

Cours: Introduction à la Compatibilité ElectroMagnétique des systèmes embarqués et des télécommunications

Olivier MAURICE

Professeur associé à l'ESIGELEC,
enseignant à l'ENSEA et au CNAM,
chercheur au Centre Commun de Recherche d'EADS

29/09/05-19:40:12

Table of Contents

1. Compatibilité ElectroMagnétique.....	3
2. Quels sont les calculs que l'on fait en CEM?.....	4
3. Les interactions rencontrées en CEM.....	5
3.1 Interactions conduites par les signaux.....	5
3.2 Interactions conduites par les masses.....	15
3.3 Interactions par connexions de lignes.....	16
3.4 Interactions de champs proches.....	19
3.4.1 Champ électrique proche.....	19
3.4.2 Champ magnétique proche.....	22
3.5 Interactions de champ lointain.....	23
4 Démarche d'étude.....	24
4.1 Arbre de défaillances.....	25
4.2 Graphes et équations liées.....	26
4.3 Plans d'expériences.....	28
5. Solutions.....	30
6. Méthodologie CIPLV.....	30
6.1 Cahier des charges.....	30
6.2 Discours fiabiliste attaché aux essais.....	31
6.3 Dispersions.....	33
6.4 Les différents types d'essais.....	33
6.4.1 Le test BCI.....	33
6.4.2 le test en immunité rayonnée.....	33
6.4.3 Le test en émissions conduites.....	34
6.4.4 Le test en émissions rayonnées.....	34
6.4.5 Le test en décharges électrostatiques.....	34
6.5 Identification des risques.....	34
6.6 Gestion du Layout PCB.....	35
6.7 Plan de test et Validation.....	35
7. L'immunité hyperfréquence des composants.....	36
8. Couches système, stratégie de durcissement.....	37
9. Exercices types.....	38
10. Annexe: processus élémentaires de couplages champs - objets, équations de Maxwell.....	39

81. Compatibilité ElectroMagnétique

La Compatibilité ElectroMagnétique ou 'CEM' est une science relativement récente en tant que tel. Pourtant, dès l'avènement de la radio, des problèmes de brouillages étaient déjà considérés, problèmes qui rentrent pour partie dans le périmètre de la CEM. Mais par exemple dans l'automobile où les normes Européennes sont apparues en 1992, le métier en tant que matière complète incluse dans le processus industriel débute à peine si l'on pense aux années qu'il a fallu à d'autres métiers complexes comme l'aviation pour murir.

La CEM peut être vue comme la médecine, d'ailleurs certains termes y sont empruntés. Par exemple on parle de l'immunité d'un équipement. Un équipement électronique est compatible avec son environnement dès lors que son fonctionnement n'est pas perturbé par cet environnement, et que lui-même ne perturbe pas cet environnement. Il en va de même du sang. Un type de sang provenant d'un donneur est compatible avec le receveur s'il ne modifie pas l'organisme receveur, et si les cellules de cet organisme ne détruisent pas les cellules du sang du donneur.

La CEM est un métier compliqué en ce sens qu'il s'adresse à ce qui n'est pas prévu. Et les ingénieurs par nature n'aiment pas les surprises. La CEM va traiter de parasites électromagnétiques à des fréquences auxquelles normalement une électronique ne travaille pas. Par exemple, nous allons nous intéresser à la sensibilité d'une télévision qui travaille à quelques dizaines de mégahertz, à des champs à plusieurs gigahertz. De même, nous allons regarder la sensibilité d'un amplificateur opérationnel travaillant à 10 khz, à des bruits situés à plusieurs centaines de mégahertz. Nous verrons qu'heureusement aujourd'hui nous savons traiter ce genre de problématiques. La CEM ne se contente pas d'explorer les comportements à des fréquences imprévues, mais aussi à des niveaux exceptionnels. On testera par exemple la tenue d'un registre à des impulsions ESD (ElectroStatic Discharge) de 10 kV!

Les valeurs que nous avons données concernent les tests en immunité des équipements, c'est à dire lorsque l'on veut regarder si un équipement peut être ou non perturbé par des parasites venant d'autres équipements, ou créés par l'homme (cas des ESD). Mais la CEM ne s'arrête pas à cette seule caractérisation. Nous regardons aussi si l'équipement ne rayonne pas de parasites trop forts. On pourrait penser que cette tâche est plus simple. Certes, en mesure c'est un peu vrai. Par contre pour prédire par calcul le bruit que va émettre un équipement, cela peut devenir compliqué. Entre autre, parce que l'on va vouloir prédire suffisamment finement l'énergie générée par l'équipement à des fréquences harmoniques qui peuvent être très lointaines, et auxquelles on ne s'intéresse pas usuellement. Par exemple nous allons regarder l'énergie générée par une électronique de puissance travaillant à 100 khz, vers 10 Mhz ou plus. La prédiction des amplitudes de ces harmoniques lointaines pour lesquelles il ne reste plus beaucoup de niveau est complexe. Est pourtant, les récepteurs radio atteignent une telle sensibilité aujourd'hui, qu'ils peuvent être perturbé par ces harmoniques lointaines.

Retenons de cette introduction que la CEM a cette particularité qu'elle va adresser

des bandes de fréquences très larges, et ceci indépendamment de la bande passante de l'électronique étudiée; et des niveaux dans une dynamique également très supérieure à celle de cette même électronique.

J'espère que ce cours saura donner aux étudiants des idées de ce que peuvent être les démarches modernes de calcul en CEM, et un peu des raisonnements qui sont à la base des théories avancées dans ce domaine. Des exercices disposés en annexe viennent donner quelques applications simples aux concepts abordés dans le cours et sont représentatifs de ceux donnés en examens.

2. Quels sont les calculs que l'on fait en CEM?

On peut faire des calculs de circuits comme en électronique. Et sur ce point, l'électronicien est avantagé. Il peut s'aider de logiciels de circuits comme SPICE, SABER, etc., ou utiliser des logiciels de mathématiques comme SCILAB ou Octave. Mais on est amené aussi à faire des calculs d'interactions entre des courants, des tensions et des champs électromagnétiques. C'est ce deuxième type de calcul que nous allons aborder sous une forme simple (qui, même si elle est approximative parfois, peut donner de très bons résultats). En effet ce deuxième type de calcul est souvent mal connu des étudiants, et mérite un développement spécifique. Dans ce domaine aussi on peut s'aider de logiciels d'électromagnétisme comme HFSS, Microwave Studio, EMC2000, etc., à condition de savoir toutefois la physique du problème que l'on modélise car ces logiciels restent complexes et ne s'emploie pas sans quelques précautions au risque d'interpréter de façon erronée les résultats qui peuvent sous certaines conditions être faux (notons que cette prudence reste valable pour les logiciels de simulation électrique).

Nota: dans tout le cours les raisonnements sont effectués en fréquence. Les calculs en temps en considérant les mêmes techniques globales sortent du cadre du cours. Mais les approches sont identiques.

3. Les interactions rencontrées en CEM

Cinq types d'interactions entre circuits sont identifiées en CEM:

1. les interactions conduites par les signaux;
2. les interactions conduites par les masses;
3. les interactions par connexions de lignes;
4. les interactions de champs proches;
5. les interactions de champ lointain.
6. Nous allons détailler chacune de ces interactions et en profiter pour montrer diverses techniques de résolution de problèmes.

3.1 Interactions conduites par les signaux

Parmi les différents modes d'échanges d'énergie entre des électroniques, le plus simple à comprendre et le mode conduit. Pour l'électronicien, il suffit pour traduire ce mode d'insérer un générateur de bruit dans une partie du circuit récepteur, et de placer en série son impédance propre. L'intensité de ce générateur de bruit peut être exprimée de diverses façons:

1. par une amplitude crête en fréquence $V(f)$;
2. par une densité spectrale de bruit $\sigma^2(f)$;
3. par une puissance crête $P(f)$;
4. par un générateur de courant $I(f)$;
5. par des générateurs en temps $V(t)$, $I(t)$, $P(t)$.

Le choix de la dimension ne suit pas de règle particulière. Pour les télécommunications, la densité spectrale de bruit est très intéressante. C'est la valeur de bruit du générateur divisée par une bande passante (B) donnée. Pour connaître le bruit vu par le récepteur il suffit d'intégrer cette densité spectrale de bruit sur la bande du récepteur, et de diviser par son impédance propre. Le seul respect des dimensions suffit à retrouver cette relation:

$$P = \frac{1}{R} \int_B df \cdot \left[\sigma^2 \right] [W] \quad (1)$$

Un modèle de bruit conduit très important est le modèle appelé ICEM (Integrated Circuit Electromagnetic Model), qui permet de modéliser le bruit généré par un microprocesseur. Lorsqu'un microprocesseur travaille, des millions de portes MOS élémentaires commutent. Pendant le temps de commutation, se trouve une période très courte (quelques dizaines de picosecondes aujourd'hui) pendant laquelle la porte consomme, les deux transistors de la structure porte étant passant (voir illustration 1).

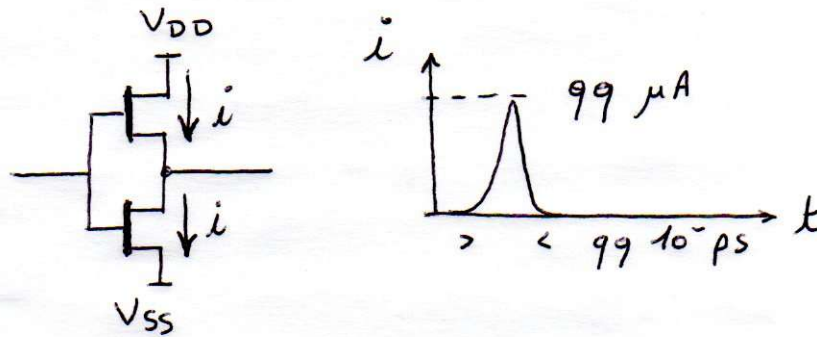


Illustration 1: cellule MOS en commutation

Le modèle ICEM ressemble à un générateur de courant, en parallèle avec une capacité dite 'bulk', suivie d'un réseau RLC représentant le package du circuit. Ce réseau est appelé 'PDN' pour 'Passive Description Network'. Le générateur de bruit étant dénommé 'IA' pour 'Internal Activity'. Imaginons par exemple un microprocesseur bruyant connecté à un régulateur dont l'impédance est une simple résistance. Le schéma équivalent de ce circuit est montré illustration 2. Nous voulons calculer le niveau de signal développé aux bornes du régulateur. Nous en profitons pour apprendre comment calculer tout circuit quelque soit sa complexité, à l'aide d'une technique dite 'méthode de Kron' que nous allons admettre sans démontrer plus en détail ses mécanismes ce qui dépasserait de loin les objectifs de ce cours.

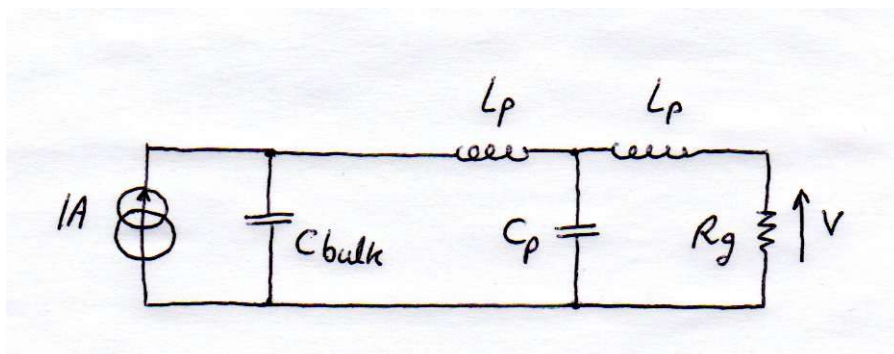


Illustration 2: schéma équivalent ICEM

Première étape

On ajoute sur le schéma les noeuds (représentés en bleus illustration 3) aux bornes de chaque bras (lien entre deux noeuds). Dans notre exemple nous avons une structure à trois noeuds que nous réduisons ensuite à deux noeuds.

