

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique



Université MOULOUD MAMMERI de TIZI OUZOU

Faculté de Génie Electrique et d'Informatique

Département de l'Electronique



Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du Master en Electronique

Option : réseaux et télécommunications

Thème :

La compatibilité électromagnétique en électronique

Proposé et dirigé par :

Mr H.KANANE

Réalisé par :

M.elle AMIROUCHE Nadia

« Promotion 2017/2018 »

Remerciements

Je ne peux commencer ce simple projet, sans remercier mon exemple mon encadreur, avant et tout le temps mon enseignant, à l'université et même dans la vie entière, monsieur KANANE Hocine, pour son grand aide, sa patience, ces encouragements et conseils et sa disponibilité constante tout le temps pour un étudiant voulant réussir ses études, ses projets, qui peuvent apparaître simples et parfois loin, mais jamais à ces yeux ...

Monsieur ,je ne peux oublier ,le jour où vous êtes venus à l'amphi pour nous donner un cour ;en tenant bien compte de votre mission tellement noble ; comme toujours vous donner des conseils de vie, des méthodes de travail fructueux, vous nous montrer des chemins à empreinter pour réussir notre avenir, nous enrichir des résultats de vos expériences nombreuses et surement pas faciles de votre vie, permettez moi de le dire ,je ne peux oublier ce jour là où avez dit sur les études et la vie au même temps, vous avez dit des mots précieux monsieur :

« Quand on a rien compris ça sous-entend que c'est difficile, mais quand on comprend... ça devient facile, beau comme un ciel bleu éclairé ».

Vous l'avez dit et c'est ce qui m'a retenu, et m'a toujours pousser d'aller de l'avant, aujourd'hui je vous le dit monsieur. Rien ne saura exprimer ma reconnaissance si différente et si grande pour vous monsieur, merci de m'avoir encadré et suivi mon projet de fin d'études, encore merci infiniment d'être là tout le temps et d'être compréhensif, je vous respecte beaucoup. C'est si particulier de vous connaître et de travailler avec vous.

Je tiens à remercier aussi tous les enseignants qui m'on guidé et m'ont appris qui m'on enseigné depuis les classes primaires, c'est grâce à eux je suis arrivée là aujourd'hui: Mme GRIM Nora, et du collège, en particulier : Mr KADRI Kaci, et Mme MICACHÈRE Nora, je ne vous oublierai jamais.

Mes plus sincères remerciements iront également aux membres de jury qui ont bien voulu m'honorer de leur présences, afin d'évaluer ce travail de recherche et de participer à la soutenance.

Je ne peux aussi oublier de remercier ma petite famille, mes parents qui m'ont aidé lors de mes études et qui étaient là avec moi pour un tout et un rien, je vous aime.

Je dédie ma réussite pour vous et pour tous mes êtres chers.

Dédicaces

A ma mère,

« La plus belle perle du monde, tu m'as donnée le courage d'avancer rien de ce que je pourrais t'offrir n'exprimera ma reconnaissance. En témoignage, je t'offre ce modeste travail pour te remercier pour tes sacrifices et pour l'affection dont tu m'as toujours entourée. »

A mon père,

« La personne qui a toujours garni mes chemins avec force et lumière. Aucune dédicace ne saurait exprimer mes sentiments, que Dieu te préserve et te procure santé et longue vie.»

A mes sœurs,

« Je vous souhaite le plus grand succès ... et le bonheur.

Merci d'être les sœurs agréables. »

A mes frères et en particulier Brahim,

« Merci pour l'amour et le respect que vous m'avez toujours accordé.»

A Cher enseignant Mr Kanane,

« Pour votre patience et surtout pour votre soutien et vos précieux conseils.

Merci d'être là avec moi du début jusqu'à la fin de mon cursus universitaire, et d'être à la disposition de tous les étudiants, en nom de tous mes camarades, tout le respect qu'on vous doit.»

A tout mes amis,

« Pour une sincérité si merveilleuse... jamais oubliable, je vous souhaite tout le succès ... tout le bonheur. »

A toute personne qui m'a aidé à franchir un horizon dans ma vie.

Table de matière :

Introduction générale :

Chapitre 1 : Position de problème de la compatibilité électromagnétique (CEM)

I.1. Définitions.....	6
I.1.1 Les parasites	6
I.1.2 Définition de la CEM	7
I.1.3 Les sources de perturbations	7
I.1.3.a) les phénomènes radioélectriques	7
I.1.3.b) Les phénomènes transitoires ou impulsionnels	7
I.1.4 La propagation des perturbations	8
I.1.5 Les risques	8
I.2 Lois et Normes	9
I.2.1. Définition des Normes de CEM	10
I.2.2. Normes fondamentales	12
I.2.3. Normes Génériques.....	14
I.2.4. Normes familles produits.....	15

Chapitre II : Les sources de perturbations électromagnétiques

II. 1. Les sources de perturbation	18
II.1.1 Les sources de perturbation naturelles	20
II.1.1.1 La foudre	20
II.1.1.2. Les décharges électrostatiques (DES)	23
II.1.1.3. Le bruit cosmique	24
II.1.2. Les sources de perturbation industrielles	24
II.1.2.1 Champs créé par les émetteurs radio	25
II.1.2.2. Champs créés par les émetteurs radars	25
II.1.2.3. Perturbations existantes sur le secteur	26

II.1.2.4 convertisseurs et générateurs HF	29
II.1.2.5 Champ de fuite des transformateurs	30
II.1.2.6 Les courts circuits	31
II.1.2.7 Impulsion électromagnétique nucléaire (IEMN)	31

Chapitre III : Les couplages

III.1. Les six couplages électromagnétiques	30
III.1.1. Effet d'un courant circulant dans un conducteur	30
III.1.2. L'effet d'une d.d.p. variable entre un conducteur et la masse la plus proche.....	31
III.1.3. L'effet d'un courant variable dans un conducteur filaire sur un autre conducteur filaire, parallèle et voisin	32
III.1.4. L'effet d'une d.d.p. variable entre un conducteur et autre conducteur parallèle et voisin	32
III.1.5. L'effet d'un champ électrique variable sur un conducteur	33
III.1.6. L'effet d'un champ magnétique variable sur un boucle.....	33
III.2. Mode différentiel et mode commun.....	36
II.2.1.Couplage par impédance commune.....	41
II.2.2.Couplage capacitif carte à châssis	43
II.2.3.Couplage par diaphonie inductive	46
II.2.3.a) Diaphonie inductive de mode différentiel	48
II.2.3.b) Diaphonie inductive de mode commun.....	50
II.2.4.Couplage par diaphonie capacitive.....	52
II.2.4.a) Diaphonie capacitive de mode différentiel	54
II.2.4.b) Diaphonie capacitive de mode commun	54
II.2.5.Couplage champ à fil.....	55
II.2.5.a) Couplage champ à fil en BF	57
II.2.5.b) Couplage champ à fil en HF.....	58
II.3.6.Couplage champ à boucle.....	58
II.3.6.a) De l'effet du champ magnétique dans les petites boucles	59
II.3.6.b) Couplage champ boucle en HF	60
II.3.6.c) Couplage champ boucle aux hyperfréquences	61

Chapitre IV : Les remèdes

IV.1. CABLAGE INTRNE	64
IV .1.1. Mise à la masse	64
IV. 2.2. Règle de câblage	64
IV.2. PROTECTION EN CONDUCTION	67
IV.2.1. Regroupement des entrées – sorties	67
IV. 2.2. Liaison symétrique	69
IV.2.3. Filtres CEM.....	70
IV.2 .3.1. <i>Filtres signaux</i>	70
IV.2.3.2. <i>Filtres secteurs</i>	71
IV.2.4. Montage des filtres.....	72
IV.2.4.1. <i>Montage des filtres secteurs</i>	72
IV.2.4.2. <i>Montage des filtres signaux</i>	74
IV.2.5. Self de mode commun	75
IV.2.5.1. <i>Saturation des selfs de mode commun</i>	76
IV.2.6. Câbles blindés	77
IV.2.6.1. <i>Choix du câble</i>	77
IV. 2.6.2. <i>De quel côté raccorder l'écran?</i>	77
IV.2.6.3. <i>Comment raccorder</i>	79
IV.3.BLINDAGE	81
IV.3.1. Ouverture dans un blindage	82
IV.3.1.1. <i>Fente dans un blindage</i>	82
IV.3.1.2. <i>Effet de chicane</i>	83
IV.3.1.3. <i>Joints conducteurs</i>	83
IV.3.2. traitement des câbles	84
IV.3.3. Coffrets blindés pratiques	87

Chapitre V : Les méthodes de mesures

V.1. Mesures des perturbations émises par l'appareil.....	88
V.1.1. Mesures des perturbations en conduction	88
V.1.1.1. En régime harmonique	88
V.1.1.2. En régime transitoire	88
V.1.2. Mesures en rayonnement.....	92

V.1.2.1. Sites de mesures	92
V.1.2.2. Antenne de mesure	95
V.1.2.3. Exemple de procédure	96
V.2. Mesure de la susceptibilité d'un appareil	98
V.2.1. Mesure en conduction	98
V.2.1. 1. <i>Régime harmonique</i>	98
V.2.1.2. <i>Régime instable</i>	100
V.2.2. Mesures en rayonnement.....	101
V.2.3. Mesures de la susceptibilité pour les décharges électrostatiques	103
V.3. Autres mesure.....	103
V.3.1. Mesure de l'efficacité de matériaux pour blindage	103
V.3.2. Mesure de l'impédance des prises de terre	105
V.4. Etablissement d'une déclaration de conformité	106

Conclusion général

Bibliographie

Mots clé:

Perturbation électromagnétique - propagation- décharges électrostatiques- émetteurs radio- secteur- foudre- couplage- mode différentiel- mode commun- une boucle- un conducteur- courant électrique- champ variable- capacité- châssis- diaphonie- câblage- filtres- mesures- antenne- régime instable- régime harmonique- rayonnement- susceptibilité- impédance- conformité d'un appareil.

Résumé:

La compatibilité électromagnétique (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 rentent pour partie dans le périmètre de la CEM. Des normes européennes sont apparut en 1992 dans l'automobile, le métier en tant que matière complète débute à peine si l'en pense aux années qu'il a fallu à d'autres métiers comme l'aviation pour munir depuis 1996 aucun appareil ne peut être théoriquement commercialisé sans avoir subit du test de compatibilité électromagnétique.

La CEM va traiter de parasites électromagnétique à des fréquences aux quelles normalement une électronique ne travaille pas par exemple: la sensibilité d'une télévision à des champs a plusieurs gigahertz et qui normalement travaille à quelques dizaines de mégahertz. Pour entamer le sujet de ce projet, le premier chapitre pose le problème de la CEM, en définissant d'abord que veut dire la CEM. Une source de perturbation, en suite expliquant le phénomène de propagation d'une perturbation et parler des risques rencontrés et précisant ainsi où réside le problème de la compatibilité électromagnétique, citant les normes établies par des organismes internationales et la communauté européenne.

Ensuite, dans les chapitres qui viennent, nous avons traiter chaque point qui fait partie de problème posé déjà, problème de CEM. premièrement, les sources de perturbation électromagnétique, qui sont de deux types: naturelles comme: la foudre, décharges électrostatique, le bruit cosmique, et les sources industrielles, sont les sources de bruit dues à l'activité humaine; celles-ci peuvent être intentionnelles comme: les émissions de radiodiffusion ou les radas, ou non intentionnelles comme: les parasites engendrés par les calculateurs, et ceux provenant du secteur d'alimentation.....etc.

Deuxièmement, les couplages électromagnétiques, qui peuvent être définis par le mode d'action d'une source perturbatrice sur le circuit victime, se fait soit par rayonnement ou par conduction. Les couplages électromagnétiques, il en existe six en tout, pas plus, mais qui peuvent être réalisés en deux modes, soit en mode commun, soit en mode différentiel.

Puis, le quatrième chapitre décrit les remèdes, qui sont pris en compte pour remédier au problème de compatibilité électromagnétique, tels que: le blindage, le câblage interne, et la protection en conduction: rayonnement entrée-sortie; liaison symétrique; les filtres et leurs montages.

En fin, il existe des méthodes de mesures qui sont utilisés lors de la conception pour vérifier si les équipements respectent bien les normes définies par les organismes internationales et la communauté européenne et établir ainsi une déclaration de conformité et le marquage CE qu'un produit compatible doit contenir. Parmi les méthodes de mesures définies il y'a des méthodes de mesure de perturbations émise par la source, aussi des méthodes de mesures de l'efficacité de prise de terreetc.

Penser à appliquer ces méthodes avant de mettre le produit sur le marché ça fait éviter au fabricant la perte de temps et de l'argent de la conception et même éviter les grandes catastrophes qui peuvent aller jusqu'à la perte des êtres-vivants.

Introduction générale

Introduction générale :

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.

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

« Capacité d'un dispositif, équipement ou système à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement électromagnétique, sans introduire de perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement ». [1]

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

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

La CEM est un métier compliqué en ce sens qu'il s'adresse à ce qui n'est pas prévu. La CEM va traiter de parasites électromagnétiques à des fréquences auxquelles normalement une électronique ne travaille pas, par exemples la sensibilité d'une télévision à des champs à plusieurs gigahertz et qui normalement travaille à quelques dizaines de mégahertz, de même elle traite la sensibilité d'un amplificateur opérationnel à 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 a des fréquences imprévues, mais aussi a des niveaux exceptionnels (l'immunité de la tenue d'un registre à des impulsions c'est le principe de décharges électrostatiques).

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

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

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

Pour tout système comportant des matériels électriques ou électroniques placés en présence d'ondes électromagnétiques indésirables (tension, courant, champ électrique ou magnétique) se pose par nature un problème de compatibilité électromagnétique : une source de perturbation qui cause des perturbations sur le fonctionnement d'un circuit électrique ou électronique donc perturbé, qui sont couplés par deux modes : par rayonnement ou par conduction.

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

Un système électromagnétiquement compatible satisfait ces trois critères :

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

L'objectif de ce projet de fin d'étude est de voir quelles peuvent être les voies de transmission des perturbations et comment on peut augmenter l'immunité vis à vis des perturbations émises.

Lexique [3]

Niveau de compatibilité (électromagnétique) : Niveau maximal spécifié de perturbations électromagnétiques auquel on peut s'attendre que soit soumis un dispositif, appareil ou système fonctionnant dans des conditions particulières.

Note : en pratique le niveau de compatibilité électromagnétique n'est pas un niveau maximal absolu mais peut être dépassé avec une faible probabilité.

Niveau de perturbation : Valeur d'une perturbation électromagnétique de donnée, mesurée dans des conditions spécifiées.

Limite de perturbation : Niveau maximal, admissible des perturbations électromagnétiques mesuré dans des conditions spécifiées.

Niveau d'immunité : Niveau maximal d'une perturbation électromagnétique de forme donnée agissant sur un dispositif, appareil ou système particulier, pour lequel celui-ci demeure capable de fonctionner avec la qualité voulue.

Susceptibilité (électromagnétique) : Inaptitude d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système à fonctionner sans dégradation de qualité en présence d'une perturbation électromagnétique.

Emission : Energie électromagnétique qui se propage à partir d'une source par rayonnement ou par conduction

Plan de masse : c'est une surface plane, métallique qui utilisée :

- 1) comme référence, pour les voies de retour d'un circuit ;
- 2) pour réfléchir l'émission des ondes électromagnétiques.

Diaphonie : tout signal perturbateur qui apparaît dans une ligne de transmission à cause de couplage par mutuel avec une autre ligne située à proximité.

Onde plane : une onde où tous les vecteurs normaux à la direction de propagation sont en phase

Perméabilité électromagnétique (μ_r) : un paramètre caractéristique d'un matériau, qui exprime d'une façon relative (par rapport au cuivre) l'habileté du matériau en question à servir comme support aux lignes de champ magnétique.

Conductivité relative (σ_r) : un paramètre qui exprime d'une façon relative (par rapport au cuivre) la conductivité électrique d'un matériau.

Antenne fouet : antenne formée d'un brin conducteur perpendiculaire à un plan de masse, elle est d'usage courant et sa mise en équation est aisée.
Câble en nappe : (ou câble plat ou « limande ») : câble plat composé de plusieurs fils en parallèle. Alternier un fil sur deux au 0 V

(à relier à chaque carte) réduit ses nombreux problèmes : diaphonie, impédance commune, boucles...

Chapitre 1 :

Position de problème de la compatibilité électromagnétique (CEM)

Introduction

L'électronique est de plus en plus présente dans la vie courante. En effet, il suffit de penser matériels comme les téléphones portables, les ordinateurs, les radios et autoradios, mais aussi à des appareils médicaux comme les pacemakers. Ces appareils sont de plus en plus sophistiqués, et donc sensibles aux perturbations électromagnétiques rencontrées dans leur environnement.

Dans ce chapitre nous définissons d'abord, l'effet parasite qui touche aux circuits électriques et que la CEM peut considérer comme sources de perturbation qui peut aller au dysfonctionnement d'un système électronique, par différents modes de couplages; que nous allons détailler par la suite; nous traitons alors le problème de la CEM.

En suite, nous définissons les lois et normes exigées par l'accord international sur les télécommunications, prises pour remèdes à tout problème de CEM en évitant ainsi tout risque dans différents domaines, citons le domaine militaire, télécommunication et le domaine médical 1.

I.1 Définitions :

I.1.1 Les parasites :

Dès que des informations sont présentes sous forme électrique, on peut noter des perturbations électromagnétiques temporaires. Ces signaux se propagent soit par rayonnement, soit par conduction le long de différents conducteurs. Dans la majorité des cas, ces deux phénomènes physiques sont couplés : un courant induit se propage dans les conducteurs reliés ou proche de la source de signaux (canalisations de chauffage, tuyau d'eau, fer à béton, etc.).

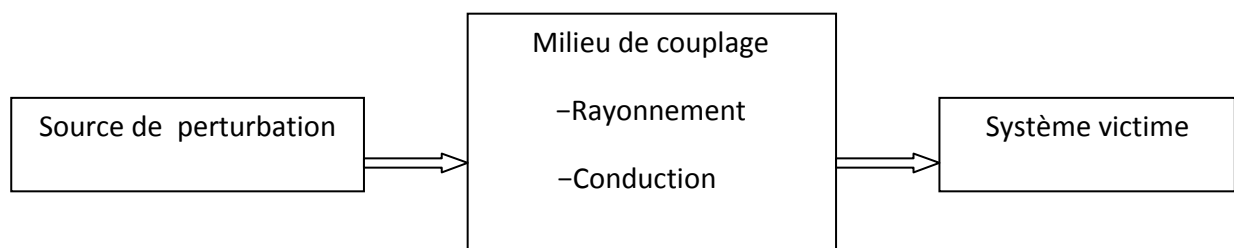


Figure I-1 : problème de la compatibilité électromagnétique

Les signaux parasites sont créés par des variations rapides de tension ou de courant à travers des conducteurs. Ils peuvent venir se superposer à d'autres signaux et les brouiller.

I.1.2 Définition de la CEM :

La CEM (Compatibilité électromagnétique) est un domaine très réglementé.

La Compatibilité ElectroMagnétique (CEM ou EMC ElectroMagnetic Compatibility) d'un équipement ou d'un système électrique caractérise son aptitude à fonctionner de manière satisfaisante dans son environnement, et sans y occasionner lui-même de perturbations gênantes.

La CEM est une expression qui regroupe deux notions : le pouvoir perturbateur (émissivité) et l'immunité aux perturbations (susceptibilité). L'immunité correspond aux mesures de protections envisagées pour rendre les équipements insensibles aux perturbations. La CEM s'intéresse donc à tout ce qui est phénomène électromagnétique (sources d'émission, couplage), protection (immunité des équipements, blindage, filtrage), effets biologiques et normalisation.[2]

I.1.3 Les sources de perturbations :

Les sources de perturbations sont nombreuses ; ils proviennent de phénomènes radioélectriques et de phénomènes impulsionnels ou transitoires.

I.1.3.1. Les phénomènes radioélectriques :

Ils conduisent à mener des études de quelques kHz à des dizaines de GHz.

Ce sont les brouillages entre systèmes radioélectriques ainsi que les perturbations au niveau des réceptions.

I.1.3.2. Les phénomènes transitoires ou impulsionnels :

Ce sont des signaux qui peuvent être rapides et énergétiques. C'est par exemple la foudre, les surtensions dans les réseaux de télécommunication, les décharges d'électricité statique ou l'impulsion électromagnétique nucléaire (IEMN).

I.1.4. La propagation des perturbations :

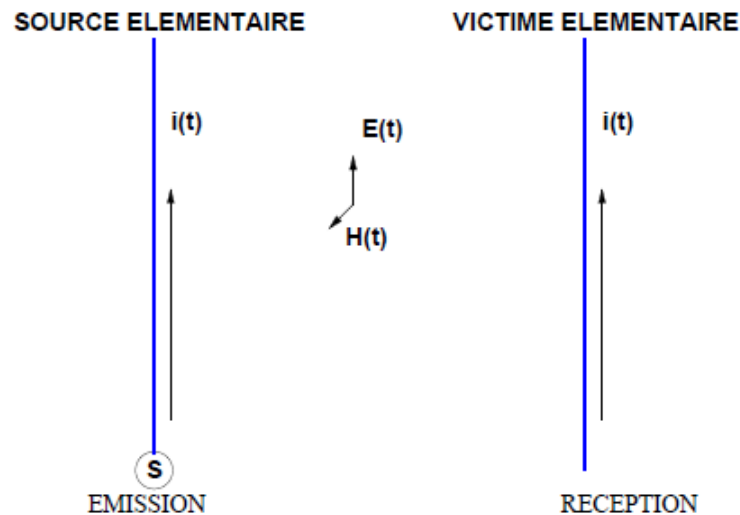


Figure I-2 : couplage électromagnétique élémentaire [2]

Un conducteur parcouru par un courant variable dans le temps induit un champ électromagnétique variable dans le temps et dans l'espace. De même, un conducteur présent dans un champ magnétique variable développera un courant en son sein.

Ces phénomènes expliquent une grande partie des mécanismes de création, de réception et de propagation des signaux, parasites ou non. Le couplage dépend de la longueur d'onde des phénomènes, ainsi que de la longueur relative des conducteurs par rapport à celle-ci.

La CEM est en général un compromis entre les sources, la sensibilité et le couplage, pour un niveau de prix et de fonctionnement acceptables. Il est à noter que la sécurité des personnes sera considérée avant tout.

I.1.5. Les risques :

Ces problèmes semblent anodins. Cependant, ils engendrent des risques dans des domaines comme le médical, la télécommunication, le militaire.

Dans le domaine médical, il s'agit de s'assurer que les appareils fonctionnant dans les hôpitaux comme sur des patients ne subiront aucune interférence avec des sources extérieures. De même, pour les télécommunications, où les données transitent peuvent être altérées. Enfin,

les militaires s'occupent particulièrement des problèmes de confidentialité des données. L'analyse des rayonnements électromagnétiques est un mode de piratage informatique aujourd'hui bien connu, même s'il faut des moyens que le citoyen lambda n'a pas.

I.2 Lois et Normes : [2]

Les normes sont proportionnelles aux enjeux. Elles sont nombreuses et contraignantes, mais nécessaires. Il est important de constater que les fabricants peuvent avoir des intérêts contradictoires, c'est à dire qu'ils peuvent vouloir en faire le moins possible par rapport aux émissions électromagnétiques, ou bien qu'ils sont enclins à vouloir réduire leur effort sur la susceptibilité. Les niveaux d'émission ou de susceptibilité ainsi que les limites et les marges de sécurité sont définies dans la norme **CEI 1000-1-1**.

Les normes sont différentes selon les systèmes. Dans les systèmes fermés (avions, voitures...), il n'y a pas de norme. Les constructeurs établissent eux-mêmes leurs niveaux d'émission et d'immunité. Dans les systèmes ouverts, le législateur impose des niveaux perturbateurs à ne pas dépasser.

L'accord international sur les télécommunications (IVF) stipule l'obligation de maintenir le niveau perturbateur à une valeur la plus faible possible. Dans la plupart des pays, les différentes réglementations des autorités nationales tiennent compte du niveau de perturbations radioélectriques défini par l'IFV. C'est ainsi que tous les problèmes de parasitage et d'antiparasitage radio relèvent des administrations de télécommunication. C'est pourquoi celles-ci fixent des niveaux perturbateurs admissibles pour l'industrie et l'habitat et, par conséquent, les limites de l'émissivité et de la susceptibilité.

Les limites de l'émissivité sont fixées en fonction du niveau de perturbations ambiant naturellement présent ainsi que les nécessités et possibilités de la couverture radio. Les limites d'émissivité sont basées sur des valeurs définies dès 1939 par le CISPR, valeurs qui bien évidemment ont évolué depuis lors et ont été adaptées aux exigences du monde moderne.

Les limites de susceptibilité mises au point ces dernières années tiennent compte non seulement des perturbations courantes (tensions, intensités de champ) mais aussi du potentiel de risque en cas d'incident. C'est pourquoi les prescriptions relatives l'immunité concernant l'électronique auto, les équipements militaires et les contrôles de processus industriels sont beaucoup plus sévères que pour les récepteurs de radiodiffusion où les perturbations n'ont pas d'autre incidence qu'un certain agacement de l'auditeur.

I.2.1. Définition des Normes de CEM :

Le concept de CEM décrit tout d'abord un phénomène physique et technique. Chacun sait qu'un grand nombre, de lois, prescriptions et normes sont liées à ce concept. Nous allons tout d'abord voir pour quelle raison les normes et prescriptions sont aussi nombreuses. Il existe des normes pour

- les limites, c'est-à-dire les valeurs maximales d'émissivité et les valeurs minimales de susceptibilité,
- les méthodes de mesure et
- les appareils de mesure.

Chacun comprendra la nécessité de fixer des limites. La fixation de limites suppose que les grandeurs de CEM puissent être mesurées de façon reproductible et ce, indépendamment du lieu et du moment où elles ont été effectuées. Le modèle de perturbations présenté plus haut induit la procédure à suivre pour réaliser une mesure de CEM. Pour les mesures de susceptibilité, l'appareil de mesure remplace la source de perturbations et pour les mesures d'émissivité, il remplace le système soumis aux perturbations.

La simulation du coupleur entre la source de perturbations et le système perturbé pose un problème. Prenons un exemple simple : les paramètres du signal délivré par exemple par un générateur de signaux à sortie coaxiale peuvent être mesurés de façon reproductible, aussi bien dans le domaine temporel que fréquentiel, par n'importe quel technicien. Pour mesurer les perturbations émises par un appareil aussi simple soit-il, par exemple, un équipement de cuisine, le technicien va immédiatement se demander où raccorder l'appareil de mesure. Le problème se pose pour toutes les mesures de perturbations car l'énergie perturbatrice est émise par la source à travers des voies non définies. Le même problème existe pour les mesures de susceptibilité. Ici aussi, on manque d'une interface définie.

Les normes de mesure de CEM ont pour objet de définir des interfaces artificielles de façon à ce que le pouvoir perturbateur puisse être mesuré de façon reproductible. Elles décrivent avec précision les modalités de montage de l'équipement à tester, les caractéristiques de l'environnement, les appareils de mesure à utiliser et les dispositions à prendre pour que l'objet sous test émette un maximum de perturbations. Cela entraîne par exemple l'obligation de raccorder des câbles à l'équipement sous test même si ceux-ci ne sont pas nécessaires pour tous les modes de fonctionnement, l'obligation de pouvoir modifier la position de ces câbles jusqu'à ce que la perturbation atteigne sa valeur maximale et de pouvoir modifier le mode de fonctionnement et la tension de service. En d'autres termes, l'équipement

sous test doit être mis en service dans les conditions les plus défavorables, c'est-à-dire dans lesquelles son pouvoir perturbateur est maximum.

Le montage prescrit pour la mesure des tensions perturbatrices des petits appareils électrodomestiques - les points suivants sont à respecter :

- Paroi conductrice (masse de référence) d'au moins 2 m x 2 m
- Plateau de bois de plus de 80 cm de hauteur
- Distance de 40 cm entre l'équipement sous test et la paroi
- Distance 80 cm entre l'équipement sous test et le réseau fictif
- Caractéristiques du câble (longueur = 80 cm, tracé non rectiligne)
- Raccordement du réseau fictif à la masse de référence (faible longueur et faible inductance)

Des montages de mesure similaires sont prévus pour toute une série d'autres appareils (outillages à main, calculateurs de table).

Ce simple exemple montre à quel point la description de "l'interface CEM" doit être méticuleuse pour fournir une bonne reproductibilité des mesures. Les appareils de mesure de CEM ont pour fonction de simuler une source de perturbations ou un système perturbé normalisé. Ils doivent donc se comporter de la même façon que la source de perturbations ou le système perturbé placé dans un environnement électromagnétique correspondant. Cela implique d'utiliser des appareils de mesure CEM et des dispositifs de couplage différents en fonction des applications de l'équipement à tester.

Lors des mesures d'émissivité effectuées en vue de protéger la réception d'émission radio- diffusées, le récepteur de mesure a pour fonction de décrire la réaction du récepteur de radio- diffusion et de l'auditeur/télespectateur. A cet effet, le récepteur de mesure comporte différentes bandes passantes correspondant à peu près aux largeurs de bande utilisées par les différents services de radiodiffusion. Ainsi qu'un circuit de détection simulant la réaction de l'être humain à la perturbation. La détection quasi-crête fournit des valeurs qui, pour la majorité des perturbations impulsionnelles, dépendent de la fréquence des impulsions. Des essais ont notamment montré que l'être humain est moins gêné par les perturbations impulsionnelles à faible fréquence, par exemple 10 Hz, que par celles à fréquence plus élevée, par exemple 150 Hz. La détection quasi- crête nécessite que le récepteur de mesure présente une excellente dynamique ne pouvant être obtenue qu'avec une configuration définie. C'est la raison pour laquelle la norme CISPR relative aux récepteurs de mesure à détection quasi-crête va jusqu'à indiquer le schéma synoptique du récepteur.

L'être humain est particulièrement sensible aux perturbations générées par des signaux sinusoïdaux. En radiodiffusion sonore, elles se traduisent par un sifflement et en télévision par un effet de moirage. Les mesures de signaux continus présentant des perturbations impulsionnelles nécessitent de recourir à une détection de valeur moyenne.

Si le système soumis aux perturbations est un calculateur, un dispositif de commande militaire ou industriel, la fréquence de répétition des impulsions perturbatrices ne joue en général aucun rôle. Une seule impulsion de niveau élevé suffit à "planter" un calculateur. C'est pourquoi les mesures de CEM dans le domaine militaire sont effectuées en détection crête et comparées avec des limites-crête.

Les récepteurs de mesure de perturbations de type universel sont donc dotés d'au moins trois modes de détection : valeur moyenne, quasi-crête et crête.

