



QHU 0 054 3364

Alain Charoy

CEM

**Parasites et perturbations
des électroniques**

Tome 1

sources, couplages, effets

2^e édition

DUNOD

CEM

Parasites et perturbations des électroniques

Tome 1

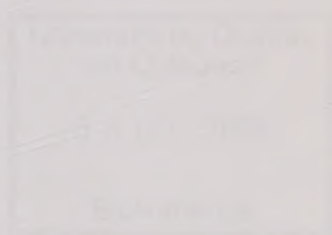
**sources,
couplages, effets**

Règles et conseils d'installation

2^e édition

DUNOD

INTÉGRÉ À LA
COLLECTION « CEM »



Consultez nos catalogues sur le Web



Ediscience
ETSF
InterEditions
Microsoft Press

Recherche

-- Par Titre --
OK
Collections
Index thématique

Accueil
Contacts

Sciences et techniques
Informatique
Gestion et Management
Sciences Humaines

Acheter
Mon panier

Interviews

Comme nous avons changé ! La saga inédite de 50 ans de bouleversements socioculturels
Alain de Vulpian

Mars, planète de mythes, planète d'espérance
Francis Rocard
toutes les interviews

Événements
Saint-Valentin : j'aime mon couple... et je le soigne ! Interview exclusive de H. Jaoul
En librairie ce mois-ci
Spécial Révisions scientifiques Pour réussir vos examens, jouez avec DUNOD et EDISCIENCE et gagnez des chèques-ire de 15€ !

- Nouveautés - Nouveautés - Nouveautés -


Image numérique couleur
De l'acquisition au traitement
Alain Trémeau, Christine Fernandez-Maloigne, Pierre Bonton


Risque Pays 2004
Coface, Le Moci


LES IDS
Détection et prévention des intrusions IDS
Thierry Evangelista


De quelle vie voulez-vous être le héros ?
Tout profit du passé pour comprendre sa vie
Pierre-Jean De Jonghe

LES BIBLIOTHEQUES DES METIERS

Gestion industrielle
Métiers du vin
Directeur
d'établissement social et médico-social
Toutes les bibliothèques
LES NEWSLETTERS

Action sociale
Entreprises
Informatique et NTIC
Documentation pour l'industrie
Toutes les newsletters

les librairies
bibliothèques des métiers
newsletters
ediscience.net
expert-aup.com

Notice légale

www.dunod.com

in

Alain Charoy
AEMC

CEM

Parasites et perturbations des électroniques

Tome 1

sources, couplages, effets

Règles et conseils d'installation

2^e édition

DUNOD

REPRÉSENTÉ DE LA
COLLECTION - UQ

Université du Québec
en Outaouais

05 DEC. 2006

Bibliothèque

DANS LA MÊME COLLECTION :

CEM (Parasites et perturbations des électroniques)

Tome 1 : Sources, couplages, effets

Tome 2 : Terres, masses, câblages

Tome 3 : Blindage, filtres et câbles blindés

Tome 4 : Alimentation, foudre et remèdes

TK
7867
15
C43
2006
T.1

Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1^{er} juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements

d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour

les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.

Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du Centre français d'exploitation du

droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).



© Dunod, Paris, 2006

©Dunod, Paris, pour l'ancienne édition

ISBN 2 10 050151 8

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2° et 3° a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.