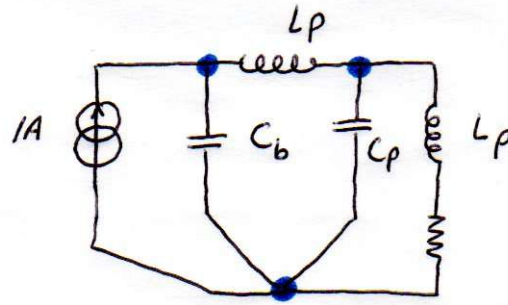


Illustration 3: graphe du circuit, noeuds

Deuxième étape

On choisit des sens de courants arbitraires sur les liens (ou bras ou encore arêtes) en paires de noeuds (ou vertex), comme réalisé illustration 4. Avant cela nous pouvons simplifier un peu notre schéma précédent en remplaçant le couple générateur de courant - capacité par un Thévenin équivalent: générateur de tension - capacité. Ce qui réduit notre schéma à deux vertex. Notez également que nous avons numéroté les bras, et noté les courants avec un indice en haut. Ainsi le bras du milieu est repéré par un courant (i^2) dont le sens est défini sur le graphe (schéma symbolique).

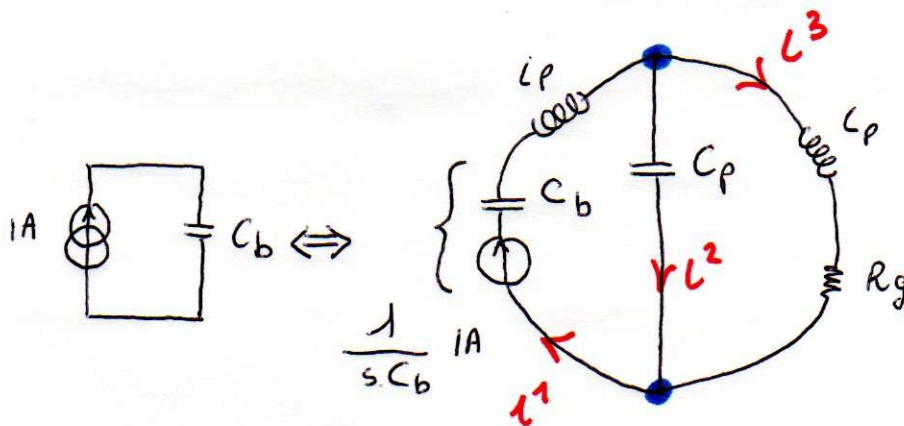


Illustration 4: graphe, courants de bras

Quatrième étape

On renseigne des tableaux qui vont nous permettre d'effectuer le calcul. Tout d'abord on remplit un tableau des impédances. C'est un tableau $N \times N$ s'il y a (N) bras. Les

impédances de chaque bras sont les éléments diagonaux du tableau. Alors que les éléments extradiagonaux servent à modéliser des couplages, comme des transformateurs par exemple. Ainsi un élément du bras (i) va-t-il apparaître en tant qu'élément (Z_{ii}) du tableau. Pour ce tableau, les deux indices sont placés en bas, le premier indique les colonnes, le deuxième les lignes. Pour notre schéma, ce tableau est le suivant:

$$Z_{ab} = \begin{bmatrix} \frac{1}{s \cdot C_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{s \cdot C_p} & 0 \\ 0 & 0 & s \cdot L_p + R_g \end{bmatrix} \quad (2)$$

Dans ces expressions (s) est la variable de Laplace. Les deux indices (a) et (b) notés comme indices de (Z) sont appelés indices muets. Ils n'ont pour seul rôle que de rappeler l'organisation du tableau. Un élément (Z_{aa}) est diagonal. L'organisation du tableau précédent est la suivante:

$$Z_{ab} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{21} & Z_{31} \\ Z_{12} & Z_{22} & Z_{32} \\ Z_{13} & Z_{23} & Z_{33} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Le fait de mettre en premier indice le numéro de colonne est moins usuel que de mettre le numéro de ligne, mais il ne s'agit que d'une convention, et nous verrons qu'elle offre certains avantages.

Le tableau suivant à renseigner est le tableau des sources. Ici seul le bras (1) comporte une source. Le vecteur des sources est le suivant, c'est un vecteur ligne repéré par un indice en bas:

$$e_a = \begin{bmatrix} \frac{1}{s \cdot C_b} \cdot IA & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

Cinquième étape

Cette cinquième étape est la plus abstraite surtout en l'absence d'une compréhension détaillée de la méthode. Mais je vais essayer de l'expliquer 'avec les mains'. Nous allons établir une connectivité entre la vue des courants définis sur les bras, et celle de courants définis sur des boucles ou mailles. Pour cela écrivons les relations qui existent entre les courants de bras et les courants de mailles, après avoir défini un sens et une numérotation arbitraire des courants de boucle (voir illustration 5).

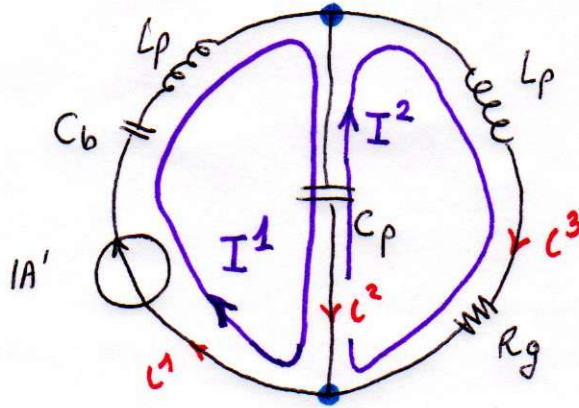


Illustration 5: espace des mailles

Nous trouvons:

$$i^1 = 1 \quad I^1 + 0 \quad I^2$$

$$i^2 = 1 \quad I^1 - 1 \quad I^2 \quad (5)$$

$$i^3 = 0 \quad I^1 + 1 \quad I^2$$

Dans cet ensemble de relation nous voyons effectivement que le courant (i^2) est dans le même sens que le courant (I^1) mais dans la direction opposée du courant (I^2). Nous en déduisons donc les coefficients (1) et (-1) affectés aux courants (I^a) où (a) est l'indice du courant de maille. De cet ensemble de relations on peut déduire la matrice de changement de base qui permet de passer de la description du courant (i) dans l'espace des bras (représenté par ses coordonnées i^a), au courant (I) dans l'espace des mailles (représenté par ses coordonnées I^a). Soit (Λ) cette matrice, nous avons:

$$\Lambda_I^i = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6)$$

Cette matrice dite de 'connectivité' qui permet d'exprimer les coordonnées du vecteur courant (i^a) dans les deux espaces bras et mailles et très importante.

Sixième étape

Dans cette dernière étape nous résolvons l'équation du circuit, c'est à dire que nous allons calculer les fonctions courants de mailles en fréquence. Pour cela nous allons exprimer les sources et les impédances également dans ce nouvel espace. Pour cela nous respectons les règles de transformations suivantes:

$$E_{\mu} = e_a \cdot \Lambda_{\mu}^a \quad (7)$$

Dans ce produit matriciel, le vecteur (e_a) est un vecteur ligne. La matrice est situé à droite, et en respectant le produit matriciel ligne colonne, on trouve à gauche un vecteur ligne également. On s'aperçoit que l'organisation de nos tableaux suit la convention suivante (en notant c pour indice colonne et l pour indice ligne):

$$T_{\begin{matrix} \text{clclclclcl...} \\ \text{clclclclclc...} \end{matrix}}$$

Le vecteur (E_{μ}) est le vecteur des sources mais vu depuis l'espace des mailles. Calculons le:

$$E_{\mu} = \begin{bmatrix} \text{IA}' & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{IA}' & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

(IA') étant la valeur du générateur (IA/s.C_b). On applique de même la transformation aux impédances. Celle-ci a une expression un peu plus compliquée:

$$Z_{\mu\nu} = \Lambda_{b\nu} \cdot Z_{ab} \cdot \Lambda_{\mu a} \quad (9)$$

Remarquons que cette équation respecte de la gauche vers la droite le produit ligne colonne matriciel. Effectuons le premier produit des termes de droite (sauf parenthèses, on effectue toujours les opérations de gauche à droite). Pour le réaliser, il faut comprendre que les indices de la matrice peuvent être déplacés de haut en bas, s'il reste à une position qui ne change pas l'organisation, cela ne change rien (il n'en va pas de même des indices pour Z, E et I qui doivent rester en bas ou en haut, et ne peuvent que changer de place horizontalement). Ainsi:

$$\Lambda_{\mu}^a = \Lambda_{\mu a} \quad \Lambda_{\mu a} = (\Lambda_{a\mu})^t \quad Z_{ab} \neq Z_a^b \quad (10)$$

La lettre (t) en haut à droite de la parenthèse de droite signifie que l'on transpose la matrice (échange ligne colonne). A l'issu d'un produit, les indices gardent leurs places. Et si un indice se trouve un rang à droite, et qu'il est seul, on précisera sa

position à l'aide d'un point. Cet indice correspond par exemple à un indice ligne, et doit le rester sauf à effectuer une opération sur le tableau (comme une transposition) qui permette de la déplacer. Par exemple:

$$T_{ab} \cdot V^a = U_{.b} \text{ et } U_b = (U_{.b})^t \quad (11)$$

Forts de ces règles effectuons maintenant le premier produit de la relation (9). La première matrice est transposée, d'après ce que nous avons dit précédemment et remarquant que l'indice en lettre grecque est attaché à l'espace des mailles, celui en lettre latine étant attaché à l'espace des noeuds:

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{sC_b} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{sC_p} & 0 \\ 0 & 0 & sL+R_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{sC_b} & \frac{1}{sC_p} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{sC_p} & sL+R_g \end{bmatrix} \quad (12)$$

Le tableau obtenu doit être de nouveau multiplié par la matrice de connectivité, non transposée cette fois:

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{sC_b} & \frac{1}{sC_p} & 0 \\ 0 & \frac{-1}{sC_p} & sL+R_g \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & -1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{sC_b} + \frac{1}{sC_p} & \frac{-1}{sC_p} \\ \frac{-1}{sC_p} & \frac{1}{sC_p} + sL+R_g \end{bmatrix} \quad (13)$$

Ce nouveau tableau est la même entité que celui décrit vu de l'espace des bras, mais avec une autre base de description. Nous admettons alors que le circuit est résolu par la résolution de l'équation:

$$E_{.v} = Z_{\mu v} \cdot I^\mu \quad (14)$$

Pour résoudre ce système d'équations, il faut inverser (Z). On obtient les courants en faisant:

$$I^\mu = Y^{\mu v} \cdot E_{.v} \quad (15)$$

Le calcul de la matrice (en fait c'est un tenseur mais peu importe) (Y^{ab}) peut être fastidieux à la main. C'est là que l'on utilise les outils modernes à disposition de l'ingénieur. Parmi ces outils, une classe d'outils est particulièrement intéressante pour l'étude et le prototypage. Il s'agit des outils mathématiques comme MathLab, SCILAB, Octave, MathLab, Mathématique, ... Mais si l'ingénieur peut profiter de ces outils, il doit aussi savoir s'en passer et être indépendant. L'entreprise dans laquelle il exercera son savoir n'aura pas forcément les moyens de s'offrir des outils certes très performants, mais aussi très coûteux. Il faut toujours être capable de résoudre ces opérations avec un matériel minimum, un langage, un logiciel type OpenOffice. Aujourd'hui n'importe quel ingénieur peut avoir dans sa besace une distribution type knoppix sur laquelle sont installés par défaut OpenOffice et PERL. Avec ces deux simples outils il doit pouvoir réaliser à peu près tout.

Dans tous les cas les expressions des impédances sont complexes. Reprenons le cas précédent. Notre équation se traduit par le système d'équations suivant:

$$\begin{pmatrix} \frac{IA(f)}{sC_b} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \left(\frac{1}{sC_b} + \frac{1}{sC_p} \right) \cdot I^1 + \left(\frac{-1}{sC_p} \right) \cdot I^2 \\ \left(\frac{-1}{sC_p} \right) \cdot I^1 + \left(\frac{1}{sC_p} + sL + R_g \right) \cdot I^2 \end{pmatrix} \quad (16)$$

Pour résoudre ce système on peut commencer par nommer simplement les impédances en facteurs des courants. Il devient par exemple:

$$\begin{pmatrix} E \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A \cdot I^1 - B \cdot I^2 \\ -B \cdot I^1 + C \cdot I^2 \end{pmatrix} \quad (17)$$

On identifie facilement les termes (A,B,C,E) avec les impédances complexes et source, toutes dépendant de la fréquence, présentes dans les relations (16). Ce type de système d'équations se résout à l'aide de la méthode de Cramer. On trouve directement les deux courants de mailles:

$$\begin{aligned} I^1 &= \frac{E \cdot C}{AC - B^2} \\ I^2 &= \frac{-B \cdot E}{AC - B^2} \end{aligned} \quad (18)$$

Pour écrire un programme qui calcule l'évolution des courants en fréquence, on va positionner à chaque pas de fréquence les impédances (A,B,C) et la source (E), puis résoudre les équations complexes précédentes, pour extraire modules et phases des courants. On pourra ensuite extraire la valeur qui nous intéresse, à savoir ici le niveau de tension aux bornes du régulateur, pour la comparer à un gabarit à ne pas dépasser (tension donnée par $R_g I^2$).