Il en va de même pour les générateurs destinés à simuler la source de perturbations : pour les mesures d'immunité sur les récepteurs radio et TV, on utilise essentiellement des signaux perturbateurs modulés en amplitude pour simuler la conduction sur les lignes d'antennes des perturbations provenant d'émetteurs fonctionnant à des fréquences proches ainsi que le rayonnement direct provenant de stations d'émission voisines. Dans le domaine industriel et militaire, on rencontre également un grand nombre de perturbations impulsionnelles arrivant à l'équipement sous test par conduction à travers les lignes d'alimentation et de commande.

Les appareils de mesure doivent par conséquent répondre à des exigences très différentes les unes des autres. En ce qui concerne les récepteurs de mesure, ces exigences peuvent être satisfaites par un seul appareil dont l'utilisateur peut sélectionner la bande passante, le démodulateur et la constante de temps en fonction des besoins de la mesure. En ce qui concerne les générateurs de perturbations, il est en général nécessaire de recourir à des appareils spécifiques pour chaque type de mesure.

I.2.2. Normes fondamentales :

Les normes fondamentales définissent et décrivent le problème posé par la compatibilité électromagnétique, les méthodes de mesure et de test, les moyens de mesure de base et les montages de mesure. Elles n'indiquent aucune limite et n'établissent aucun critère de dégradation du fonctionnement.

Les normes internationales **CISPR 16** et **CEI 1000** sont des normes CEM fondamentales :

CISPR 16/1987 Dernière édition complète : Spécifications relatives aux appareils et

méthodes de mesure de perturbations radioélectriques

CISPR 16-1/1993 Première partie de la nouvelle édition : Spécifications relatives aux appareils et méthodes de mesure de perturbations radioélectriques. Partie 1 : Appareils pour la mesure de perturbations radioélectriques et de la susceptibilité (nota : aucune norme EN n'est prévue pour cette norme).

Le comité technique 77 de la CEI a mis au point la norme fondamentale CEI 1000 comportant les parties suivantes (le "x" correspond aux sections) :

- **CEI 1000-1-x Partie 1** : Généralités : introduction, principes de base, définitions.
- **CEI 1000-2-x Partie 2** : Environnement électromagnétique : classification, niveaux de compatibilité.
- **CEI 1000-3-x Partie 3** : Limites : émissivité et susceptibilité électromagnétique.
- **CEI 1000-4-x Partie 4** : Appareillages et méthodes de mesure.
- **CEI 1000-5-x Partie 5** : Installation d'appareils et de systèmes respectant les principes de CEM.
- **CEI 1000-9-x Partie 9** : Questions diverses.

L'importante partie 4 comporte les sections suivantes (les sections 1 à 6 ont été élaborées à partir de la série CEI 801 rédigée par le comité technique 65 pour les matériels de mesure et de commande dans les processus industriels. La norme 1000-4-2 est par exemple issue de la norme CEI 801-2) :

- **CEI 1000-4-1** Vue d'ensemble sur les méthodes de mesure d'immunité
- **CEI 1000-4-2** Immunité aux décharges électrostatiques (ESD)
- **CEI 1000-4-3** Immunité aux champs électromagnétiques haute fréquence
- **CEI 1000-4-4** Immunité aux perturbations transitoires électriques rapides en salves
- **CEI 1000-4-5** Immunité aux surtensions transitoires
- **CEI 1000-4-6** Immunité aux perturbations conduites haute fréquence
- **CEI 1000-4-7** Guide général relatif aux mesures d'harmoniques et d'interharmoniques ainsi qu'à l'appareillage de mesure, applicable aux réseaux d'alimentation et aux appareils qui y sont raccordés
- **CEI 1000-4-8** Immunité aux champs magnétiques à la fréquence du réseau
- **CEI 1000-4-9** Immunité aux champs magnétiques impulsionnels
- **CEI 1000-4-10** Immunité aux champs magnétiques oscillatoires amortis
- **CEI 1000-4-11** Immunité aux creux de tension, coupures brèves et variations de tension

I.2.3. Normes Génériques

Les normes génériques sont des normes se rapportant à un environnement déterminé. Elles fixent une série de spécifications et de tests applicables à tous les produits et systèmes mis en œuvre dans cet environnement, ceci à condition que ces produits et systèmes ne fassent pas l'objet de normes CEM spécifiques. Des normes génériques ont été spécifiées pour les applications suivantes :

- Résidentiel, commercial et industrie légère
- Industrie

Les normes génériques concernant la susceptibilité électromagnétique distinguent trois catégories de dégradation du fonctionnement lorsque l'appareil ou l'installation est soumis à des perturbations électromagnétiques :

- Le fonctionnement de l'équipement sous test n'est pas dégradé (catégorie A)
- L'équipement sous test a un fonctionnement dégradé mais il re fonctionne normalement lorsque la grandeur perturbatrice disparaît (catégorie B)
- Perte de fonctionnement pendant le test mais retour à un fonctionnement correct après un nouveau réglage de l'équipement sous test (catégorie C)

Les normes génériques publiées jusqu'ici renvoient à d'autres normes, projets de normes ou travaux issus de comités de normalisation qui n'ont pas encore été publiés sous forme de projets de normes. C'est ainsi que la norme générique **EN 50 081-1**, relative à l'émissivité contient les normes

- **EN 55 022** : Hautes fréquences rayonnées et conduites
- **EN 55 014** : Perturbations impulsionnelles conduites
- **EN 60 555-2** : Niveaux d'harmoniques des appareils électriques
- **EN 60 555-3** : Variation de la tension d'alimentation applicables au domaine résidentiel, commercial et à l'industriel légère.

Pour les mêmes domaines d'application, la norme générique **EN 50 082-1**, relative à l'immunité contient les normes

- **CEI 801-3 :1984** Energie haute fréquence rayonnée
- **CEI 801-2 :1984** Décharges électrostatiques
- **CEI 801-4 :1984** Transitoires rapides
- Immunité de l'équipement sous test, boîtier : Champ magnétique à la fréquence du réseau selon **CEI 1000-4-8 :1993** (pour les appareils sensibles aux champs magnétiques)
- Champ électromagnétique haute fréquence, modulé en amplitude (80 à 1000 MHz)

selon

ENV 50 140 :1993

- Champ électromagnétique haute fréquence, modulé en impulsions (900 et éventuellement.

1890 MHz) selon **ENV 50140**

- Décharges électrostatiques selon **CEI 1000-4-2**

Immunité des connecteurs pour lignes de signaux et de commande :

- Perturbations en mode commun haute fréquence selon **ENV 50 141 :1993** (0,15 à 80 MHz)
- Transitoires rapides en mode commun selon **CEI 1000-4-4 :1993**

Immunité des entrées et sorties secteur en courant continu :

- Perturbations en mode commun haute fréquence selon **ENV 50 141 :1993** (0,15 à 80 MHz)
- Surtensions transitoires en mode commun et Push-Pull selon **ENV 50 142**
- Transitoires impulsionnels rapides en mode commun selon **CEI1000-4-4**

Immunité des entrées et sorties secteur en courant alternatif :

- Perturbations en mode commun haute fréquence selon **ENV 50 141 :1993** (0,15 à 80 MHz)
- Creux de tensions selon **EN 61 000-4-11**
- Brèves coupures de tension selon **EN 61 000-4-11**
- Surtensions transitoires en mode commun et Push-Pull selon **ENV 50 142**
- Transitoires impulsionnels rapides en mode commun selon **CEI 1000-4-4 :1993**

Immunité des connecteurs de masse électrique :

- Perturbations en mode commun haute fréquence selon **ENV 50 141** (0,15 à 80 MHz)
- Transitoires rapides en mode commun selon **CEI 1000-4-4**

Lorsque les prescriptions de la norme générique sont satisfaites, on est assuré sur un plan formel que les principales exigences de compatibilité électromagnétique auxquelles un produit doit répondre seront tenues.

I.2.4. Normes familles produits

Les normes familles produits comprennent des normes applicables à des familles de produits et des normes applicables à certains produits spécifiques.

La plupart des normes CEM utilisées actuellement sont des normes applicables à des familles de produits. Elles spécifient des limites particulières à respecter pour l'émissivité et l'immunité d'une catégorie déterminée d'appareils (p.ex. outillages électroportatifs ou récepteurs de radio- diffusion). Elles indiquent également comment les mesures doivent être effectuées et surtout les conditions d'exploitation de l'équipement sous test. Les limites précisées dans ces normes doivent toujours être en harmonie avec celles des normes génériques. Elles ne peuvent en aucun cas être moins sévères. Lorsqu'une norme existe pour une famille déterminée de produits, elle est toujours prioritaire par rapport aux normes génériques.

On parle de normes applicables à des produits spécifiques lorsque les spécifications CEM auxquelles doit satisfaire un produit sont intégrées dans une autre norme concernant ce produit.

Conclusion :

Dans ce premier chapitre nous avons décrit et définie qu'est ce que un parasite et une source de perturbation et que peut être les risques rencontrées lors de la conceptions en posant ainsi le problème majeur de la CEM , puis nous avons vu les différentes normes et lois considérées lors de la réalisation de tout système électronique et de la conception de chaque nouvel appareil mis sur marché, stipulées obligatoirement par l'accord international des télécommunications et leur contenu qui diffère selon l'intérêt des fabricants , faisant naitre donc trois classes de normes ,premièrement ;les normes fondamentales qui décrivent les méthodes de mesure et de test, les moyens de mesure de base et les montages de mesure ,deuxièmes ; les normes génériques qui ont été spécifiées pour les applications: résidentiel, commercial et industrie légère et industrie ,et en fin ; les normes familles produits qui se résume sur des limites particulières à respecter pour l'émissivité et l'immunité d'une catégorie déterminée d'appareils (p.ex. outillages électroportatifs ou récepteurs de radio-diffusion.

Chapitre II :

Les sources de perturbations électromagnétiques

Introduction:

Tout appareil est soumis à diverses perturbations électromagnétiques(EM), et tout appareil électrique en génère. Ces perturbations sont générées de multiples manières. A la base, leurs faits générateurs sont principalement des variations brusques de grandeurs électriques, tension ou courant.

Ces dernières années, plusieurs facteurs se sont conjugués pour augmenter l'importance de la CEM :

- les tensions et courants de plus en plus forts,
- les circuits électroniques sont de plus en plus sensibles,
- les distances entre les circuits sensibles (électroniques) et les circuits perturbateurs (de puissance), se réduisent dans les installations,
- Côté à côté courants faibles et courants forts dans les appareils modernes (miniaturisation)

Dans ce chapitre nous allons décrire les principales sources de perturbation électromagnétiques et leurs effets. Connaître et comprendre l'origine d'une perturbation EM est essentiel si l'on veut résoudre un problème de CEM.

➤ **Définition d'une perturbation électromagnétique :**

Une perturbation électromagnétique est tout phénomène électromagnétique susceptible de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'affecter défavorablement la matière vivante ou inerte.

Une perturbation électromagnétique peut être un bruit, un signal non désiré ou une modification du milieu de propagation lui-même.

De plus une perturbation électromagnétique, comme son nom l'indique est composée d'un champ électrique E et d'un champ magnétique H

Un problème de perturbation EM met en jeu trois éléments comme on vu dans la (fig. I-1) :

- La source de perturbation, qui se caractérise par sa puissance, sa durée, son spectre de fréquence, son spectre qu'elle génère.
- Le vecteur par lequel la perturbation est transmise, on parle de mode de couplage.
- L'équipement victime de la perturbation. [8]

▪ Perturbations conduites :

Les perturbations transmises par conduction sont caractérisées par les courants engendrés sur les câbles et les tensions induites aux bornes des circuits électroniques.

Les parasites ainsi générés, sont d'autant plus importants que les variations par rapport au temps du courant $\frac{di}{dt}$ et de tension $\frac{dv}{dt}$ qu'elles entraînent, sont élevés. Bien évidemment ces courants et tensions parasites circulant dans les câbles ou fils, interconnectant des équipements vont eux même rayonner. De même des perturbations rayonnées vont pouvoir induire des courants et tensions parasites dans différentes interconnexions. Les perturbations conduites et rayonnées sont donc intimement couplées.

▪ Perturbations rayonnées :

Les circuits électriques, lorsqu'ils sont soumis à des différences de potentiel donc parcourus par des courants, produisent des champs électromagnétiques dans l'espace. Leurs intensités dépendent de la nature, la fréquence et de la distance par rapport à la source. En basses fréquences, c'est le champ magnétique qui pose problème qu'il soit impulsif ou entrete nu, il est habituellement généré au voisinage immédiat des victimes. En hautes fréquences, les parasites sont plus redoutables et leurs effets sont plus inquiétants en transitoire. Le champ électrique s'exprime en V/m, son émission est produite par un circuit électrique à haute impédance soumis à une différence de potentiel élevée. Le champ magnétique s'exprime en A/m. Son émission est engendrée par un circuit basse impédance parcouru par un courant i .

II. 1. Les sources de perturbation :

Il existe deux types de sources de perturbations électromagnétiques :

- **Sources naturelles:** ceux sont des phénomènes naturels (foudre, bruit cosmique....). Les perturbations émis par ce type de sources sont des perturbations non intentionnelles.
- **Sources industrielles :** ces sources sont, en générale, les équipements et installations électroniques ou électriques (secteur d'alimentation, convertisseurs à hautes fréquences....). Les perturbations émises par ces sources peuvent être intentionnel ou non intentionnel.

II.1.1 Les sources de perturbation naturelles :

Une source de bruit naturelle est définie par son origine. Celle ci peut être terrestre, comme le rayonnement thermique émis par les corps chauds. Elle peut être atmosphérique, comme les décharges orageuses.

II.1.1.1 La foudre :

La foudre est une décharge électrique se produisant entre un nuage orageux chargé et la Terre.

La foudre est équivalente à un générateur de courant. Le courant est en fait constitué par les charges superficielles du sol qui remontent le canal ionisé du traceur, on observe alors un fait fortement lumineux qui progresse du sol en direction du nuage, avec une vitesse estimée à 108 m/s. c'est « l'arc en retour » ou « return stroke ». La foudre est en général constituée de plusieurs décharges partielles (**fig. II-2**) s'écoulant par le même canal ionisé. Lorsque la décharge principale est terminée, après une durée environ de 100 ms apparaît une ou plusieurs décharges secondaires. [4]

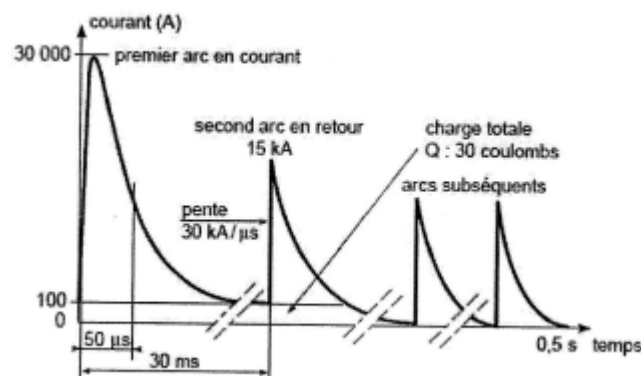


Fig. II-2 : le courant de foudre

➤ **Effet de la foudre:**

- **Surtensions directes:**

L'impact direct sur une ligne (électrique ou téléphonique), génère une onde de tension qui se propage sur la ligne (**fig. II-3**). Comme le courant de la foudre est rarement inférieur à 10 kA, et que l'impédance caractéristique d'une ligne aérienne est environ 300 Ω , l'onde de tension atteindra 1500 kV.

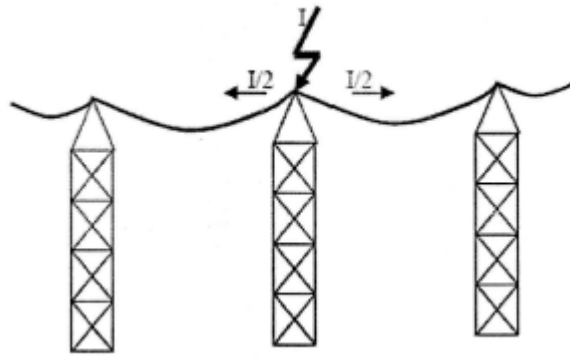


Fig. II-3 : l'impact direct sur une ligne électrique

- **surtensions induites (indirectes):**

Le courant de la foudre provoque une variation extrêmement rapide du champ électromagnétique. A cause des ondes électromagnétiques générées par la foudre, des surtensions sont induites dans des conducteurs situés loin du point d'impact (**fig. II-4**).

Ses effets se font sentir à plusieurs centaines de mètres, voire plusieurs kilomètres.

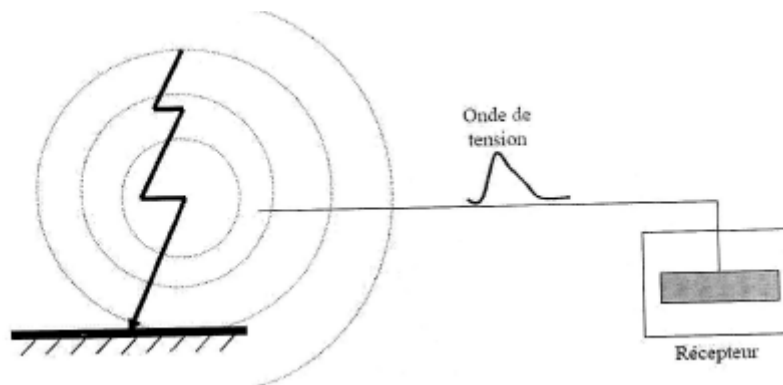


Fig. II-4 : Surtension induite sur une ligne

Les ondes induites sur la ligne sont similaires en forme et en amplitude à celles obtenues par choc de foudre direct. Leur caractéristique principale est leur front très raide (de l'ordre de la microseconde), et leur amortissement très rapide. Ce rayonnement est d'autant plus important que le front de montée est raide (20 à 100 kA/ μ s). Un coup de foudre tombant à proximité d'une ligne développe un champ d'induction magnétique suffisamment important

pour y créer une surtension induite, dont l'ordre de grandeur peut être estimé par la formule suivante :

$$U = Z_0 I h / d$$

Avec :

$$Z_0 : \text{l'impédance de la ligne ; } Z_0 = \frac{0.25\pi}{\sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}}$$

h : hauteur du conducteur.

d : distance entre la ligne et le point d'impact de la foudre.

I : courant de la foudre.

- **Montée en potentiel de la prise de terre :**

Une élévation du potentiel de terre a lieu lorsque le courant de foudre est écoulé par le sol. Cette variation du potentiel de terre touche les installations lorsque l'impact de la foudre au sol est à proximité de leurs prises de terre. Le courant circulant dans la terre peut provoquer la montée en potentiel des équipements par les prises de terre.

La valeur du potentiel de terre à proximité de l'impact d'une foudre est donnée par la relation suivante :

$$V = \frac{\rho I}{2\pi d}$$

Avec:

I : courant de foudre crête, en ampère.

ρ : résistivité moyenne du sol ($\Omega.m$).

d : distance par rapport à l'impact de foudre.

Pour avoir une idée sur les ordres de grandeur nous allons calculer la d.d.p. en les deux pieds d'un piéton à proximité d'un impact de foudre. Pour cela on choisira les valeurs suivantes:

$$I = 50 \text{ kA}$$

$$\rho = 500 \text{ } \Omega.m$$

$$d1 \text{ (distance du pied 1 par rapport au point d'impact)} = 100.5 \text{ m}$$

$$d2 \text{ (distance du pied 2 par rapport au point d'impact)} = 100 \text{ m}$$

$$V_2 = 500 * 50000 / (2 * 3.14 * 100) = 39808 \text{ v}$$

$$V_1 = 500 * 50000 / (2 * 3.14 * 100.5) = 39610 \text{ v}$$

$$V_2 - V_1 = 200 \text{ v}$$

La distribution des courants de foudre dans un sol dépend de la nature du chemin parcouru. Dans le cas d'un sol hétérogène, des différences de potentiel dangereuses peuvent s'établir entre deux points voisins. Cette différence est appelée Tension de pas.

II.1.1.2. Les décharges électrostatiques (DES) :

On désigne par le terme «décharge électrostatique» les impulsions de courant parcourant un objet quelconque, lors du contact (direct ou indirect) de cet objet relié à la masse, avec un autre objet (souvent une personne) présentant un potentiel élevé par rapport à cette masse (**fig. II-5**).

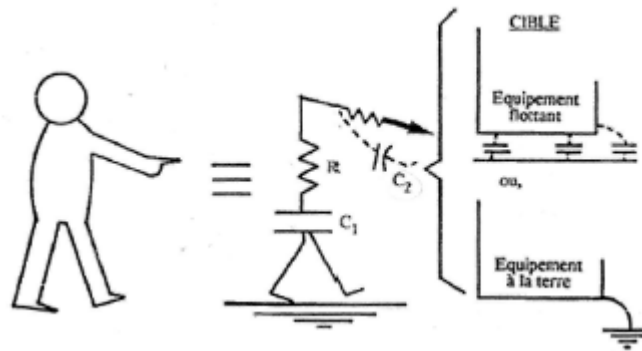


Fig. II-5 : décharge électrostatique

C_1 : (personne-sol) de 100 à 80 pF

C_2 : (main-victime) quelque pF

R : 300 à 10 K Ω

Les charges électrostatiques résultent de l'échange d'électricité entre les matériaux ou entre le corps humain et les matériaux. Ce phénomène est favorisé par la combinaison de matériaux synthétiques (plastiques, tissu ...) et une atmosphère sèche.

Le processus peut résulter par exemple de la charge d'une personne lorsqu'elle marche sur une moquette (échange d'électrons entre le corps et le tissu), le frottement des vêtements

d'un opérateur assis sur sa chaise. Les décharges peuvent se produire entre une personne et un objet ou entre des objets chargés.

➤ **Caractéristiques des décharges électrostatiques :**

Les éléments significatifs de ces perturbations sont (**fig. II-6**):

- . la très faible durée du temps de montée de l'impulsion (0.7 à 1 ns).
- . la durée de l'impulsion 60 ns-
- . le caractère isolé du phénomène : 1 décharge.
- . la tension très élevée à l'origine de la décharge (2 à 15 kV).

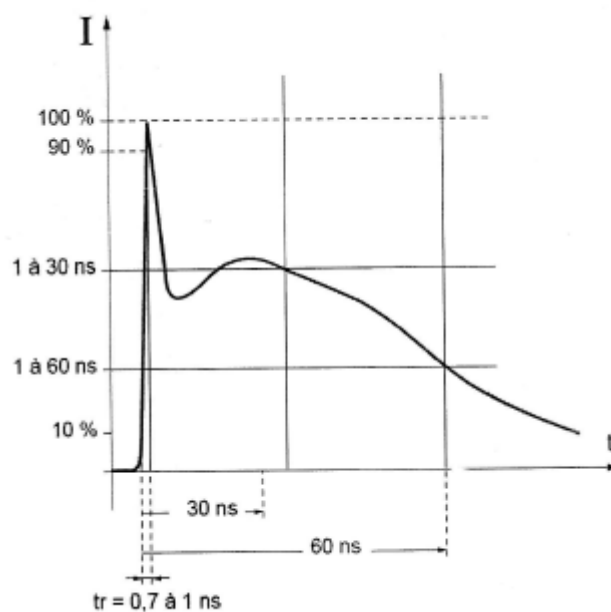


Figure II- 6 : caractéristique d'une décharge électrostatique

Les perturbations de types décharges électrostatiques sont des perturbations de type haute fréquence « HF » que l'on trouve sous forme conduites, mais qui se couplent facilement sur d'autres conducteurs par rayonnement.

L'effet de la décharge d'un opérateur sur un matériel peut aller du simple dysfonctionnement jusqu'à la destruction du matériel.

II.1.1.3. Le bruit cosmique :

Ce bruit est dû aux étoiles qui émettent d'énormes quantités d'énergie, particulièrement le soleil dont l'énergie irradiée se situe dans la bande allant de quelques

MHz à quelque GHz. D'autres sources principales de ce bruit sont les centres de toutes les galaxies.

II.1.2. Les sources de perturbation industrielles :

Ce sont des sources de bruit dues à l'activité humaine elles peuvent être soit intentionnelles, comme les émissions de radiodiffusion ou les radars, ou non intentionnelles, comme les parasites engendrés par les calculateurs, et ceux provenant du secteur d'alimentation....etc.

II.1.2.1 Champs créé par les émetteurs radio :

Suffisamment loin de l'antenne pour échapper aux phénomènes de champs dans la zone proches, le champ rayonné par un émetteur quelconque (AM, FM, TV, radars, etc.) Vaut :

$$E(v/m) = \frac{1}{d} \sqrt{30 P \cdot G}$$

Avec :

d = distance à laquelle se trouve l'antenne émettrice, en mètres.

P = puissance réelle en sortie de l'émetteur, en Watts.

G = gain de l'antenne, comparé à une antenne théorique isotrope (rayonnement constant dans 360°).

Le produit P x G est appelé « puissance équivalente (ou apparente) rayonnée ».

II.1.2.2. Champs créés par les émetteurs radars :

A cause de l'affaiblissement des ondes hyperfréquences, les radars, pour avoir une portée suffisante, utilisent des antennes à très grandes puissances.

La précédente reste valable, mais on aboutit à des puissances crête (donc des champs pulsés équivalents à une modulation 100%)

Un radar serait donc, a priori, plus perturbateur qu'un émetteur radio ou TV.

Heureusement:

a) On ne trouve ces radars que dans des endroits particuliers (aéroports, zones portuaires, zone militaire) ;

b) Des radars de cette puissance ne sont pas braqués vers le sol mais vers le ciel, ou vers une cible bien précise.

II.1.2.3. Perturbations existantes sur le secteur :

Les principales perturbations existantes sur le secteur sont :

➤ Les Microcoupures :

Une microcoupure est une disparition totale de la tension d'alimentation durant moins d'une demi-période (quelques ms). Les microcoupures sont dues à deux causes principales :

- Courts-circuits proches du point de consommation.
- Interruptions de la fourniture dues à la commutation de lignes et déclenchement de protections avec ré-enclenchement automatique.

Effet: Sur des équipements avec des fonctions de mémoire ou de logique, une coupure de l'alimentation (même de courte durée) provoque généralement des dysfonctionnements fonctionnels. Les équipements informatiques sont en général très sensibles à ces perturbations qui peuvent entraîner la perte de données très précieuses.

➤ Surtensions impulsionnelles, unipolaires ou oscillatoires :

Il s'agit de perturbations transitoires, de fortes impulsions (en tension ou en courant) superposées au secteur, et dont la crête dépasse nettement deux fois la valeur nominale. Leur forme d'onde (**fig. II-7**) :

- Unipolaire : La forme de cette impulsion est une double exponentielle à montée rapide.
- Oscillatoire : généralement due aux éléments L, C de la ligne, associés à des charges à faible résistance.

Elles proviennent de la commutation rapide des «interrupteurs» mécaniques et surtout électroniques...Lors de la commutation d'un «interrupteur », la tension à ses bornes passe très

rapidement de sa valeur nominale à zéro et inversement. Ceci génère de brusques variations de tension (dv/dt) élevées véhiculées dans les câbles.

Les perturbations transitoires sont des perturbations de type haute fréquence «HF ». Elles sont conduites dans les conducteurs mais se couplent facilement sur d'autres conducteurs par rayonnement.

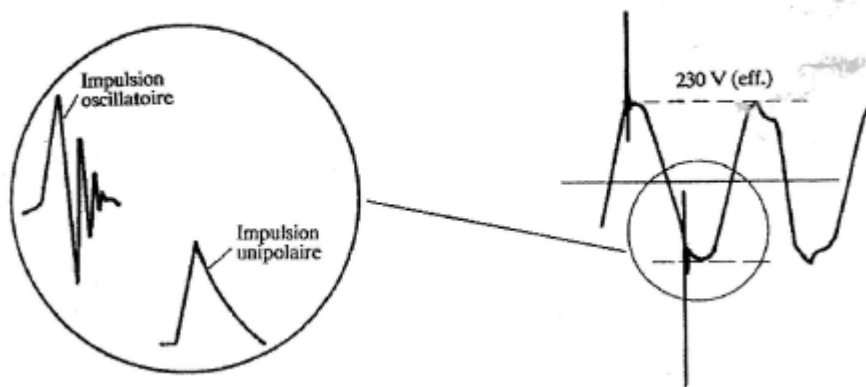


Figure II-7 : la forme d'onde des surtensions impulsionnelles

➤ Les tensions harmoniques :

Le distributeur met à disposition des utilisateurs des tensions sinusoïdales à 50 Hz que certains équipements perturbateurs (électronique de puissance, microordinateurs, ...) peuvent déformer (Fig. 8). Une tension déformée est la superposition d'une sinusoïde à 50 Hz et d'autres sinusoïdes à des fréquences multiples entières de 50 Hz, que l'on appelle Harmoniques. On dit que la sinusoïde de fréquence 100 Hz est de rang 2, celle de fréquence 150 Hz de rang 3, etc.

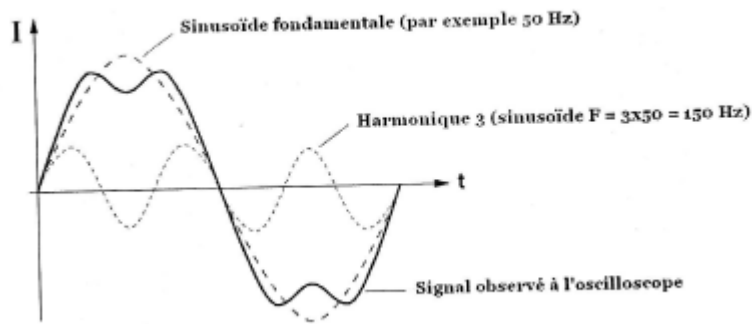


Fig. II-8 : représentation temporelle des harmoniques

La présence de tensions harmoniques sur le réseau génère des courants harmoniques dans les équipements électriques, ce qui provoque des échauffements.

➤ **Les variations de fréquence :**

L'origine de ce phénomène est les groupes électrogènes dont la fréquence d'entraînement n'est pas réglée.

L'un des problèmes de variation de fréquence est que les harmoniques se déplacent en fréquence avec un décalage proportionnel à leurs rangs, par exemple: une variation de 1 Hz de la source correspond à une variation de 11 Hz de l'harmonique 11.

Sachant que tous les matériaux électroniques ne peuvent pas supporter des variations de fréquences de $\pm 4\%$ pendant une durée de 10 ms, sauf le cas de gros systèmes avec des transformateurs fonctionnant à la limite de saturation, ils peuvent subir un échauffement excessif par une fréquence faible.

➤ **Bruit HF :**

Dans leurs parcours, les lignes d'énergie sont exposées aux champs de nombreux émetteurs radio, ainsi qu'à la pollution par les consommateurs produisant de la haute fréquence (convertisseurs, hacheurs, soudeuses, appareils HF industriels, matériel médical à fréquences radioélectrique, etc.).