TABLE DES MATIÈRES

Avertissement	1
CHAPITRE 1 - INTRODUCTION AUX COUPLAGES	3
1 Les six couplages électromagnétiques	4
Effet d'un courant circulant dans un conducteur	4
Effet d'une tension variable entre un circuit et la masse la plus proche.	5
Effet d'un courant variable dans un conducteur filaire sur un circuit voisin	5
Effet d'une tension variable d'un conducteur sur un autre conducteur voisin	6
Effet d'un champ électrique variable sur un conducteur	6
Effet d'un champ magnétique variable dans une boucle	7
2 Mode différentiel et mode commun	9
Mode différentiel	10
Mode commun	11
3 Couplage par impédance commune	16
4 Couplage capacitif carte à châssis	25
5 Couplage par diaphonie inductive	34
Diaphonie inductive de mode différentiel	36
Diaphonie inductive de mode commun	40
6 Couplage par diaphonie capacitive	43
Diaphonie capacitive de mode différentiel	44
Diaphonie capacitive de mode commun	46
7 Couplage champ à fil	48
Couplage champ à fil en BF	50
Couplage champ à fil en HF	51
8 Couplage champ à boucle	54
De la beauté des champs électromagnétiques.....	54
Effet du champ magnétique dans une petite boucle	57

Couplage champ boucle en HF	58
Couplage champ boucle aux hyperfréquences	60
Retenons que les couplages.....	62

CHAPITRE 2 - LES SOURCES DE PERTURBATIONS

1	Perturbations à basses fréquences	67
	Perturbations BF en conduction	67
	<i>Perturbations BF entretenues en conduction</i>	67
	<i>Perturbations BF transitoires en conduction</i>	77
	Perturbations BF en rayonnement	84
	<i>Perturbations BF entretenues en rayonnement</i>	84
	<i>Perturbations BF transitoires en rayonnement</i>	92
2	Perturbations à hautes fréquences	94
	Perturbations HF en conduction	95
	<i>Perturbations HF entretenues en conduction</i>	95
	<i>Perturbations HF transitoires en conduction</i>	99
	Perturbations HF en rayonnement	106
	<i>Perturbations HF entretenues en rayonnement</i>	106
	<i>Perturbations HF transitoires en rayonnement</i>	108
	Conclusion des phénomènes HF	111
3	Évaluation des ordres de grandeur	112
4	Conversions d'unités	113

CHAPITRE 3 - EFFETS SUR LES VICTIMES

1	Effets des perturbations sur les circuits analogiques	115
	Perturbations dans la bande	116
	Détection d'enveloppe	117
2	Effets des perturbations sur les récepteurs optiques	121
3	Effets des perturbations sur les circuits numériques	122
	Marge d'immunité en tension	122
	Immunité des sorties en courant	123
	Le phénomène de latch-up	124
4	Effets des perturbations sur les tubes cathodiques	126
	Sensibilité au champ magnétique continu	126
	Sensibilité au champ magnétique alternatif	127
5	Effets des perturbations sur les récepteurs radio	127
6	Effets sur les dispositifs électroexplosifs	128
7	Effets des champs sur les personnes	129

CHAPITRE 4 - CONSEILS PRATIQUES	133
1 Analyse des perturbations	133
2 Analyse des couplages	135
3 Florilège des idées reçues sur les sources et couplages	136
LEXIQUE	141
INDEX	151



Digitized by the Internet Archive
in 2023



VERTISSEMENT

Ce manuel s'adresse principalement aux techniciens et aux installateurs concernés par la mise en œuvre, le dépannage ou la maintenance de systèmes électroniques. Il est conçu comme un outil. Nous l'avons voulu facile à utiliser, avec des règles et des conseils sûrs, clairs et pratiques.

Ce premier tome décrit les principales sources de perturbations, expose la méthode générale d'analyse d'un problème de compatibilité électromagnétique (CEM), permet l'évaluation des couplages sur les circuits victimes et décrit leurs effets sur les électroniques. Chaque tome est indépendant des autres.

À la fin de chaque chapitre, un court paragraphe en résumé l'essentiel. Nous avons cherché à éviter les aspects trop théoriques ou abstraits. Autant que possible, le vocabulaire de tous les jours est utilisé, sans débattre du fondement des notions physiques ardues.

L'aspect économique des modifications que nous proposons a été pris en compte. Le lecteur constatera que dans presque tous les cas, le coût global des corrections à apporter à une installation (pièces et main-d'œuvre) est faible. Il reste en tout cas sans commune mesure avec celui des effets directs et induits des perturbations électromagnétiques.

