rappelle que la fréquence de résonance LC est donnée par la formule ci-dessous :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

A noter qu'elles ont aussi une résistance parasite série appelée ESR qui réduit le facteur de qualité de la capacité.

Afin de réduire l'effet de l'ESL, on peut mettre plusieurs capacités en parallèle pour améliorer l'efficacité en fréquence du découplage. Cette technique est très importante pour assurer un découplage efficace des circuits numériques rapides, dont le bruit peut couvrir plusieurs décades en fréquence. Ainsi, il est possible d'augmenter la valeur de la capacité équivalente tout en diminuant la valeur de l'inductance parasite.

a. Calcul de la capacité de bulk

La capacité de bulk limite les variations de tension de l'alimentation générale de la carte. Pour déterminer une valeur de capacité de bulk, on commence par évaluer le courant maximal total consommé par l'ensemble des circuits de la carte. Pour cela, on additionne la contribution de charge des capacités de chaque porte. Ces capacités sont chargées durant le temps de montée des signaux t_r et leur potentiel passe de 0 à Vdd. La variation de courant maximum que doit fournir l'alimentation de la carte est de :

$$\Delta I_{max} = N \times C_{load} \times \frac{V_{DD}}{t_r}$$

Où N représente le nombre de circuits et Cload la capacité équivalente de chaque circuit. On fixe ensuite la variation de tension maximum sur l'alimentation. Plus la variation de tension sera importante et plus on dégradera les performances du circuit, surtout à haute fréquence. La marge de bruit pour un circuit CMOS est environ de 20% de Vdd et est identique sur l'état haut et l'état bas. Néanmoins, cette valeur est trop importante. En effet, on place en général un régulateur de tension qui doit fournir une tension de sortie constante à 2-5 % de Vdd près, quelle que soit la charge. On choisit donc une variation maximale de la tension d'alimentation de cet ordre. On peut donc en déduire une impédance maximale Zmax entre Vdd et Vss.

$$Z_{max} = \frac{\Delta V_{max}}{\Delta I_{max}}$$

En supposant que cette impédance soit une réactance pure, on choisit une valeur de capacité de telle manière qu'à la fréquence minimale de la bande de découplage, l'impédance de la capacité soit égale à Zmax. Le choix de la fréquence minimale peut être fait en considérant la plus petite fréquence de commutation sur le circuit.

$$C_{min} = \frac{I}{Z_{max} \times 2\pi \times f_{min}}$$

La figure ci-dessous illustre le choix de la valeur de la capacité de bulk.

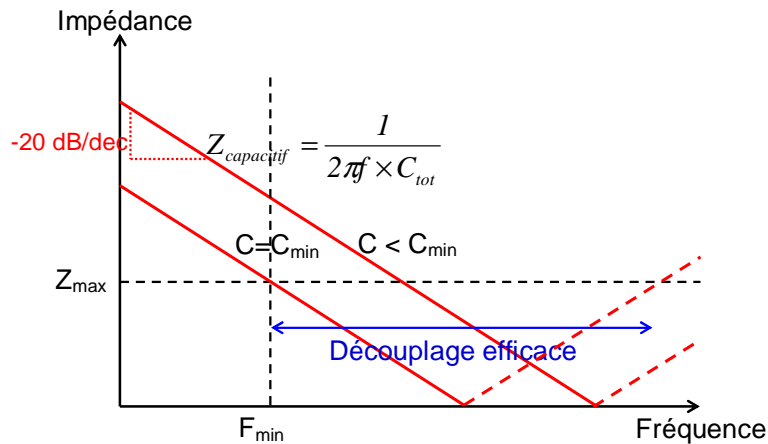


Figure 4 – Choix de la capacité de bulk

b. Calcul de la capacité de découplage

Cette capacité sert à découpler l'alimentation d'un composant bruyant en la plaçant au plus près des ses broches d'alimentation et de masse. Le calcul est similaire au calcul précédent. Il donne une valeur appropriée de la capacité à placer. Cependant, déterminer la valeur de la capacité optimale nécessite de connaître parfaitement l'ensemble des inductances parasites, le placement de la capacité ainsi que la réponse du circuit. Nous nous limitons ici seulement à un calcul approché. On commence par évaluer la consommation de courant maximale du circuit :

$$\Delta I_{max} = C_{load} \times \frac{V_{DD}}{t_r}$$

On fixe ensuite la variation de tension maximum sur l'alimentation et on détermine l'impédance ou la réactance maximale.