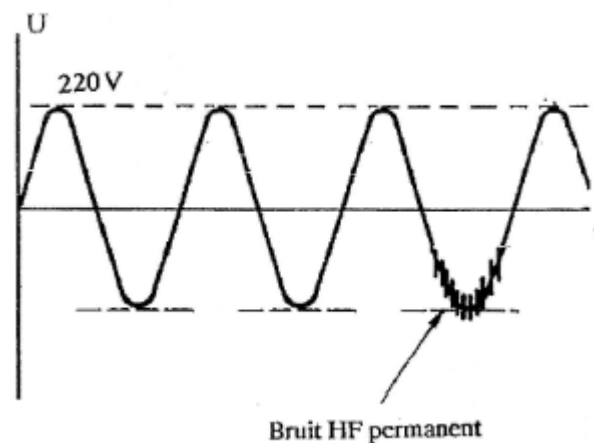


Figure II-9 : Bruit HF supposé au secteur

On trouve donc couramment des signaux HF superposés au secteur (fig II-9), souvent modulés aux types de fréquences AM, FM, TV, etc. Les amplitudes vont de quelques centaines de mV efficaces jusqu'à plusieurs volts pour les cas extrêmes.

II.1.2.4 convertisseurs et générateurs HF :

De nombreux équipements de puissance utilisent des convertisseurs fréquences :

a) Pour la conversion d'énergie :

- Régulateurs de tension à découpage (fréquence de découpage 20 KHz à plusieurs centaines de KHz) ;
- convertisseurs de fréquence pour entraînements à vitesse variable ;
- convertisseurs/onduleurs statiques.

b) pour utiliser les propriétés de la haute fréquence à des fins industrielles (chauffage, découpage, collage, ultrasons, Ets.) ou scientifiques et médicales.

Ces appareils peuvent appliquer des puissances importantes (la dizaine de KW jusqu'à plusieurs MW) à des fréquences qui leur ont été allouées par des règlements internationaux, comme : 618 MHz, 13,56 MHz, 27,12 MHz, 40 MHz, 68 MHz, 915 MHz, 2 450 MHz.

Tous ces équipements superposent en permanence des courants HF sur le réseau d'alimentation. Ils peuvent également rayonner par leurs câbles et leurs capots, puisqu'ils sont

assimilables à des émetteurs. A proximité, on peut trouver des champs magnétiques importants (une dizaine d'A/m à une distance de l'ordre du mètre).

II.1.2.5 Champ de fuite des transformateurs :

Les transformateurs d'alimentation fonctionnent toujours près de leur saturation. L'induction crête dans le fer dépasse 1.5 T (tesla) et peut même dans certain cas atteindre 2 T. Avec de tels niveaux d'induction, le fer sature (**fig. II-10**) et le champ magnétique dans l'air dépasse 100 A/m (et peut atteindre 1000 A/m) au voisinage du transformateur.

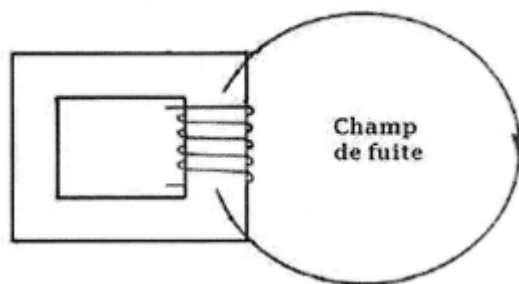


Figure II-10 : champ de fuite au voisinage d'un transformateur

L'effet le plus fréquent du champ de fuite est la déformation des images de tubes cathodiques. Un tube cathodique classique supporte à peine 5 A/m en basse fréquence. Les autres effets de ce champ sont: l'induction de bruit dans les têtes de lectures (magnétophones, dérouleurs de bande, lecteurs de disquettes...) et dans les boucles de câblage.

Le champ magnétique rayonné par un transformateur, et de manière générale par toute source localisée, décroît rapidement avec la distance.

II.1.2.6 Les courts circuits :

Les courts circuits sur les lignes d'alimentation se traduisent par :

- La d.d.p. de la ligne qui chute à zéro.
- Le courant de court circuit génère un champ transitoire intense; sur un réseau électrique, le courant de court circuit au voisinage d'un transformateur d'alimentation est de 5 à 50 fois supérieures au courant nominal. Le champ magnétique rayonné durant un court circuit n'est gênant que pour les électroniques sensibles à bas niveau.

II.1.2.7 Impulsion électromagnétique nucléaire (IEMN) :

L'IEMN est une impulsion de champ électromagnétique intense causée par l'interaction entre les rayonnements (X, gamma, neutrons) émis par l'explosion d'une bombe atomique, et le champ magnétique terrestre. Ce champ est sans effet sur l'être humain et sur les équipements électriques simples, mais toute l'électronique moderne risque d'être détruite.

Si l'explosion a lieu à haute altitude, par exemple entre 40 et 300Km, un territoire immense, sur un rayon de 800 à 2000 km environ est illuminé par ce champ bref, mais très intense.

Conclusion:

Nous avons décrit dans ce chapitre les différentes sources de perturbations électromagnétiques. On a mis en évidence quelques sources de perturbations fréquentes, en les classant dans deux catégories différentes : naturelles et industrielles.

Chapitre III

Les couplages

Introduction :

La compatibilité électromagnétique ne doit pas être considérée comme la magie noire. Ce n'est que la physique amusante (plus au moins selon les jours...) et comme toute assez élémentaire. Les ordres de grandeurs en CEM sont peu intuitifs. Ceci reste une difficulté, même quand les phénomènes sont bien compris, c'est pourquoi nous nous attacherons à chiffrer les couplages de façon simple et réaliste.

Les ennuis commencent en pratique dans un environnement perturbé, c'est-à-dire soumis à des *sources* de perturbations électromagnétique, on installe de façon négligée des équipements sensibles appelés des *victimes*. Beaucoup de sources de perturbations sont inévitables. Même quand on peut les réduire, être certain d'avoir traité toutes les sources (ou couplages) jusqu'à la dernière est une gageure.

Nous allons tout d'abord étudier les méthodes de réduction de l'influence des sources sur les victimes. Ces modes d'action sont des phénomènes physiques appelés *couplages*. Réduire les couplages entre les circuits coupables (générateurs de parasites) et les circuits victimes est souvent simple et bien efficace. Tout installateur devrait avoir les idées claires sur les couplages électromagnétiques.

C'est l'objectif de ce chapitre qui, pour rester général, peu sembler théorique. En fait, derrière les quelques relations mathématiques très simples, c'est la réalité des phénomènes physiques de tous les jours qui apparaît.

III.1. Les six couplages électromagnétiques :

Les modes d'action des perturbations électromagnétiques sur les électroniques s'appellent couplages. Leur nombre est fort limité : six en tout, pas de plus. Décrivons-les en quelques mots.

III.1.1. Effet d'un courant circulant dans un conducteur :

L'impédance d'un conducteur électronique n'est pas nulle. Tout courant (utile ou parasite, ce qui est pire) qui parcourt un conducteur génère une d.d.p. entre ses extrémités. Ceci est particulièrement critique pour les circuits à bas-niveaux (évidemment) ou rapides (avec peu ou pas d'effet de filtrage en HF). Ce phénomène est appelé *couplage par impédance commune*.

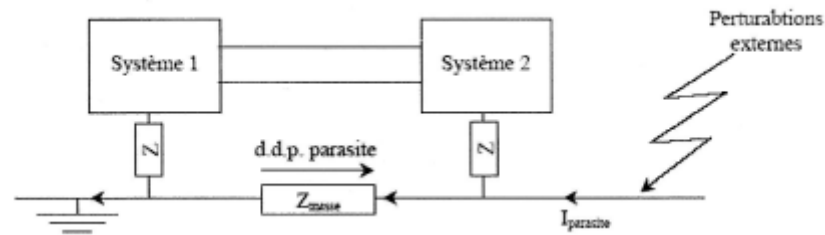


Figure III-1 : principe de couplages par impédance commune

Réduire le couplage par impédance commune peut être obtenu par deux moyens : abaisser l'impédance commune et/ou réduire les courants parasites qui y circulent.

III.1.2. L'effet d'une d.d.p. variable entre un conducteur et la masse la plus proche

La capacité entre deux conducteurs voisins n'est jamais nulle. Une variation de potentiel entre eux injecte un courant de l'un sur l'autre. Ce phénomène, souvent ignoré dans les ouvrages de CEM, est appelée couplage capacitif carte à châssis ou parfois de façon imagée couplage par "effet de main".

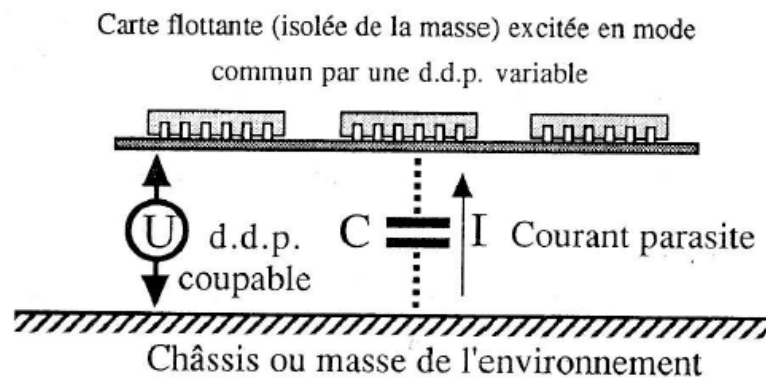


Figure III-2 : principe du couplage « carte à châssis »

Réduire le couplage carte à châssis peut être obtenu par deux moyens : diminuer la capacité parasite entre le circuit sensible et la masse et/ou réduire les variations brutales de d.d.p. (les dU/dt) entre la carte et la masse. Ainsi raccorder de façon équipotentielle le 0 V au châssis résout le problème.

III.1.3. L'effet d'un courant variable dans un conducteur filaire sur un autre conducteur filaire, parallèle et voisin :

Le courant dans un fil génère autour de ce fil un champ magnétique. Ce champ, s'il est variable, génère à son tour une différence de potentiel contre-électromotrice dans les boucles voisines. Ce phénomène est appelé *couplage par diaphonie inductive*.

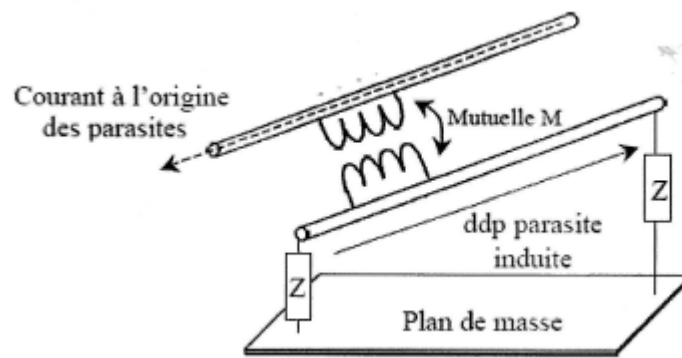


Figure III-3 : principe de couplage par diaphonie inductive.

Réduire le couplage par diaphonie inductive peut être obtenu par deux moyens : diminuer la mutuelle inductance entre les circuits coupables et victime et/ou limiter les variations rapides de courants (di/dt) dans le circuit coupable.

III.1.4. L'effet d'une d.d.p. variable entre un conducteur et autre conducteur parallèle et voisin

La différence de potentiel entre un conducteur et son environnement génère autour de ce conducteur un champ électrique. Ce champ, s'il est variable, génère à son tour un courant injecté dans les conducteurs proches. Ce phénomène est appelé *couplage par diaphonie capacitive*.

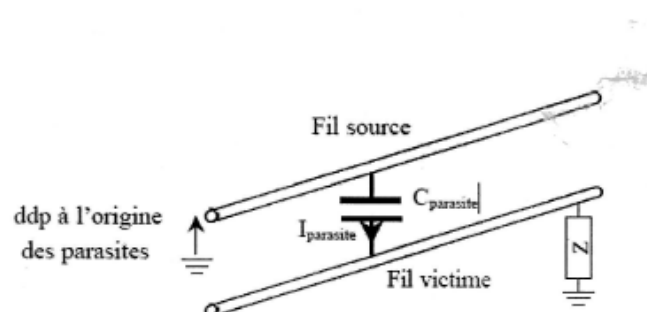


Figure III-4 : principe de couplage diaphonie capacitive

Réduire le couplage par diaphonie capacitive peut être obtenu par deux moyens : diminuer la capacité entre les circuits coupables et victime et/ ou limiter les variations rapides de d.d.p. (les dU/dt) du circuit coupable.

III.1.5. L'effet d'un champ électrique variable sur un conducteur

Un champ électrique variable illuminant un conducteur s'y réfléchit comme de la lumière sur un miroir. Cette réflexion s'opère avec génération d'un courant déplacé sur le conducteur éclairé. Ce phénomène est appelé *couplage champ à fil* ou *champ à câble*.

Réduire le couplage champ à fil peut être obtenu par deux moyens : réduire l'effet d'antenne du câble victime et/ou réduire (en blindant) le champ électrique coupable.

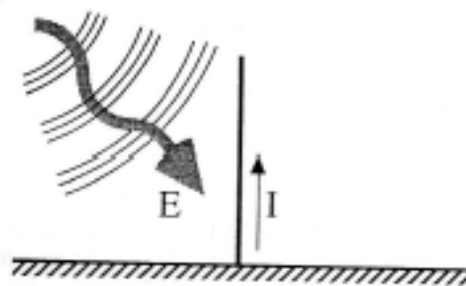


Figure III-5: principe du couplage champ à fil

III.1.6. L'effet d'un champ magnétique variable dans une boucle :

Un champ magnétique variable traversant une boucle y induit un flux magnétique variable. Toute variation de flux crée une d.d.p. contre-électromotrice. Ce phénomène est appelé *couplage champ à boucle*.

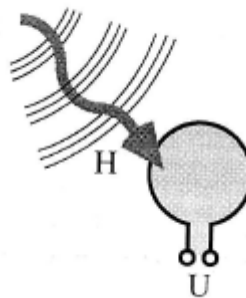


Figure III-6 : principe de couplage champ à boucle

Réduire le couplage champ à boucle peut être obtenu par deux moyens : réduire la surface de la boucle victime et/ou réduire le champ magnétique coupable.

La question de la compatibilité électromagnétique d'un système électronique semble donc à priori fort simple puisqu'au pire, seul ces six phénomènes sont à maîtriser. En effet, les choses sont un peu plus délicates qu'il n'y paraît à première vue.

Tout d'abord, sur les six couplages, cinq sont nuls à fréquence nulle, c'est à dire en continu mais très préoccupants en hautes fréquences (HF). Seul le couplage par impédance commune est significatif aux basses fréquences, c'est-à-dire à la fréquence du réseau et de ses premiers harmoniques.

Or les électroniques jusqu'aux années 70 utilisaient essentiellement des signaux à basses fréquences. Elles étaient pratiquement immunisées contre les perturbations HF. Des « règles de l'art » furent alors établies pour limiter la circulation de courants BF dans les conducteurs. Citons le câblage des équipements en étoile, l'isolement galvanique systématique à un bout au moins, le raccordement des écrans de câbles blindés à une seule extrémité, etc. Ces façons de faire avaient (et ont encore) le mérite d'interdire la circulation de courants continus en mode commun dans les circuits victimes.

Malheureusement les nouvelles technologies (circuits numériques CMOS et dérivés, logique bipolaire rapide, liaisons vidéo, réseaux locaux, etc.) sont désormais sensibles aux perturbations à fréquences élevées. De fait, les cinq couplages HF anciennement négligeables deviennent préoccupants, voire plus sévères que le couplage par impédance commune. La modification des règles d'installation et de câblage des systèmes est devenue nécessaire. La CEM des systèmes électroniques modernes est à ce prix.

De plus les six couplages peuvent être simultanés, ils peuvent apparaitre en série ou en parallèle. Par exemple un équipement soumis à un champ collecte un courant HF sur un câble par couplage champs à fil. Ce courant peut être ensuite circulé à travers une carte et bruite la référence du potentiel électronique par coulage par impédance commune. Et enfin si la référence du potentiel (le 0 V) est flottante, le couplage carte à châssis peut injecter du courant sur une piste sensible au cœur même de la carte, sur un circuit de recette par exemple.

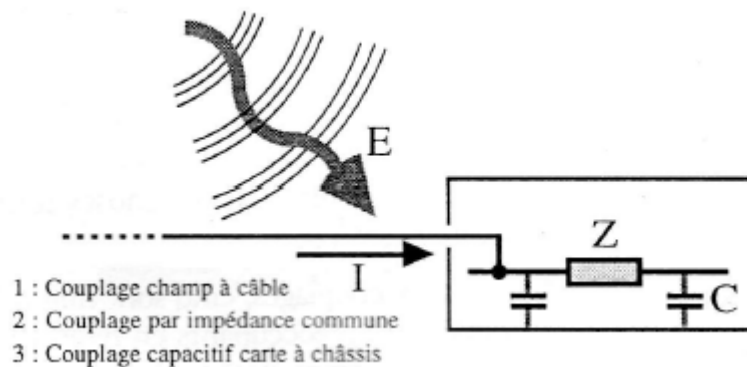


Figure III-7 : Exemple typique d'une combinaison de trois couplages

Dans notre exemple, un couplage (champ à câble) est en série avec deux autres couplages en parallèle (impédance commune et carte à châssis). L'analyse du phénomène nous permet d'envisager plusieurs solutions. Si l'on atténue le couplage champ à câble, il ne sera pas nécessaire de modifier l'équipement.. Il est ainsi possible de limiter l'effet d'antenne en plaquant le câble contre un plan de masse (s'il y en a un) ou en le blindant (si l'équipement a un châssis métallique). L'ajout d'un filtre par rapport à la masse du châssis sur chaque conducteur peut éventuellement avoir un effet comparable à la réduction du couplage champ à câble.

Si le courant collecté par le câble ne peut être réduit, il reste la possibilité d'agir sur la carte. Il convient de réduire à la fois le couplage par impédance commune en maillant le 0 V et le couplage carte à châssis en raccordant soigneusement le potentiel de la carte à celui du châssis.

Comme nous le constatons la solution d'un problème peut être obtenue par divers remèdes. L'intervenant bénéficie souvent d'une certaine latitude. Un problème de CEM ne doit toutefois être considéré comme résolu que si la marge de sécurité obtenue est satisfaisante, disons au moins un facteur 2, et un peu mieux si possible.

Tant que les normes de CEM ne seront pas systématiquement respectées dès la conception des équipements, avec un choix de câbles et de connectique coordonné, et une installation raisonnablement maîtrisée, la CEM devra être améliorée sur site, au coup par coup. Dans tous les cas, même avec des équipements correctement conçus, la maîtrise du

câblage physique reste nécessaire.

Une note plus optimiste. Nous connaissons d'innombrables cas graves mais nous pourrions compter sur les doigts d'une main les cas désespérés en CEM rencontrés dans le métier. Nous considérons qu'un cas est désespéré en CEM quand il nécessite la refonte totale du système, des cartes électroniques en particulier.

III.2. Mode différentiel et mode commun :

Les signaux électriques, utiles ou parasites, ont deux façons (et seulement deux) de se propager en conduction sur une liaison bifilaire : *le mode différentiel et le mode commun*.

➤ Mode différentiel(MD) :

Le mode différentiel est la façon normale de transmettre tous les signaux électriques. On l'appelle aussi parfois *mode série*, *mode normal* ou *mode symétrique*.

En intensité, le courant de MD se propage sur l'un des conducteurs et revient en opposition de phase sur les autres conducteurs. Les alimentations et tous les circuits électroniques sur deux fils sont transmis en mode différentiel.



Figure III-8 : signal en mode différentiel

En tension, la d.d.p. différentielle est mesurée entre les conducteurs. La mesure d'une tension différentielle est généralement simple. En ambiance très bruitée, il est souhaitable d'utiliser une sonde de tension différentielle.

Les perturbations électromagnétiques ne se couplent que de façon très faible sur les

câbles en modes différentiel. Si les conducteurs aller et retour sont très proches et raisonnablement très éloignés des conducteurs perturbateurs, on peut certainement négliger les perturbations induites directement en MD

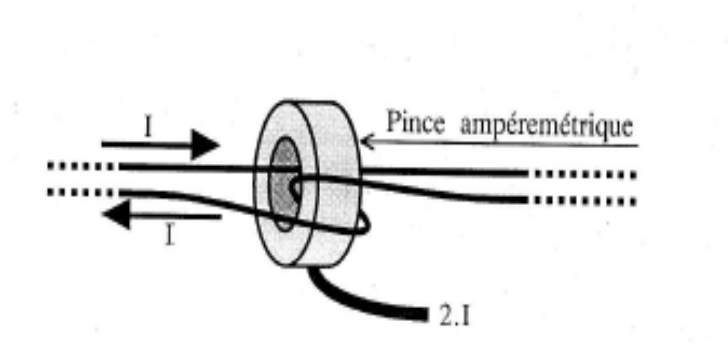


Figure III-9: mesure de courant en mode différentiel

Puisque les perturbations de mode différentiel sont négligeables pour un équipement raisonnablement câblé, où se trouve donc le problème principal en CEM ? Souvent La réponse est presque toujours : *dans le mode commun!*

➤ **Mode commun :**

Le mode commun est un mode parasite. On 'appelle aussi parfois mode parallèle, mode longitudinal ou mode asymétrique.

En intensité, le courant de MC se propage sur tous les conducteurs dans le même sens revient par la masse. Depuis que la terre n'est plus utilisée comme conducteur de retour par les téléspecteurs, pratiquement aucun signal utile n'est plus transmis en mode commun sur les câbles de signaux.

La d.d.p. de mode commun est mesurée entre la masse d'une part et le potentiel moyen de tous les fils d'autre part.

Les perturbations électromagnétiques se couplent avec efficacité sur les câbles en mode commun. Tous les mécanismes de couplage en mode commun sont efficaces en HF : impédance commune, effet de main, diaphonies inductive et capacitive, champ à câble et champ à boucle de masse. Le mode commun est le problème récurrent de la CEM.

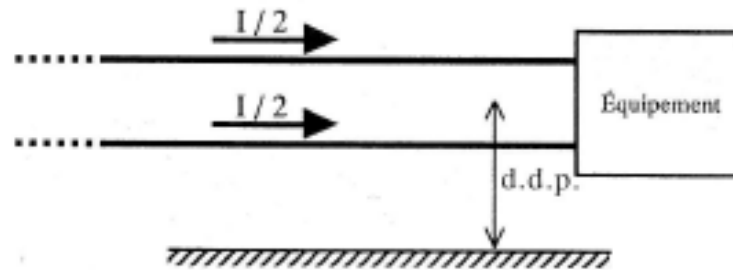


Figure III-10: perturbation en mode commun

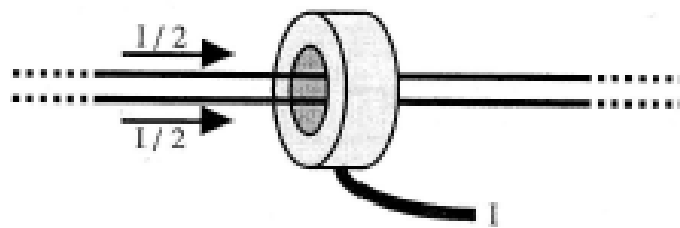


Figure III-11 : mesure de courant en MC

En environnement civil habituel, c'est-à-dire isolant, il n'a pas, sauf si on le réalise, de plan de masse conducteur et accessible. Dans un environnement de type militaire au contraire il y a toujours une tôle voisine ou un châssis voisin pouvant servir de masse.

Une masse sert à la fois de référence de potentiel pour les électroniques et de poubelle pour les courants de mode commun. Tout courant qui pénètre par un câble, en mode commun, dans un équipement isolé des masses en ressort par les autres câbles. Un environnement conducteur équipotentiel dont la masse est accessible est toujours hautement favorable à la CEM.

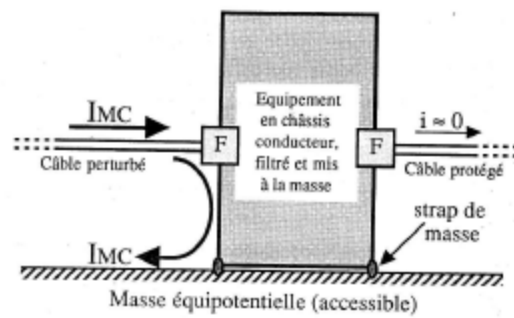


Figure III-12 : environnement isolant équipements très sensibles aux perturbations conduites en MC

Cela signifie qu'en environnement isolant si un seul câble est sale en mode commun, tous les autres deviennent (presque aussi) sales alors qu'en environnement conducteur, le découplage entre les câbles est bien meilleur.

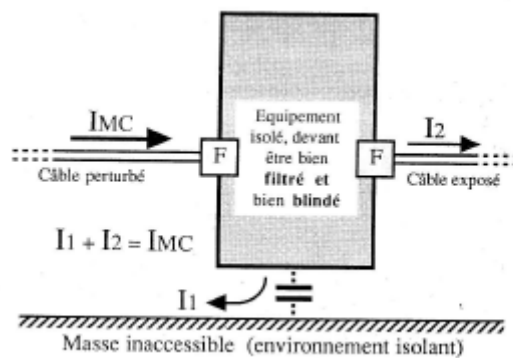


Figure III-13 : environnement isolant = équipement très sensibles aux perturbations conduites en MC

La différence essentielle entre les perturbations de mode commun et celles de mode différentiel est que ces dernières peuvent être filtrées localement, câble par câble. Au contraire, comme son nom l'indique, le mode commun est commun à tous les câbles. Particulièrement en environnement isolant.

Les perturbations conduites en mode commun sur les câbles en HF représentent le problème principal de tous les spécialistes en CEM. La réduction des perturbations de mode commun sur le câble à plus de 1 MHz peut utiliser une ou la combinaison des trois solutions suivantes :

1. Les effets réducteurs : le maillage des masses et/ou câbles blindés,
2. Les filtre référencés à la masse mécanique de chaque équipotentiel,
3. Les ferrites sur les câbles à problèmes.

Puisque le courant de mode commun est inutile, si on ne peut pas le réduire, il importe de l'empêcher de se transformer en mode différentiel. C'est le rôle des liaisons symétriques, aussi appelées balancées. Un isolement galvanique n'est efficace qu'en basse fréquence. Une liaison symétrique peut rester efficace même aux fréquences élevées.

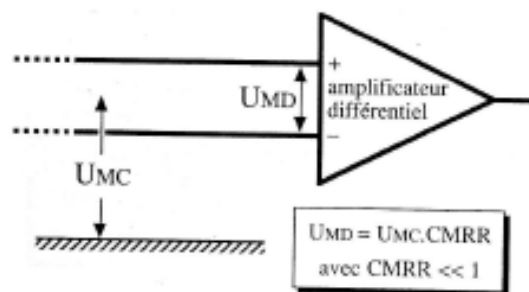


Figure III-14 : réjection du mode commun BF par liaison symétrique

Le mode différentiel HF a souvent pour origine la conversion du mode commun en mode différentiel par dissymétrie de la liaison. Cette conversion MC/MD est causée par la dissymétrie des lignes et/ou par celle des impédances à la masse des circuits d'extrémités. La dissymétrie d'une liaison différentielle provient surtout de ses extrémités. La dissymétrie d'extrémités peut être provoquée par une dissymétrie électrique et/ou géométrique.

Un déséquilibre électrique est causé par la différence des impédances d'extrémité par rapport à la masse : inégalité des résistances de terminaison et surtout inégalité des capacités parasites.

Un déséquilibre géométrique est surtout causé par la différence de la longueur du conducteur aller par rapport à celle du retour. Aux fréquences élevées, disons au-delà de 100 MHz, une différence de longueur de quelques centimètres peut alerter la symétrie d'une liaison, donc réduire la réjection de mode commun.

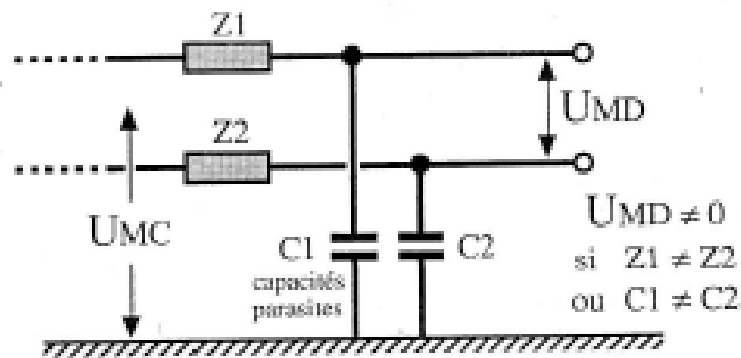


Figure III- 15 : conversion de MC en MD par dissymétrie d'impédance (ou différence de longueur)

Par malheur beaucoup de règles de l'art convenables en BF s'avèrent catastrophiques en HF. Il importe de comprendre les phénomènes et de connaître les limites de validité de chaque option pour obtenir finalement une bonne compatibilité magnétique des systèmes. Certaines options peuvent être choisies sans craintes. L'interconnexion de toutes les terres d'un même site en est un exemple. Les corrections qui sont toujours favorables devraient être effectuées de façon symétrique.

Les corrections pouvant présenter des effets secondaires néfastes doivent être combinées avec d'autres précautions (BF en HF, de faibles et de fortes amplitudes). C'est le cas des isollements galvaniques qui sont insuffisants voire défavorables en HF ou des connecteurs filtrants qui sont incapables de supporter des fortes surtensions. La combinaison de différentes précautions s'appelle coordination des protections.