Nous allons donner un exemple de résolution du problème précédent en utilisant le langage PERL. Comme tous les langages de scripts modernes, PERL bénéficie de l'appui d'une large communauté incluant des scientifiques qui développent de nombreux modules d'extension rendant le langage très puissant (comme Python, ...). Pour notre problème PERL nous intéresse parcequ'il est installé par défaut sur toutes les distributions linux, en live CD ou non, et inclu le calcul des nombres complexes. La première partie du programme (écrit sous Kate: éditeur de développement formidable, multilingage, avec détection des boucles d'instructions et séparateurs par accolades) précise et initie les constantes, après avoir appelé des modules (ici strict et Math::Complex):

```
use Math::Complex;
use strict;
# définition des constantes
my $Cb=1e-9; # condensateur bulk
my $Cp=10e-12; # capacité de package
my $L=1e-9; # self de package
my $Rg=50; # résistance de mesure et charge
my $h=1e6; # fondamentale
my $IA=0+0*i; # source
my $A=0+0*i; # impédance 'A'
my $B=0+0*i; # impédance 'B'
my $C=0+0*i; # impédance 'C'
my $mod=0; # module du résultat
my $phi=0; # phase du résultat
my $V=0+0*i; # tension mesurée
```

On reprend dans le programme strictement les mêmes notations que celles utilisées dans notre étude sur papier. Cette démarche qui semble évidente est un gage de réussite. On décrit ensuite les variables d'usage général:

```
# variables d'usage général
my $f=0; # fréquence courante
my $bi=0;#variable de boucle
my $s=0+0*i; # variable de Laplace
# tableaux
my @filelist=();
```

On trouve ensuite le calcul proprement dit. Vous noterez que la variable (i) est implicitement le nombre complexe racine de (-1).

```

# début de calcul des éléments du tableau
for $f (1..1000) {
# on calcule le laplacien
$s=2*3.1416*$f*$h*i;
# source pour chaque fréquence
$Ia=exp(-$f/800);
# impédances
$A=1/($s*$Cb+$s*$Cp);
$B=-1/($s*$Cp);
$C=1/($s*$Cp)+$s*$L+$Rg;
# Pour chaque fréquence on peut calculer I1 et I2
$V=$Rg*(-$B*$Ia)/($A*$C-$B**2);
# on mémorise module et phase dans un tableau résultat
$mod=abs($V);
$phi=arg($V);
$filelist[$f]=$mod.",".$phi;
}

```

La dernière étape consiste à transférer les données du tableau résultat dans un fichier sous un format standard type '.csv'. En PERL la concaténation se fait par un simple point.

```

# il ne reste plus qu'à sauver les résultats dans un fichier .csv
open(FICHER1,">resultat_pl1.csv")||die "impossible d'ouvrir le fichier";
for $bi (1..1000){
print FICHER1 $filelist[$bi].="\n";
}
close(FICHER1);
print "fin du programme";

```

Ce type de fichier est récupérable dans n'importe quel tableur, dont OpenOffice.Calc, pour tracer les courbes (illustration 6). Sur cette courbe on voit immédiatement que si le niveau de bruit ne devait pas dépasser 0,2 volt, le circuit étudié est non conforme aux objectifs. Il faudra dès lors trouver une solution pour abaisser ce niveau de bruit.

Amplitude de bruit diffusée

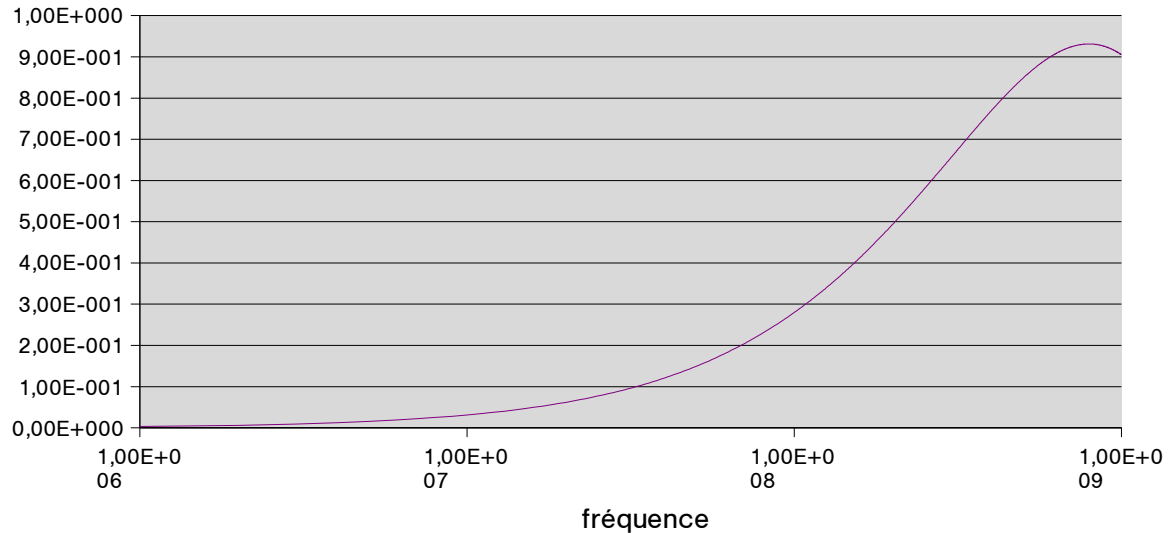


Illustration 6: courbe résultat tracée par OpenOffice.Calc

3.2 Interactions conduites par les masses

La masse est souvent associée à une surface neutre, sans effet. Cette image est complètement fautive, et en CEM la réalité de la masse en tant que surface de densités de courants, avec ses impédances propres, est bien considérée. Regardons un élément de masse, utilisé par une source de puissance (illustration 7). Cette source délivre dans la masse d'impédance (Z) un courant de puissance (I^p). Sur cette même masse un circuit constitué d'un fil avec deux charges de même valeur (R) est repris. Aux bornes de ce circuit se développe une différence de potentiel donnée par:

$$\Delta V_R = Z \cdot I^p \quad (19)$$

La tension de mesure (V_0) normalement égale à $V/2$ se trouve augmentée d'un bruit de valeur:

$$N_b = \frac{1}{2} \Delta V_R \quad (20)$$

Ce bruit peut être suffisant pour perturber un circuit numérique par exemple. L'impédance (Z) peut être réelle (uniquement résistive) ou complexe, et comprendre un terme inductif. Il existe aujourd'hui des techniques qui permettent de bien modéliser ce type de plan de masse. Parmi ces techniques citons une technique numérique appelée 'PEEC' pour 'Partial Equivalent Electrical Circuit'. A partir des équations de Maxwell, on établit des schémas équivalents des structures comme des

plans de masses et l'on résout ensuite le circuit global construit.

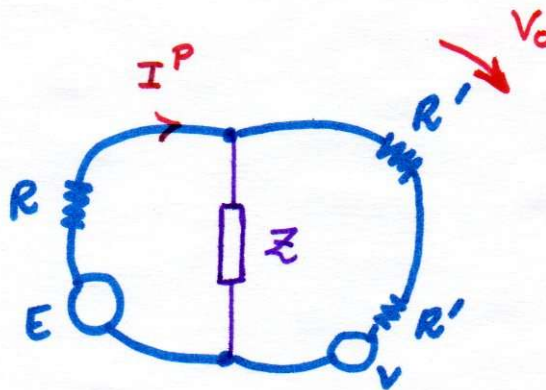


Illustration 7: schéma de couplage par masse partagée

3.3 Interactions par connexions de lignes

Pour monter un système, on connecte divers équipements au départ séparés pour fabriquer le système. Parmi les connexions possibles, l'utilisation de lignes est la plus courante. Une ligne est un objet qui n'est pas très impressionnant en soit, et pourtant sa modélisation précise est très difficile. Lorsque l'on connecte deux équipements par des fils, on réalise en fait un couplage très fort entre ces deux équipements, couplage qui modifie de façon importante le fonctionnement des équipements pris séparément, et la topologie du système. Or on trouve de nombreuses liaisons par fils dans un système actuellement. La modélisation de ces liaisons est donc un point important de l'étude CEM système.

Pour bien comprendre le fonctionnement des lignes, la méthode des ondes mobiles reste la plus précise et efficace. De plus, la réponse à un échelon que l'on construit est riche d'informations sur le comportement des sources et charges. Suivant cette méthode on injecte dans la ligne une forme temporelle de type fonction échelon. On suit dans un diagramme espace temps la progression de cette forme et les allers-retours des ondes incidentes et réfléchies dans la ligne. La réponse d'une ligne de (L) mètre(s) de long, d'impédance caractéristique (Z_c) et de vitesse de propagation (c) , d'impédances de source (R_s) et de charge (R_L) se détermine par le report dans des bras portant les valeurs d'impédance de (Z_c) de générateurs qui traduisent les propagations d'ondes. Ces générateurs peuvent être soit implémentés directement en tant que sources, soit traduits en terme d'impédances de couplages. Lorsque l'on regarde les illustrations (8) et (9), on voit que l'ajout d'une ligne peut se ramener à la construction de deux nouvelles mailles incluant les sources, impédances de charges et sources et l'impédance caractéristique de la ligne.

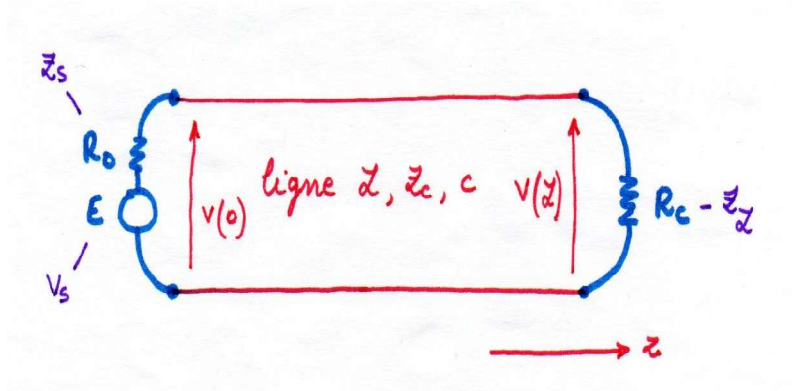


Illustration 8: ligne

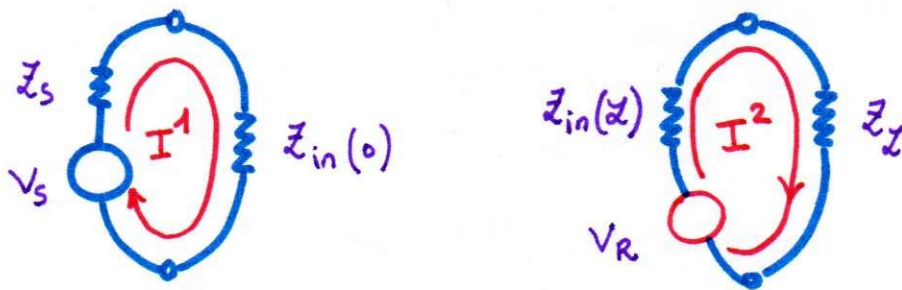


Illustration 9: représentation de la liaison ligne

Dans notre exemple, la tension incidente présentée vers la charge est donnée par:

$$V_i = Z_c \cdot I^1 \cdot \Gamma \left\{ t - \frac{L}{c} \right\} \quad (21)$$

Le courant (I^1) est bien le courant de la maille (1) qui inclue le générateur, l'impédance de source et l'impédance de ligne. La source ($2 \cdot V_i$) développée sur la maille 'réceptrice' va s'ajouter à la fem totale de maille. Cette tension va se transmettre sur la charge suivant un coefficient de transmission lié au pont diviseur en impédance et au coefficient de réflexion (r) en (L):

$$V_T = (1+r) \cdot V_i = \frac{2 \cdot Z_L}{(Z_L + Z_c)} \cdot Z_c I^1 \cdot \Gamma \left\{ t - \frac{L}{c} \right\} \quad (22)$$