Nous avons cherché à exposer les phénomènes de façon claire. Le respect des quelques lois fondamentales de la physique de base est nécessaire à une bonne compatibilité électromagnétique. Si, après lecture de ce guide, le lecteur appliquait les quelques règles simples qui sont proposées, nous serions comblés.

Outre une bonne compréhension des phénomènes, la maîtrise des ordres de grandeur nous semble nécessaire à l'efficacité, tant en labo que sur le terrain. C'est pourquoi nous avons illustré les points importants par un exemple chiffré. Les valeurs numériques données sont réalistes puisqu'elles sont tirées de l'expérience. Tous les couplages sont évalués de façon simple mais suffisante.

Le lecteur allergique au « produit en croix » (l'ancienne règle de trois) pourra ignorer ces applications numériques. Nous pensons néanmoins qu'une bonne

maîtrise de la CEM nécessite des simplifications. Pour négliger le faible devant le fort, il importe de savoir évaluer les amplitudes « à la louche » !

Nous souhaitons avoir donné à ce guide un style assez plaisant pour que le lecteur soit tenté de le parcourir en totalité. En effet, ce n'est que lorsque les plus graves erreurs d'installation sont corrigées que le fonctionnement d'un système électronique peut devenir sûr.

La nécessaire remise en cause de nombreuses « *règles de l'art* » erronées est liée à une large diffusion de nouveaux concepts (dont la notion d'équipotentialité et la compréhension des phénomènes à hautes fréquences). Ces aspects sont encore peu ou mal enseignés, donc ils restent négligés ou mal perçus.

Enfin, nous encourageons le lecteur à prendre le temps de vérifier nos affirmations par de petites expériences pratiques. Des manipulations simples, sur un coin de table, peuvent valider la plupart des phénomènes physiques. Comprendre les phénomènes, c'est bien, mais les vérifier par des expériences, c'est encore mieux. C'est selon nous le meilleur moyen de se convaincre, donc d'être convaincant.

Le plus important en compatibilité électromagnétique est d'abandonner les mauvaises habitudes. Le reste n'est que de simples problèmes techniques. C'est avec les mains que l'on finit par comprendre puis par faire fonctionner ce qui ne marche pas...



INTRODUCTION AUX COUPLAGES

La compatibilité électromagnétique, ou CEM, n'est pas de la magie noire. Ce n'est que de la physique amusante (plus ou moins selon les jours), et finalement élémentaire. Les ordres de grandeur en CEM sont peu intuitifs, surtout dans le domaine des hautes fréquences; ils constituent une difficulté, même lorsque les phénomènes fondamentaux sont bien compris. C'est pourquoi nous nous attacherons à chiffrer chaque exemple de façon simple et réaliste.

Les ennuis commencent en pratique lorsque, dans un environnement perturbé, c'est-à-dire contenant des **sources de perturbations** électromagnétiques, on installe de façon négligée (c'est-à-dire sans limiter les couplages) des équipements sensibles, appelés « *victimes* ». Beaucoup de sources de perturbations sont inévitables. Même quand on peut les réduire, être certain d'avoir traité toutes les sources de perturbations (ou « coupables ») sans en oublier une seule est une gageure. D'ailleurs, certaines sources sont inévitables (foudre, commutations, amorçages, etc.).

Par ailleurs, concevoir un équipement robuste sort du cadre de ce guide pratique, dédié à l'installation des systèmes électroniques. Disons pour résumer qu'il importe d'implanter des cartes avec si possible un plan de 0 V unique et non fendu, de zoner ces cartes (analogique, numérique, puissance) et de filtrer ou de blinder toutes les liaisons d'entrées/sorties.

Nous allons tout d'abord étudier les méthodes de réduction de l'influence des sources sur les circuits victimes. Ces modes d'action sont des phénomènes physiques appelés ***couplages***. Réduire les couplages entre un circuit coupable (générateur de parasites) et un circuit victime est souvent simple et efficace. L'objectif de ce chapitre est de présenter et clarifier les idées sur les couplages électromagnétiques. Ce chapitre, qui reste général, pourra sembler théorique. En fait, derrière quelques relations mathématiques simples, c'est la réalité des phénomènes physiques habituels qui apparaît.