III.2.1 Couplage par impédance commune :

La mise en équation de ce couplage est élémentaire puisque c'est la loi d'ohm en alternatif :

$$U = Z \cdot I$$

Avec :

U = d.d.p. entre deux points de mesure, en volts (V)

Z = impédance du conducteur entre ses deux points en ohm ()

I = courant circulant dans le conducteur, en ampères (A)

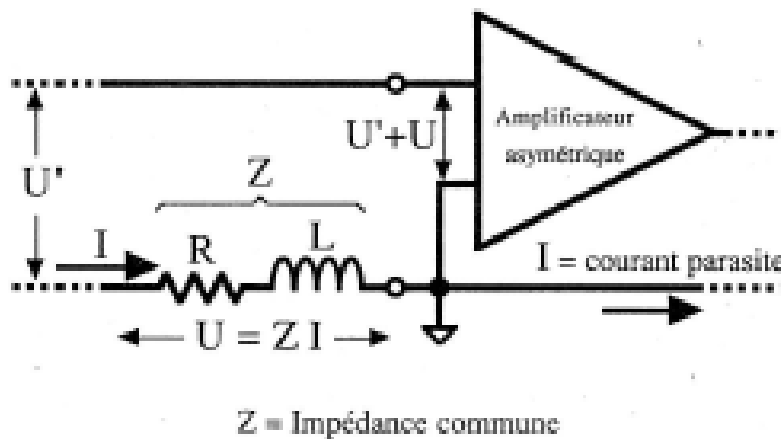


Figure III-16 : Z = Le problème des entrées asymétriques

Aux fréquences très basses, Z est résistance, notée R. Pour du cuivre, à température ambiante :

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

Avec :

R= résistance en milliohms ($m\Omega$)

L= longueur du conducteur, en millimètres carrés (mm^2)

S= section du conducteur, en millimètres carrés (mm^2)

La résistance d'une piste de cuivre d'épaisseur courante ($35\mu m$) se calcule par la formule pratique suivante :

$$R = 0.5L/d$$

Avec :

R= résistance de la piste en milliohms ($m\Omega$)

L= longueur de la piste

d= largeur de la piste (L et d dans la même unité)

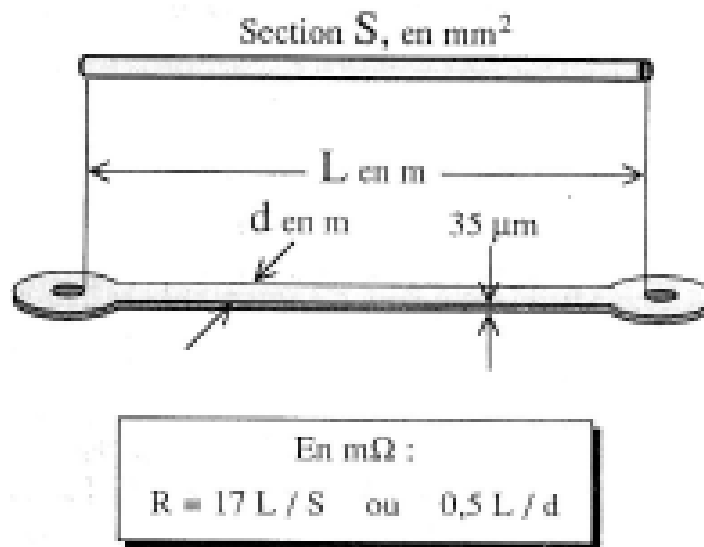


Figure III-17 : résistance de fil cylindrique et de pistes en cuivre

III.2.2 Couplage capacitif carte à châssis :

Depuis des années, court l'idée que le principal problème de CEM est la circulation de perturbations de mode commun sur les câbles, ce qui est parfaitement exact ! On entend dire alors qu'il faut ouvrir les boucles de masse... ce qui n'est possible par un isolement galvanique qu'en BF. On lit enfin qu'il faut faire flotter le 0 V (isoler les cartes de la masse), c'est une erreur (très fréquente) ! Une telle mesure ne doit s'appliquer qu'à certains circuits d'interface.

Voyons ce qui va inévitablement se passer si la référence de potentiel d'une électronique que l'on va par simplification appeler le "0 V" n'est pas raccordé à la masse de châssis. Dès qu'une perturbation de mode commun arrive par un câble, deux catastrophes sont à craindre.

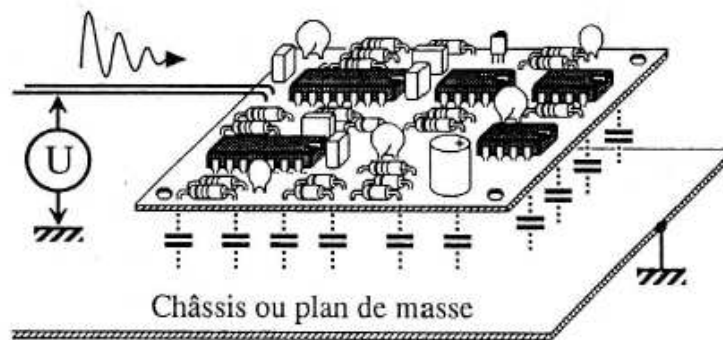


Figure III-18 : perturbation par couplage carte à châssis

D'autre part le 0V de la carte va être « secoué » par rapport au potentiel du châssis. La d.d.p. entre la carte et son environnement va polluer par capacité les pistes sensibles au cœur même de la carte. Un cas fréquent est une carte numérique qui fait reset un transitoire. Le circuit de reset est au cœur de la carte, il ne craint guère le couplage capacitif carte à châssis, que le défaut se produit.

La capacité d'une carte posée sur une table en bois par rapport à la terre, par rapport aux masses devrions-nous dire, n'est égale pas nulle. Elle est au moins égale à la *capacité intrinsèque*. C'est à dire la capacité minimale d'un disque conducteur de diamètre égale à la diagonale de la carte très loin de toute masse. Cette capacité ci, rend compte des «effets de bords ». La capacité intrinsèque d'un disque dans l'air vaut :

$$Ci = 35 D$$

Avec :

Ci = capacité intrinsèque, en picofarads (pF)
(rappel : 1 pF = 10^{-12} F).

D = diamètre du disque ou diagonale de la carte, en mètres

Cette relation n'est vraie que pour une carte de diagonale D infiniment éloignée des masses. Si la carte est proche d'une masse, ce qui est le cas général, sa capacité par rapport à la masse est supérieure à sa capacité intrinsèque.

Pour une carte proche d'un plan conducteur, la capacité réelle est au moins égale à C_p , la *capacité plane* du condensateur plan équivalent dans l'air :

$$C_p = 9 \cdot S/H$$

Avec :

C_p = capacité plane (du condensateur plan équivalent), en picofarads (pF)

S = surface des électrodes en regard, ou celle de la carte, en mètres carrés

H = hauteur de la carte par rapport au plan conducteur, en mètres

La capacité réelle que nous appellerons *capacité totale* C_t de la carte par rapport à la masse est sensiblement égale à la somme de sa capacité intrinsèque C_i et de sa capacité plane C_p :

$$C_t = C_i + C_p$$

Pour fixer les idées, la capacité intrinsèque d'une carte de 30 centimètres de diagonale c'est-à-dire mesurée en coffret isolant sur une table en bois par rapport à la terre, est de 10 pF environ. Dans un coffret conducteur avec une hauteur H de l'ordre de 5 mm, sa capacité au châssis atteindre 100 pF.

La capacité de la carte par rapport à la masse (le châssis conducteur ou les masses environnantes si le coffret est isolant) correspond à l'ensemble des lignes de champ électrique qui "relient" la carte à son environnement.

Bien entendu l'ensemble des lignes de champ électrique "tombent" sur toute la surface de la carte. Chaque composant, chaque piste, ne reçoit heureusement qu'une petite partie de toutes ces lignes. La capacité C_v entre une piste victime et la masse n'est donc qu'une fraction de la capacité totale C_t .

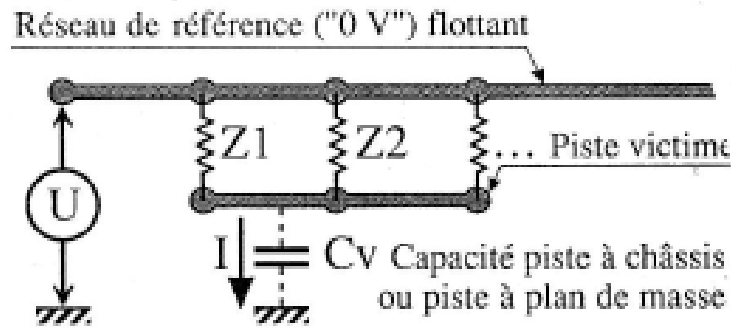


Figure III-19 : Schéma équivalent du couplage carte à châssis

Cela signifie qu'en cas de variation de la d.d.p. entre la carte et son environnement (la masse), une piste victime reçoit directement un courant :

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

Avec :

I : courant parasite collecté par la victime, en ampères

F : fréquence de la d.d.p. entre carte et masse, en hertz

C_v : capacité entre la piste victime et la masse, fraction de Ct, en farads

U : d.d.p. appliquée (globalement) entre la carte et la masse, en volts

III.2.3 Couplage par diaphonie inductive :

Ce phénomène physique du *couplage par diaphonie* est simple:

Un courant dans un conducteur source génère un champ magnétique. Un conducteur Voisin se comporte comme une boucle victime par rapport à son propre conducteur de retour. Cette boucle intercepte une partie du champ magnétique généré par le conducteur source. La variation du flux dans la boucle induit une d.d.p.

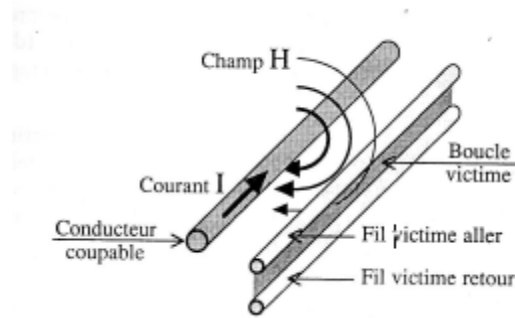


Figure III-20 : couplage M.D. par diaphonie inductive

Ce couplage est fondamentalement un couplage par champ magnétique mais il est inutile de chiffrer le champ H grâce à une astuce : l'introduction de la notion de mutuelle inductance, notée M . Une mutuelle inductance est en fait une inductance qui se compte en henry et qui permet de calculer la d.d.p. induite dans la boucle victime. Cette d.d.p. se calcule par l'une ou l'autre des relations suivantes :

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

Ou :

$$U = M \cdot \Delta I / \Delta t$$

Avec:

U : d.d.p. induite dans la boucle victime, en volts

F : fréquence du courant source, en hertz

M : mutuelle inductance entre les circuits source et victime, en henrys

I : courant source, en ampères

ΔI : courant crête à crête du courant source, en ampères.

Δt : temps de montée du courant source de 10% à 90%, en secondes

Dans tous les cas la diaphonie inductive est nulle en courant continu.

Elle demeure très faible tant que la fréquence du courant source reste dans la gamme des fréquences industrielles. Ainsi, une distribution d'alimentation en continu ne bruite jamais

les liaisons victimes proches par le courant continu qui circule dans les câbles (des dizaines d'ampères) mais par le petit courant HF superposé (par exemple 100 mA à 10 MHz, pulsé à la fréquence du découplage).

Le cas général se décompose en deux cas particuliers selon que l'on s'intéresse aux perturbations de mode différentiel (boucle de réception entre fil aller et fil retour) ou de mode commun (boucle de réception entre le câble victime et la masse). Nous verrons que la diaphonie en MC est la plus redoutable.

II.2.3.a) Diaphonie inductive de mode différentiel :

Dans ce premier cas, la d.d.p. parasite est induite entre le fil aller et le fil de retour du circuit victime. Si la distance entre les conducteurs aller et retour est faible, la d.d.p. induite sera faible. Pour chiffrer cela, il faut connaître la géométrie du circuit source par rapport au circuit victime.

On raisonne souvent en CEM dans le pire des cas. Cela simplifie bien les choses. La diaphonie dans le pire cas est obtenue quand la longueur commune entre les circuits source et victime est grande devant la longueur d'onde. La diaphonie pire cas se met en équation en pourcentage, c'est à dire que la d.d.p. victime est une fraction de la d.d.p. coupable que le courant dans le circuit victime est une fraction (la même) du courant coupable. En d'autres termes, dans le pire des cas, le temps de montée du signal coupable n'importe pas et l'on peut raisonner indifféremment en tension ou en courant. C'est donc sensiblement plus simple que la mise en équation aux fréquences basses.

La diaphonie la plus défavorable est obtenue avec un câble en nappe, parfois appelé *câble plat* ou *limande*, dans lequel un seul fil de 0 V sert de commun à plusieurs fils signaux. Cette erreur de conception est grave et fréquente.

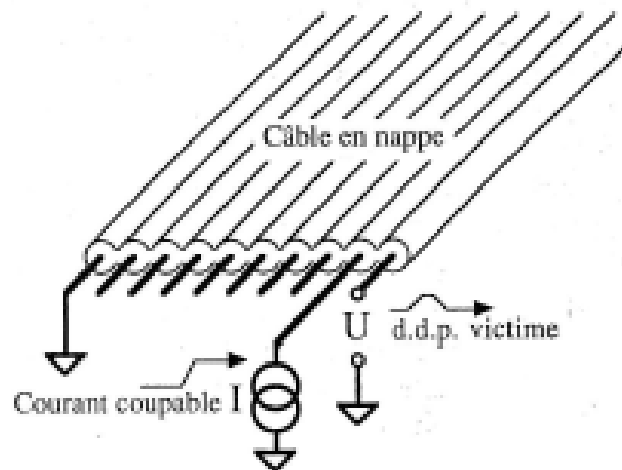


Figure III-21 : diaphonie inductive de mode différentiel

La diaphonie pire des cas peut atteindre 80% pour un câble en nappe mal utilisé. Ainsi un courant de 10 mA à front raide induit un courant de retour de 8 mA dans le fil voisin à basse impédance. Cela signifie aussi qu'une impulsion de 1 V induit 0,8 V dans le fil voisin à haute impédance. Ce phénomène dure le temps d'un aller-retour du signal dans la nappe, soit environ 11 ns par mètre de limande.

Si le temps de montée t_m est plus long que la durée d'un aller-retour $2T$, il convient, pour obtenir la diaphonie crête, de multiplier la diaphonie maximale par le coefficient réducteur en temps : $2T/t_m$. Ce coefficient réducteur correspond à la croissance en BF de la diaphonie avec la fréquence.

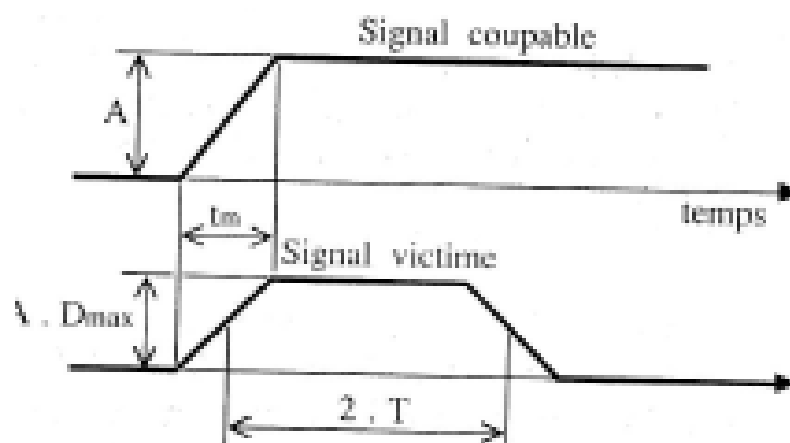


Figure III-22 : diaphonie « pire cas »

Pour réduire la diaphonie de mode différentiel entre deux paires voisines et serrées sur une longueur significative (disons sur plus de 5 cm pour des signaux numériques), il suffit de les torsader avec des pas différents. La diaphonie ne dépasse guère 1 o/o en HF et bien sûr encore bien moins en BF. Les torsades sont efficaces contre la diaphonie en mode différentiel mais sont inutiles contre la diaphonie de MC, et cette dernière est presque toujours plus forte...

Chercher à réduire la diaphonie inductive en BF grâce à un écran rendu conducteur par aluminage n'est pas efficace car le champ magnétique traverse pratiquement sans atténuation (jusqu'au mégahertz) la fine couche d'aluminium.

La mise en équation de la diaphonie de mode différentiel est possible pour les géométries simples mais elle est très complexe. Elle ne peut être gênante aux fréquences basses que pour les circuits à basse impédance pour lesquels les courants donc les champs magnétiques sont beaucoup plus importants que les d.d.p. donc les champs électriques. Retenons simplement que la diaphonie inductive de mode différentiel n'est en pratique qu'un petit problème de conception d'équipements et certainement pas un problème d'installation.

III.2.3.b) Diaphonie inductive de mode commun

Pour ce couplage le champ magnétique est généré par le courant de mode commun sur un câble et la d.d.p. parasite est induite entre un câble parallèle et le conducteur de masse le plus proche. Si la distance entre le câble victime et le conducteur de masse le plus proche est faible, la d.d.p. induite sera faible. Ici encore la question essentielle est de connaître la géométrie du circuit source par rapport à celle du circuit victime.

Un rappel d'abord : tout courant qui pénètre en mode commun par un câble dans un coffret isolé des masses en ressort essentiellement par les autres câbles. Si un courant pénètre en mode commun par un câble coupable dans une boîte isolée des masses, le courant sur un autre câble ne peut être inférieur ni à sa diaphonie en mode commun avec le câble source ni à la partie du courant ressortant en conduction.

La pire configuration géométrique est le cheminement voisin des deux câbles avec des conducteurs de masse ou un plan de masse très éloignés. La diaphonie de mode commun peut dans ce cas atteindre 80 %. N'oublions pas que les courants parasites qui se propagent en

mode commun sont très supérieurs aux signaux utiles transmis en mode différentiel.

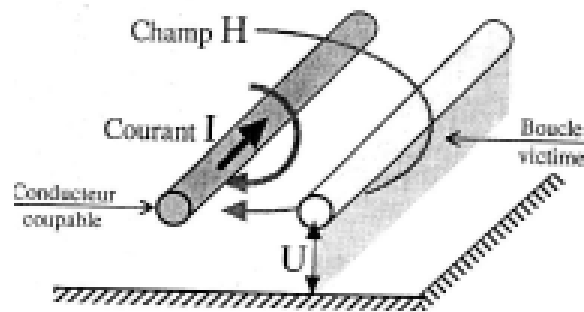


Figure III-23 : Principe de diaphonie en mode commun

La mise en équation de la diaphonie en mode commun (même dans le pire des cas) n'est pas très simple puisqu'elle fait intervenir le diamètre des câbles, leur éloignement, la hauteur par rapport au plan de masse et beaucoup de logarithmes... il vaut mieux de déterminer par un abaque.

Disons pour simplifier, et avec une erreur typique d'un facteur 2, que tant que l'éloignement e entre les câbles est inférieur à leur hauteur H par rapport au plan de masse, la diaphonie au maximale est voisine de 50 %. Lorsque que la hauteur H devient inférieure à l'éloignement e , la diaphonie maximale devient sensiblement égale au carré du rapport H/e .

La vitesse de propagation des courants de mode commun est un peu supérieure à celle des signaux de mode différentiel. On peut tabler sur un retard en mode commun de 7 ns en aller-retour par mètre de câble. Un courant de mode commun se propage un peu plus vite qu'en mode différentiel.

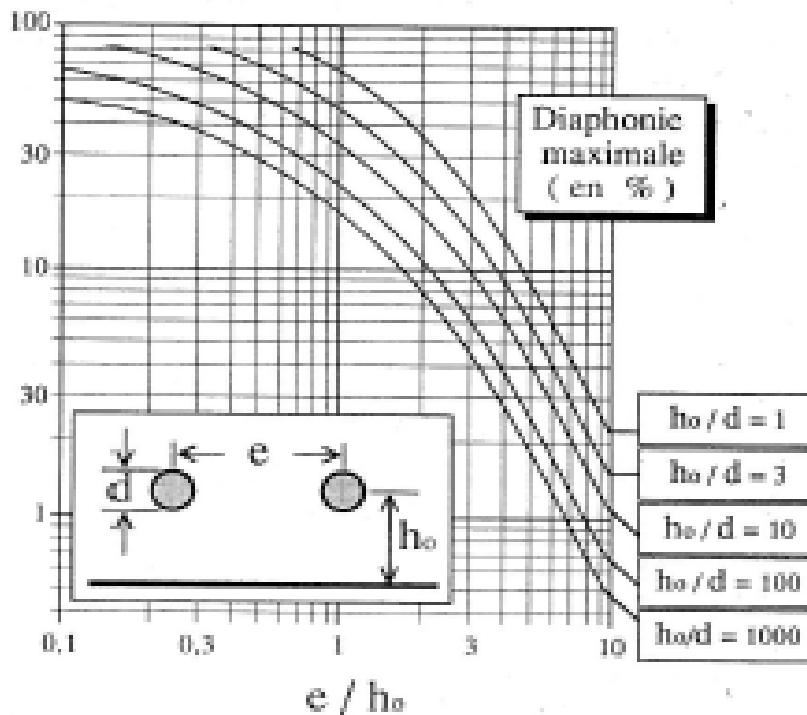


Figure III-24 : diaphonie de mode commun dans le « pire cas »

Lorsque le temps de montée t_m du signal perturbateur est, plus long que le temps de propagation $2.T$ du signal pour un aller-retour, un coefficient réducteur $R = 2 T/t_m$ est à multiplier à la diaphonie maximale pour obtenir la diaphonie crête réelle.

III.2.4. Couplage par diaphonie capacitive :

Le phénomène de base est aussi simple que celui de la diaphonie inductive : une d.d.p. entre deux conducteurs génère un champ électrique. Un conducteur voisin intercepte une partie des lignes de ce champ électrique et collecte ainsi un courant perturbateur.

Ce couplage est fondamentalement un couplage par champ électrique mais il est inutile de chiffrer le champ E grâce à l'introduction de la notion de capacité de couplage, notée C . Elle permet de calculer le courant collecté par le conducteur victime. Ce courant victime induit se calcule par l'une des relations suivantes :

$$I = C. \Delta U / \Delta t$$

Ou

$$I = 2\pi. F. C. U$$

Avec :

I = courant collecté par le conducteur victime, en ampères

F = fréquence de la d.d.p. source, en hertz

C = capacité de couplage entre les circuits source et victime, en farads

U = d.d.p. coupable, en volts

ΔU = d.d.p. crête à crête de la source, en volts

Δt = temps de montée de la d.d.p. source de 10% à 90 %, en secondes

Dans tous les cas la diaphonie capacitive est nulle en continu. Comme la diaphonie inductive, elle demeure très faible tant que la fréquence de la d.d.p. coupable reste dans la gamme des fréquences industrielles.

Le cas général se décompose en deux cas particuliers selon que l'on s'intéresse aux perturbations de mode différentiel (courant collecté par le fil aller et se refermant par le fil retour) ou de mode commun (courant collecté par un câble et se refermant par la masse). Comme pour la diaphonie inductive, cette dernière est la plus redoutable.

Aux fréquences élevées, la diaphonie capacitive est équivalente en énergie à la diaphonie inductive. Ce phénomène provient de l'effet de ligne qui donne l'illusion, aux premiers instants, qu'une ligne est une résistance. Cette résistance indépendante de l'impédance au bout de la ligne, est appelée *impédance caractéristique*. Cela signifie qu'aux premiers instants (pendant un aller-retour) l'énergie inductive sous forme de champ H (soit $0,5. \mu_0.H^2$ joules/mètre cube) dans une ligne est égale à l'énergie capacitive sous forme de champs E (Soit $0,5. \epsilon_0.H^2$ joules/mètre cube). Nous allons utiliser ce phénomène pour simplifier la modélisation.

III.2.4.a) Diaphonie capacitive de mode différentiel

Dans ce premier cas, le courant parasite est collecté entre le conducteur aller et le conducteur de retour du circuit victime. Comme pour le couplage inductif, la question est de connaître la géométrie du circuit source par rapport au circuit victime.

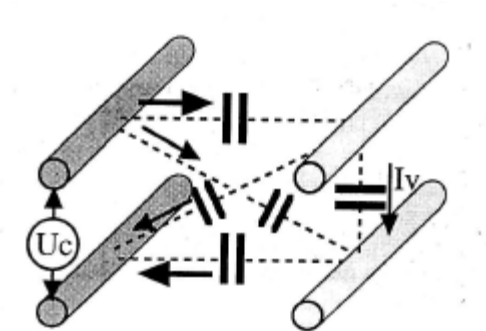


Figure III-25 : diaphonie capacitive de mode différentiel

Le pire des cas géométrique est bien entendu le même que pour la diaphonie inductive : le câble en nappe mal mis en œuvre. Rappelons que dans ce cas, la diaphonie maximale (en haute fréquence) peut atteindre 80%, c'est à dire qu'une d.d.p. de 1 V à front raide peut induire d.d.p. dans le conducteur voisin de 0,8 V. Si un fil sur deux au 0 V des deux côtés, la diaphonie maximale chute à 8% environ.

Ce phénomène dure un aller-retour du signal différentiel dans la nappe, soit $2T = i 1$ ns par mètre de câble. Pour un front de montée t_m long, le coefficient réducteur en temps est le même qu'en diaphonie inductive : $R = 2T/t_m$.

III.2.4.b) Diaphonie capacitive de mode commun :

Dans ce deuxième cas, le champ électrique est généré par la d.d.p. de mode commun entre un câble et la masse. Le courant parasite collecté par un câble victime parallèle au câble coupable.

La diaphonie capacitive de mode commun suit la même loi de décroissance géométrique que la diaphonie inductive. Rappelons que la diaphonie maximale est voisine de 50 %. Dès que la hauteur H par rapport au plan de masse devient inférieure à l'éloignement e des câbles, la diaphonie décroît comme le carré du rapport H/e . Le coefficient réducteur en

temps pour les temps de montée t_m longs est $2T/t_m$. En mode commun, prendre $2T = 7$ ns par mètre de longueur.

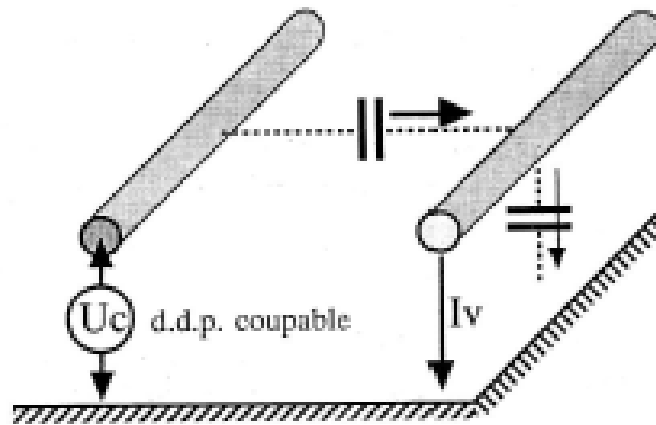


Figure III-26 : diaphonie capacitive en mode commun

III.2.5 Couplage champ à fil :

Le phénomène physique est celui utilisé par les antennes d'automobiles pour convertir le champ radioélectrique en signal électrique conduit.

Lorsqu'un champ électrique éclaire un conducteur, ce conducteur devient le siège d'un courant de conduction. La cause est un champ électrique variable, l'effet un courant induit. Ce conducteur n'a pas besoin d'être en circuit fermé pour que le courant circule. On peut dire que la capacité électrique entre les extrémités du conducteur suffit à refermer les lignes de courant. Il est certain que ce phénomène est ridiculement faible aux fréquences industrielles.

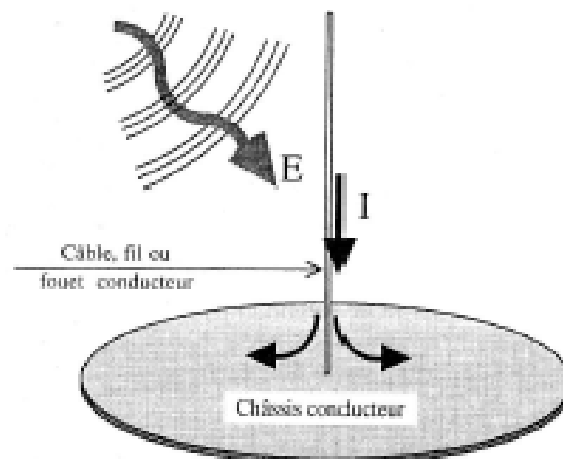


Figure III-27 : couplage champ à câble

Le champ électrique BF est particulièrement instable. Il suffit pour le vérifier d'écouter avec un autoradio, donc avec une antenne de champ E, une station en ondes longues aux environs de 200 kHz et de passer sous un pont ou d'entrer dans un parking couvert. L'évanouissement de la réception est assuré.

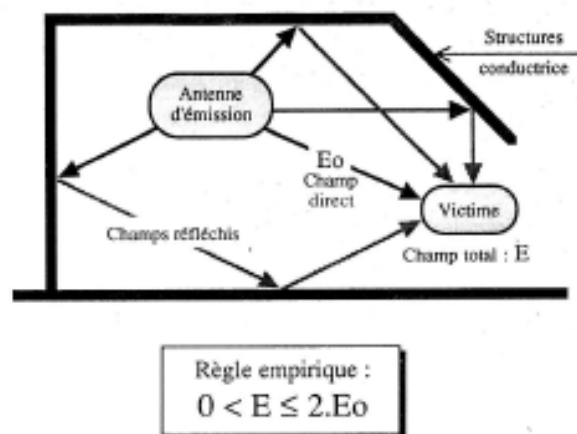


Figure III-28: Réflexions des champs électromagnétiques

La cause de ce phénomène est le magma de réflexions multiples contre les immeubles et les autres obstacles électromagnétiques. Ce réseau d'ondes stationnaires possède des "zéros" souvent 30 fois plus faible que le niveau normal. La distance entre deux "zéros" est

voisine d'une demi-longueur d'onde (1,5 m dans la gamme des 100 MHz). Le champ HF n'est atténué de façon très importante que par des structures conductrices fermées (cages de Faraday) ou absorbantes et d'épaisseur importante (cave profondément enterrée, tunnel...).

Un câble illuminé par un champ E collecte un courant de mode commun. Le couplage en mode différentiel est si faible qu'il est qu'il est pratiquement non mesurable. Même avec beaucoup de soin, on ne mesure guère que la symétrie de la liaison, c'est-à-dire la conversion du MC en MD.

Quelle que soit la fréquence, c'est lorsque le champ E est parallèle au câble (ou à la structure collectrice) que le courant collecté est le plus importante. Théoriquement, si le champ électrique était perpendiculaire au câble, aucun courant de mode commun, n'y serait induit. C'est évidemment bien difficile à garantir...

III.2.5.a) Couplage champ à fil en BF

Le modèle le plus simple pour mettre en équation est de considérer une antenne fouet conducteur au dessus d'un plan de masse. Ce modèle donne des résultats excellents pour une antenne de voiture et satisfaisants. Pour un câble, isolé d'un côté, court devant la longueur d'onde. Par BF il faut entendre ici toute fréquence inférieure à la moitié de la fréquence de résonance de l'antenne. Un fouet résonne en $\lambda/4$. Pour un fouet de 1 m par exemple, la résonance apparaît à 75 MHz. Le modèle "BF" modèle est alors valide jusqu'à 40 MHz environ.