Une partie seulement de l'énergie étant communiquée à la charge, une autre partie est réfléchiée (donnée par $r \cdot V_i$). Cette onde réfléchiée va générer sur la première maille une nouvelle source donnée par:

$$V'_i = r \cdot V_i = r \cdot (Z_c I^1) \cdot \Gamma \left\{ t - 2 \frac{L}{c} \right\} \quad (23)$$

En prenant en compte les ondes réfléchiées jusqu'à un ordre trois on obtient généralement une description suffisante des échanges d'énergie par la ligne. Si la ligne est désadaptée aux deux extrémités, soit (r_s) et (r_L) les coefficients de réflexion aux deux extrémités, nous avons au troisième ordre pour le générateur en (L):

$$V_i = 2 \cdot Z_c \cdot I^1 \cdot \left\{ \Gamma \left\{ t - \frac{L}{c} \right\} + r_L \cdot r_s \cdot \Gamma \left\{ t - \frac{3L}{c} \right\} + r_L^2 \cdot r_s^2 \cdot \Gamma \left\{ t - \frac{5L}{c} \right\} + \dots \right\} \quad (24)$$

La tension (V_i) reportée sur la maille réceptrice est la fem de la maille (2): (V_2), par exemple. Nous pouvons de fait écrire, dans l'espace des mailles (en ne considérant pas pour l'instant le générateur issu des ondes réfléchiées sur la maille 1):

$$\begin{cases} E_1 = Z_{11} I^1 \\ V_2 = Z_{22} I^2 \end{cases} \quad (25)$$

Le générateur (V_2) s'exprimant en fonction de (I^1), nous pouvons écrire la relation (24) sous la forme:

$$V_2 = Z_{21} \cdot I^1 \quad (26)$$

Dans ce cas le système (25) se réécrit:

$$\begin{cases} E_1 = z_{11} I^1 \\ 0 = -z_{21} I^1 + z_{22} I^2 \end{cases} \quad (27)$$

Avec:

$$z_{21} = 2 \cdot Z_c \cdot \left\{ e^{\frac{-L}{c} \cdot s} + r_L \cdot r_s \cdot e^{\frac{-3L}{c} \cdot s} + r_L^2 \cdot r_s^2 \cdot e^{\frac{-5L}{c} \cdot s} + \dots \right\} \quad (28)$$

Cette expression est obtenue en prenant la transformée de Laplace de la dérivée de l'expression temporelle (24). Cette dérivée donne effectivement la réponse impulsionnelle de la ligne, sous les conditions de charge, (Z_c) et longueur spécifiées.

Nous remarquons, point important, que la présence de la ligne engendre des termes non diagonaux dans le tenseur des impédances (tableau Z_{ij}). C'est un point important de voir que les interactions de ligne ne sont pas décrites par des bras mais par certes un ajout de bras sur les ports de la ligne, mais un report d'énergie traduit par ajout de termes de couplage dans (Z). En calculant le terme de couplage de la charge vers la source (Z_{12}) on trouve la même expression (à un terme exponentiel près que l'on peut mettre en facteur): le couplage est symétrique, ce que l'on comprend vu que la ligne elle-même est physiquement symétrique.

3.4 Interactions de champs proches

3.4.1 Champ électrique proche.

Les noeuds qui relient les arêtes entre elles (ou bras) sont des points de convergences des courants. Ils sont donc de fait porteurs de charges. En un noeud (ou vertex) on retrouve la loi de Kirchoff:

$$\sum I^k = 0 \quad (29)$$

Cette loi peut être exprimée en fonction de la charge en un noeud pour écrire:

$$\dot{Q}^k = 0 \quad (30)$$

La charge, qui est l'intégration dans le temps du bilan de courant, est source d'un potentiel qui peut se reporter sur d'autres noeuds par phénomène d'influence (force

de Coulomb). Pour calculer ces influences on donne aux noeuds une surface, voire un volume. Entre surfaces vont se créer des condensateurs qui vont traduire les interactions de champ électrique proche. La notion de champ proche est plus difficile à définir qu'il n'y paraît souvent. A partir de quelle distance deux réseaux interagissent-ils en champ proche? On peut considérer que deux réseaux sont en champ proche si leurs fréquences respectives de résonances sont déviées (c'est un premier critère) ou si une proportion sensible d'un des courants de bras du réseau est modifié par l'approche d'un deuxième réseau. L'illustration (10) montre le cas de deux réseaux simples qui interagissent en champ proche électrique. Il n'est pas le sujet ici de traiter des techniques de calcul des condensateurs. Nous admettrons que nous avons la valeur des condensateurs représentés sur le graphe.

Near field electric coupling

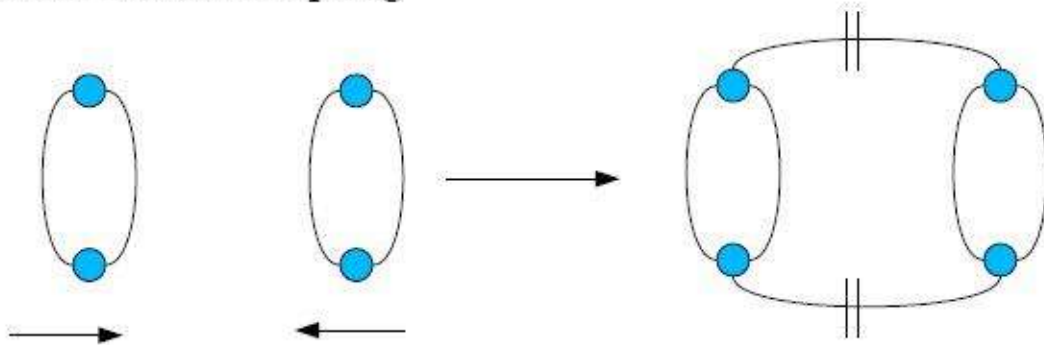


Illustration 10: couplage capacitif

En numérotant les bras de (1) à (4) de droite à gauche, les impédances de ces bras (Z_{11}) à (Z_{44}) respectivement, nous avons pour chaque réseau de départ (appelé 'primitif') les tenseurs des impédances suivants:

$$Z_{réseau\ 1} = \begin{bmatrix} Z_{11} & 0 \\ 0 & Z_{22} \end{bmatrix} \quad Z_{réseau\ 2} = \begin{bmatrix} Z_{33} & 0 \\ 0 & Z_{44} \end{bmatrix} \quad (31)$$

Le couplage des deux réseaux oblige à rajouter deux bras, en plus de la réunion des deux tenseurs précédents correspondants aux deux réseaux d'origine. Contrairement au couplage par ligne, le couplage capacitif ne modifie pas le tenseur global des impédances en ajoutant des termes non diagonaux, mais le modifie plus profondément, par contre sans ajouter de termes extra diagonaux. En numérotant (5) et (6) les bras ajoutés, et en appelant (Z_{cc}) l'impédance capacitive ajoutée, nous obtenons:

$$Z_{ab} = \begin{bmatrix} Z_{11} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Z_{22} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Z_{33} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Z_{44} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{cc} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Z_{cc} \end{bmatrix} \quad (32)$$

La matrice de passage des descriptions dans l'espace des bras à l'espace des mailles est simple à construire:

$$\Lambda_{\mu}^a = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (33)$$

Imaginons une source sur le bras (1), regardons l'allure du tenseur des impédances dans l'espace des mailles:

$$Z_{\mu\nu} = (\Lambda_{b\nu} \cdot Z_{ab}) \cdot \Lambda_{\mu b} = \begin{bmatrix} Z_{11} + Z_{22} & -Z_{22} & 0 \\ -Z_{22} & Z_{22} + Z_{33} + 2Z_{cc} & -Z_{33} \\ 0 & -Z_{33} & Z_{33} + Z_{44} \end{bmatrix} \quad (34)$$

Refaites le calcul à titre d'exercice, c'est un bon entraînement. On remarque que les impédances aux frontières, communes à deux mailles, donc représentant un couplage se trouvent sur les places non diagonales du tenseur résultat. Les autres impédances sont la somme des impédances des bras constituant les mailles. Sachant cela on peut construire directement ce tenseur dans l'espace des mailles. Le vecteur des sources comprend une source sur le bras (1), donc sur la maille (1) et pas sur les mailles (2) et (3). Le problème est donc résolu par l'équation:

$$E_{,\nu} = Z_{\mu\nu} \cdot I^{\mu} \quad (35)$$

Avec:

$$E_{\nu} = \begin{bmatrix} E_0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Pour résoudre les courants de mailles il faut inverser le tenseur (Z). Pour inverser une matrice 3x3 on commence par calculer son déterminant en utilisant la règle de Sarrus: on recopie les deux premières lignes en dessous du tableau, on somme les produits diagonaux (diagonales partant du haut à gauche vers le bas à droite) et on retire à cette somme la somme des produits des autres diagonales (diagonales partant d'en haut à droite et allant en bas à gauche). Pour simplifier l'écriture nous renommons nos impédances suivants le tableau:

$$Z_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} a & -b & 0 \\ -b & c & -d \\ 0 & -d & f \end{bmatrix} \quad (37)$$

Dès lors, on obtient pour le déterminant:

$$\Delta = (a \cdot c \cdot f) + 0 + 0 - (0 - d \cdot -d \cdot a) - (-b \cdot -b \cdot f) = acf - ad^2 - fb^2 \quad (38)$$

Il faut ensuite calculer la matrice adjointe, dont chaque terme (ij) est le déterminant de la matrice de départ en retirant la ligne (i) et la colonne (j). Nous obtenons pour matrice adjointe:

$$\tilde{A} = \begin{bmatrix} cf - d^2 & -bf & bd \\ bf & af & -ad \\ bd & -ad & ac + b^2 \end{bmatrix} \quad (39)$$

La matrice inverse est obtenue en divisant la matrice adjointe par le déterminant:

$$Z_{\mu\nu}^{(-1)} = \frac{\tilde{A}}{\Delta} = Y^{\mu\nu} \quad (40)$$

Ces opérations peuvent être programmées. Les courants sont donnés par l'équation:

$$I^\mu = Y^{\mu\nu} \cdot E_{,\nu} \quad (41)$$

3.4.2 Champ magnétique proche

Le couplage en champ magnétique proche se calcule naturellement comme la mutuelle inductance entre deux mailles. Cette mutuelle peut se calculer lorsque les deux mailles ne sont pas adjointes par la formule de Neumann:

$$M = \frac{1}{4\pi} \int_{c_1} \int_{c_2} \frac{d\vec{C}_1 \cdot d\vec{C}_2}{r_{12}} \quad (42)$$

On peut aussi calculer le champ magnétique issu d'un courant de maille (I^s) par la loi d'Ampère (ou Biott et Savard) puis en déduire la fem induite (e_R) dans une maille réceptrice, et de là écrire l'impédance de couplage:

$$s \cdot M = \frac{e_R}{I^s} \quad (43)$$

Cette impédance de couplage se place directement comme terme extra diagonal du tenseur des impédances dans l'espace des mailles:

$$Z_{\mu\nu} = \begin{bmatrix} Z_{\mu\mu} & -s \cdot M \\ -s \cdot M & Z_{\nu\nu} \end{bmatrix} \quad (44)$$

On retrouve comme dans le couplage par ligne une modification par ajout de terme non diagonaux lors d'un couplage magnétique proche.