$$Z_{max} = \frac{\Delta V_{max}}{\Delta I_{max}}$$

La capacité de découplage contient une inductance parasite. De plus, les connexions de cette capacité au circuit sont assurées par des interconnexions, qui sont aussi inductives. Comme nous le verrons plus tard, les inductances sont problématiques et réduisent l'efficacité du découplage. Il est donc nécessaire d'estimer la valeur de l'inductance totale présente sur le chemin de découplage L_{tot} . Dans la suite, nous donnerons quelques formules permettant d'estimer simplement cette inductance (cf. 4). Comme cette inductance a pour effet de faire croître l'impédance ou la réactance de la capacité de découplage, elle fixe une borne supérieure d'efficacité de la capacité de découplage. Cette fréquence F_{max} est de :

$$F_{max} = \frac{Z_{max}}{2\pi \times L_{tot}}$$

En dessous de cette fréquence F_{max} , le découplage peut être assuré. On choisit donc une capacité qui présente au plus une impédance Z_{max} à la fréquence F_{max} .

$$C_{min} = \frac{I}{2\pi F_{max} Z_{max}}$$

Un autre raisonnement peut aussi être envisagé. L'inductance mise en série avec la capacité résonne à une fréquence F_0 . A la résonance, la réactance de la capacité est minimale et l'efficacité du découplage est maximale. Il convient de placer cette résonance à la fréquence où le circuit produit le plus de bruit. La valeur optimale de la capacité est donc de :

$$C_{opt} = \frac{I}{(2\pi F_0)^2 \times L_{tot}}$$

La figure 5 illustre le choix de la valeur capacité de découplage.

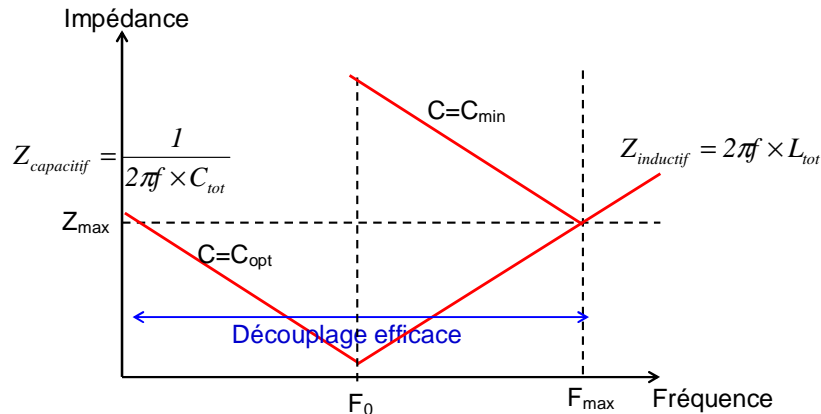


Figure 5 – Choix de la valeur de la capacité de découplage

Enfin, il faut aussi judicieusement placer un nombre limité de capacités de découplage. Ajouter trop de capacité de découplage induit un surcoût et n'est pas forcément efficace. En pratique, il est possible de tester l'effet de capacité en ajoutant et en observant l'effet sur la réduction du bruit.

III. Garantir l'équipotentialité des interconnexions – réduire les impédances parasites

Toute impédance parasite sur une interconnexion ou un composant traversée par un courant RF crée une différence de potentiel. Si il s'agit d'un courant RF induit par l'activité d'un circuit, une fluctuation de potentiel sera créée qui pourra être à l'origine d'un rayonnement (cf. 4). La figure 6 montre comment l'inductance parasite de la connexion à la masse d'un circuit peut générer une fluctuation du potentiel de masse. Ainsi, le potentiel de masse au niveau du circuit ne peut pas être considéré comme constant.

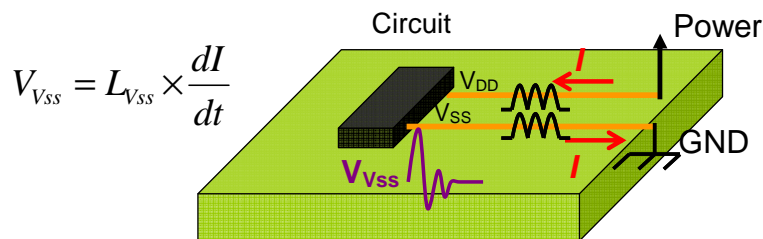


Figure 6 – Choix de la valeur de la capacité de découplage

Afin de réduire les émissions électromagnétiques parasites conduites et rayonnées, il est nécessaire de réduire les impédances parasites, principalement sur les chemins d'alimentation et les pistes sensibles. Les parasites électriques d'une interconnexion peuvent être de 3 types :