Lorsqu'un champ électrique BF éclaire un fouet, le maximum de courant est mesuré à la liaison entre le fouet et le plan de masse. En toute rigueur, le diamètre du fouet intervient un peu mais en première approximation (erreur inférieure à un facteur 2), ce courant d'antenne se calcule par la relation:

$$I = E \cdot L^2 / 100\lambda$$

Avec:

I : courant collecté par le fouet, en ampères

E : champ électrique (en absence d'antenne), en volts par mètre

L : longueur du fouet conducteur, en mètres

λ : Longueur d'onde = 300/F, en mètre

III.2.5.b) Couplage champ à fil en HF

Le modèle du fouet peut encore nous servir en HF malgré les résonances inévitables qui vont apparaître sur les câbles si l'on se place dans le pire cas. Le pire des cas signifie que l'on mesure le ventre du courant de mode commun sur un conducteur non amorti, avec les autres structures conductrices éloignées d'au moins $\lambda/10$ (c'est-à-dire sans effet réducteur).

Le courant maximal se calcule par la très simple relation :

$$I = E \cdot \lambda / 240$$

Avec:

I : courant maximum collecté (à un ventre), en ampères

E: champ électrique (en absence du câble), en volt par mètre

λ : longueur d'onde = 300 / F, en mètres.

III.3.6. Couplage champ à boucle

Le phénomène de base est celui utilisé par les antennes de ferrite des postes à transistors ou des cadres d'appareils de goniométrie. La cause est un champ magnétique variable, l'effet une d.d.p. induite dans une boucle interceptant du flux magnétique. un courant $I = U / Z$ va circuler avec U = d.d.p. induite dans la boucle ouverte et Z = l'impédance totale de la boucle.

Des boucles de masse entre les câbles et les conducteurs de masse ou de protection sont inévitables. Elles posent les pires des problèmes de CEM. Leur surface doit être la plus faible possible.

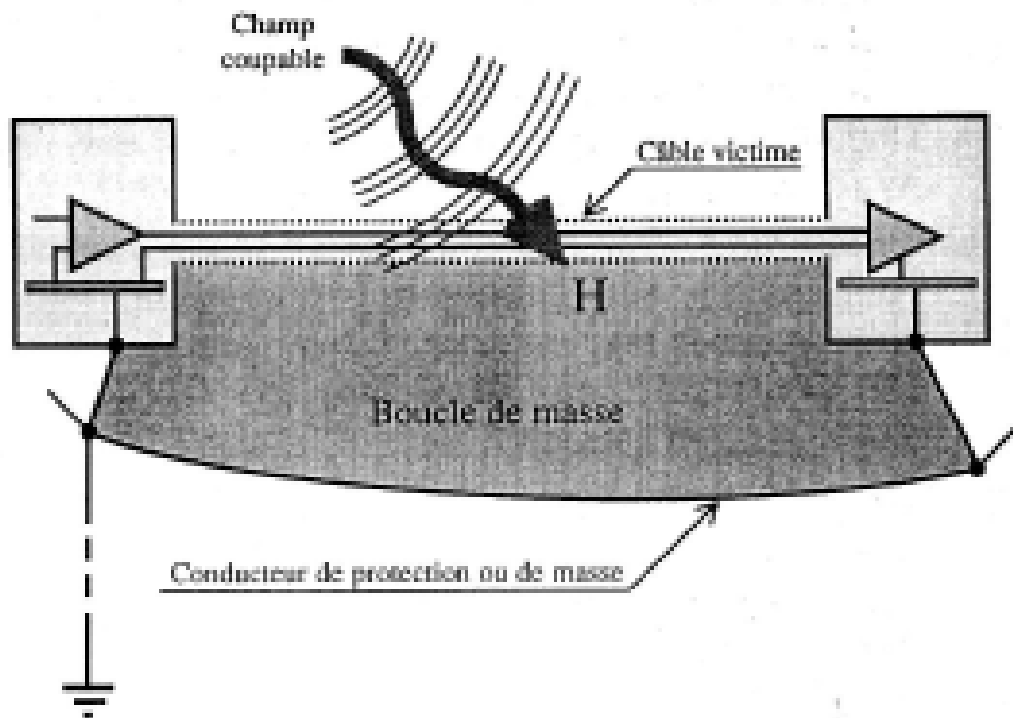


Figure III-29 : couplage champ à boucle de mesure

Le champ magnétique BF est particulièrement stable. Il suffit pour s'en convaincre d'essayer de blinder le champ de fuite d'un transformateur secteur. L'effet obtenu est généralement inférieur à 10. C'est pour cela que la goniométrie utilise le champ H jusqu'à 30 MHz, fréquence qui n'est pourtant plus de la BF.

III.3.6.a) De l'effet du champ magnétique dans les petites boucles

Le *flux d'induction* magnétique dans une spire est noté ϕ et se compte en webers (Wb). C'est le produit de l'induction magnétique B par la surface de la spire (et par le nombre de spires et par le cosinus de l'angle d'incidence).

L'induction magnétique B se compte en teslas (T). C'est dans l'air le produit de champ magnétique H (et A/m) par $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} H/m$

Enfin Monsieur Lenz a trouvé que la d.d.p. aux bornes d'une petite boucle est étale à la dérivée du flux d'inductance magnétique dans le temps. Par petite boucle il faut entendre une

boucle dont la plus grande dimension est inférieure à $\lambda / 4$. Ainsi pour un angle d'incidence orthogonal, la d.d.p. induite dans une boucle d'une seule spire vaut dans l'air:

$$U = S. \mu_0. \Delta H / \Delta t$$

Ou encore:

$$U = 2. \pi. F. S. \mu_0 . H$$

Avec :

U : d.d.p. induite dans la boucle, en volts

S : surface de la boucle, en mètres carrés

μ_0 : Self linéique de l'air égale $4\pi. 10^{-7}$ henrys par mètre

ΔH : amplitude crête à crête du champ $\vec{E}$, ampères par mètre

Δt : temps de montée du champ magnétique 10 à 90%, en secondes

F : fréquence du champ magnétique, en hertz

H : champ magnétique, en ampères par mètre

III.3.6.b) Couplage champ boucle en HF

Le modèle simple de Monsieur Lenz ne marche que pour des boucles de longueur inférieures au quart de la longueur d'onde. Au-delà de cette fréquence, la d.d.p. collectée ne croît plus avec la fréquence, elle "sature". En fait, la d.d.p. passe par des minimums (pratiquement zéro) et des maximums qui valent:

$$U = 600. e. H$$

Avec:

U = d.d.p. maximale collectée par la boucle, en volts

e = éloignement entre conducteurs aller et retour $< \lambda/4$, en mètres

H = champ magnétique, en ampères par mètre

La d,d.p. maximale est toujours proportionnelle au champ et à l'éloignement des conducteurs mais elle devient indépendante de la fréquence ainsi que de la longueur de la boucle.

III.3.6.c) Couplage champ boucle aux hyperfréquences :

Le modèle simple du précédent ne marche que pour des conducteurs éloignés de moins de un quart de longueur d'onde. Au-delà de cette distance, la d.d.p. collectée devient indépendante de l'éloignement et décroît avec la fréquence. En fait, la d.d.p. passe par des minimums (pratiquement zéro) et des maximums qui varient.

$$U = 150.\lambda. H$$

Ou

$$U=0,4.\lambda.E$$

Avec :

U = d.d.p. maximale collectée, en volts

λ = longueur d'onde, en mètres

H = champ magnétique, en ampères par mètre

E = champ électrique, en volts par mètre

La d.d.p. reste toujours proportionnelle au champ mais elle devient indépendante de la géométrie des conducteurs (longueur et largeur de la boucle) et décroît linéairement avec la fréquence.

➤ **Retenons que les couplages...**[4]

Réduire les couplages entre sources de parasites et circuits victimes est souvent la meilleure façon de résoudre les problèmes sur site, plus sûre que de réduire les perturbations émises par toutes les sources, et bien plus facile que de chercher à durcir toutes les fonctions sensibles.

Fondamentalement, la réduction des couplages s'effectue par des modifications géométriques. N'oublions pas que la géométrie ne tombe jamais en panne et, de plus, qu'elle est gratuite !

A cause du couplage par impédance commune, aucune carte ne supporte beaucoup de courant de mode commun. Il convient donc de dériver les courants de MC (inévitables en HF) des câbles sur la tôle de référence de potentiel de chaque équipement. On doit obligatoirement protéger les câbles externes soit par blindage (et connecteurs blindés) soit par filtrage de chaque fil, soit enfin par des tores de ferrite si le mal n'est pas trop grand.

A cause du couplage carte à châssis, aucune carte ne supporte beaucoup de $\Delta U / \Delta t$ par rapport à son environnement. il importe donc de connecter systématiquement les 0 V de traitement (les unités centrales) à la masse du châssis. Seules de petites zones aux entrées-sorties peuvent être galvaniquement isolées. Un isolement galvanique ne protège pas des perturbations de mode commun HF.

La diaphonie inductive BF n'est à craindre à l'installation que pour des liaisons à très faible tension au voisinage immédiat de câbles à fort courant.

La diaphonie capacitive BF n'est à craindre à l'installation que pour des liaisons à très faible courant non blindées (une folie).

La diaphonie HF à l'installation, sauf en cas de mélange dans le même câble (ou faisceau) de signaux de natures très différentes, n'apparaît qu'en mode commun. Les meilleures solutions sont la protection des câbles externes contre les perturbations de mode commun HF ou l'utilisation d'effets réducteurs.

L'effet du champ électrique BF est à peu près négligeable.

Le champ magnétique BF n'induit de la ronflette dans une liaison à bas-niveau en tension que si elle est mal symétrisée ou non galvaniquement isolée. Il faudrait travailler en BF en paires symétriques torsadées.

L'effet des champs électromagnétiques HF est un vrai problème que l'on résout essentiellement par les mêmes remèdes que la diaphonie HF de mode commun : protections à la pénétration des câbles externes et/ou utilisation d'effets réducteurs.

Enfin devant quelque difficulté en CEM que ce soit, il est important de comprendre lequel (ou lesquels) des couplages ci-dessus est (sont) en cause. La maîtrise raisonnable des

ordres de grandeur nous semble être la meilleure des assurances d'efficacité, plus importante peut-être que l'expérience...

Conclusion

Dans ce chapitre, on a entamé un autre problème que traite la CEM tel que les modes de couplages possibles entre une source de perturbation électromagnétique et le circuit ou le système victime, la CEM définit six modes de couplages, un point intéressant et indispensable à la CEM et aux bonnes conceptions de circuits et systèmes électroniques.

Chapitre IV :

Les remèdes

Introduction :

Pour câbler de façon correcte un système électronique ou corriger une installation à problèmes, il suffit souvent de respecter quelques règles de base simples. Point n'est besoin de dominer les aspects mathématiques de la CEM ni même de bénéficier de nombreuses années d'expérience pour éviter les erreurs. Bien sûr, les efforts diminuent, en CEM comme ailleurs, grâce à la pratique. Nous savons que le plus important la compréhension claire des phénomènes et la connaissance de leurs limites.

➤ Règles de conceptions des circuits électroniques :**IV.1. CÂBLAGE INTERNE**

Les couplages que l'on rencontre au niveau du câblage d'un système sont équivalents à ceux qui sont rencontrés sur un circuit imprimé. La différence principale se situe au niveau des échelles.

La longueur des connexions ainsi que les surfaces de boucle sont plus importantes.

IV.1.1 Mise à la masse :

Un système composé de plusieurs sous-ensembles doit également intégrer les règles d'équipotentialité. Il est fréquent que chaque sous-ensemble soit raccordé à la masse du système par le câble d'alimentation. Cette liaison n'est jamais suffisante puisqu'elle est assurée par un conducteur filaire de longueur importante. Chaque sous-ensemble sera donc connecté directement à la masse par une liaison directe. L'idéal est de visser directement le châssis de l'équipement sur la masse du système. Si cette mise en oeuvre n'est pas possible, la liaison sera assurée par une tresse la plus courte possible.

- ✓ **L'idéal est de visser directement le châssis de l'équipement sur la masse du système.**

IV.2.2. Règle de câblage :

Les câbles doivent être classés en plusieurs catégories suivant la nature des signaux traités.

Nous proposons un classement en 4 familles :

• Famille N°1 - Circuits de mesure.

Ce sont les signaux analogiques à bas niveaux, les lignes d'alimentation des capteurs analogiques, les liaisons vidéo et les câbles d'antenne. Cette classe est la plus sensible des quatre.

• Famille N°2 - Circuits numériques.

Ce sont les signaux d'alarmes, les lignes téléphoniques, les contrôles d'accès et les réseaux locaux. Cette classe est moins sensible que la première, mais elle reste vulnérable - surtout aux impulsions - et peut parfois s'avérer perturbatrice pour la famille N°1.

• Famille N°3 - Circuits de contrôle commande.

Cette famille inclut les relayages Tout-Ou-Rien (TOR), les fins de course et les lignes de commande des composants de puissance. Cette famille, assez robuste, peut perturber les familles N°1 et 2.

• Famille N°4 - Lignes d'alimentation.

Ce sont les lignes secteur, secouru ou non, les alimentations continues distribuées, les circuits de puissance régulés (gradateurs, hacheurs) et les convertisseurs statiques dont les variateurs de vitesse. Nous y incluons enfin toutes les lignes à haute tension et les conducteurs de terre dont on ne sait pas d'où ils viennent. Cette dernière classe est perturbatrice en mode commun pour les familles N° 1, 2 voire 3.

Des règles simples de câblage doivent ensuite être respectées.

✓ Les conducteurs aller et retour doivent toujours être côte à côte

Cette règle générale permet de limiter simplement le couplage champ à boucle. Elle s'applique à tous les types de signaux. Pour des signaux TOR avec un commun, il faut tirer au moins un commun par câble, toron ou faisceau. Pour les signaux analogiques ou numériques, câbler en paire est un minimum. Une paire - si possible torsadée - garantit que le fil de retour reste tout près du fil aller.

Cette règle permet de justifier (s'il le fallait encore...) les bienfaits du plan de 0 V : chaque piste est très proche de son retour.

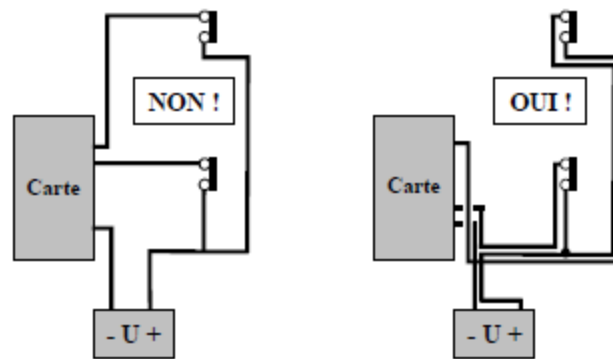


Figure IV-1 : conducteur aller et retour côte à côte

✓ **Plaquer toute liaison filaire contre les structures équipotentielles**

En routant les câbles, nappes et faisceaux de bout en bout contre les tôles ou masse des coffrets, on réduit les surfaces des boucles de masse. On bénéficie aussi d'un effet réducteur important, sûr et gratuit. Cette précaution réduit aussi les risques de diaphonie en mode commun. Le couplage par diaphonie en mode commun entre les câbles suit la même règle que le couplage entre pistes. La diaphonie devient négligeable si la hauteur par rapport à la masse est supérieure à la distance entre les câbles. En pratique, une distance de 10 cm en coffret convient.

Il est conseillé de prévoir des systèmes de fixation mécanique de manière à garantir la géométrie de câblage. Cela permet d'éviter les modifications intempestives de géométrie qui peuvent compromettre la protection apportée par le câblage.

✓ **Tout conducteur libre d'un câble devrait être raccordé à la masse des châssis aux deux extrémités.**

L'effet réducteur d'un câble de masse est voisin d'un facteur 3 à partir de 10 kHz environ et jusqu'à plusieurs dizaines de MHz. L'utilisation des conducteurs libres permet de bénéficier gratuitement de cet effet réducteur.

✓ **N'utiliser ni câble, ni connecteur commun, pour des familles incompatibles.**

Pour les câbles en nappe, il importe de séparer les fils analogiques des fils numériques par au moins 2 fils de masse (ou d'alimentation) reliés de chaque côté.

Une entorse à la règle de séparation n'est acceptable qu'entre les familles 1 et 2 d'une part, et les familles 3 et 4 d'autre part. Ces tolérances méritent une justification sérieuse (exigence du client, compatibilité ascendante...).

Si un connecteur est utilisé pour des signaux de nature différente, il est nécessaire d'isoler les deux familles par une rangée de contacts au 0 V.

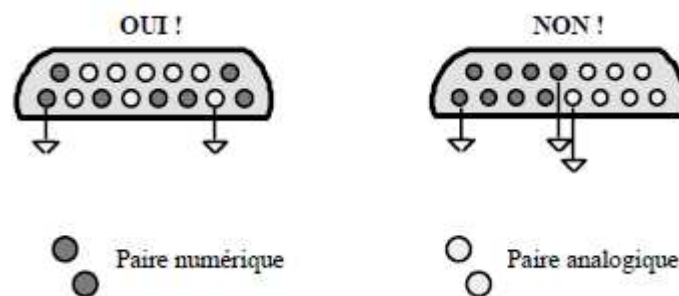


Figure IV-2: Séparation des signaux dans un connecteur

IV.2. PROTECTION EN CONDUCTION

Comme il a déjà été précisé précédemment, toutes les entrées sorties (au sens large) doivent être blindées ou filtrées. Nous traiterons dans cette partie de la protection des câbles externes.

IV.2.1. Regroupement des entrées- sorties

En environnement conducteur (majoritairement notre cas), il y a toujours une tôle ou un châssis qui peut servir de masse. Les équipements peuvent donc y être raccordés directement par une liaison très courte à basse impédance. Un courant qui pénètre en mode commun dans un équipement en ressort forcément soit par les autres câbles, soit par les liaisons aux structures conductrices externes. Si l'équipement bénéficie d'un châssis conducteur électriquement relié à la masse de l'environnement, la plus grande part des courants de MC se referme par cette voie.

Tous les autres câbles sont alors efficacement préservés des courants parasites.

- ✓ Un environnement conducteur équipotentiel avec masse accessible est toujours favorable à la CEM

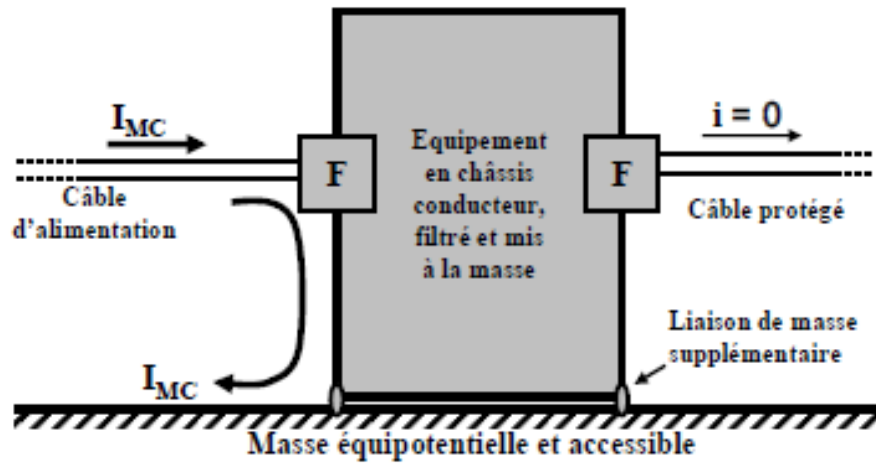


Figure IV-3 : Circulation du mode commun en environnement conducteur

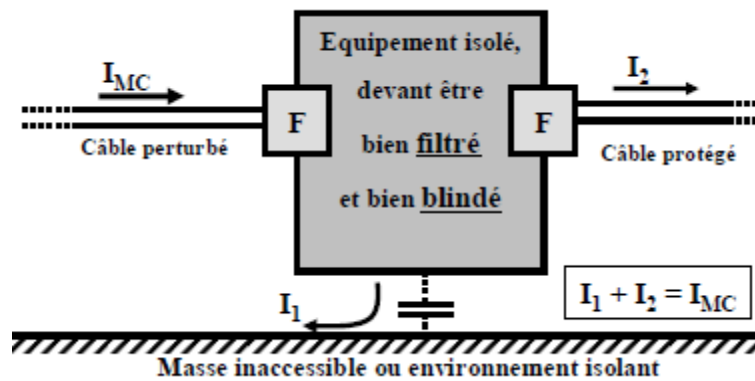


Figure IV-4 : Circulation du mode commun en environnement isolant

En environnement isolant, sans plan de masse conducteur et accessible, si un câble collecte ou propage un courant de mode commun, tous les autres câbles risquent de devenir bruités en évacuant une partie de ce courant.

Le courant de mode commun, pour se refermer, traverse toute la carte ou tout le système.

Il est donc primordial dans nos équipements de soigner le raccordement des équipements électroniques à la masse des systèmes par une liaison directe très courte (voir nulle). L'idéal est d'utiliser les fixations mécaniques pour assurer ce raccordement.

IV.2.2. Liaison symétrique

Une liaison différentielle peut rejeter les perturbations de mode commun de façon efficace.

L'aptitude d'un circuit à rejeter le mode commun est définie par son rapport de réjection de mode commun ("CMRR" en anglais). Ce nombre, exprimé en décibels, est égal au rapport de la tension de mode commun divisée par la tension parasite résiduelle apparaissant en mode différentiel. Plus le CMRR est élevé, meilleure est la symétrie du circuit. À 50 Hz, un CMRR peut dépasser 120 dB (même sans isolement galvanique) mais il atteint difficilement 60 dB à 1 MHz. Il ne peut guère excéder 40 dB au-delà de 10 MHz.

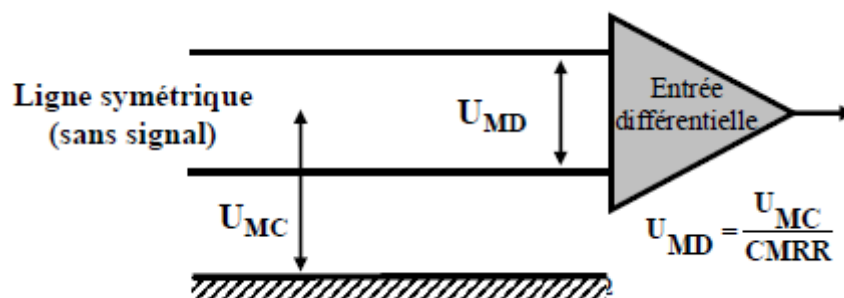


Figure IV-5 : Réjection de mode commun d'une entrée différentielle

La dissymétrie d'une liaison différentielle en paire est principalement localisée à ses extrémités. Ce déséquilibre peut être provoqué par une dissymétrie électrique ou géométrique. Un déséquilibre électrique est causé par la différence des impédances d'extrémité par rapport

à la masse : inégalité des résistances terminales ou des capacités par rapport à la masse, ce qui déphase une entrée par rapport à l'autre.

Un déséquilibre géométrique peut être causé par la différence entre la longueur du conducteur aller et celle du retour. Au-delà de 10 MHz, une différence de longueur de quelques centimètres suffit à ruiner la symétrie d'une liaison, donc sa réjection du mode commun. L'utilisation d'un étage différentiel impose de conserver une liaison symétrique de bout en bout. Le câble devra bien évidemment être symétrique et un soin particulier est nécessaire au choix du connecteur. En pratique, les amplificateurs différentiels modernes sont toujours limités par les systèmes de raccordement.

Pour une liaison symétrique, l'utilisation de filtres HF ou de composants de protection peut dégrader l'efficacité globale de la protection car la tolérance sur leurs capacités est médiocre.

Ceci est critique quand l'impédance de la source est élevée ou quand des condensateurs sont installés en aval d'une résistance série. Ce phénomène s'explique par la rotation de la phase d'une entrée par rapport à l'autre.

- ✓ **Les amplificateurs différentiels modernes sont toujours limités par les systèmes de raccordement**

IV.2.3. Filtres CEM

Un filtre CEM est caractérisé par sa perte d'insertion, aussi appelée "efficacité du filtre". C'est par définition le niveau résiduel mesuré après la pose du filtre par rapport au niveau mesuré sans filtre. La perte d'insertion d'un filtre dépend des impédances des circuits amont et aval.[2]

IV.2.3.1. Filtres signaux

Les filtres passe-bas sont les plus utilisés en CEM. Tous les filtres d'alimentation et la plupart de ceux d'entrée-sortie sont des passe-bas. Le filtre le plus simple est composé d'un simple condensateur à la masse. L'efficacité d'un condensateur s'améliore en ajoutant une résistance en série à la ligne. Une résistance d'au moins 10 Ω amortit les résonances HF du

câble. Une résistance de 100 Ω améliore l'efficacité du filtrage. Une résistance de 1 k Ω permet de relier le condensateur au 0 V électronique sans rendre critique la liaison au châssis. Le filtre le plus simple est un R-C.

Un filtre doit être prévu sur toutes les entrées non blindées. Une sortie vers l'extérieur peut être aussi sensible qu'une entrée - et parfois plus. Toute sortie analogique d'une carte devrait être également filtrée par un passe-bas.

Des filtres plus complexes peuvent être de structure "en T", c'est-à-dire L-C-L ou "en π ", c'est-à-dire C-L-C. Attention, les filtres en π nécessitent un montage soigneux avec une très faible impédance par rapport au châssis : entretoise métallique courte, ressort de contact, vissage sur un bossage conducteur, etc. Le mieux est de réserver les filtres en π aux montages en traversée de paroi (TRP).

Un filtre passe-haut peut surprendre en CEM puisque ce sont les perturbations HF qui posent le plus de problèmes. Mais pour des signaux uniquement HF, disons lorsque la plus basse fréquence utile est supérieure à 100 kHz (signal d'antenne par exemple), un filtre passe-haut transmet l'information sans perte et rejette les bruits BF. Le raccordement bilatéral des écrans est alors possible sans risque de ronflette.

Un filtre numérique n'utilise aucun filtre physique mais un traitement par calculs après numérisation. Un de ses intérêts est de ne pas coûter cher en production et d'avoir une excellente reproductibilité.

IV.2.3.2. Filtres secteurs

Les filtres secteurs les plus courants filtrent le MC et le MD dans le même boîtier. Ceci est possible en utilisant l'inductance de fuite (L1 et L2) de l'inductance de mode commun (M) pour filtrer le mode différentiel. Le condensateur entre phases (en MD, de classe X) peut être d'aussi grande valeur que nécessaire. Les condensateurs au châssis (en MC, de classe Y) ne doivent pas écouler un courant de fuite trop important dans le conducteur de protection sur un réseau électrique alternatif.

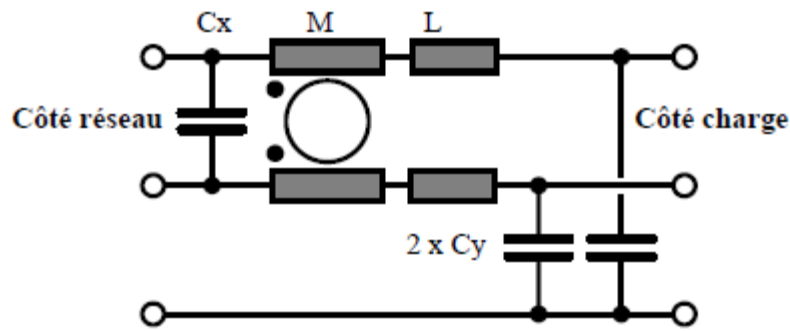


Figure IV-6 : Exemple de filtre d'alimentation secteur

Comment choisir un filtre secteur dont le rôle est d'améliorer l'immunité d'un équipement ? Si l'on n'est pas habitué aux phénomènes HF, nous conseillons d'installer un filtre du commerce plutôt que de tenter d'en réaliser un soi-même. En effet, le câblage d'un filtre HF est critique et obtient souvent des résultats décevants au-delà de 30 MHz.

Il existe également des structures plus complexes à double, voire à triple cellules. Le problème est qu'un schéma équivalent néglige les couplages au-delà de 10 MHz, à cause du rayonnement de l'amont sur l'aval du filtre. La topologie des composants (forme et disposition géométrique) compte plus que leurs valeurs. Au-delà de 30 MHz, un filtre bien câblé est plus efficace que celui qui a un schéma extraordinaire mais un montage non maîtrisé.

IV.2.4. Montage des filtres

IV.2.4.1. Montage des filtres secteurs

Un filtre avec condensateurs à la masse écoule des courants HF au châssis. Il faut relier son enveloppe métallique directement sur la tôle de référence de potentiel.

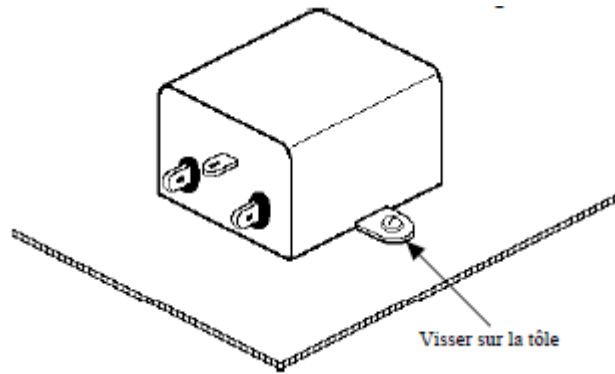


Fig. IV-7 : Montage d'un filtre – Règle n°1

La seconde précaution est d'éloigner les conducteurs amont et aval du filtre à 180° pour limiter la diaphonie en mode commun entre câbles parallèles.

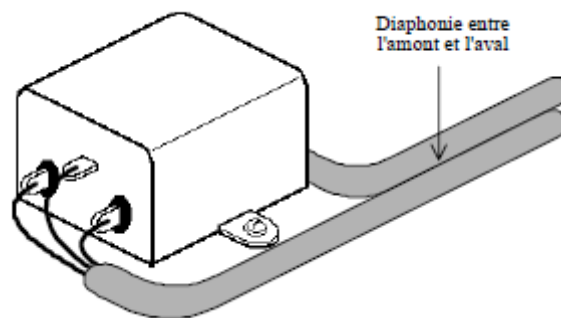


Fig. IV-8: Montage d'un filtre – Règle n°2

La troisième précaution est de plaquer les câbles amont et aval à plat contre la TRP pour limiter l'effet d'antenne boucle excitée par le courant de mode commun.

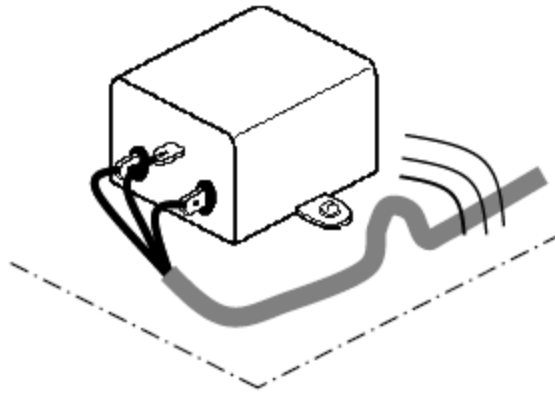


Fig. IV-9 : Montage d'un filtre – Règle n°3

Ces 3 précautions de montage constituent une nécessité et non un idéal à atteindre. Il suffirait qu'une de ces règles ne soit pas respectée pour que le filtre devienne inefficace à partir de 10 ou 30 MHz.