Pour câbler de façon correcte un système électronique, ou pour corriger une installation à problèmes, il suffit généralement de respecter quelques règles de base.

Pour éviter les erreurs, point n'est besoin de dominer les aspects mathématiques de la CEM, ni même de bénéficier de nombreuses années d'expérience. Bien sûr, les efforts diminuent, en CEM comme ailleurs, grâce à la pratique. Mais l'expérience nous apprend que le plus important est de comprendre clairement les phénomènes, et de connaître leurs limites.

1 Les six couplages électromagnétiques

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

■ Effet d'un courant circulant dans un conducteur

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

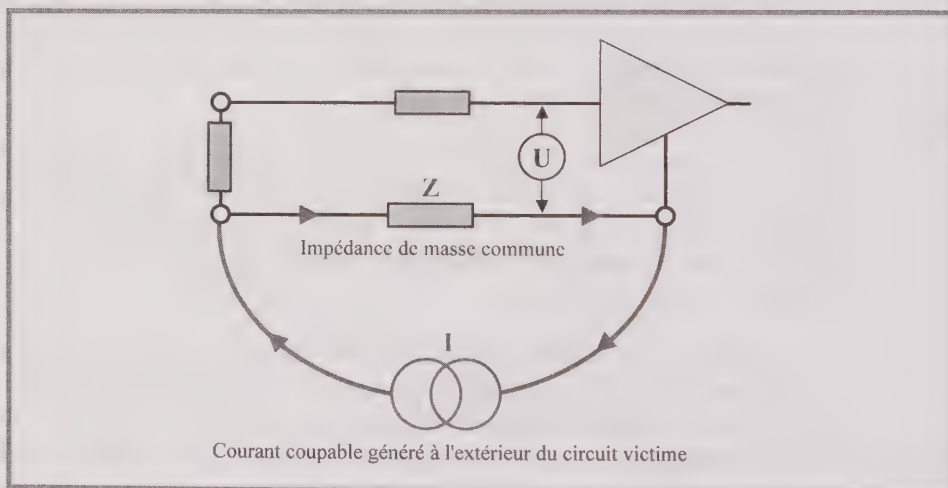


Figure 1.1 – Principe du couplage par impédance commune.

La tension ajoutée au signal utile vaut : $U = ZI$. Réduire le couplage par impédance commune peut être obtenu par deux moyens : abaisser l'impédance commune Z ou réduire les courants parasites I qui y circulent.

■ Effet d'une tension variable entre un circuit 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 vers l'autre. Ce phénomène, souvent ignoré dans les ouvrages de CEM, est appelé *couplage capacitif carte à châssis* ou parfois, de façon imagée, *couplage par effet de main*.

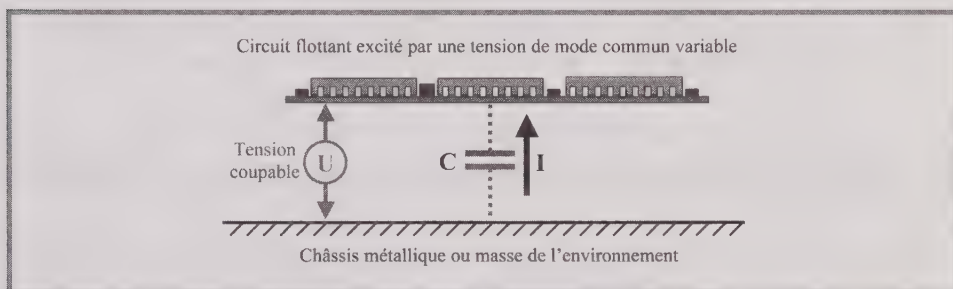


Figure 1.2 – Principe du couplage « carte à châssis ».