3.5 Interactions de champ lointain

Le champ lointain est caractérisé par une onde plane. Dès lors qu'un réseau n'interagit qu'en champ lointain, cela signifie que l'on peut le 'compacter' en une source, et regarder comme on le ferait pour une antenne, le champ qu'il émet sur une sphère sur laquelle on va imprimer le diagramme de rayonnement du réseau. L'illustration (11) donne l'expression du champ émis par une boucle, et l'illustration (12) une image de cette idée de réseau rayonnant.

$$\vec{A} = \frac{\mu_0}{2} \frac{\vec{m} \times \vec{r}_1}{r\lambda} \left(\frac{\lambda}{2\pi r} + i \right) e^{i\omega(t - \frac{r}{c})}$$

Illustration 11: champ lointain rayonné par une boucle

Si l'on sait calculer les courants de mailles (ou boucles) on sait calculer le champ lointain rayonné par un réseau, et aussi les fem qu'il peut induire dans un autre réseau éloigné. Dans la relation donnée illustration (11) (\mathbf{r}_1) est le vecteur normé suivant la ligne de visée, λ la longueur d'onde, et (\mathbf{m}) le moment de la boucle, c'est à dire le courant multiplié par la surface de boucle. (r) est la distance au centre de la boucle. La fem couplée sur une boucle réceptrice est donnée par la formule de Faraday:

$$e = -\oint_C \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \cdot d\vec{C} \quad (45)$$

Qui est la relation équivalente à $-d\Phi/dt$ avec le potentiel vecteur.

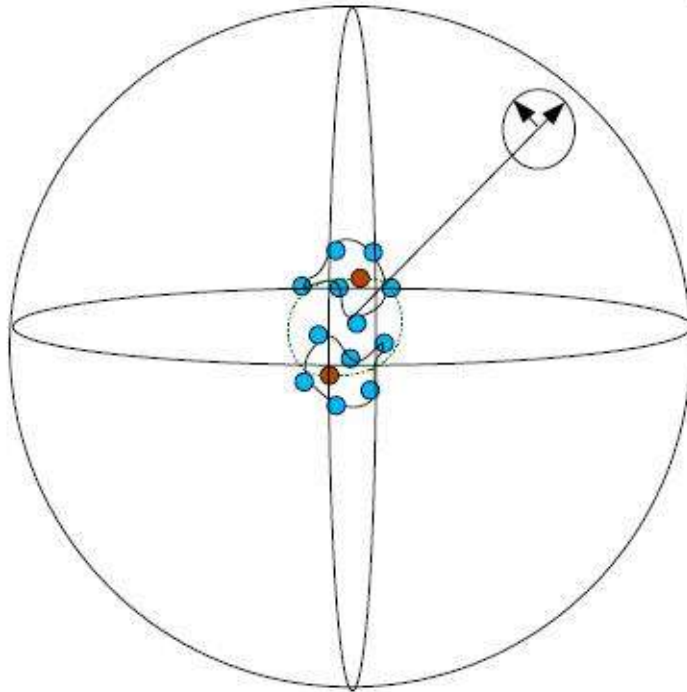


Illustration 12: champ lointain sur une sphère

Pour un élément de courant d'un bras de petite dimension devant la longueur d'onde, le potentiel vecteur dans la jauge de Coulomb s'écrit:

$$\vec{a} = \frac{i \cdot dl}{4 \pi R} \exp\left(-s \cdot \left[t - \frac{\vec{R} \cdot \vec{u}_c}{c}\right]\right) \cdot \left\{ \vec{u}_c \wedge (\vec{u}_i \wedge \vec{u}_c) \right\} \quad (46)$$

(\vec{u}_c) est un vecteur normé dans la direction de la ligne de visée, (\vec{u}_i) suivant la direction du courant, (\vec{R}) est la distance, (dl) la hauteur de courant et (i) l'amplitude de courant.

4 Démarche d'étude

Un problème en CEM qu'il soit attaché à un démarrage de projet ou à une résolution de problème respecte les étapes suivantes:

1. détermination des liens entre la fonctionnalité système perturbée et les fonctions électriques liées;
2. détermination des graphes correspondants à la topologie de ces fonctions électriques dans leur environnement système et écriture des équations correspondantes;
3. écriture de plans d'expériences pour extraire les paramètres influents;
4. recherche d'une solution optimisée.

Dans le cadre d'un projet nouveau, on peut suivre une méthodologie (un process) type qui respecte les étapes suivantes:

1. Lecture du Cahier des charges;
2. Identification des risques;
3. Plan de test pour les validations de solutions;
4. travail sur le Layout des PCB;
5. Validation.

Cette méthodologie (appelée CIPLV) inclue dans la tâche (2) le process décrit précédemment.

4.1 Arbre de défaillances

Pour créer le lien entre les fonctions système et les fonctions électriques, on utilise un arbre de défaillances, qui, par l'usage de portes logiques et d'un algèbre booléen, donne les fonctions électriques causes qui peuvent expliquer la défaillance constatée au niveau système. Il n'est pas du ressort de l'ingénieur CEM d'étudier cet arbre. D'autres spécialistes font ce travail et donneront directement le lien fonctions électriques - fonction système. Prenons juste un exemple simple pour illustrer ce point. La défaillance d'un éclairage peut s'expliquer par:

1. le filament qui est détruit;
2. l'alimentation qui n'est plus disponible;
3. la commande qui n'est plus fonctionnelle.

On illustre ces relations par la schématique donnée illustration (13).

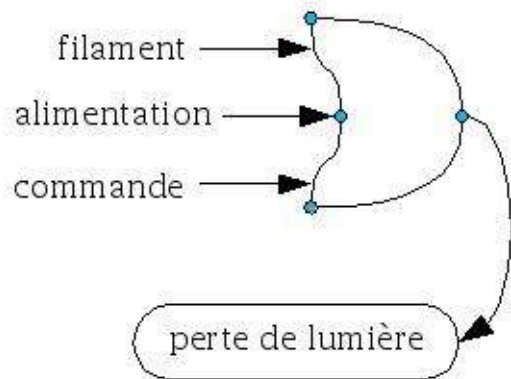


Illustration 13: arbre de défaillances

La détermination des fonctions électriques concernées est le point d'entrée de l'étude CEM.

4.2 Graphes et équations liées

Les graphes comportent diverses symboliques et éléments. Les éléments sont, pour le graphe (G) des liaisons matérielles (composants et couplage électrique capacitif, qui se trouvent comme éléments diagonaux de (Z)) :

1. Les noeuds;
2. les arêtes (ou bras);
3. les mailles;
4. les réseaux;
5. l'espace matériel.

Pour le graphe (G*) dans lequel on ne représente que les couplages de type mutuelles, lignes, rayonnements lointains (tous ces couplages interviennent en éléments extradiagonaux de (Z)), on distingue:

1. des vertex (correspondants aux noeuds);
2. des liens (arêtes);
3. des boucles (mailles);
4. des diagrammes de rayonnements;

5. l'espace des champs, l'environnement radiatif.

S'ajoutant à ces graphes, on distingue des cordes qui sont des relations entre des éléments déterminants dans la fonction de transfert que l'on calcule (par exemple on veut calculer la puissance vue par un composant en fonction d'un champ illuminant tout le système) et les agresseurs. Dans l'illustration (14) on représente deux réseaux connectés par une ligne (G^*), le premier réseau étant une condensation (une réduction) de tout un équipement. On relie ce premier réseau à un source de bruit qui peut être un microprocesseur sur la carte par une corde à laquelle est attachée une fonction de transfert complexe (nous ne la détaillerons pas ici à ce niveau de description). Tout ce réseau incluant les interactions conduites, rayonnées, etc., est représenté par l'imbrication de deux types de graphes (G) et (G^*) et par la présence de cordes qui pointent vers des éléments enterrés profondément dans le système. A partir de ce réseau on peut établir les équations du problème et élaborer des plans d'expérience pour prendre des décisions optimisées sur le choix de la meilleure solution CEM possible.

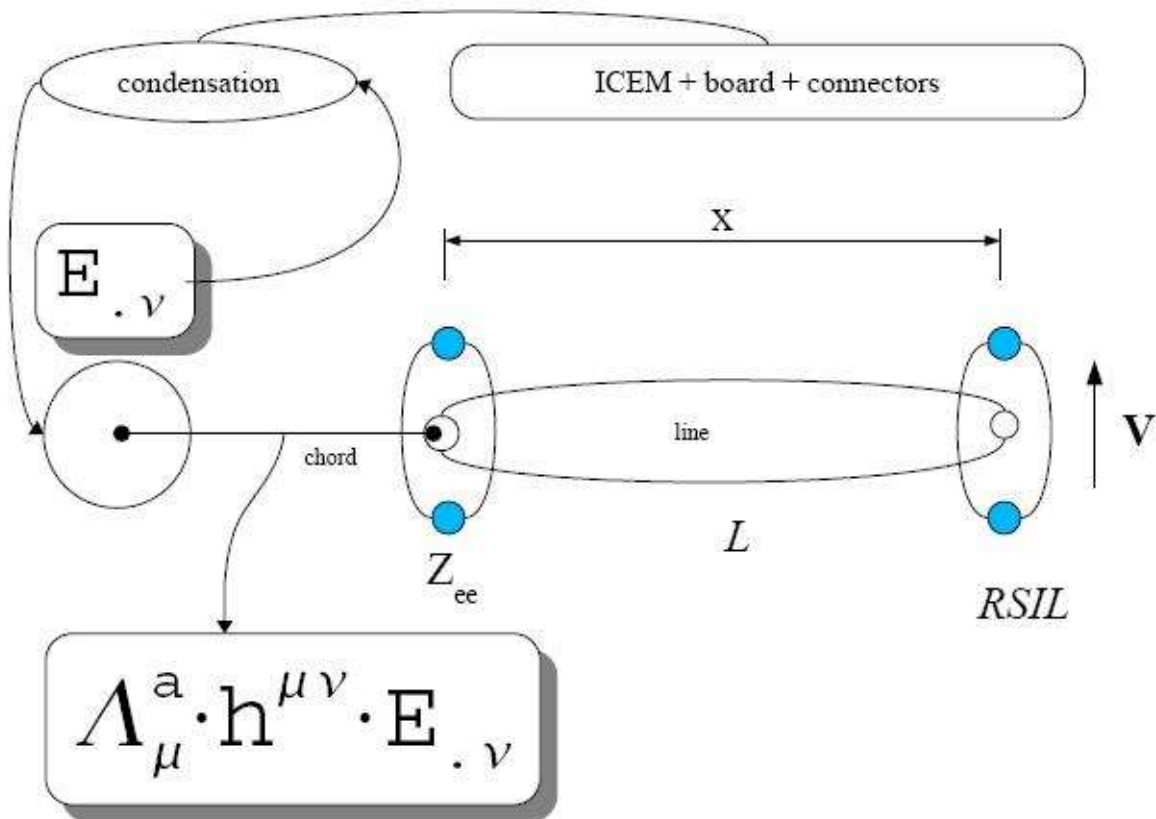


Illustration 14: graphe d'un problème complexe

4.3 Plans d'expériences

Si l'on connaît une équation pour modéliser notre problème, nous pouvons établir un plan d'expérience, c'est à dire regarder comment influent les différents paramètres intervenants dans cette équation. Les variations que nous donneront, sous forme de valeurs minima et maxima seront des valeurs physiques. Ainsi par exemple, pour un condensateur, nous donneront les valeurs min et max que peut prendre un condensateur compte tenu des contraintes de place, coût, hardware, etc., sans s'intéresser à des valeurs qui seraient industriellement irréalistes. Prenons un exemple très simple, constitué par un circuit RC. Nous voulons pour une fréquence donnée, réduire le niveau aux bornes de la résistance. On peut jouer soit sur la valeur du condensateur, soit sur la valeur de la source. L'équation du circuit est:

$$V = \frac{R}{(R + s.C)} e \quad (47)$$

On regarde comment varie l'amplitude de (V) si le condensateur varie entre 1 μ F et 10 μ F, et si la source varie entre 1 volt et 0.2 volt. On calcule le résultat pour quatre combinaisons possibles représentées sur le graphique illustration (15):