IV.2.4.2. Montage des filtres signaux

Attention, comme pour un condensateur de découplage, l'efficacité d'un filtre est directement liée à son montage. Il devra être raccordé le plus court possible à la masse.

S'il est difficile (et parfois superflu) de placer un filtre sur tous les signaux entrants et sortants, cette possibilité devrait malgré tout être prise en compte lors de l'implantation. Nous préconisons de placer quatre trous (plages d'accueil) en série sur ce type de signaux.

On peut y mettre :

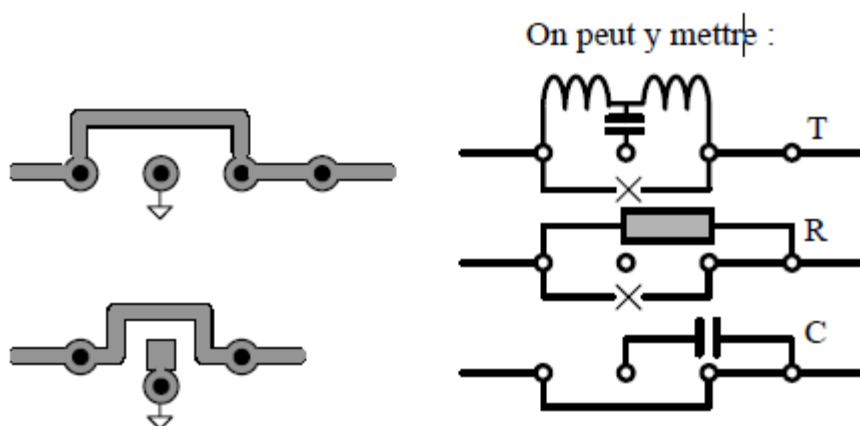


Figure IV-10: Implantation des filtres

Cette disposition permet de pouvoir essayer une résistance série, un condensateur à la masse, un filtre en T de type EMILFIL (Murata) ou même éventuellement un filtre RC. L'avantage de ce dispositif est que le filtre sera testé dans sa mise en œuvre réelle. De plus, aucune reprise importante de routage ne sera à prévoir.

✓ **L'efficacité d'un filtre est directement liée à son montage**

IV.2.5. Self de mode commun

L'ajout, sur site, de tores de ferrite autour d'un câble est une méthode simple contre le mode commun HF. C'est la seule méthode possible en absence de TRP, d'écran ou de filtre. Des ferrites autour d'un câble ne dégradent pas les signaux utiles en mode différentiel, préservent la symétrie des paires (CMRR) et la rigidité diélectrique.

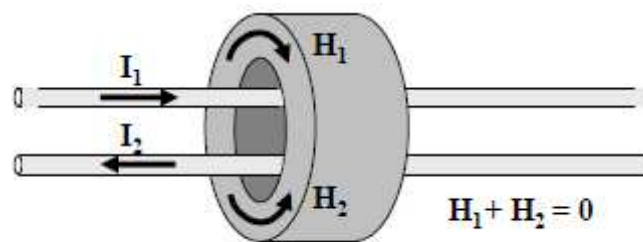


Figure IV-11 : Self de mode commun

Des ferrites peuvent être ajoutées après coup ou sur site sans une remise en cause complète de la conception. De nombreuses formes et dimensions permettent d'adapter leur utilisation à de nombreux câbles.

L'efficacité d'un tore de ferrite est proportionnelle au carré du nombre de passage à l'intérieur du tore. Attention toutefois à ne pas trop bobiner le câble à protéger ; la capacité parasite entre les différents enroulements vient alors court-circuiter le self série. L'optimum se situe souvent entre 2 et 5 passages selon les dimensions du câble et du tore utilisé.

✓ **Les ferrites sont efficaces en HF et peuvent être ajoutées après coup**

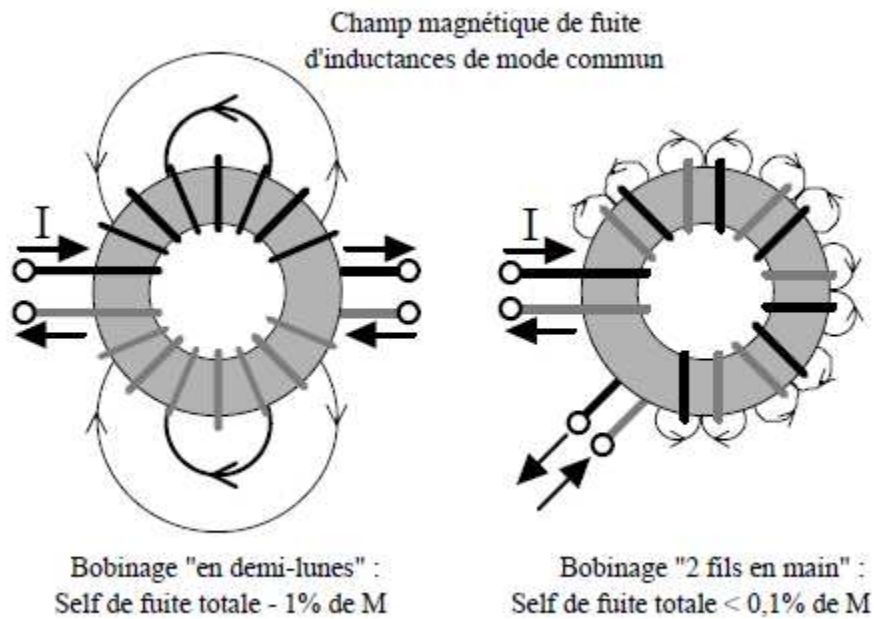


Figure IV-12 : Bobinages des selfs de mode commun

Un ferrite est caractérisé par sa perméabilité magnétique. Nous vous conseillons de choisir un matériau de type nickel-zinc dont le μ initial est compris entre 500 et 1000.

IV.2.5.1. Saturation des selfs de mode commun

La saturation d'une self de mode commun par un courant perturbateur est relativement rare. Par contre, si le courant de mode différentiel n'est pas parfaitement compensé dans la self, le risque est beaucoup plus important. C'est notamment le cas lorsqu'une alimentation continue est reliée à la masse en plusieurs points (comme en automobile par exemple). Le courant se referme alors en partie par les masses sans se reboucler dans la self.

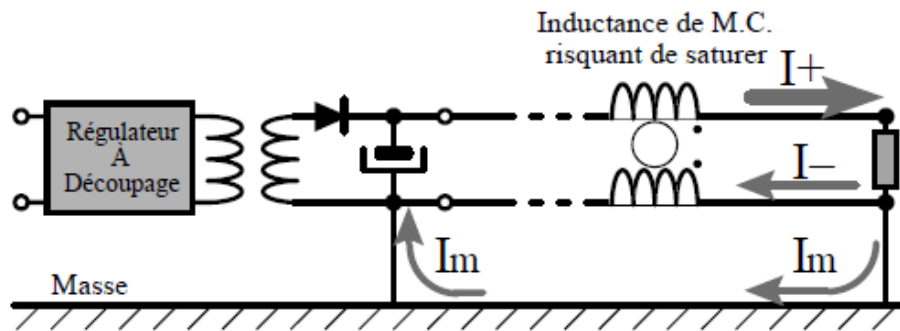


Figure IV-13 : Saturation d'une self de mode commun

La saturation peut également être provoquée par un courant utile trop important, notamment dans la self des filtres secteur. Une self de mode commun comporte inévitablement une self série de mode différentiel. Cette self dépend de la manière dont est bobiné le tore (Figure 39). Si les enroulements sont disposés en demi-lune, la self de mode différentiel est de 1/100 de la self de mode commun. Si le bobinage est effectué deux fils en main (fil aller et retour côte à côte), la self de mode différentiel représente 1/1000 de la self de mode commun.

IV.2.6. Câbles blindés

IV.2.6.1. Choix du câble

L'écran CEM le plus simple est un feuilard plastique rendu conducteur par aluminage. On trouve également des câbles entourés d'un vrai feuilard aluminium. La fragilité due aux différentes manipulations (traction, torsion, etc.) est le principal problème de ce type de câbles.

Le câble simple tresse (type RG58 connectique BNC) est d'utilisation courante dans les laboratoires. Son effet réducteur est de 1 en BF (jusqu'à environ 2 kHz) et peut atteindre quelques centaines (40 à 50 dB) à partir de quelques MHz si les connexions de l'écran sont convenables. L'écran souple et robuste permet une mise en œuvre simple avec la majorité des connecteurs métalliques.

Dès que les signaux sont faibles (quelques mV) et/ou très rapides (> 500 MHz) et/ou dans une ambiance perturbée, il faut utiliser du câble double tresse de type RG214 (connectique N) ou RG223 (connectique SMA).

IV.2.6.2. De quel côté raccorder l'écran?

Un raccordement à une extrémité empêche les courants BF de circuler sur la tresse. L'écran masque le champ électrique BF, les signaux différentiels sont donc protégés en BF. En HF, ce type de raccordement est inefficace. À partir de la fréquence de résonance du câble, l'efficacité de l'écran disparaît.

Le raccordement aux deux extrémités de l'écran permet de se protéger contre les perturbations les plus sévères : le mode commun HF. Le problème est qu'en basse fréquence un courant peut être lancé sur l'écran (d.d.p. entre les deux extrémités ou couplage champ à boucle). Ce courant va générer sur la paire à l'intérieur une faible d.d.p. appelée "ronflette". Ce phénomène est particulièrement gênant pour les liaisons bas niveau.

La règle qu'on peut appliquer est la suivante : **l'écran se raccorde aux deux extrémités sauf si les 5 conditions suivantes sont réunies en même temps.**

- **Les signaux à transmettre sont basses fréquences ($< \text{qq. kHz}$).**

Dans le cas de transmission de signaux de fréquence supérieure à quelques kHz, le bruit BF induit par circulation de courant sur le blindage pourra être rejeté en entrée d'électronique par un filtre passe haut.

- **Les signaux à transmettre sont bas niveau (bruit tolérable $< \text{quelques mV}$).**

Si le bruit tolérable BF est important, la circulation d'un courant sur le blindage n'est guère gênante. Travailler en différentiel est un excellent moyen de se protéger en BF et en HF; la BF est rejetée par l'étage d'entrée électronique et la HF par le câblage.

La protection doit être envisagée de façon globale en fonction du bruit tolérable max, de la nature de la liaison et de l'équipotentialité BF du site.

- **Il peut exister en BF une tension de mode commun entre les deux extrémités du câble supérieure au bruit tolérable.**

Ce paramètre est pratiquement toujours vérifié sur une installation. On peut remarquer que le maillage systématique des masses permet de réduire considérablement la d.d.p. basse fréquence.

Ainsi, plus le site est maillé, moins le raccordement bilatéral est critique.

Par contre, cette condition peut être parfaitement bien maîtrisée à l'intérieur d'un système. Si les différents éléments mécaniques sont correctement raccordés entre eux, les d.d.p. entre masses deviennent négligeables. Le blindage peut alors être raccordé à la masse aux deux extrémités sans risque de ronflette. C'est par exemple le cas à l'intérieur des analyseurs de spectre basse fréquence.

- **La mesure du capteur se fait en tension.**

Le raccordement de l'écran aux deux extrémités entraîne une ronflette en tension du signal mesuré si l'équipotentialité BF n'est pas nulle.

- **L'écran à ne raccorder qu'à une seule extrémité est celui directement autour des conducteurs signaux.**

Un surblindage sera systématiquement connecté aux deux extrémités.

En pratique, tous les câbles blindés se raccordent à la masse aux deux extrémités. Seuls les capteurs bas niveau de type thermocouples, jauge de contrainte, capteur à effet hall, etc.... non conditionnés posent des soucis en environnement où l'équipotentialité n'est pas contrôlée.

Règle pratique :

Dans le cas des équipements développés à la DAM, l'environnement est constitué dans la très grande majorité des cas d'un système métallique équipotentiel. La règle à appliquer, compte tenu des conditions énoncées ci-dessus peut se simplifier :

- ✓ **Les câbles blindés se raccordent toujours à la masse aux deux extrémités**

IV.2.6.3. Comment raccorder

Le raccordement des câbles blindés est un point particulièrement important puisqu'il va déterminer l'effet réducteur HF. Les écrans doivent être raccordés directement à la masse (au châssis) des équipements électroniques.

Ce raccordement devrait toujours être effectué par un contact électrique sur 360°. Si la connexion est effectuée par une "queue-de-cochon", c'est-à-dire un fil, l'effet réducteur s'effondre en HF. À partir de quelques MHz, un fil de 10 cm divise par deux l'effet réducteur de 10 m de câble standard simple tresse.

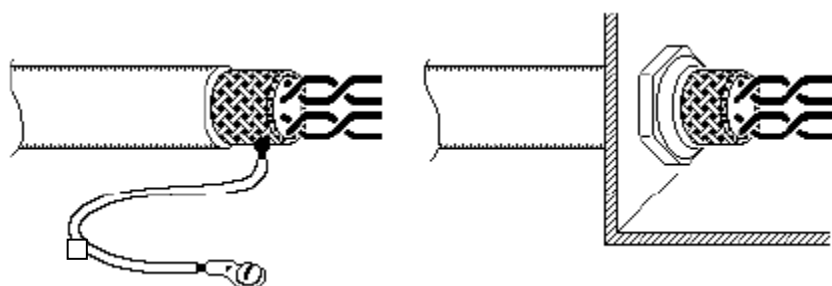


Figure IV-15 : Raccordement des câbles blindés

Lorsque les câbles sont raccordés sur des borniers, nous conseillons de placer une barre de masse devant le bornier. Un cavalier permet alors un raccordement direct du blindage à la masse du système.

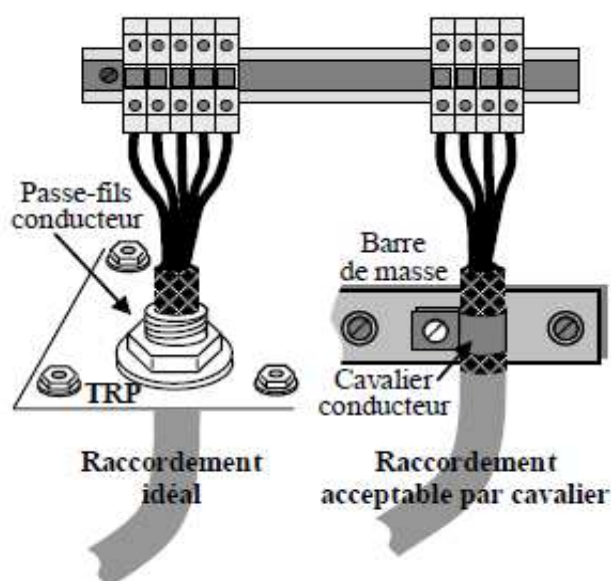


Figure IV-16: Raccordement des câbles blindés sur borniers

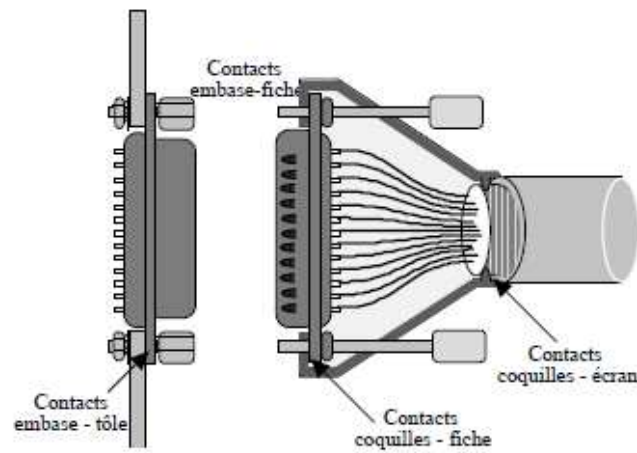


Figure IV-17 : Raccordement des câbles blindés par connecteurs

Pour les liaisons équipées de connecteurs, la reprise de blindage doit également être effectuée sur 360°. Le corps du connecteur est donc forcément métallique et doit permettre un contact périphérique entre les différents éléments.

IV.3 BLINDAGE

L'atténuation d'écran, aussi appelée efficacité de blindage d'un écran se définit par le champ résiduel mesuré en présence de l'écran par rapport au champ mesuré sans écran. Elle se définit par convention en décibels :

$$E_{dB} = 20 \cdot \log_{10} (\text{Champ sans écran} / \text{Champ avec écran})$$

En pratique, nous retiendrons que les blindages HF sont conditionnés non pas par la qualité du métal utilisé mais par les ouvertures et les différentes pénétrations conductrices.

- ✓ **En basse fréquence, le blindage du champ électrique est toujours excellent le champ magnétique est presque impossible à blinder**

IV. 3.1. Ouvertures dans un blindage

Les ouvertures dans un blindage sont inévitablement créées par l'assemblage des différents éléments du coffret mais également par les ouvertures d'aération de visualisation, etc. Chaque ouverture va contribuer à la dégradation de l'efficacité de l'écran. Il n'est malheureusement pas aisé de chiffrer l'efficacité globale résiduelle puisque les différentes ouvertures ne s'additionnent pas entre elles.

- ✓ **Les blindages HF sont conditionnés non pas par la qualité du métal utilisé mais par les ouvertures et les différentes pénétrations conductrices**

IV.3.1.1. Fente dans un blindage

Une ouverture de type fente dans un blindage présente une atténuation donnée par cette formule approchée :

$$E_{fente} \text{ (dB)} = 100 - 20.\text{Log}(L) - 20.\text{Log}(F)$$

Avec

L : Longueur de la fente en mm

F : fréquence en MHz

On peut voir que pour une ouverture de 1 m, l'atténuation est de 0 dB à 150 MHz. Lorsque la longueur d'une fente est égale à la demi-longueur d'onde, l'atténuation avoisine 0 dB. Il est clair que les blindages très haute fréquence vont être très délicats à réaliser puisque les ouvertures tolérables seront de très faible longueur.

- ✓ **Lorsque la longueur d'une fente est égale à la demi-longueur d'onde, l'atténuation avoisine 0 dB**

IV.3.1.2. Effet de chicane

Cet effet est obtenu par le chevauchement sans contact électrique mais à très faible distance des deux bords d'une fente. L'effet réducteur dépend de la largeur de superposition et surtout de l'épaisseur de la pellicule isolante. L'effet réducteur d'une chicane est indépendant de la fréquence tant que la longueur d'onde est grande devant ses dimensions. Disons qu'il est simple d'obtenir un effet réducteur d'un facteur 3, même avec de la peinture, assez facile d'obtenir un facteur 5 à condition que l'isolant soit très mince. Il est par contre illusoire d'espérer mieux qu'un facteur 10 avec cette technique.

Un effet de chicane permet de réduire la longueur apparente d'une fente sans qu'aucun contact électrique ne soit nécessaire.

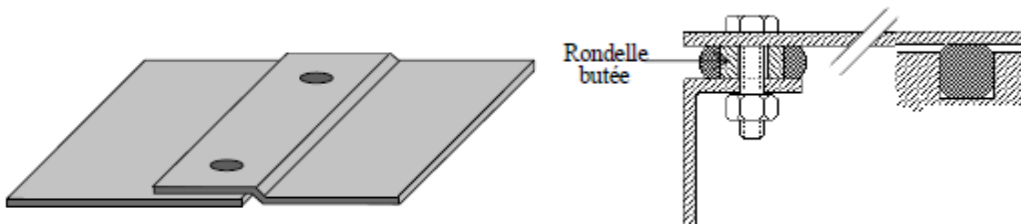


Figure IV-18 : effet de chicane

Figure IV-19: mise en œuvre de joints conducteurs

IV.3.1.3. Joints conducteurs

Réduire une fuite de blindage sans effet de chicane impose d'assurer une continuité électrique pour permettre aux courants de circuler librement en surface de blindage. La méthode la plus économique est d'assurer un contact électrique par vis. La multiplication des contacts par vis est une solution sûre et efficace mais difficilement utilisable dans le cas de démontages fréquents.

Les joints conducteurs et les ressorts de contact ont la même fonction : permettre aux courants de traverser la fente avec le minimum d'impédance. Le paramètre essentiel de ces composants est d'assurer un bon contact électrique à faible résistance.

L'information mécanique la plus importante pour la mise en œuvre d'un joint est son aptitude à compenser les irrégularités mécaniques. Un joint typique en compression doit avoir son diamètre réduit entre 30 et 50 % environ. Certains joints en élastomère (en mousse ou

avec trou interne) peuvent réduire leur diamètre jusqu'à 70 % sans dépasser leur limite d'élasticité.

Le respect de ces limites élastiques est important puisqu'il conditionne la durée de vie du joint.

Des butées peuvent être prévues pour limiter l'écrasement. Il faut également éviter leur cisaillement, par exemple lorsque les gorges de maintien ne permettent pas leur expansion.

- ✓ Il faut assurer un bon contact électrique à faible résistance ($\approx \text{m}\Omega$)

IV.3.2. Traitement des câbles

Le rôle d'un écran est de protéger un équipement en rayonnement mais surtout en courant. Son rôle essentiel est de fournir aux câbles d'entrées-sorties une référence de potentiel destinée aux filtres et câbles blindés. Lors de la mise au point d'un blindage, les problèmes doivent être traités dans un ordre précis :

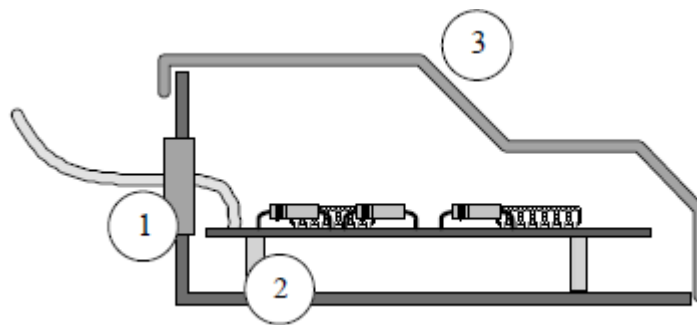


Figure IV-20 : Etapes de mises au point d'un blindage

- 1- Référence de potentiel pour les filtres et câbles blindés
- 2 - Référence de potentiel pour les cartes électroniques
- 3 - Fermeture complète de l'écran

Si le point n°1 n'est pas traité, l'utilisation de joints conducteurs parfaits sur l'ensemble du coffret est inutile. Tous les problèmes seront liés aux fuites par les câbles d'entrées-sorties.

La fonction de Tôle de Référence de Potentiel (TRP) est d'écouler au châssis les courants HF de mode commun. Une seule TRP par enceinte devrait regrouper tous ses connecteurs blindés, ses connecteurs filtrants et ses filtres HF. Compte-tenu de la densité de courant écoulé au niveau des câbles, la TRP doit être homogène et bien conductrice. Pour un coffret, il est simple de choisir une des faces comme TRP.

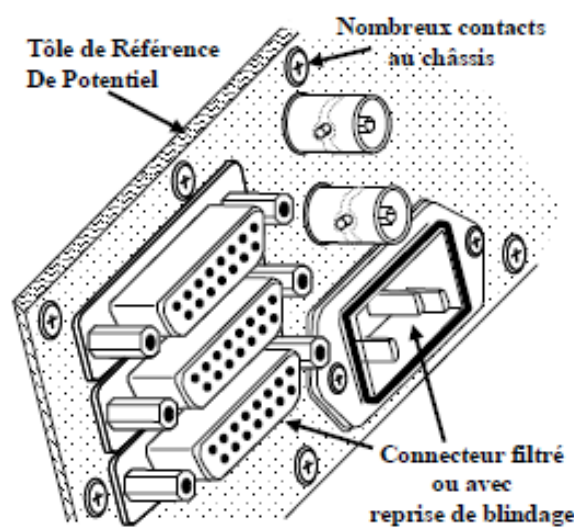


Figure IV-21 : TRP sur coffret

Malheureusement, tous les équipements n'ont pas une topologie adaptée au concept de TRP. Les cartes embrochées sur un fond de panier et interconnectées au monde extérieur par la face avant posent un problème fréquent : quelle est leur TRP ? Deux solutions sont possibles :

1 - Soit les plastrons (les "faces avant" des cartes) sont conducteurs et supportent directement les connecteurs métalliques. Il est alors possible moyennant quelque grattage de connecter ces plastrons au châssis par leurs vis de fixation.

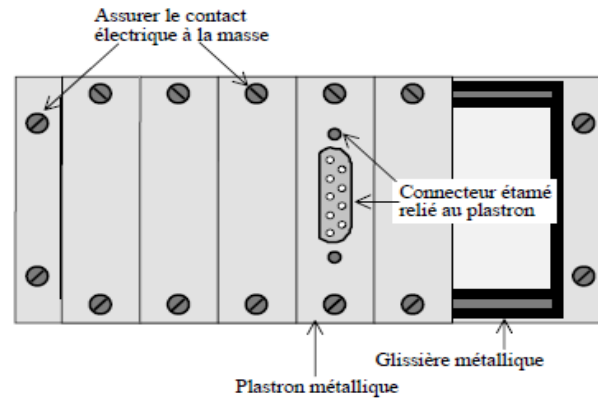


Figure IV-22 : TRP avec des plastrons

2 - Soit les connecteurs ou les plastrons sont isolants. Il convient alors de relier les écrans des câbles blindés sur une des tôles de la baie (ou au minimum sur une barre de masse large à l'entrée de l'armoire) qui fera office de TRP. Cette dernière solution est souvent la seule possible en correction sur site.

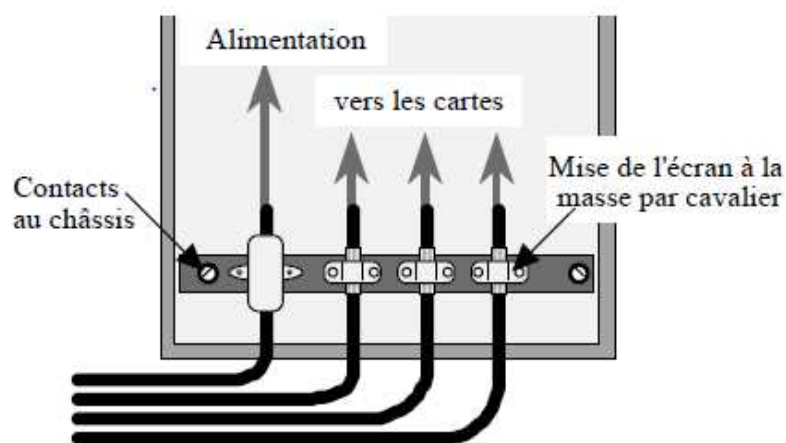


Figure IV-23 : TRP sur une barre de masse

IV.3.3. Coffrets blindés pratiques

Tout coffret contenant des circuits électroniques (alimentation, relayage, interfaces, organes de commande, afficheurs, etc...) devrait être conducteur et aussi équipotentiel que possible. Les règles suivantes sont efficaces et souvent simples à respecter.

1 - Les structures principales (enveloppe, panneaux, grilles, glissières, renforts, rails, etc...) devraient être conductrices et interconnectées entre elles au moins par leurs fixations mécaniques. Il est souvent nécessaire de gratter la peinture ou une protection de surface et d'ajouter une rondelle garantissant le contact électrique. Attention, l'ajout de frein-filet risque d'isoler les vis.

2 - Toute structure mobile (tiroirs, portes, etc...) devrait être électriquement reliée au châssis par au moins deux points espacés. Quand la distance entre les points de contact excède 30 cm, il est bon d'assurer d'autres contacts avec l'enveloppe. Un tiroir "19 pouces" devrait être doté d'au moins 4 contacts réalisés par vis, par ressorts ou par des tresses aussi courtes que possible.

3 - Un panneau métallique par équipement devrait supporter tous les connecteurs vers l'extérieur.

Cette TRP devrait être non fendue et reliée au châssis principal par plusieurs contacts à faible impédance. Elle peut être une des faces de l'équipement. Seules des liaisons non connectées en service normal (prises de test par exemple) sont acceptables sur les autres faces. Sur site, ne pas oublier de relier la TRP, avec contacts tôle sur tôle aux structures conductrices qui supportent les câbles (goulottes, dalles, tablettes, chemins de câbles...).

4- Les parties conductrices mobiles ou amovibles de taille significative (disons de plus de 20 cm) devraient être mises au contact du châssis par une liaison aussi courte que possible, une vis par exemple. Si le montage n'est pas définitif, la protection des surfaces de contact contre la corrosion est nécessaire.

Conclusion :

Il existe donc un grand nombre de procédés pour améliorer la compatibilité électromagnétique des installations en travaillant sur le câblage, le filtrage, le blindage...mais ceux concernant le câblage représentent la majeure partie du problème. Pour les autres composants d'une installation, le problème devient beaucoup plus complexe, car intrinsèque à chaque composant.

Chapitre V

Les méthodes de mesures

L'objectif primordial des mesures en CEM est de définir les perturbations et leur sévérité. Cela conduit à :

- Mesurer les sources de perturbation en relevant leurs caractéristiques, conformément à la spécification interarmées (GAMT 13 fascicule 62), qui a pour but de mesurer les perturbations électromagnétiques produites par les systèmes (matériels)'
- produire des perturbations (supposées connues) et mesurer leurs effets sur les équipements. Le but est de vérifier que les règles de l'installation minimisant l'effet des perturbations ont été prises en considération, et que l'équipement est immunisé contre un certain nombre d'agressions. Ces essais sont donnés par les normes militaires américaines MIL STD 461 A du 1^{er} Août 1968 et MIL STD 462 du 31 Juillet 1967.

V.1. Mesures des perturbations émises par l'appareil :

Nous avons dit lors des premiers chapitres que les perturbations sont émises, et transmises soit en conduction, soit en rayonnement. Nous en distinguons deux types de mesures:

- Mesures en conduction.
- Mesures en rayonnement.

V.1.1. Mesures des perturbations en conduction :

V.1.1.1. En régime harmonique :

a) Réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL) :

Pour la mesure des perturbations par conduction dans la bande de 10 KHz à 30 MHz, nous utiliserons un réseau de stabilisation d'impédance de ligne (RSIL), monté entre l'alimentation et l'appareil en essai (**Fig. V-1**), ou entre l'appareil en essai et un autre appareil du système (**Fig. V-2**).

Un RSIL présente, d'une part une grande efficacité pour l'isolation de l'appareil à tester, des perturbations provenant du réseau d'énergie et vice-versa, d'autre part, il présente l'impédance prescrite au point de mesure.