- résistif : toute interconnexion présente une petite résistance série, qui induit un échauffement par effet Joule et une différence de potentiel proportionnelle au courant la traversant. En général, les pistes d'un PCB sont très faiblement résistive, d'autant

plus si elles sont larges. Les pertes résistives augmentent avec la fréquence par effet de peau. La résistance parasite ne pose pas un problème majeur en CEM, sauf à très haute fréquence (effet de peau).

- **inductif** : toute interconnexion présente une inductance parasite. Celle-ci est d'autant plus grande que la section de l'interconnexion est faible. Elle varie très peu avec la fréquence. Nous allons y revenir dans la prochaine partie. Les inductances parasites constituent un problème majeur en CEM.
- **capacitif** : la capacité parasite d'une piste peut être problématique dans le cas de signaux rapides car elle dégrade le temps de montée du signal. De plus, en cas de pistes rapprochées, un couplage par diaphonie capacitive peut être généré. Une piste « agressive » peut perturber une piste sensible voisine. Néanmoins, les capacités parasites peuvent aussi être bénéfiques. Ainsi les capacités parasites se créant entre les plans d'alimentation et de masse ajoutent de la capacité de découplage. En outre, dans des cartes multi couches, un plan de masse et un plan d'alimentation superposés génèrent une capacité de l'ordre de quelques nF, permettant de découpler localement le circuit.

Afin de réduire les impédances parasites des interconnexions, il est recommandé de réduire les longueurs des pistes. L'impédance parasite est proportionnelle à la longueur de la piste. De plus, afin de réduire les résistances et les inductances parasites sur des pistes véhiculant beaucoup de courant, comme les pistes d'alimentation, il est recommandé d'employer des pistes larges. D'autres critères influent sur le choix d'une largeur minimale comme la valeur du courant et l'impédance caractéristique.

Pour les alimentations, utiliser des plans plutôt que des pistes est bien meilleur du point de vue CEM. Un plan présente une inductance et une résistance quasiment nulle. De ce fait, un plan d'alimentation et de masse constitue une très bonne surface équipotentielle sur la carte. Afin d'améliorer cette équipotentialité, il convient aussi de limiter le nombre d'ouvertures à travers ce plan.

IV. Réduire l'inductance parasite des interconnexions

Comme nous venons de le dire, l'inductance parasite des interconnexions est un vrai problème en CEM. En effet, comme son impédance augmente avec la fréquence ($Z = 2\pi L$), tout courant RF traversant une interconnexion inductive est à l'origine d'une fluctuation de tension dont l'amplitude croît avec la fréquence. Les inductances présentes sur les chemins d'alimentation sont les plus néfastes puisque ce sont sur ces lignes que le plus de courant circule.

Calculer précisément l'inductance parasite d'une interconnexion est toujours difficile en raison de géométries parfois complexes. De plus, il n'est pas toujours possible de pouvoir mesurer l'impédance d'une interconnexion. Cependant, des formulations analytiques permettent de d'évaluer simplement la valeur de l'inductance d'une interconnexion.

Inductance d'un conducteur circulaire :

$$L = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \times \left(\ln\left(\frac{2l}{a}\right) - 1 \right)$$

avec :

L : inductance de l'interconnexion (H)

l : longueur de l'interconnexion (m)

a : rayon de l'interconnexion (m)

μ_0 : perméabilité magnétique du vide ($4\pi \cdot 10^{-7}$)

Dans le cas d'une capacité traversante de type radiale ou axiale, la longueur des broches induit une forte valeur d'ESL. Il est nécessaire de réduire cette longueur ainsi que les vias et les longueurs de pistes de connexion aux plans d'alimentation et de masse. Pour cette

raison, les capacités CMS sont bien meilleures en terme d'ESL. Dans [Montrose 1996], il est conseillé que l'ESL d'une capacité de découplage soit inférieure à 10 nH, ce qui est toujours le cas en CMS (moins de 1 nH). De plus, il faut la placer au plus près la capacité de découplage du composant à découpler pour réduire l'inductance parasite des lignes d'interconnexion.