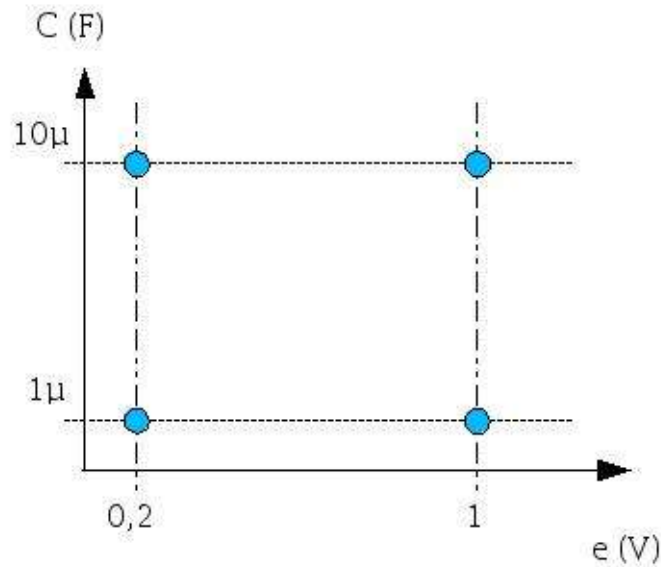


Illustration 15: plan d'expérience

La résistance vaut 10 ohms, et la fréquence est telle que finalement:

$$|V| = \frac{10 e}{\sqrt{10^2 + C_{\mu F}^2}} \quad (48)$$

L'idée du plan d'expérience est de fixer l'une des directions constantes, par exemple (e). Pour une valeur de (e), soit 0,2 volt, on regarde la moyenne des valeurs du résultat (V) pour des variations de (C), et on fait de même pour l'autre valeur fixe de (e): 1 volt. De ces deux résultats on fait la demi somme pour faire ressortir la vitesse de variation de (V) en fonction de (C) pour des valeurs de (e) fixées. On fait de même pour (C) fixe en faisant varier (e). Ces opérations de moyennes peuvent être compactées en une expression en associant (-1) aux valeurs min et (1) aux valeurs max. On peut de plus remplir une colonne supplémentaire en combinant les produits de (-1) et (1) par ligne pour extraire l'influence de l'effet combiné des deux facteurs (C) et (e). Ici on obtient pour les quatres possibilités:

1. si e=0,2 et C=1: 0,2v
2. si e=0,2 et C=10: 0,14v
3. si e=1 et C=1: 1v

4. si $e=1$ et $C=10$: $0,7v$

En associant (-1) pour $e=0,2$ ou $C=1$ et (+1) pour $e=1$ ou $C=10$, on obtient le tableau suivant:

numéro de l'essai	moyenne	facteur 1 (e)	facteur 2 (C)	interaction 1.2
1	1	-1	-1	1
2	1	-1	1	-1
3	1	1	-1	-1
4	1	1	1	1

Illustration 16: tableau du plan d'expériences

En regardant ce tableau on voit que la colonne des interactions est construite par produit des (1) et (-1) de la ligne correspondante. On peut établir une matrice à partir de ce tableau:

$$X = \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (49)$$

Cette matrice est appelée matrice d'interactions. On a aussi les résultats des expériences que l'on peut placer dans un vecteur:

$$Y = \begin{bmatrix} 0.2 \\ 0.14 \\ 1 \\ 0.7 \end{bmatrix} \quad (50)$$

La moyenne globale et les effets relatifs des facteurs (1), (2) et (1.2) sont donnés par l'équation suivante:

$$E = \frac{1}{n} \cdot X^t \cdot Y \quad (51)$$

(n) est le nombre d'expériences réalisées (ici 4), (E) le vecteur des effets constitué de la moyenne (I), du facteur lié à la source (Ee), lié à la capacité (Ec) et les effets

combinés (E12). On obtient ainsi un système de quatre équations à quatre inconnues. On obtient directement les valeurs suivantes: 0.29(I);0.33(Ee);0.08(Ec);0.057(E12). On voit que à (C) fixé la moyenne des variations du résultat pour des variations de (e) est de 33%, alors qu'en faisant varier (C) elle n'est que de 8%. La source est donc le paramètre prédominant dans le résultat obtenu. D'où l'on déduirait qu'il faut tenter de réduire la source plutôt que de jouer sur la valeur de (C). Par ailleurs les écarts aux résultats obtenus pour les deux valeurs min et max des paramètres sont faibles aussi (5,7%) ce qui signifie qu'il n'y a pas d'effet combiné majeur.

5. Solutions

On trouvera dans les cours de CEM classiques de premier niveau les différentes solutions pour réduire un niveau de stress sur composant ou un niveau d'émission rayonnée par un élément. Ces solutions sont des filtres, des blindages, des routages, des architectures optimisées, des logiciels adaptés. Il n'est pas l'objet de ce cours de re détailler ces solutions qui ont dû être vues auparavant. Tout au plus abordons nous dans le chapitre suivant le routage. Les exercices et annexes sont aussi l'occasion de revoir certaines de ces notions.

6. Méthodologie CIPLV

6.1 Cahier des charges

Le cahier des charges est un document où un client définit son besoin (on peut parler aussi de STB: spécifications techniques de besoins). Pour la CEM le cahier des charges contient en général simplement des spécifications de normes standardisées auxquelles le produit devra répondre. Ces normes en CEM sont nombreuses, mais l'on peut en discerner 5 plus particulièrement utilisées:

1. La norme d'essai BCI;
2. la norme de mesure des émissions conduites;
3. la norme d'immunité rayonnée;
4. la norme de mesure des émissions rayonnées;
5. les essais en décharges électrostatiques.

C'est à l'entreprise qui répond au cahier des charges (à « l'appel d'offres ») de répondre précisément, à savoir:

comment sera testé le produit lors de ces différents essais? Quels seront les observables (le client spécifie l'état dans lequel il vaut que le produit continue de fonctionner sous stress, et quels sont les événements redoutés, c'est à dire les événements anormaux qui pourraient être relevés lors de la perturbation produit) pendant les essais et les critères de perturbation (que souvent le client ne connaît pas, ne connaissant pas l'électronique sous-jacente)?

La description de la façon de tester le produit est contenu dans un document appelé « plan de test ».

6.2 Discours fiabiliste attaché aux essais

Durant son fonctionnement final, un produit exécute une certaine mission (ce peut-être un vol entre deux points pour un avion, ou repasser correctement une chemise pour un fer à repasser). Pendant cette mission, le produit ne doit pas montrer de dysfonctionnement. Sous contraintes CEM (stress provenant d'agresseurs diverses) le produit peut présenter des anomalies de fonctionnement. On parle alors d'évènements redoutés. Ce peut-être par exemple pour une électronique de freinage la perte de commande de valve. Cet évènement redouté est lui-même déduit par les arbres de défaillances des anomalies de fonctionnement redoutées au niveau mission système. Ces évènements peuvent être plus ou moins graves. S'il s'agit de la perte de lumière d'un plafonnier dans un avion, la gravité (ou impact client) est très faible. S'il s'agit de la perte de calculateur de guidage, la gravité est maximum. Ainsi, à chaque évènement redouté on associe une gravité client (client au sens de l'utilisateur du produit en mission). A cette gravité client on associe une sévérité qui va être le niveau de contrainte d'environnement (électromagnétique pour la CEM) à appliquer au produit pour démontrer sa tenue sous stress. Mais cette tenue ne peut être mesurée qu'en définissant un critère de perturbation (pour une climatisation, il faut dire si l'on considère la régulation comme perturbée pour une déviation de température de 1° ou 2°, ...). Les dysfonctionnement se range en catégories appelées classes. Par exemple on nomme souvent classe A le fait que le produit continue de fonctionner sous stress sans aucune déviation aux comportement nominal attendu. Plus la classe de fonctionnement est relâchée, plus la contrainte est élevée. Par exemple une classe C qui signifie « non destruction » sera liée à un niveau de test plus élevé. On demandera à une électronique de tenir 100 V/m en fonctionnement classe A, 200V/m en fonctionnement classe B et 400V/m en fonctionnement classe C. Il se peut qu'une électronique tienne la classe A et pas la classe C. Les variations de niveau peuvent faire intervenir des phénomènes physiques différents qui vont affecter la réponse de cette électronique (apparition de phénomène d'échauffements critiques à 400V/m non présents à 100 V/m).

La démonstration de la tenue à la classe A passe par la description d'une observable (une tension, un courant) bien définie et dont la mesure est précisée aussi. C'est toute la difficulté des tests CEM.

De même il existe des phénomènes d'hystérésis. Le fait d'augmenter la contrainte progressivement (par pas de 10V/m par exemple) pendant une durée de test longue ne montre pas forcément les mêmes résultats que d'augmenter brutalement les niveaux (passer directement de 100 V/m à 200 V/m). Cela s'explique pour partie par quatre phénomènes:

1. des condensateurs se charges par non linéarités. Les constantes de temps influe sur les temps d'établissement des niveaux aux bornes des composants;
2. les effets thermiques sont importants en CEM. L'échauffement d'un composant modifie sensiblement ses réponses à différents stress;

3. les variations de certaines fonctions électroniques varient dans le temps. Les fonctions dépendants les unes des autres, les combinaisons et possibilités de comportements sont très nombreuses suivant les caractéristiques précises du stress;
4. les états électriques différents d'une électronique sont très nombreux, suivant les instants logiciels des microcontrôleurs embarqués (ou FPGA, ...). De fait on ne peut couvrir toutes les possibilités de simultanéité entre stress et états logiciel et électrique d'un produit. Les dispersions dans ces simultanités peuvent engendrer de grandes variations de comportements.

En final le cahier des charges peut présenter un tableau ayant l'allure suivante:

fonction	stress nominal	classe	gravité	sévérité	niveau
freins	100 V/m – 100khz – 100 Mhz	A	1	10	1 kV/m
		B	1	10	1 kV/m
		C	1	10	1 kV/m
lumières	100 V/m – 100khz – 100 Mhz	A	2	4	400 V/m
		B	3	2	200 V/m
		C	1	5	500 V/m

Illustration 17: gravités et classes de fonctionnement

Notez que suivant les fonctions il n'y a pas proportionnalité entre classes, gravités et niveaux. Les gravités ont en général un numéro décroissant avec l'importance de la fonction. Ce tableau est associé à un test particulier, par exemple le test d'injection de courant en immunité conduite (BCI). Il est fréquent que les colonnes gravité et sévérité n'apparaissent pas. Le systémier (ou intégrateur) estimant qu'il est de son seul ressort de connaître ces critères. Vous notez par ailleurs que la sévérité se traduit par une marge prise sur le niveau de contrainte de l'essai. Les essais peuvent être appliqués au niveau composant, équipement ou système. La démarche reste toujours la même.

La classe B signifie « perturbation momentanée ». Qu'entend-on par momentanée? En fait on se réfère au temps d'application de la contrainte. La perturbation produit est momentanée dès lors qu'elle dure moins longtemps que le temps d'application du champ. Cela signifie que l'évolution du logiciel produit pendant la durée d'illumination a changé l'état électrique significativement par rapport à cet état perturbé. Le produit passe donc par une phase perturbée, puis revient à l'état nominal dans le temps d'application de la contrainte (par exemple 2 secondes).

On peut aussi distinguer une classe C: le produit revient au fonctionnement nominal après une réinitialisation; et une classe D: le produit est définitivement cassé.

6.3 Dispersions

Différentes dispersions entâchent les prédictions CEM quel'on peut faire pour prédire les protections à mettre en place, ou qui expliquent les écarts prédictions - mesures.

1. Les composants ont des dispersions de réponses en émissions et immunité importantes (typiquement 5 dB ou plus);
2. les topologies retenues par les calculs s'écartent toujours de celles retenues en final sur le système;
3. les câblages considérés ne sont jamais les câblages réels sur systèmes;
4. les essais de validation ne sont pas représentatifs;
5. les configurations de fonctionnement en test sont très limitées en nombre;
6. certaines marges ne peuvent être prises par rapport aux contraintes réelles par manque de matériel pour les appliquer, ou par impossibilité industrielle.

La tâche est donc difficile pour qu'un responsable CEM soit sûr de lui! Heureusement nous verrons plus loin que certaines stratégies peuvent simplifier les problèmes.

6.4 Les différents types d'essais

6.4.1 Le test BCI

BCI signifie « Bulk Current Injection ». Cet essai, assez facile à mettre en oeuvre consiste à disposer une pince d'injection (transformateur) sur les câblages qui relient le produit à ses charges, et d'appliquer via cette pince des injections de puissance. Ces injections peuvent être spécifiées en courant ou en puissance. Cet essai est utilisé jusqu'à 400 Mhz aujourd'hui. Mais sa maîtrise est vérifiée jusque vers 100 Mhz tout au plus. Au-delà, les multiples résonances câblages rendent très difficile son interprétation.