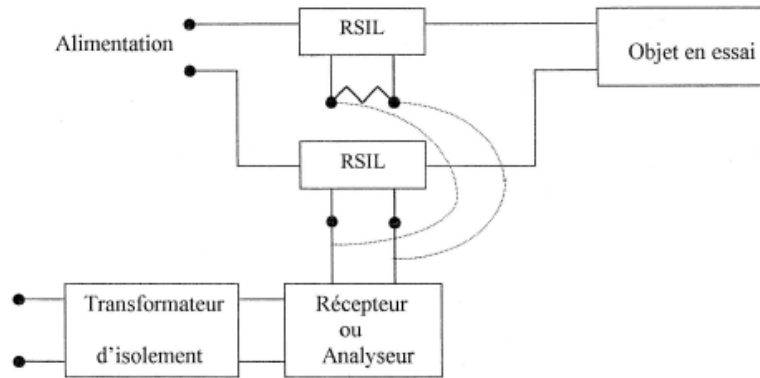


Figure IV-1 : Mesures des perturbations conduites émises sur les conducteurs d'alimentation à l'aide d'un RSIL

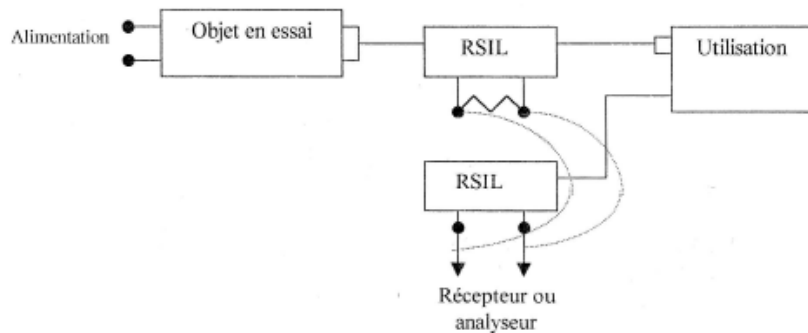


Figure IV-2 : Mesure des perturbations conduites émises sur les conducteurs d'interconnexion à l'aide du RSIL

La figure (V-3) représente un schéma de principe des réseaux stabilisateur d'impédance de ligne, spécifiée par la norme militaire américaine MIL-462, la norme militaire française GAM-TI3, ainsi que le CISPR (Recommandation du Comité International Spécial des Perturbations Radioélectrique).

Notons que ce schéma est valable sous les conditions suivantes :

$$10\text{KHz} \leq f \leq 30\text{MHz}$$

$$I \leq 50\text{A}$$

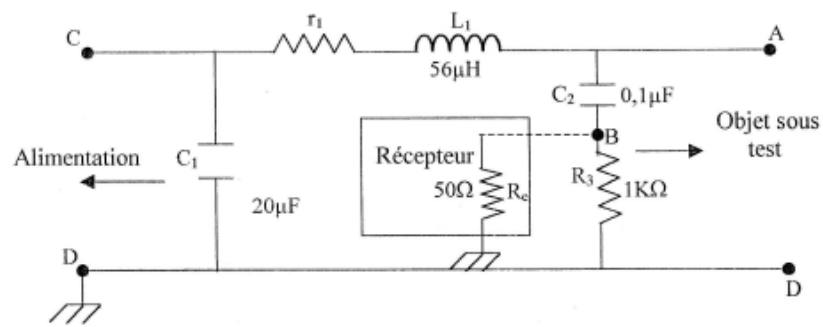


Figure IV-3 : Schéma simplifié du RSIL (norme MIL-462)

La courbe de la figure (V-4) représente la variation du module de l'impédance vue entre les points A et D, lorsqu'un récepteur d'impédance d'entrée égale à $50\ \Omega$ est connectée entre les points B et D, et l'alimentation n'est pas connectée.

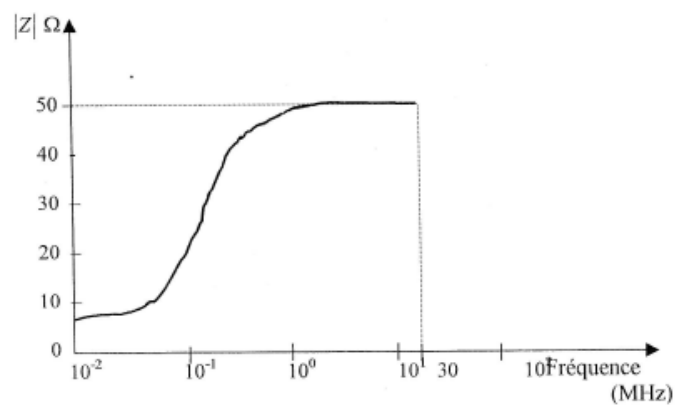


Figure IV-4 : Variation en fonction de la fréquence, du module de l'impédance z_{AD} du RSIL de la figure IV-3

b) Pince ampèremétrique :

Les résultats obtenus lors des mesures avec un RSIL restent valables, tant qu'on a respecté les conditions citées auparavant, sinon, une autre méthode de mesure du courant perturbateur consiste à utiliser une pince ampèremétrique.

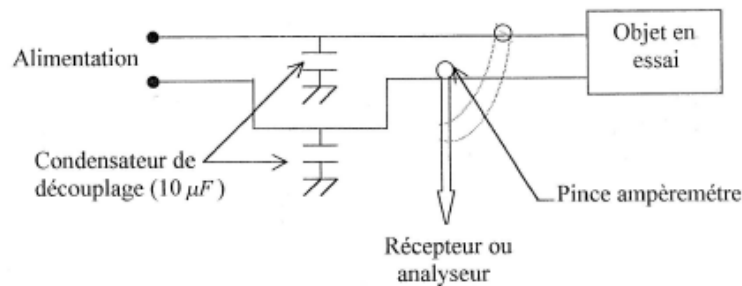


Fig. IV-5 : Mesure des perturbations conduites induites sur les fils d'alimentation à l'aide d'une pince ampèremétrique.

Le retour vers la masse est assuré par les condensateurs de découplage. Ceci permet d'effectuer des mesures à des fréquences inférieures à 10KHz, jusqu'à même 30 Hz.

V.1.1.2) En régime transitoire:

Les techniques de mesures en régime transitoire ne diffèrent pas de grand-chose de celles présentées en régime harmonique, le seul changement que nous puissions remarquer est la substitution du récepteur de mesure ; L'analyseur de spectre ou le voltmètre sélectif par ; soit :

- Un appareil enregistreur des variations temporelles des perturbations. Cet appareil peut être un oscilloscope à mémoire, éventuellement protégé par un filtre, sa bande passante est de l'ordre de 100MHz.
- Un échantillonneur-numériseur avec une bande passante approchant les vingtaines de MHz avec une fréquence d'échantillonnage de l'ordre de 60MHz et une précision de 8 à 10 bits.
- Appareils spécifiques pour caractérisation de l'alimentation secteur, ceux permettent la visualisation des variations lentes des sur et sous tension, des pics et microcoupures.

V.1.2) Mesures en rayonnement:**V.1.2.1) Sites de mesures:****a) Sites de mesure normalisés CISPR : (en espace libre) :**

Un terrain d'essai plat, libre de tout obstacle réfléchissant est utilisé lorsqu'on désire effectuer des mesures par rayonnement. Le site standardisé par la CISPR est représenté à la figure (V-6).

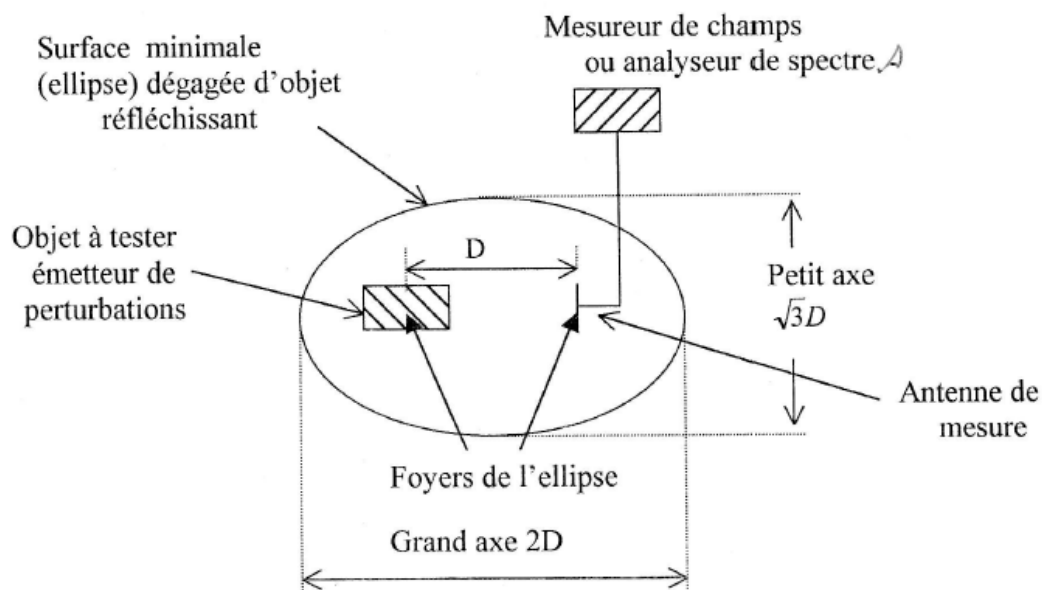


Figure V-6 : site normalisé pour la mesure en espace libre de perturbation rayonnée

Avec D : la distance entre l'objet à tester émetteur de perturbation et l'antenne de mesure.

Elle est inversement proportionnelle à la fréquence.

Nous pouvons donner à titre indicatif :

$D: 100 \text{ m}$	$f \leq 30 \text{ MHz.}$
$D: 30 \text{ m}$	$30\text{MHz} \leq f \leq 100\text{MHz.}$
$D: 10 \text{ m}$	$100\text{MHz} \leq f \leq 300\text{MHz.}$
$D: 3 \text{ m}$	$300 \text{ MHz} \leq f.$

L'inconvénient majeur de cette solution est qu'elle n'offre aucune protection contre d'éventuelles perturbations.

b) Chambre anéchoïde : (cage de FARADAY)

Pour parer à l'inconvénient précédent, nous utilisons une chambre anéchoïque qui est une enceinte blindée, tapissée par un matériel absorbant (mousse chargée au carbone). La chambre la plus utilisée est représentée à la figure (IV-8).

L'objet à tester est placé sur un plan de masse, devant un mur couvert d'un matériau absorbant. Le site est entouré de panneaux mobiles recouverts eux aussi d'absorbant.

A côté de la cage principale se trouve une cage auxiliaire, qui contient le matériel d'analyse et de générateur de signaux. Les autres équipements (alimentation, un sous-ensemble nécessaire au fonctionnement de l'objet...) sont placés à l'extérieur de la chambre.

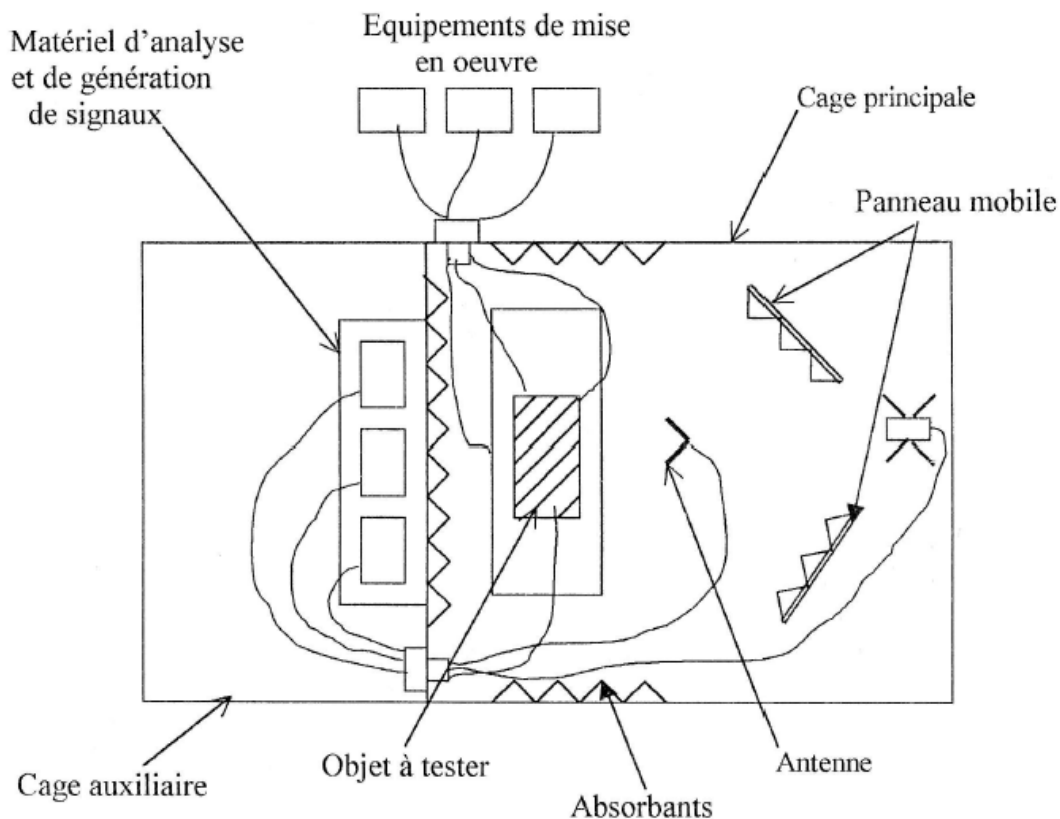


Fig. V-7 : Installation classique en cage de FARADAY.

c) Galerie souterraine à faible surtension :

Pour remédier aux problèmes de réflexion et d'isolement au même temps, nous utilisons des galeries souterraines (galerie des mines, par exemple).

L'avantage de ce site est que les problèmes de réflexion et de résonance, sont négligeables vu les parois irrégulières non métalliques. Mais l'inconvénient majeur réside dans les fuites des différentes pénétrations (portes, ventilation,...) ainsi que l'humidité.

d) Cellule TEM :

Il est possible d'éviter des problèmes posés par la réflexion, lorsque l'on utilise une antenne conventionnelle, et ceux posés par le fait qu'il n'est pas souvent possible d'utiliser ces antennes en champ lointain, en utilisant la structure TEM de grandes dimensions.

L'exemple le plus simple est donné par une ligne TEM de type triplaques ouverte sur les deux côtés (**figure v-9**).

Cette ligne constituée d'une transition (source-région centrale), d'une région centrale, contenant le volume d'essai, et d'une transition (région centrale-charge). Elle présente une impédance caractéristique constante sur toute sa longueur ; si on est en espace libre, dans une bonne chambre anéchoïde ou dans une galerie souterraine, et c'est à des fréquences pas trop élevées ($\lambda/2$ doit rester supérieur aux dimensions transversales de la ligne) pour n'exciter que le mode TEM.

De telles antennes présentent de grands avantages à l'intérieur de leur domaine d'utilisation :

- Bonne simulation d'une onde plane avec champ uniforme dans le volume d'essai.
- Meilleur rendement, donc meilleur rapport signal /bruit.
- Réponse de l'antenne à large bande, donc des mesures en régime temporel.

Au lieu de simuler des conditions d'espace libre sur les côtés d'une ligne ouverte, nous les refermons complètement, nous obtenons alors une structure blindée, utilisable dans n'importe quel environnement électromagnétique, au-dessous de la première fréquence de résonance.

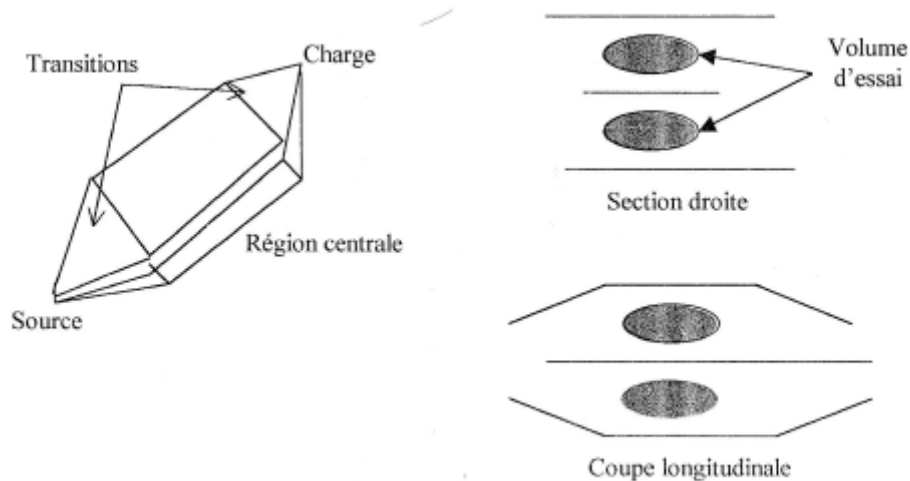


Figure V – 8 : Ligne triplaques

V.1.2.2) Antenne de mesure

Selon qu'on est en présence d'un champ proche ou lointain, les antennes de mesure des perturbations rayonnées par un équipement sont de deux classes

- Les antennes pour champ proche : sont de petites dimension par rapport à la longueur d'onde, sensible soit, au champ magnétique, soit au champ électrique.

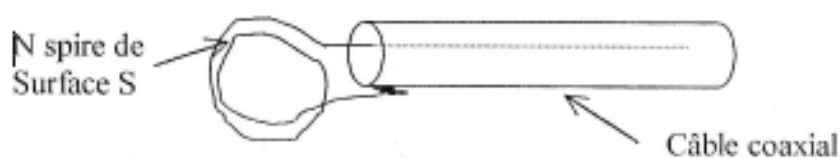


Fig. V-9 : Dipôle magnétique pour mesure de champ H

Ces antennes permettent la mesure du champ magnétique, dans la gamme de fréquence, allant de 30Hz jusqu'à 30MHz.

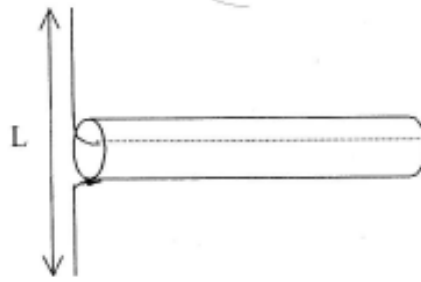


Fig. V-10 : Dipôle magnétique pour mesure de champ E

Les antennes pour champ électrique sont des dipôles, ou des monopôles de petite taille par rapport à la longueur d'onde.

- En champ lointain (au-delà de 30MHz), les champs électrique et magnétique, sont couplés et liés par la relation :

$$Z_0 = \left| \frac{\vec{E}}{\vec{H}} \right| = 120\pi$$

Par conséquent, la mesure de l'une des composantes est suffisante. Généralement les - antennes utilisées pour effectuer cette mesure, sont des antennes fouet, ou les dipôles, et les antennes de bonne directivité telle que :

- Antennes biconiques (de 30 à 200MHz, polarisation verticale ou horizontale).
- Antennes coniques à spirale logarithmique (200-1000MHz, polarisation circulaire).
- Boucle symétrisée
- Antenne log-périodique (300-1800 MHz, polarisation V ou H).
- Antenne très large bande utilisant des dépôts résistifs (10 MHz - 1 GHz).

V.1.2.3. Exemple de procédure

a) Mesure du champ magnétique:

Les mesures sont faites dans une cage de Faraday, avec un cadre blindé de mesure, orienté d'une façon à recevoir le champ magnétique maximal. La distance séparant l'antenne de mesure de l'objet en essai est normalisée à un mètre (1m).

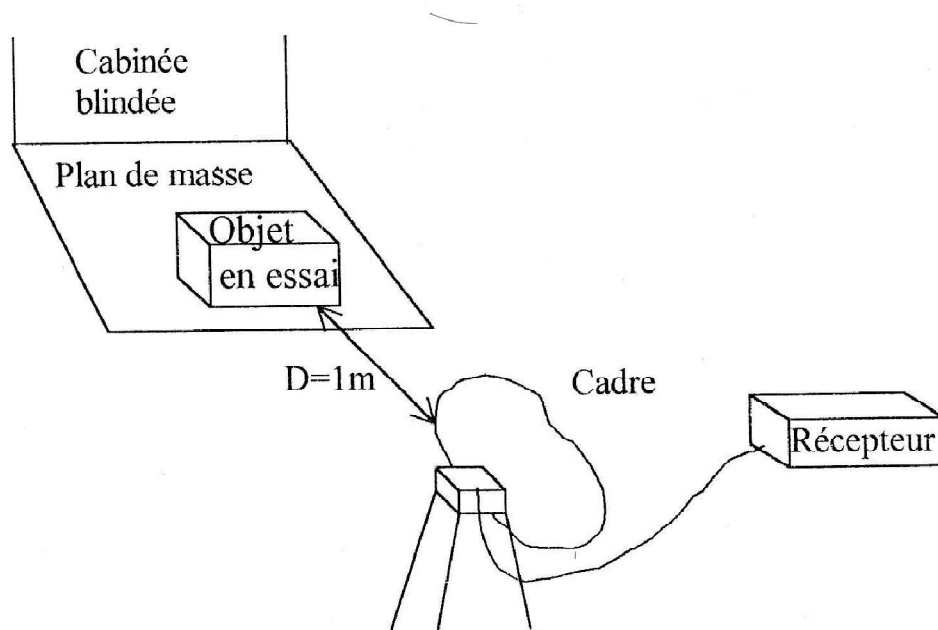
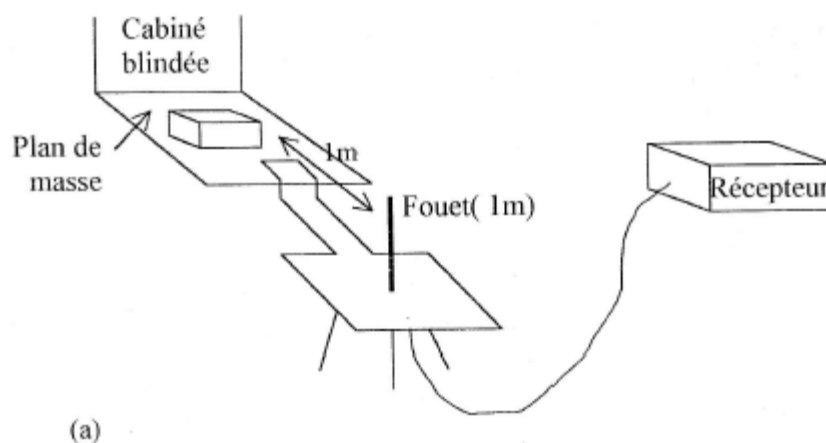


Fig. V-11 : Mesure des perturbations rayonnées- Champ magnétique.

b) Mesure du champ électrique:

Le principe de mesure est présenté à la **figure (V-12)**.

L'antenne est orientée vers le côté le plus perturbateur (le côté qui émet le signal le plus intense dans la bande de fréquence de travail. La distance entre l'antenne et l'objet à tester, est mesurée à partir du centre de l'antenne (antenne biconique) ou du nez de celle-ci (antenne log spirale).



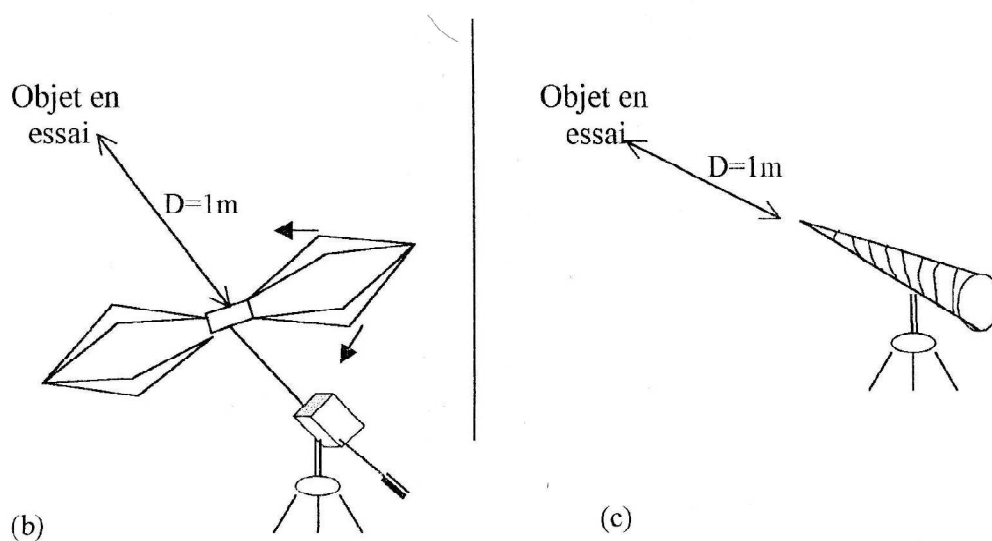


Fig.V-12 : Mesure des perturbations rayonnées- Champ électrique.
 (a) : $f \leq 30 \text{ MHz}$ - (b) : $30 \text{ MHz} \leq f \leq 200 \text{ MHz}$ - (c) : $f \geq 200 \text{ MHz}$.

V.2. Mesure de la susceptibilité d'un appareil:

V.2.1. Mesure en conduction:

V.2.1.1 Régime harmonique :

Les mesures de la susceptibilité d'un appareil électrique ou électronique, en CEM, se résument globalement dans l'étude de la réponse indésirable de ce matériel, soumis à des agressions d'amplitudes variantes, émises par d'autres matériels. Cette mesure permet d'évaluer la conformité d'un dispositif vis-à-vis de la CEM.

Les essais d'immunité effectués sur un appareil consistent à injecter des perturbations, conduites ou rayonnées, sur le réseau d'alimentation par exemple, et voir par la suite la réponse de l'appareil à ce signal indésirable.

A des fréquences inférieures à quelques centaines de KHz, la perturbation est injectée sur le réseau, par couplage inductif (par un transformateur de couplage).

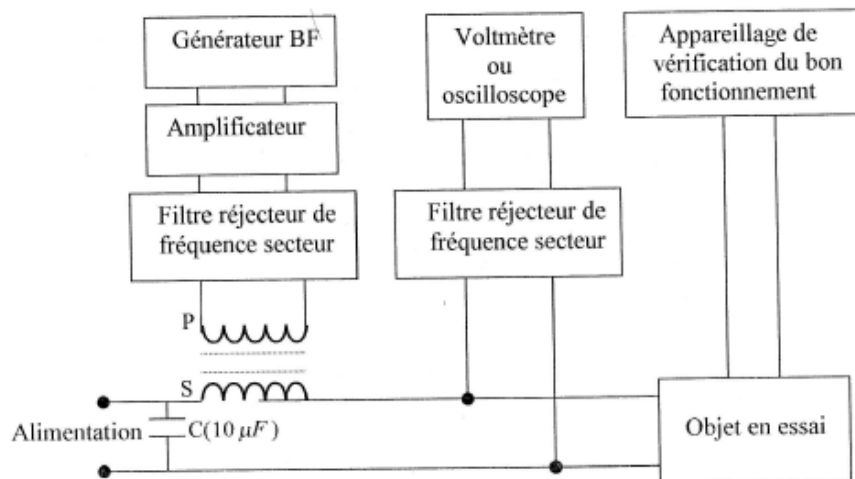


Figure V-13 : Mesure de la susceptibilité par conduction sur des fils d'alimentation à l'aide d'un transformateur de couplage (« BF » : $30\text{ Hz} \leq f \leq 50$ à 100 KHz)

Le filtre réjecteur de la fréquence secteur est placé pour protéger le générateur BF et l'amplificateur, de la tension secteur. Le niveau perturbateur injecté est contrôlé à l'aide d'un voltmètre ou d'un oscilloscope, par l'intermédiaire d'un filtre réjecteur de la fréquence secteur dans le cas d'une alimentation alternative.

A des fréquences plus élevées (au-delà de 30 MHz), un couplage capacitif sera mieux placé, pour injecter la tension perturbatrice, en utilisant un RSIL.

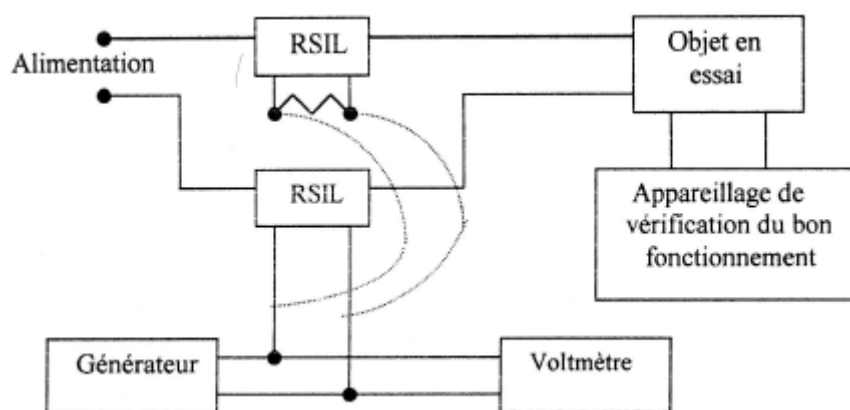


Fig. V-14: mesure de susceptibilité par conduction sur les fils d'alimentation à l'aide du RSIL (« HF » : 10 à $20\text{ KHz} \leq f \leq 300$ à 400 MHz).

REMARQUE : Si l'utilisation d'un transformateur ou d'un RSIL est gênante sur les câbles d'interconnexion, nous utilisons une pince ampèremétrique pour créer la perturbation.

V.2.1.2) Régime transitoire (instable):

Les mesures en régime transitoire de la susceptibilité consistent à mesurer les perturbations provoquées dans un appareil, après injection d'un signal indésirable, de type impulsionnel, comme schématisé à la figure (V-15).

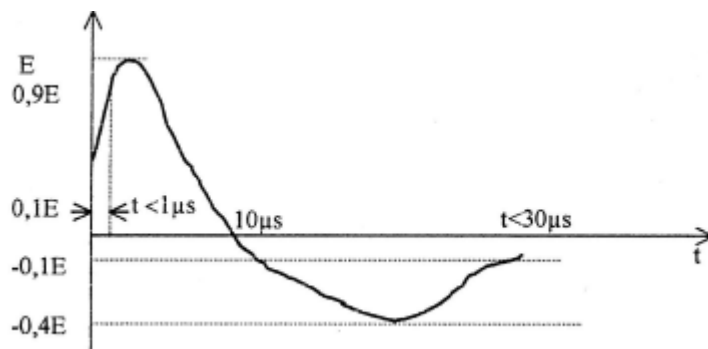


Figure V-15 : Allure des impulsions pouvant être injectées sur les alimentations pour mesure de susceptibilité

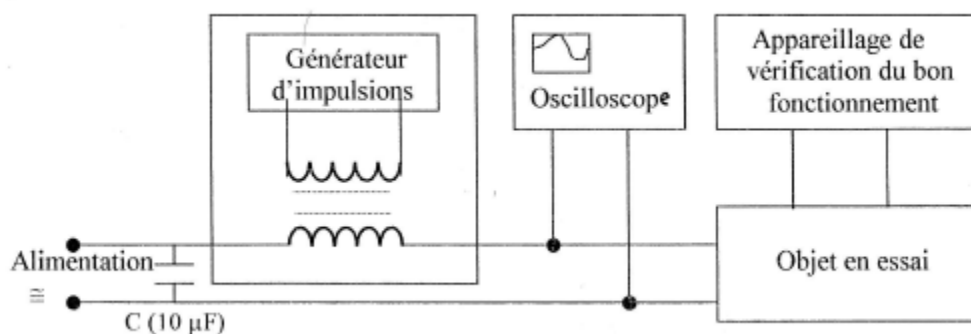


Fig. V-16 : Susceptibilité aux signaux impulsionnels injectés sur les alimentations : montage parallèle.