Inductance d'une piste de PCB d'épaisseur négligeable(avec plan de masse) :

$$L = \frac{\mu_o l}{2\pi} \ln\left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h}\right)$$

avec :

- L : inductance de l'interconnexion (H)
- h : hauteur de la piste par rapport au plan de masse
- W : largeur de la piste
- μ_o : perméabilité magnétique du vide ($4\pi \cdot 10^{-7}$)

Cette formulation est valide si $W/h < 1.25$ et si l'épaisseur du conducteur e est telle que : $0.1W < e < 0.8W$.

Inductance typique des boîtiers de circuit intégré :

Les boîtiers des circuits intégrés constituent aussi une longueur d'interconnexion qui ne peut pas être négligée dans le cas de l'évaluation de l'inductance totale. Le tableau ci-dessous donne des valeurs typiques d'inductance pour différents types de boîtiers. Les boîtiers DIL traversants sont les plus inductifs.

Type	Inductance typique (nH)
DIL 14 broches	7
DIL 24 broches	9
SOIC 14 broches	3.5
SOIC 24 broches	7
QFP 64 broches	5 – 7
QFP 144 broches	7 – 10
BGA 64 broches	1.5 - 3

V. Réduire le rayonnement électromagnétique – réduire les antennes non intentionnelles

Toute interconnexion métallique peut constituer une antenne non intentionnelle. Si elle est traversée par un courant RF ou si son potentiel fluctue, elle pourra émettre de l'énergie sous forme d'onde électromagnétique. Il existe 2 types mécanismes de rayonnement, décrit sur la figure 7 :

- rayonnement induit par une circulation ou boucle de courant, qui est à l'origine d'un champ principalement magnétique (en champ proche).
- rayonnement induit par une différence de potentiel, qui est à l'origine d'un champ principalement électrique (en champ proche).

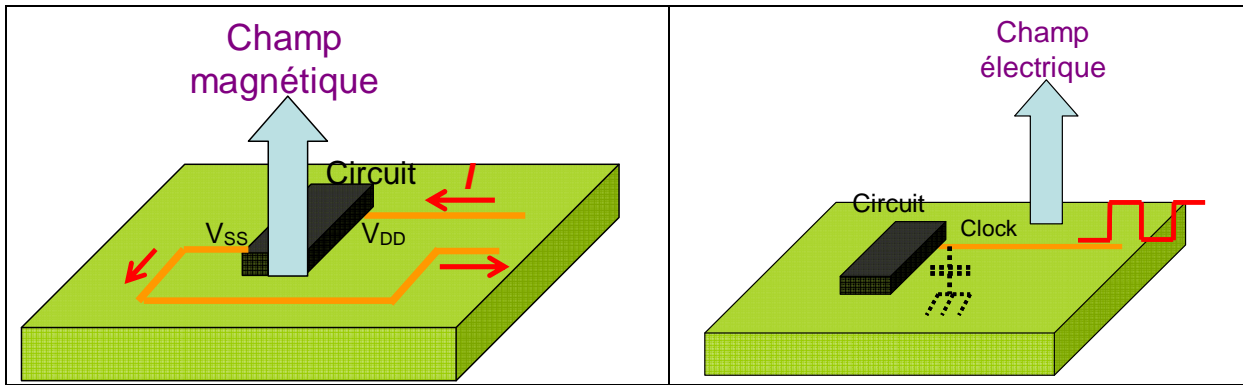


Figure 7 - Mécanismes de génération d'émission rayonnée au niveau PCB – A gauche : par circulation de courant, à droite : par variation de potentiel

En réduisant les forts appels de courant et les fluctuations de tension, on réduit les émissions parasites. Une autre solution consiste à identifier quelles interconnexions peuvent jouer le rôle d'antennes et réduire leur dimension. Pour un rayonnement dû à une boucle de courant, le champ magnétique est proportionnel à la surface de la boucle et à la fréquence. Plus la longueur d'une interconnexion secouée par une fluctuation de potentiel est grande, plus celle-ci constitue une antenne efficace en basse fréquence.

VI. Rayonnement de mode différentiel/mode commun

Le courant circulant sur une ligne d'alimentation ou de signal doit revenir à la masse d'une manière ou d'une autre, c'est-à-dire aller du potentiel le plus haut vers le plus bas. On distingue 2 modes de circulation du courant :

- le mode différentiel I_{DM}
- le mode commun I_{CM}

Les figures 8 et 9 illustrent la différence entre ces 2 modes de circulation du courant. Le mode différentiel est le mode normal de circulation du courant, qui retourne entièrement par le chemin de masse prévu. Cependant, il est possible que le courant ne suive pas le chemin initialement prévu. Par exemple, à partir d'une certaine fréquence, une capacité parasite présente une impédance suffisamment faible pour offrir au courant un autre chemin de retour vers la masse. A ce moment, les courants circulant sur la ligne d'alimentation et la ligne de masse ne sont plus identiques. Un courant de mode commun est créé.