6.4.2 le test en immunité rayonnée

Dans ce test, l'équipement en essai est placé avec son câblage et ses charges sur un plan de masse et illuminé par l'intermédiaire d'antennes. On applique ainsi sur l'ensemble équipement plus charges plus câblages un champ électromagnétique. L'essai est réalisé en chambre anéchoïque (revêtue d'absorbants sur les murs simulant l'espace libre) ou en chambre réverbérante (cage de Faraday munie d'un brasseur: pièce tournante modifiant le volume de la cage qui est vue comme une cavité, et modifiant ainsi les modes du champ qui s'établissent dans la cavité, pour éviter de privilégier uniquement les fréquences de résonances).

Pour des besoins radars ce test peut monter très haut en fréquence (18 Ghz).

6.4.3 Le test en émissions conduites

On connecte les alimentations et certains signaux générés par le produit à un filtre qui sépare le fonctionnel des hautes fréquences (pour les alimentations de 10 khz à 100 Mhz). On regarde alors le niveau de tension de bruit généré par l'équipement, niveau qui ne doit pas dépasser un gabarit spécifié. Pour les alimentations, le filtre est appelé RSIL pour « Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne ».

6.4.4 Le test en émissions rayonnées

C'est un peu le test inverse du test en immunité rayonnée. Cette fois les antennes servent à mesurer le champ émis par le produit. La gamme de fréquence usuellement regardée est 100 khz à 200 Mhz. Dans la partie basses fréquences, le couplage vers les antennes est un couplage en champ proche (l'onde n'est pas plane).

6.4.5 Le test en décharges électrostatiques

Les décharges électrostatiques sont un phénomène physique complexe. Par frottements, ionisations, influence, etc., un corps peut se charger jusqu'à atteindre une tension de claquage. Lors du rapprochement de ce corps avec une partie réceptrice, il y a formation d'un arc (c'est le désagréable coup de décharge que l'on perçoit en descendant parfois de voiture). Les électroniques peuvent être détruites par l'énergie conduite via ces arcs jusqu'aux bornes des composants. Il existe des pistolets spécialisés pour reproduire ces décharges (typiquement au maximum 30 kV). On applique la contrainte sur les broches des connecteurs du produit et l'on vérifie en général simplement sa non destruction (alimenté ou non alimenté).

6.5 Identification des risques

L'exercice de prédiction des risques de perturbation (ce peut être le risque qu'une électronique soit perturbée, ou le risque qu'une électronique émette trop de rayonnement) utilise les techniques de calcul présentées en première partie. La première tâche consiste à dessiner les graphes d'interactions, puis de les traduire en équations pour évaluer les niveaux et solutions. Connaissant un niveau vu par un composant, le risque se traduit par:

$$R = \frac{V}{V_{seuil}} \quad (52)$$

Cette équation peut en fait être complexe, dépendant de la fréquence, non linéaire en niveau, dépendant de la température, etc., mais elle revêt toujours cette forme.

Dans le cas des récepteurs radio fréquence (RF) elle prend une forme bien précise. Et c'est toute la spécificité de la CEM des communications portant sur des BUS ou des systèmes wireless (courants porteurs, ...). On va chercher à quantifier la quantité de puissance vue à la fréquence (aux fréquences) porteuse(s) par le récepteur. Pour cela soit (š) le spectre de puissance du perturbateur, on calcule:

$$N_b = \int_{\Delta f} df \cdot \frac{\check{S}}{\partial f} \quad (53)$$

Connaissant la puissance de bruit du perturbateur dans la bande de communication, on extrait un rapport puissance signal (P_s) à bruit:

$$S/N = \frac{N_b}{P_s} \quad (54)$$

Ce rapport signal bruit est la sortie de l'étude CEM qui regarde le risque de brouillage d'une fonction télécommunication sur sa (ses) porteuse(s).

Le risque se rattache aussi à la classe de fonctionnement et à la mission. Si la probabilité que le système rencontre l'agresseur lors de sa mission est de 1 pour 1000 (10^{-3}). Si, en fonction de toutes les possibilités de polarisation du champ, état de l'électronique la formule (52) donne une chance sur 10 d'être perturbé, alors le risque de perturbation pendant la mission est de (10^{-4}). Le risque total ici est le produit des risques. Ces calculs peuvent être très complexes, mais nous montrons ici les raisonnements de base qui peuvent être conduits.

6.6 Gestion du Layout PCB

Sans nous arrêter sur cette gestion qui doit être détaillée dans les cours de base, rappelons quelques principes simples. La bonne conduite du routage d'une carte permet d'éviter 80 % des problèmes standards rencontrés en CEM! Il ne s'agit donc pas d'une tâche qui doit être négligée.

Un principe permet de guider l'ensemble du travail: faire en sorte que tous signaux présente sur le PCB une structure de ligne avec la masse. Que ce soit avec une piste au-dessus d'un plan de masse, ou deux pistes côte à côte, il faut fabriquer des lignes. Une ligne par principe conduit bien l'énergie et la rayonne peut, ou inversement, capte peut le champ. Que ce soit en émission ou en immunité cette démarche porte donc ses fruits, et ce, quel que soit le nombre de couches.

6.7 Plan de test et Validation

Dans le document « plan de test » l'ingénieur décrit précisément comment le produit sera testé. Précisément signifie pour bien avec une finesse de description spatiale (pour les dessins et commentaires) de l'ordre de une demi longueur d'onde! A 2 Ghz, un test devient une expérience hyperfréquence, et sa maîtrise nécessite extrêmement de précautions. On imagine dès lors la précision de description du plan de test.

Les essais de validation s'appuient sur le plan de test qui a été approuvé par le client et le concepteur du produit. Ils ne doivent en rien s'en écarter, sans quoi les résultats pourraient être différents et sujets à polémiques.

7. L'immunité hyperfréquence des composants

Nous avons parlé du modèle ICEM attaché à l'émission conduite des grands circuits intégrés. De même on peut se doter d'un modèle type pour l'immunité des composants en hyperfréquences. De par les non linéarités toujours présentes dans un composant (ne serait-ce que par les diodes de protections ESD: ElectroStatic Discharge), l'application d'une contrainte hors-bande (c'est à dire à une fréquence très supérieure à la fréquence de travail du composant) peut perturber un composant (c'est le bruit que l'on entend dans un ordinateur lorsque l'on allume un portable à 0,9 ou 1,8 Ghz). Pour traduire ce phénomène on part d'une mesure de la perturbation sur un composant connu. Ensuite on définit un coefficient (r) comme le rapport du niveau crête RF appliqué pour faire apparaître une détection parasite sur le niveau quasi continu détecté qui provoque la perturbation. On le nomme coefficient d'efficacité de détection hyperfréquence.

$$r = \frac{V_c}{V_{DC}} \quad (55)$$

En général la tension quasi continue se réfère elle aux niveaux fonctionnels pris en compte par le composant. Par exemple pour un circuit logique, ce sera le niveau seuil logique.

Dans le cas de la CEM des télécommunications, c'est une autre dimension à prendre en compte pour comprendre comment les amplificateurs RF peuvent perturber une logique de traitement proche. On raisonne cette fois à l'inverse de précédemment, à savoir que c'est la communication qui perturbe une électronique proche.

Si la RF est modulée en impulsion, il faudra de même que la durée de modulation soit supérieure au temps d'inertie du composant perturbé, sans quoi il n'y a pas perturbation. L'efficacité de détection chute avec la réduction du temps de modulation. De même, des effets thermiques existent qui peuvent détruire le composant. Ces effets sont traduits aussi par une durée minimum d'application de la contrainte RF pour approcher ce risque.

La perturbation peut toucher des couches profondes du composant via le substrat. Ces résultats sont récents et beaucoup de choses restent à comprendre dans ces mécanismes.

8. Couches système, stratégie de durcissement

Lorsque l'on regarde un système complet, comme nous l'avons abordé par les graphes, il y a différentes vues de ce système. On peut voir les coques, les habitacles,

les équipements, les câblages, les cartes électroniques, les composants, les charges à l'intérieur de ces composants, etc. Pour la CEM il est utile de décomposer ces différentes strates en couches. Si l'on veut rester simple, définissons quatre couches:

1. la couche externe: l'environnement du système;
2. la couche structures: coques, habitacles, portes, etc.;
3. la couche équipements incluant les câblages;
4. la couche composants incluant les cartes électroniques.

Lorsque l'on va calculer la transmission d'une énergie depuis l'environnement jusque vers un composant, on parcourt les quatre couches. Par combinaisons de fonctions de transfert (qui peuvent être certes très compliquées) nous aboutissons en final à la puissance vue par un composant récepteur. Il en va de même pour un composant émetteur, il suffit de « retourner » la description (l'émetteur devient l'environnement, ...). On peut affecter à chaque couche une transparence, c'est à dire la quantité d'énergie qu'elle laisse passer vers la couche sous-jacente. Ce faisant, on obtient une transparence globale (S_E) depuis la source jusque vers les composants. Cette transparence s'exprime en m^2 . L'agresseur lui, peut être caractérisé par une densité de puissance en W/m^2 (P_i). Quant aux composants, ils sont caractérisés par leurs puissances seuils en immunité (P_s). Notre relation (52) devient alors extrapolée au système complet:

$$R = \frac{P_i \cdot S_E}{P_s} \quad (56)$$

On voit que plus (S_E) est petit plus le risque est faible. Il en va de même si (P_i) est petit. Par contre, plus (P_s) est faible plus le risque est grand. (P_s) traduit la variation de sensibilité des composants. C'est cette variation qu'il est le plus difficile de contrôler (variations de sources, changement d'usines de fabrications, ...). On a donc tout intérêt à réduire (S_E). C'est la stratégie la plus « stable » car si (S_E) est très faible, quelle que soit l'évolution des composants, le risque n'évoluera pas significativement.

9. Exercices types

- I. On considère deux lignes parallèles. Chaque ligne est un fil à 5 cm au-dessus d'un plan de masse commun aux deux lignes. L'impédance caractéristique de chaque ligne est donnée par: $Z_c = 60 \cdot \ln\left(\frac{4h}{\phi}\right)$. La capacité par (x) mètres de longueur entre les deux fils est donnée par: $C = \epsilon_0 \cdot \left\{ \frac{\pi x}{\ln\left(\frac{4h}{\phi}\right)} \right\}$. La première ligne est alimentée par une source en fréquence couvrant une bande de 10 khz à 10 Mhz, d'impédance propre 50 ohms. La charge de cette première ligne est aussi 50 ohms, alors que la deuxième ligne est chargée à chaque extrémité par 100 ohms. Déterminer le spectre de bruit recueilli par la deuxième ligne sur ses charges.
- II. Une antenne délivre à la distance (d) une densité de puissance donnée par: $1/d$. Un récepteur situé à 100 mètres de l'émetteur est constitué d'un fil au-dessus d'un plan, chargé par 50 ohms d'un côté et en court-circuit de l'autre, de 0.2m de long. La fréquence de l'émetteur est de 108 Mhz. Quelle est la tension recueillie par le récepteur sur la charge 50 ohms? Ce récepteur travaille en fait à 100 khz. Mais le composant présente une efficacité de détection à 108 Mhz de 1V/Vdc. Son seuil de perturbation étant situé à 100 mV, est-il perturbé par le signal RF?
- III. Un moteur délivre un niveau de bruit constant (a) par rayonnement entre 100khz et 100 Mhz. Le coefficient (a) vaut (10^{-12} W/(hz.m²)). Un récepteur RF situé à 1 mètre du moteur fonctionne entre 79 et 81 Mhz, et présente un gain d'antenne de 1m². Quelle puissance de bruit moteur recueille le récepteur? Si son signal est de (10^{-5} W) quel est le rapport signal à bruit obtenu?
- IV. Un microprocesseur est schématisé pour la CEM par un modèle ICEM réduit à une source de courant de 1 mA entre 1 Mhz et 1 Ghz et une capacité bulk de 1 nF. Ce microprocesseur est connecté à un régulateur de 1 ohm via une piste de 10 cm de long. Cette piste couple par mutuelle avec une autre piste d'un récepteur RF proche. La valeur de mutuelle est de 1nH/m. Le circuit récepteur est une petite boucle imprimée de 1 nH également, et d'une charge de 50 ohms. Donner le graphe (G et G*) et le tenseur impédance du problème. En déduire une équation du problème et résoudre la tension vue par le récepteur.
- V. Un bus porte un signal PWM de période 2ns et durée 1ns. Il fait 2 mètres de long, et rayonné proche un champ magnétique donné par la loi d'Ampère. Le courant qu'il porte vaut 1 mA. Une petite boucle imprimée d'une fonction RFID proche fait 1cm² de surface. Le centre est à 5 cm du fil. La charge d'antenne boucle est de 20 ohms. Quel niveau de bruit voit cette charge en provenance du bus? Quelle est la puissance recueillie sur une bande entre 100 et 200 Mhz?
- VI. Un signal bus émet un champ électrique à 500 Mhz de 1mV/m à 1 mètre. Le gabarit à ne pas dépasser est de 10 µV/m à 1 m. Ce signal est un PWM de 1ns de durée, 4 ns de période. Evaluer laquelle parmi les solutions suivantes serait la plus efficace et quelles doivent être les nouvelles valeurs des paramètres: a) augmenter

la durée du PWM (en restant en-deçà de T!). b) utiliser un blindage de (SE): -60 dB.