Le courant total injecté sur le circuit flottant vaut : $I = C \Delta U / \Delta t$, avec C = capacité totale entre la carte et son environnement. Réduire le couplage carte à châssis peut être obtenu par deux moyens : diminuer la capacité parasite entre le circuit sensible et la masse (par éloignement ou, mieux, par un écran) ou réduire les variations rapides de tension ($\Delta U / \Delta t$) entre la carte et la masse. Par exemple, raccorder de façon équipotentielle le 0 V au châssis annule ce couplage.

■ Effet d'un courant variable dans un conducteur filaire sur un circuit voisin

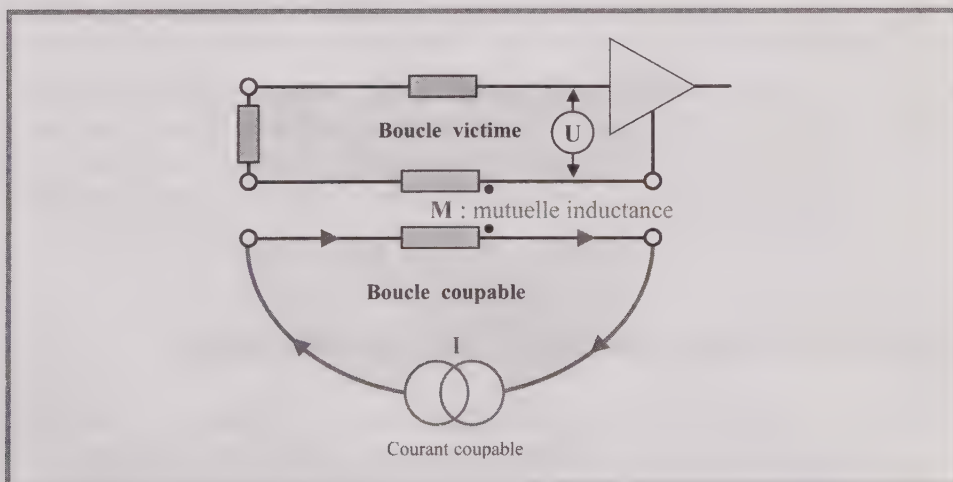


Figure 1.3 – Principe du couplage par diaphonie inductive.

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

La tension induite dans la boucle victime vaut : $U = M \Delta I / \Delta t$. Réduire le couplage par diaphonie inductive peut être obtenu par deux moyens : diminuer la mutuelle inductance M entre les deux circuits (par exemple en les éloignant, en réduisant leur longueur commune ou en torsadant les fils victimes) ou limiter les variations rapides de courant ($\Delta I / \Delta t$) dans le circuit coupable.

■ Effet d'une tension variable d'un conducteur sur un autre conducteur voisin

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

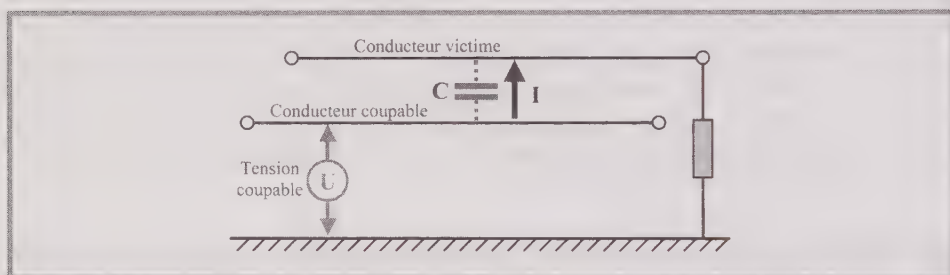


Figure 1.4 - Principe de couplage par diaphonie capacitive.

Le courant induit sur le conducteur victime vaut : $I = C \Delta U / \Delta t$. Réduire le couplage par diaphonie capacitive peut être obtenu par deux moyens : diminuer la capacité entre les circuits coupable et victime (par exemple en éloignant les circuits, en réduisant leur longueur commune ou en ajoutant un écran « électrostatique ») ou limiter les variations rapides de tension ($\Delta U / \Delta t$) du circuit coupable.