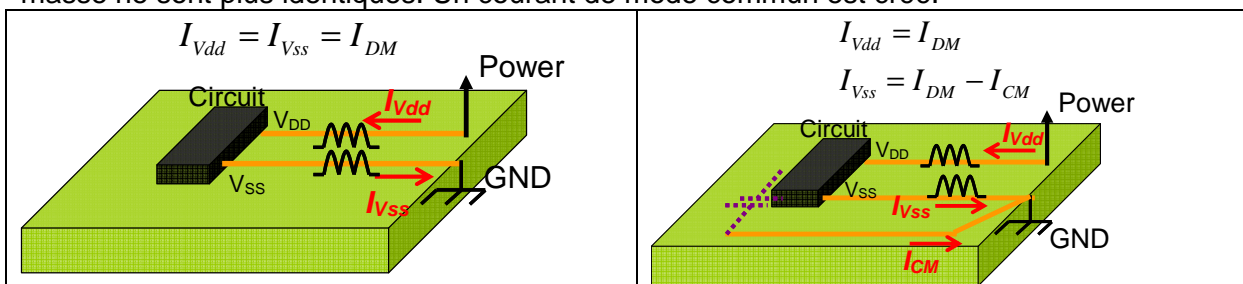


Figure 8 - Mode de circulation du courant – A gauche : mode différentiel, à droite : mode commun

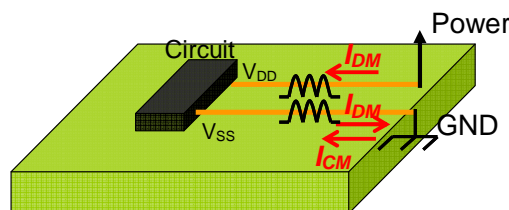


Figure 9 – Superposition du mode différentiel et du mode commun

Le courant de mode commun est problématique car il est difficile de maîtriser les boucles de circulation de courant, puisque le courant passe à travers des interconnexions et des couplages parasites. Par conséquent, le courant peut circuler à travers de larges boucles et ainsi être à l'origine d'un fort rayonnement. La plupart des problèmes de CEM proviennent d'une mauvaise maîtrise des chemins de retour du courant à la masse, c'est-à-dire de courants de mode commun.

Par définition, la circulation du courant en mode différentiel est à l'origine d'un rayonnement de mode différentiel, alors que la circulation de courant en mode commun est à l'origine du rayonnement de mode commun.

VII. Réduire les boucles de courant

Le courant de mode différentiel est à l'origine d'un rayonnement de type boucle de courant. Il s'agit du mode le plus simple à réduire puisque la boucle dans laquelle circule le courant est connue. Comme le rayonnement est proportionnel au courant qui circule, à la taille de la boucle et à la fréquence, il suffit de réduire la taille de cette boucle.

Au niveau PCB, plusieurs techniques peuvent être employées pour réduire les boucles de courant. Celles qui nous intéressent le plus sont les boucles de courant d'alimentation, circulant à travers les lignes d'alimentation et de masse. Pour réduire la surface de la boucle de courant, il convient d'abord de router des lignes d'alimentation et de masse les plus courtes possibles et de manière adjacente.

Ensuite, il convient de placer de manière judicieuse les capacités de découplage. En observant le modèle distribution de l'alimentation au niveau PCB présenté à la figure 10, on distingue 2 boucles. La première correspond à la boucle de distribution de l'alimentation qui fournit le courant DC au composant et à la capacité de découplage. La deuxième boucle correspond à la boucle de découplage. Celle-ci est parcourue par un courant haute fréquence provenant de l'activité de charge/décharge du composant. Ce courant doit rester contenu dans cette boucle pour réduire l'émission rayonnée de mode différentiel. Pour cela, la capacité de découplage doit offrir un chemin de faible impédance.