VII. Toute question de cours sur tout chapitre du cours.

10. Annexe: processus élémentaires de couplages champs – objets, équations de Maxwell

Considérons un champ magnétique incident sur un objet. L'équation de Maxwell suivante nous donne la fem (force électromotrice) induite par le champ:

$$\overline{Rot E} = -s \cdot \vec{B}$$

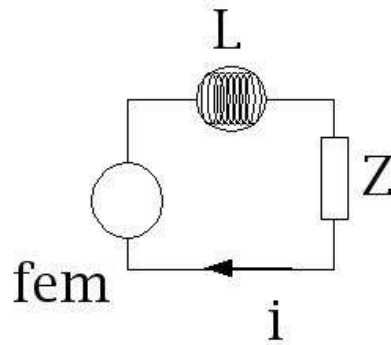
(s) est la variable de Laplace. le rotationnel du champ électrique s'écrit sous forme intégrale:

$$\overline{Rot E} = \frac{\vec{n}_A}{A} \oint_C \vec{E} \cdot d\vec{C}$$

(A) étant la surface de flux. (\vec{n}_A) est un vecteur normé et normal à cette surface de flux. De ces deux relations nous déduisons:

$$fem = -s \cdot [\vec{A} \cdot \vec{B}]$$

C'est la loi de Faraday-Lentz. Lorsque le champ magnétique couple avec une surface, un champ de réaction est créé par le courant induit par le champ source. Cet effet de réaction est traduit par une inductance (L). La valeur de cette inductance dépend de la géométrie de l'objet récepteur. En final nous obtenons un schéma électrique équivalent dont nous donnons la représentation ci-après:



Dans le cas du couplage en champ électrique, le processus part de la loi de Coulomb. Le champ électrique incident imprime une force de Coulomb aux charges libres de l'objet illuminé. Nous avons:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon}$$

Qui est l'équation de Gauss. La divergence d'un vecteur est donnée sous forme intégrale par:

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{E} = \frac{1}{v(A)} \cdot \int \int_A (\vec{E} \cdot d\vec{A}) = \frac{E \cdot A}{v}$$

(v) est le volume encadré par la surface (A). ($d\mathbf{A}$) est le vecteur normé en tout point de la surface (A) normal à cette surface. Comme dans l'équation de Gauss la densité de charge est une densité volumique, nous obtenons:

$$\epsilon \cdot E \cdot A = q$$

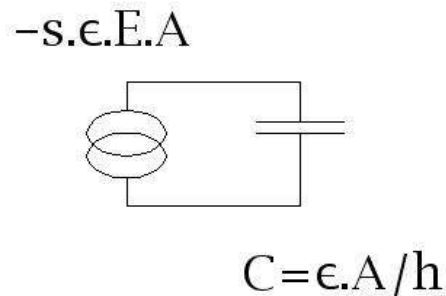
Nous avons par ailleurs la relation de conservation de la charge:

$$i + s \cdot q = 0$$

D'où finalement en dérivant les deux termes:

$$i = -s \cdot \epsilon \cdot \vec{E} \cdot \vec{A}$$

Le couplage du champ électrique avec un objet se traduit en schéma équivalent par un générateur de courant. Le champ de réaction est cette fois un condensateur. Le schéma complet en champ total (champ incident + champ de réaction) est donné schéma suivant:



Remarquons que dans les deux cas du champ électrique et magnétique, la source d'énergie peut être extraite d'une variation de flux du champ au travers d'une surface.

On rappelle par ailleurs que une onde plane respecte la propriété suivant laquelle le rapport entre les champs magnétique et électrique est de 377 ohms.

La puissance au sens de Poynting est donnée (en Watts par m²) par:

$$dP = \frac{E^2}{377}$$

Enfin on peut rappeler les lois d'Ampère et Coulomb:

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{l} = \mu_0 \cdot I \quad \psi = \frac{Q}{4 \pi \epsilon R}$$

Un signal PWM de période (T), durée (t) présente un spectre de fréquence de coupure à (1/t) à -20dB/D, et une distance entre harmoniques de fréquence (1/T).

Alphabetical Index

interactions conduites par les masses		couche externe	37
5		couche structures	37
agresseurs	27	couches profondes du composant	36
algèbre booléen	25	Couches système	37
Ampère	23	courants arbitraires	7
amplitude	5	courants de maille	8
anomalies de fonctionnement	31	courants porteurs	35
anomalies de fonctionnement redoutées	31	critère de perturbation	31
appel d'offres	31	critères de perturbation	31
arbre de défaillances	25	décharges électrostatiques	31
Arbre de défaillances	25	décisions optimisées	27
arbres de défaillances	31	défaillance constatée	25
arc	34	Démarche d'étude	24
arêtes	26	demi longueur d'onde	35
bande de communication	35	densité spectrale de bruit	5
BCI	33	déterminant	22
besoins radars	34	détermination des liens	24
Biott et Savard	23	diagramme de rayonnement	23
boucles	26	diagrammes de rayonnements	26
boucles ou mailles	8	différentes vues de ce système	37
bras	26	diodes de protections	36
Bulk Current Injection	33	Dispensions	33
BUS	35	dispersions	32
câblages	33, 37	dispersions de réponses	33
Cahier des charges	25, 30	durée de modulation	36
cartes électroniques	37	dysfonctionnement	31
catégories	31	e test BCI	33
CEM des communications	35	échanges d'énergie	18
chambre anéchoïque	33	effets relatifs des facteurs	30
chambre réverbérante	33	effets thermiques	36
champ magnétique proche	22	efficacité de détection	36
champ proche	19	ElectroStatic Discharge	36
champ proche électrique	19	éléments extradiagonaux	26
charges	33	équation du circuit	9
CIPLV	25	équipements	37
classes	31	ESD	3, 36
coefficient de réflexion	17	espace des champs	26
colonne des interactions	29	espace des mailles	11
configurations de fonctionnement	33	espace des noeuds	11
contraintes CEM	31	espace matériel	26
coques	37	essais de validation	33, 36
cordes	27	état de l'électronique	35
couche composants	37	états électriques	32
couche équipements	37	évènements anormaux	31
		évènements redoutés	31

expérience hyperfréquence 36
 fabriquer des lignes 35
 fem couplée 23
 fem induite 23
 finesse de description 35
 fonction échelon 16
 fonctionnalité système 24
 fonctionnement des lignes 16
 fonctions électriques 25
 fonctions système 25
 formule de Faraday 23
 frottements 34
 gabarit spécifié 34
 Gestion du Layout PCB 35
 graphes 25
 graphes d'interactions 34
 Graphes et équations liées 26
 gravité 31
 gravité client 31
 habitacles 37
 harmoniques lointaines 3
 hors-bande 36
 hystérésis 32
 IA 6
 ICEM 5
 Identification des risques 25, 34
 immunité 3
 immunité des composants en
 hyperfréquences 36
 immunité hyperfréquence des composants 36
 immunité rayonnée 34
 impact client 31
 impédance de couplage 23
 impédance propre 5
 impédances 7
 impédances aux frontières 21
 impédances de couplages 16
 impédances propres 15
 influence 34
 influence de l'effet combiné 29
 instants logiciels 32
 intégration dans le temps du bilan de
 courant 19
 interactions 5
 interactions conduites par les signaux 5
 interactions de champ lointain 5
 Interactions de champ lointain 23
 interactions de champs proches 5
 interactions par connexions de lignes 5
 inverser le tenseur (Z) 21
 ionisations 34
 Kate 13
 la transformation aux impédances 10
 Layout des PCB 25
 liaisons matérielles 26
 liens 26
 live CD 13
 logiciels de mathématiques 4
 maille réceptrice 18
 mailles 26
 Math::Complex 13
 matrice adjointe 22
 matrice d'interactions 29
 matrice de connectivité 11
 matrice dite de 'connectivité' 9
 méthode de Cramer 12
 méthode de Kron 6
 méthode des ondes mobiles 16
 méthodologie 25
 microprocesseur 6, 27
 mission 31
 mission système 31
 modulée en impulsion 36
 moment de la boucle 23
 niveau crête RF 36
 niveau de contrainte d'environnement 31
 niveau de stress 30
 niveau quasi continu détecté 36
 niveau seuil logique 36
 niveaux fonctionnels 36
 noeuds 6, 26
 nombre complexe 13
 nombre de couches 35
 non linéarités 32, 36
 norme d'essai BCI 31
 norme d'immunité rayonnée 31
 norme de mesure des émissions conduites 31

norme de mesure des émissions rayonnées	31	réseaux	26
normes Européennes	3	RF	35
normes standardisées	30	risque	37
observable	32	risque de brouillage	35
observables	31	routage	30
onde plane	23	RSIL	34
OpenOffice	12	sensibilité	3
paramètre prédominant	30	sévérité	31
paramètres influents	25	simultanéité	32
paramètres intervenants	28	solution optimisée	25
Partial Equivalent Electrical Circuit	15	spécifications techniques de besoins	30
PDN	6	spectre de puissance	35
PEEC	15	stratégie	37
PERL	12	stratégie de durcissement	37
perturbation momentanée	32	strates	37
perturber une logique de traitement	36	stress	31
phénomène d'influence	19	structure de ligne	35
pince d'injection	33	substrat	36
plan de masse	33	surface neutre	15
plan de test	31	système d'équations	11 sv
Plan de test	25	systèmes wireless	35
Plan de test et Validation	35	systémier	32
plans d'expérience	25	temps d'inertie du composan	36
Plans d'expériences	28	temps de modulation	36
points de convergences des courants	19	tenseur	11
polarisation du champ	35	tension de claquage	34
portes logiques	25	tension incidente	17
potentiel vecteur	24	tension quasi continue	36
précision de description du plan de test	36	tenue sous stress	31
prédiction des risques de perturbation	34	terme extra diagonal	23
primitif	20	test en décharges électrostatiques	34
proportionnalité entre classes	32	test en émissions conduites	34
puissance de bruit	35	test en émissions rayonnées	34
rapport signal bruit	35	test en immunité rayonnée	33
récepteurs radio fréquence	35	topologie	25
règle de Sarrus	21	transformateur	33
règles de transformations	10	transformée de Laplace	19
réinitialisation	33	transposition	10
réseau rayonnant	23	Validation	25
Réseau Stabilisateur d'Impédance de Ligne	34	variable de Laplace	8
		variables d'usage général	13
		variations de comportements	32
		vecteur des sources	8
		vertex	19, 26

Illustration Index

Illustration 1: cellule MOS en commutation	6
Illustration 2: schéma équivalent ICEM	6
Illustration 3: graphe du circuit, noeuds	7
Illustration 4: graphe, courants de bras	7
Illustration 5: espace des mailles	9
Illustration 6: courbe résultat tracée par OpenOffice.Calc	15
Illustration 7: schéma de couplage par masse partagée	16
Illustration 8: ligne	17
Illustration 9: représentation de la liaison ligne	17
Illustration 10: couplage capacitif	20
Illustration 11: champ lointain rayonné par une boucle	23
Illustration 12: champ lointain sur une sphère	24
Illustration 13: arbre de défaillances	26
Illustration 14: graphe d'un problème complexe	27
Illustration 15: plan d'expérience	28
Illustration 16: tableau du plan d'expériences	29
Illustration 17: gravités et classes de fonctionnement	32