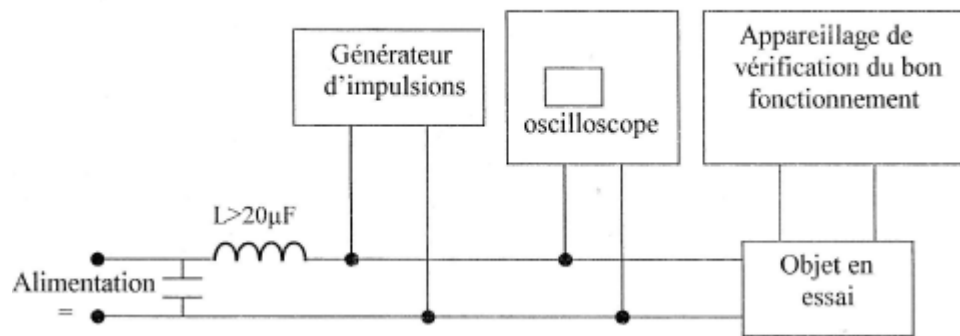


Figure V-17 : Susceptibilité aux signaux impulsionnels injectés sur les alimentations : montage série.

V.2.2. Mesures en rayonnement:

Une méthode de mesure de susceptibilité en rayonnement, à l'induction magnétique (BF de 30 Hz à 50KHz) est décrite à la figure (V-18).

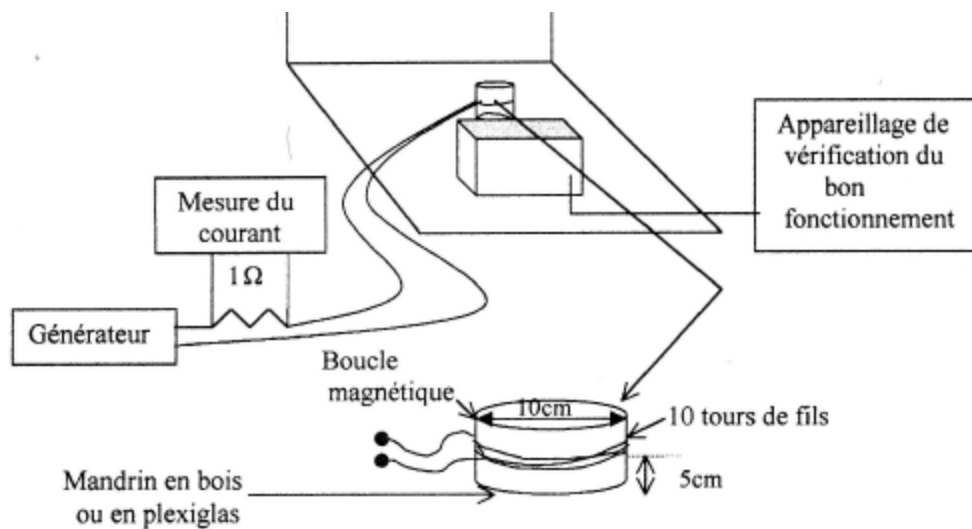
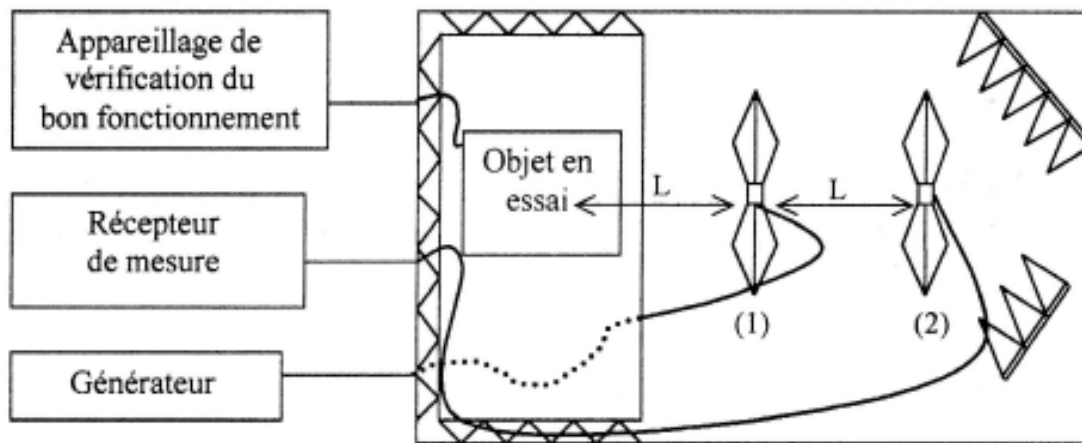


Fig. V-18 : Mesure de la susceptibilité par rayonnement à l'induction magnétique.

- Sur les figures (V-19. (a), V-19. (b)), nous donnons des exemples d'installation pour la mesure de la susceptibilité, par rayonnement en champ électrique, dans une chambre blindée, la distance L allant de 1 à 3m.



Antenne (1) : Antenne de rayonnement

Antenne (2) : Antenne de mesure

Fig. V-19-a : Utilisation d'antennes biconiques

(30 MHz $\leq$ f $\leq$ 200 MHz).

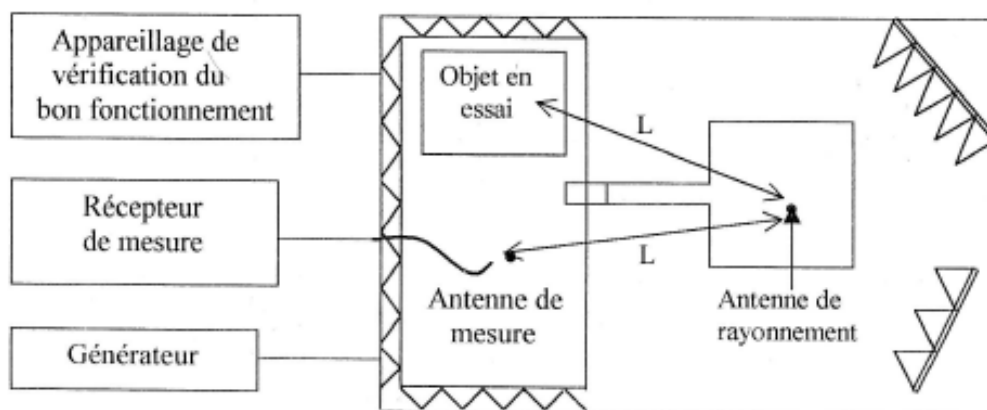


Fig.V-19-b : utilisation d'antennes fouet de 1 m (10 KHz $\leq$ f $\leq$ 30 MHz).

Concernant les antennes utilisées, l'une est destinée à rayonner, l'autre pour mesurer le champ rayonné. Compte tenu du diagramme de rayonnement des antennes, nous devons

placer l'antenne de mesure symétriquement par rapport à l'appareil de mesure, ou plus proche de celui ci. Pour les autres appareils nécessaires à la manipulation, ils sont placés à l'extérieur de la cage (dans la cage auxiliaire).

V.2.3. mesure de la susceptibilité pour les décharges électrostatiques :

Le courant crée par une décharge électrostatique est caractérisée par un temps de montée rapide (de l'ordre de quelque nano seconde). Ce dernier s'accompagne d'un rayonnement électromagnétique perturbateur pour les circuits voisins.

L'appareil de mesure des D.E.S, est dit « simulateur de D.E.S ». Son schéma de principe est donné à la figure (V-22).

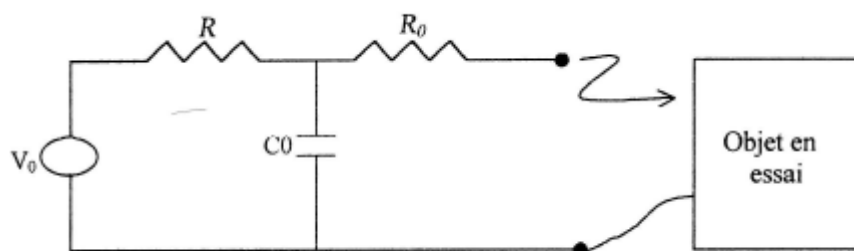


Fig. V-22 : Schéma de principe d'un simulateur de décharges électrostatiques

Le condensateur C_0 , se charge à travers V_0 par l'intermédiaire de la résistance R (de grande valeur) et se décharge sur l'objet en essai, à travers R_0 , lorsque la pointe de simulateur de décharge est proche de l'objet.

Cet appareil se présente sous la forme d'un pistolet, qui permet de produire des décharges aux différents endroits de l'appareil en test. Nous admettons en général, les valeurs suivantes de V_0 , C_0 , R et R_0 , fournies par la CEI :

$V_0 = 20 \text{ kV}$, $C_0 = 150 \text{ PF}$, $R_0 = 150 \text{ } \Omega$ et $R = 50 \text{ à } 100 \text{ M}\Omega$

V.3) Autres mesure

V.3.1) Mesure de l'efficacité de matériaux pour blindage :

La méthode consiste à illuminer un échantillon de matériaux, par une onde électromagnétique, en utilisant une enceinte blindée (**figure V-22**), comportant une ouverture

pour placer l'échantillon. La comparaison du signal reçu lorsque l'ouverture est libre, et lorsque l'échantillon est placé, permet de mesurer l'efficacité d'un blindage.

Cette méthode présente des inconvénients tels que les phénomènes de réflexion à l'intérieur de l'enceinte, et les résonances qui apparaissent.

Actuellement, nous préférons des méthodes qui mettent en œuvre des structures TEM, comme le représente la **figure (V-23)**, ou bien nous utilisons une structure coaxiale et le champ se propage perpendiculairement au plan de la plaque. Cette méthode est efficace jusqu'à 1 GHz.

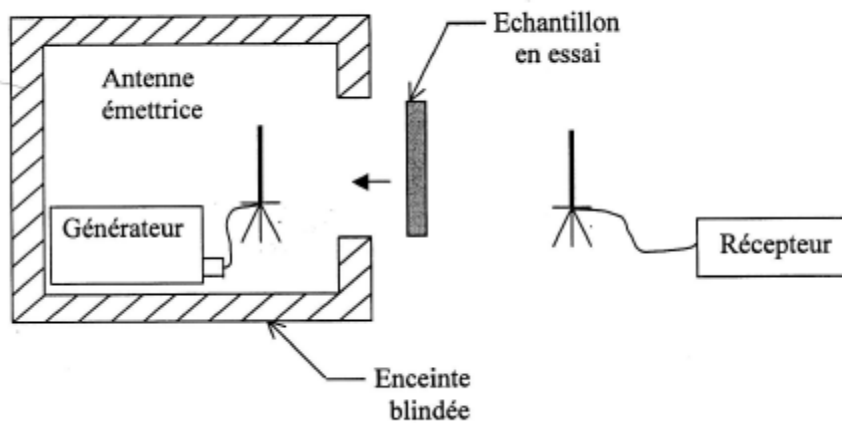
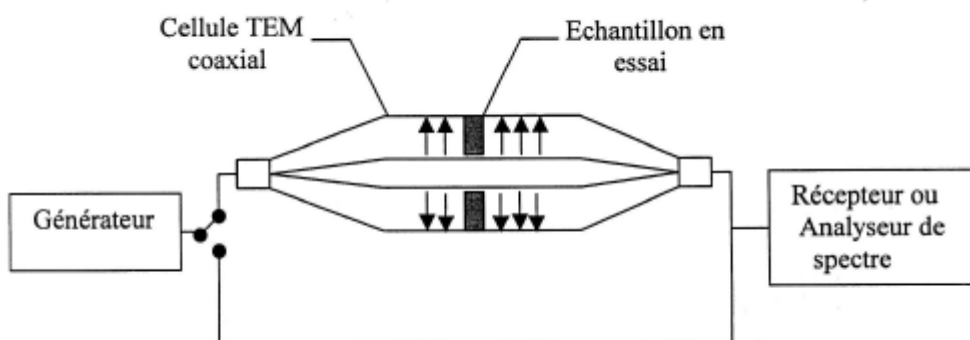


Fig. V-23: Mesure d'efficacité de blindage à l'aide d'une enceinte blindée.



V.3.2) Mesure de l'impédance des prises de terre :

La méthode la plus utilisée, pour la mesure de la résistance d'une prise de terre, est dite méthode « BEHREND », schématisé sur la figure (V-25). Le courant généré, passe par le primaire d'un transformateur, vers la prise de terre inconnue X, et le secondaire est fermé sur un potentiomètre qu'on règle, pour obtenir un zéro sur le détecteur qui se trouve en série avec la prise auxiliaire Y.

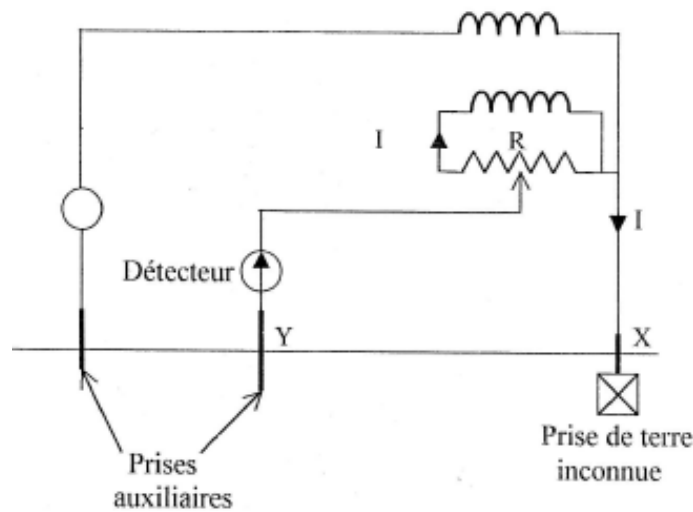


Fig. V-25 : Mesure de résistance d'une prise de terre en BF par la méthode de BEHREND

La résistance de la prise de terre X est :

$$R_x = \frac{V_x}{I}$$

Avec : V_x ; le potentiel en X, qui vaut :

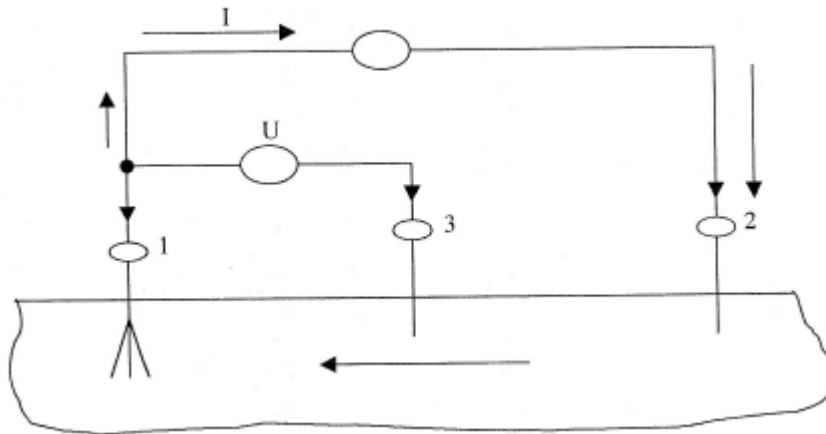
$$V_x = R.I$$

De (V-1) et (V-2), nous avons :

$$R_x = R$$

Une autre méthode qui est très utilisée, est la méthode de la chute de potentiel, représentée sur la figure (V-26).

Un générateur de courant est connecté entre l'électrode (1) et l'électrode (2). On appelle résistance de terre, le rapport, $\frac{U}{I}$ avec U la d.d.p entre les piquets (1) et (3).



L'électrode (1) : Prise à mesurer.

L'électrode (2) : électrode de mesure.

L'électrode (3) : électrode d'injection ou « collectrice ».

Fig. V-26 : Méthode de la chute de potentiel.

III.4) Etablissement d'une déclaration de conformité

Il existe un nombre important de normes d'essai des matériels en CEM. En général, ces normes comprennent une description des moyens d'essai, que ce soit la méthodologie propre de mesure, ou les consignes d'installation des matériels permettant d'assurer la reproductivité des mesures.

La directive CEM porte la référence **89 /336 / CEE**, s'applique à tous les appareils électroniques et électrique et aux installations qui incluent des composants de cette nature.

Cette directive prévoit un certain nombre d'exigences essentielles, pour la santé et la sécurité des gens, qu'un produit marqué **CE** doit satisfaire. Ce marquage unitaire correspond à une déclaration de conformité de la part d'un fabricant d'un Etat membre de la communauté

européenne. Lorsqu'il met le produit concerné sur le marché, il informe donc, les utilisateurs, les concurrents et les autorités qu'il est informé des lois, des normes et des conséquences que peut entraîner un produit défectueux.

Une déclaration de conformité, rédigé dans la même langue que celle de la notice technique d'utilisation, doit obligatoirement accompagner chaque produit (machine), et sur laquelle doit apparaître les indications suivantes :

- Le nom et l'adresse du fabricant ou son mandataire.
- La description du produit (nom, numéro de référence du module. etc.)
- Les directives applicables.
- Les normes harmonisées applicables.
- Le lieu et la date de rédaction.
- Le nom et la signature de la personne autorisée.

Les figures **(V-27)** et **(V-28)**, présentent des déclarations de conformité, à titre d'illustration.

Déclaration de conformité	
ABC GmbH	
Rue	
Ville, Code postal	
Allemagne	
Type d'équipement	Rétroprojecteur pour transparents
Nom du modèle	Newview +
Référence du modèle/type	NV1XYZ
Année de fabrication	1995
Directives européennes applicables	73/23/CEE et 89/336/CEE
Normes de référence pour la conformité	
Sécurité :	EN 60335-2-56 : 1991,
CEM :	EN 55014 : 1993,
	EN-60555-2/-3 : 1987,
	EN 50082-1 : 1992
	ABC GmbH
Nom du fabricant	Rue
Adresse du fabricant	Ville, code postal
	XYZ Imports Co.
Nom de l'importateur	Rue
	Ville, Allemagne
Nous déclarons par la présente que le produit décrit ci-dessus est conforme aux directives et normes de référence mentionnées ci-dessus. (Remarque : cette déclaration de conformité est fondée sur les certifications d'agrément sécurité et CEM ci-jointes, numéros S95512345 et V9554321 délivrées par TUV Rheinland, un organisme de certification européen.) Signature _____ (nom, titre, lieu, date)	

Figure V-27 : Exemple de déclaration de conformité : rétroprojecteur

Déclaration de conformité	
Nom du fabricant :	ABC Co.
Adresse du fabricant :	ABC Street Detroit, MI 90061 États-Unis
Déclare que le produit suivant :	
Nom du produit :	Imprimante laser
N° de référence du modèle :	5432X
Est conforme aux normes suivantes :	
Sécurité :	EN 60950, EN 60825
CEM :	EN 55022, Classe B EN 50082-1, en utilisant : EN 61000-4-2 CEI 801-2 EN 61000-4-3 (CEI 801-3) EN 61000-4-4 (CEI 801-4)
Le produit est en conformité avec les exigences de la directive Basse Tension (73/23/CEE) et la directive CEM (89/336/CEE).	
Contact en Europe : John Doe, Responsable Qualité ABC Co., Bonn, Allemagne (Fax : 49-XXXX-XXXXXX)	
Signature	
(nom, titre, lieu, date)	

Figure V-28 : Exemple de déclaration de conformité : imprimante laser

Conclusion générale

Conclusion générale :

En conclusion, on peut constater que la CEM est globalement un sujet en forte expansion dans le monde du fait du développement sans précédent des applications radioélectriques et de l'intégration énorme de l'électronique dans la vie quotidienne soumise à des perturbations électromagnétiques nombreuses. La mise en application obligatoire du 1 Janvier 1996, dans la CE, de la directive européenne sur la CEM a été un facteur positif tendant à sensibiliser le plus grand nombre d'acteurs économiques à ces aspects encore confidentiels, il y a quelques années.

Sujets parfois controversés, de nombreuses interrogations subsistent et demandent plus d'efforts de recherche européenne et internationale (effets biologiques), de normalisation (CEM et ingénierie des fréquences). La prise de conscience des différents volets de la CEM et de ces enjeux est indispensable à tous les niveaux, afin d'aboutir, dans les meilleures conditions technico- économiques, à la satisfaction des clients à travers une bonne qualité de service et un minimum de nuisances (en terme d'effets électromagnétiques gênants).ici la réside l'intérêt de la compatibilité électromagnétique CEM qui traite ce problème de parasites qui touchent au fonctionnement correcte et assuré par les différents circuits électriques et qui faussent les résultats de ces appareils, et le problème de la CEM peut aller de la perte de temps de la réalisation et la perte de l'argent de la conception au point de causer des catastrophes qui amène à la perte des êtres vivants ,dû à une petite erreur ou négligence d'un point essentiel de la CEM ou même de son ignorance.

Tout ingénieur doit connaître les problèmes que traite la CEM et leurs remèdes et cela ne demande pas une très bonne maîtrise des formules mathématique et physiques ni des longues années d'expérience pour comprendre un problème de CEM, selon Alein Charoy.

Du chercheur à l'exploitant, la CEM doit être considérée comme un facteur visant à l'assurance d'une bonne qualité de service et non comme une contrainte supplémentaire alourdissant les procédures d'intégration sur le marché.

Bibliographie

Bibliographie :

[1] introduction a la compatibilité électromagnétique. de P.Poulichet. Septembre 2010 édition « une école de la chambre de commerce et d'industrie de Paris ».

[2] la compatibilité électromagnétique, de Gildas MANIC et Yann GAVET ,17 avril 2000, PDF

[3] n° 149 la CEM : la compatibilité électromagnétique de Jacques DELABALLE .CT 149 édition décembre 2001

[4] compatibilité électromagnétique, parasites et perturbations des électroniques, Alein Charoy ,

Tome 1: Sources, couplages et effets,

Tome 4 : Alimentation, foudre et remèdes

[5] études de a compatibilité des circuits électroniques, mémoire de fin d'études 2001/2002, Ummto

[6] études de la compatibilité électromagnétique des cartes de circuit imprimé, mémoire de fin d'études 2008/2009, Ummto

[7] étude générale de la compatibilité électromagnétique des systèmes électroniques, mémoire de fin d'étude, 2001/2002 Ummto

[8] études des couplages en compatibilité électromagnétique des systemes électroniques ,2009/2010,ummtto

[9] étude des décharges électrostatiques en compatibilité électmagnetique, mémoire de fin d'étude 2002/2003, Ummto,

[10] compatibilité électromagnétique de la conception à l'homologation, de Tim. WILLIAMS, édition PUBLITRONIC/ELEKTOR (TRADUIT)

Annexes

Les annexes

I.1 Champ magnétique autour d'un conducteur rectiligne :

Si on fait passer un courant d'intensité I dans un fil et si l'on désigne par « r » la distance du point « A » par rapport au fil conducteur, le module de l'induction magnétique B en « A », a pour valeur :

$$B = \frac{\mu}{2\pi} \left(\frac{I}{r} \right)$$

Avec:

B en Teslas(T).

I en Ampères(A).

r en mètres (m).

μ : perméabilité magnétique du milieu.

Les lignes d'induction magnétique formées sont des cercles (**fig. 1**).le sens de l'induction est donné par la règle de la main droite.

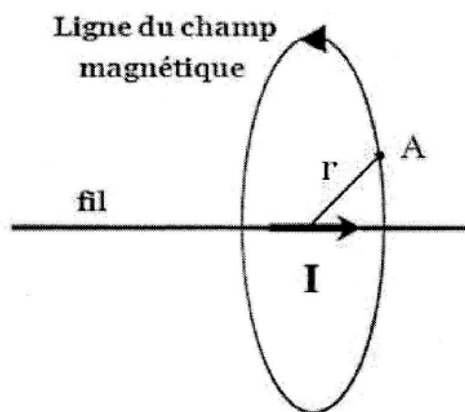


Fig. 1 : Champ magnétique autour d'un conducteur rectiligne

2. Résistance et inductance d'un conducteur :

2.1 Résistance d'un conducteur en BF :

En basse fréquence la résistance d'un conducteur (**Fig. 2**) ne dépend que des dimensions du conducteur, elle est donnée par :

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

Avec:

R: la résistance, en (Ω)

ρ : la résistivité du matériau conducteur, en ($\Omega.m$)

l : la longueur du conducteur, en (m)

S : la section du conducteur, en (m^2)

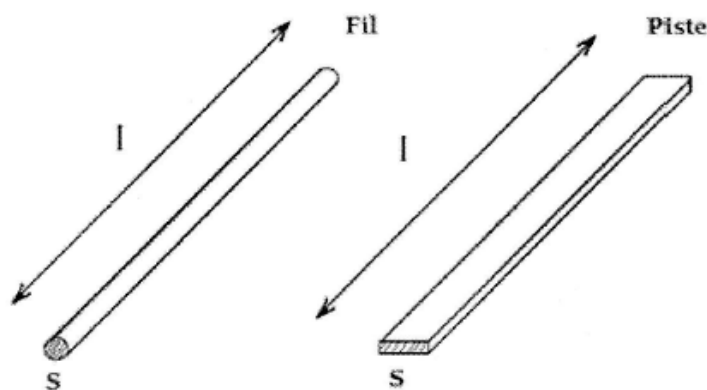


Fig. 2 : conducteurs de différentes formes

2.2. L'effet de peau :

Aux fréquences élevées, le courant passant le long du conducteur tend à se concentrer sur une partie de la surface (fig. 3) dite profondeur de peau, calculée selon la relation suivante:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}}$$

Avec:

δ : profondeur de peau

f : fréquence du courant, en (Hz)

μ : perméabilité magnétique, en H/m

σ : conductivité de matériau

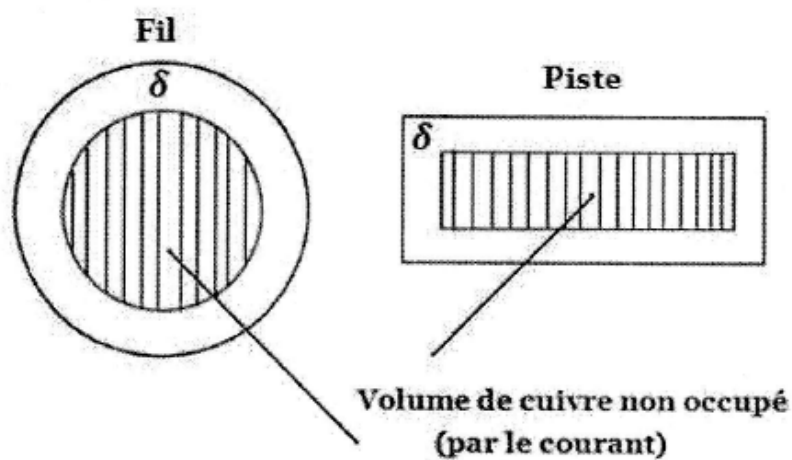


Fig. 3 : l'effet de peau

2.3. Inductance d'un conducteur :

- L'inductance d'une boucle longue réalisée avec un fil de longueur l et un plan (Fig4) est donnée par :

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot \ln \frac{4h}{d} \cdot l$$

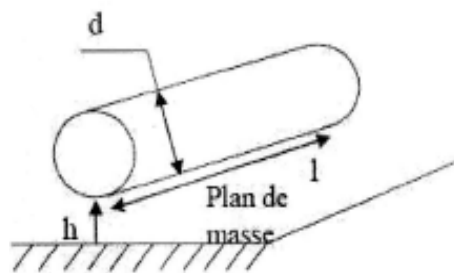


Fig. 4 : boucle fil-plan

Avec :

L : l'induction de la boucle fil-plan

I, **d** et **h** : en mètres (m)

- L'inductance d'une boucle longue réalisée avec 2 fils parallèles (Fig. 5) de longueur l , est donnée par :

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot \ln \frac{2D}{d} \cdot l$$

Avec:

L : l'inductance de La boucle fil-fil

l , d et D : en mètre (m)

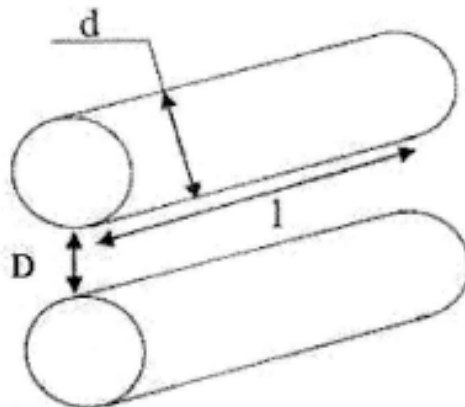


fig. 5 : boucle fil-fil

- boucle longue réalisée avec 2 fils concentriques (**Fig. 6**) (câble coaxial, intervalle rempli d'un isolant) :

$$L = \frac{\mu}{2\pi} \cdot \ln \frac{D}{d} \cdot l$$

Avec:

L : l'inductance des deux fils concentriques

l, d et D : en mètre (m)

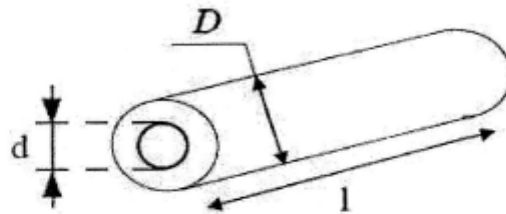


Fig. 6 : deux fils concentriques

3. Capacité entre deux fils parallèles :

La capacité par unité de longueur, formée par deux conducteurs parallèles (**fig. 7**), distend de D est donnée par :

$$C = \frac{\pi \epsilon}{\log \frac{2D}{d}}$$

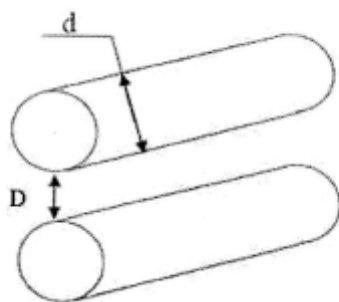


Fig. 2 : deux fils parallèles

Avec:

d : rayon d'un fil

D : distance séparant les deux fils