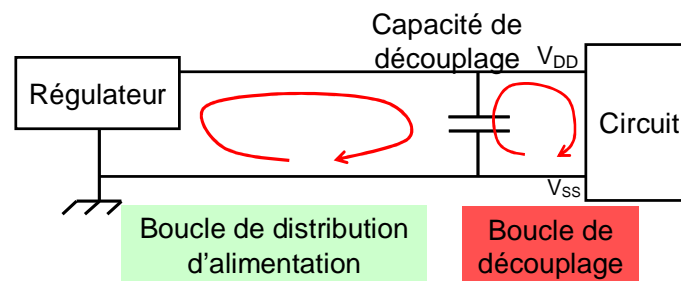


Figure 10 - Modèle de distribution de l'alimentation et contrôle des boucles de courant

La surface de la boucle de découplage doit être réduite. Un placement judicieux de la capacité de découplage le permet. La figure 11 présente 2 exemples de placement de capacité de découplage.

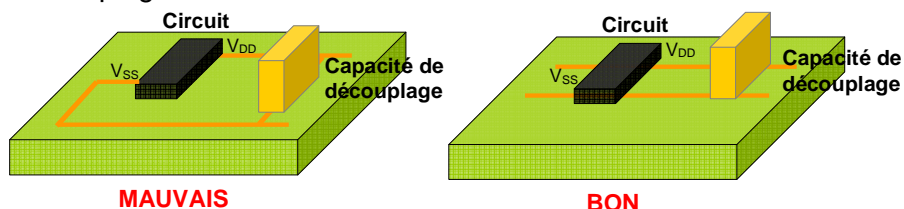


Figure 11 - Placement de la capacité de découplage pour réduire la boucle de découplage

L'utilisation d'un plan de masse permet de réduire les boucles de courant de retour à la masse. En effet, il permet de disposer d'une connexion à la masse de très faible impédance au plus près du composant. Dans la partie suivante, nous reviendrons sur les bienfaits de l'utilisation des plans de masse pour la CEM.

Le rayonnement de mode commun provient aussi de boucle de courant, mais contrairement au rayonnement de mode différentiel, les boucles dans lesquelles le courant circule sont mal maîtrisées et difficiles à identifier. Si une de ces boucles peut être identifiée, il est préférable de chercher à empêcher le courant d'emprunter ce chemin parasite que de réduire la surface de cette boucle. La solution la plus simple consiste à garantir la plus faible impédance possible sur le chemin de retour à la masse (plan de masse !).

VIII. Plan de masse

Comme nous l'avons déjà mentionné, un plan de masse assure une connexion de très faible impédance vers la masse, même à haute fréquence (plusieurs centaines de MHz), ce qui réduit les fluctuations de tension de masse, les courants de mode commun et, selon la connexion au plan de masse, la surface de la boucle de courant différentiel. Il pourra donc un grand nombre de problèmes CEM.

Un plan de masse constitue aussi un plan image pour tous signaux. Comme le montre la figure 12, si un plan conducteur de faible impédance relié à la masse est placé directement sous une piste véhiculant un signal, le retour du courant s'effectuera par le plan, le courant sera concentré sous la ligne. Cela est particulièrement vrai à haute fréquence. On parle de plan image car ce plan crée une image anti-symétrique du courant.

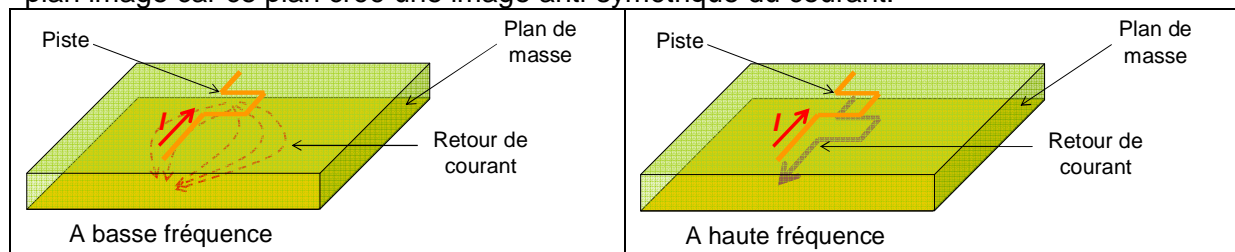


Figure 12 - Retour du courant sur un plan de masse image en fonction de la fréquence

Avec un plan image, on s'assure que le retour du courant se fait au plus près du signal aller réduisant ainsi la surface de la boucle de courant et le rayonnement de mode différentiel. Plus la piste sera près du plan image, plus le rayonnement sera réduit. En effet, la boucle de courant est verticale et sa surface est dépendante de la longueur de la piste et de la hauteur entre la piste et le plan de masse.

Néanmoins, l'efficacité de ce plan risque d'être réduite si il est troué. Tant que la taille des ouvertures reste faible (par rapport à la longueur d'onde), la dégradation du plan de masse sera négligeable. Par contre, si une ouverture importante est présente sur un plan de masse sous une piste, alors on risque de modifier le chemin de retour de courant. L'impédance du chemin de retour de courant risque d'augmenter ainsi que le courant de mode commun.

De plus, le courant de retour aura tendance à contourner l'ouverture, qui se comportera alors comme une antenne fente. La circulation d'un courant HF autour de cette ouverture risque de produire un rayonnement électromagnétique. Une fente dans un plan de masse se comporte comme une inductance série de 1 nH/cm [Dunand 2000].

IX. Techniques de mise à la masse

Nous avons vu qu'il était nécessaire de réduire les longueurs d'interconnexions et augmenter les largeurs des pistes de masse pour réduire les émissions électromagnétiques. Il est aussi nécessaire de s'assurer que la technique employée de mise à la masse empêchera les courants bruyants de circuler dans des zones sensibles. Il existe 2 techniques principales de mise à la masse [Montrose 1996] :

- simple point ou en étoile : l'alimentation et la masse de chaque circuit sont séparées et ne sont raccordées qu'en un point. Cette technique permet de maîtriser le passage du courant de retour de masse. Cependant, la surface de la boucle de courant est maximale. Cette technique est appropriée pour du design analogique, où des circuits sensibles doivent être isolés de circuits bruyants. Par contre, cette méthode ne doit

pas être adoptée pour du design digital dont les fréquences de fonctionnement dépassent 1 MHz. Il existe 2 variantes de cette technique (fig. 13) :

- **simple point série** : les composants sont chaînés ce qui réduit la surface de la boucle de courant, mais il faut faire attention à l'ordre du chaînage. Les circuits les plus sensibles doivent se trouver en amont pour que leur référence de masse ne soit pas perturbée par le courant consommé par les circuits bruyants. Elle est à proscrire dans le cas d'application digitale consommant de forts courant, puisque cette solution maximise l'amplitude des fluctuations de masse.
- **simple point parallèle** : la perturbation mutuelle des circuits est réduite au prix d'une surface occupée plus importante. L'amplitude des fluctuations de masse est réduite comparée à une connexion simple point série.

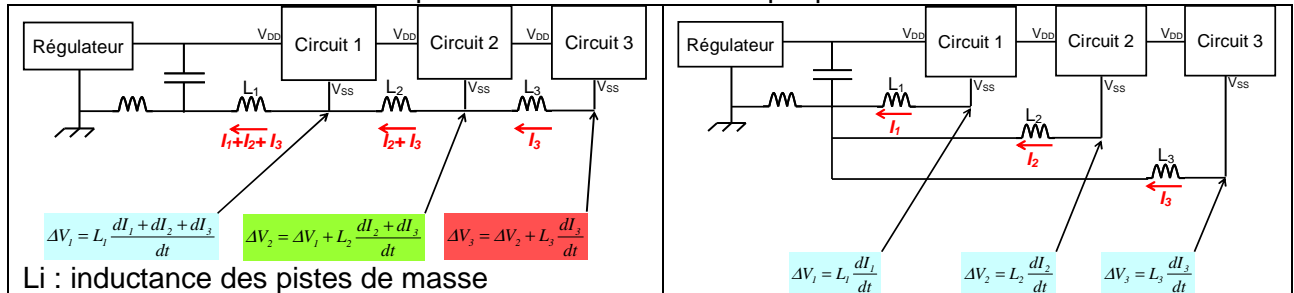


Figure 13 - Technique de la mise à la masse simple point série (à gauche) et parallèle (à droite)

- **multipoint** : la mise en place de chaque circuit se fait en différents points. Cette technique requiert l'utilisation d'un plan de masse. Elle permet de réduire l'impédance du chemin de retour de courant ainsi que la surface des boucles de courant. Cette technique est préconisée pour des applications digitales rapides.

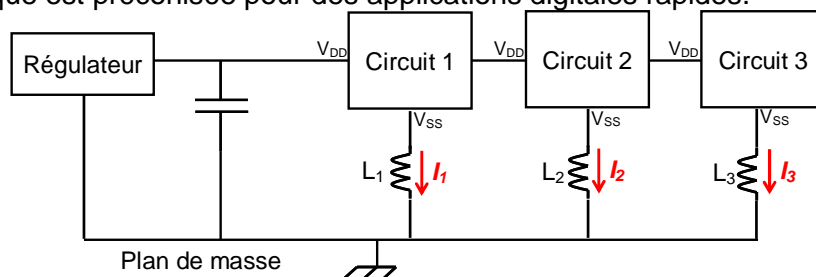


Figure 14 - Mise à la masse multipoint

X. Blindage des pistes sensibles

Les pistes parcourues par des courants HF et secouées par des différences de potentiel HF constituent des pistes agressives, car elles rayonnent beaucoup d'énergie et peuvent perturber des pistes voisines par couplage diaphonique (capacitif ou inductif), augmentant alors le courant de mode commun. Les pistes d'horloge sont les pistes les plus agressives et il convient de les isoler des pistes sensibles telles que des entrées analogiques ou des pistes d'alimentation. Pour réduire leur rayonnement parasite, il convient de diminuer la surface équivalente de la piste.

Afin de réduire le couplage diaphonique, on doit séparer les conducteurs perturbateurs des autres, sans pour autant gaspiller trop d'espace. Une règle empirique pour réduire le couplage diaphonique est la règle des 3W [Montrose 1996], qui consiste à laisser un espacement de 3 fois la largeur de la piste entre 2 pistes voisines. Pour réduire le couplage diaphonique entre une piste agressive et une piste sensible, il convient aussi d'éviter qu'elles soient parallèles sur des longueurs très importantes, comme le montre la figure 15.

Enfin, si une piste est très agressive, il est possible de « blinder la piste » en ajoutant de chaque côté des pistes de garde connectées à la masse. Ces pistes créent un écran

électrostatique contre le champ rayonné par la piste, réduisent le couplage diaphonique et favorisent le retour par la masse des boucles de courant.

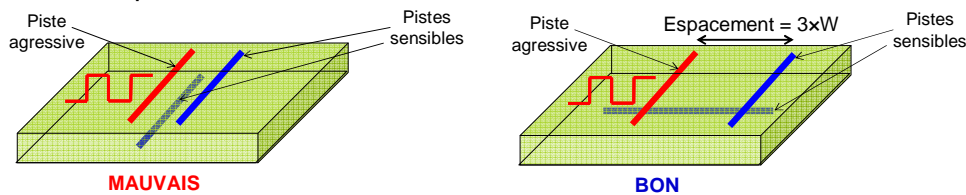


Figure 15 - Réduction du couplage diaphonique entre pistes

XI. Règles diverses

D'autres règles existent, mais qui ne seront pas présentées ici, car elles ne pourront pas être mises en œuvre par les étudiants, comme l'utilisation de ferrite. Nous ne traiterons pas l'effet du placement de câbles externes. Voici quelques règles supplémentaires qui peuvent aider à réduire l'émission rayonnée.

Il convient de ne pas router en bord de carte. En effet, les pistes rayonnent plus par effet de bord. Il est possible de placer un anneau de garde connecté à la masse autour de la carte pour éviter les effets de bord, au risque de perdre de l'espace de routage. La surface de cet anneau doit être de 3 largeurs de piste [Dunand 2000].

Ensuite, il convient de ne pas faire des pistes à angle droit. Cela a pour effet d'augmenter l'inductance parasite des pistes ainsi que leur rayonnement, tout en créant une rupture d'impédance.

L'utilisation de sockets n'est pas recommandée. Outre le fait qu'ils ajoutent une valeur importante d'inductance parasite, ils éloignent le composant du plan de masse, réduisant l'effet réducteur du plan image sur le rayonnement. Enfin, la surface de la boucle de courant verticale est augmentée.

XII. Bibliographie

[Zhao 2004] Y. Zhao, K. Y. See, « A Practical Approach to EMC Education at the Undergraduate Level », IEEE Transactions on Education, Vol. 47, No 4, November 2004

[CISPR25 22] CISPR 25, « Radio Disturbance Characteristics for the Protection of Receivers used on Board Vehicles, Boats, and on Devices – Limits and Methods of Measurement », August 2002

[Montrose 1996] M. I. Montrose, "Printed Circuit Board Design Techniques for EMC Compliance", IEEE Press, 1996, ISBN 0-7803-1131-0

[Dunand 2000] P. Dunand, "Tracé des Circuits Imprimés", Dunod, 2000, ISBN 2-10-005954-8