■ 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 par le déplacement d'un courant en surface du conducteur éclairé. Ce phénomène est appelé *couplage champ à fil* ou *champ à câble*.

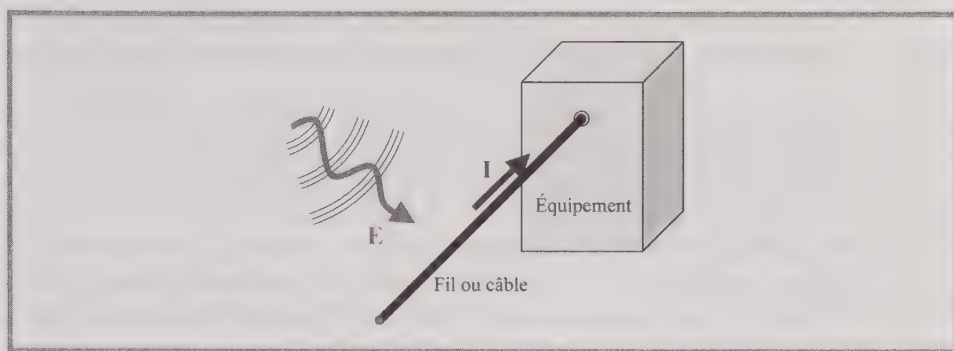


Figure 1.5 – Principe du couplage champ électrique à câble.

Réduire le couplage champ à fil peut être obtenu par deux moyens : réduire l'effet d'antenne du câble victime (par exemple en le plaquant de bout en bout contre une tôle) ou réduire le champ électrique coupable (en l'interceptant par un écran).

■ 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 tension dite *force contre-électromotrice*. Ce phénomène est appelé *couplage champ à boucle*.

Tant que les dimensions de la boucle sont petites devant la longueur d'onde du champ, la tension induite vaut : $U = S\mu_0\Delta H/\Delta t$. Réduire le couplage champ à boucle peut être obtenu par deux moyens : réduire la surface de la boucle victime ou réduire le champ magnétique coupable.

La question de la compatibilité électromagnétique d'un système électronique semble donc *a priori* bien simple puisque, au pire, seuls ces six phénomènes sont à maîtriser. En fait, les choses peuvent être un peu plus délicates qu'elles semblent.

Sur les six couplages, cinq sont nuls à fréquence nulle, c'est-à-dire en continu ; mais tous sont redoutables en hautes fréquences (HF). Seul le couplage par impédance

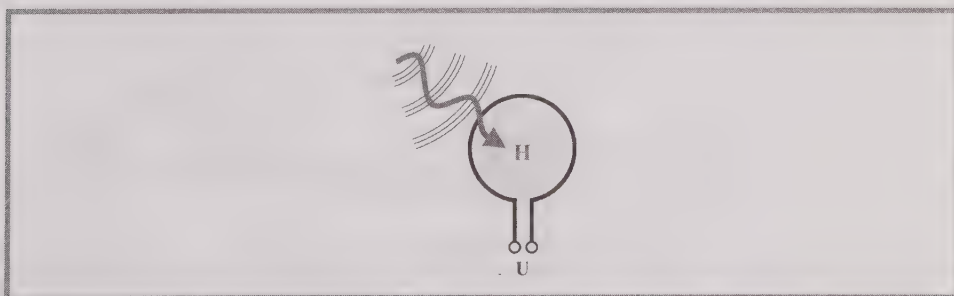


Figure 1.6 – Principe du couplage champ magnétique à boucle.

commune est significatif aux très basses fréquences, du continu aux premiers harmoniques du réseau, couramment appelées *fréquences industrielles*.

Les électroniques, jusqu'aux années 1970, utilisaient essentiellement des signaux à basses fréquences (BF). 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 quelques règles connues : le câblage des équipements en étoile, l'isolement galvanique systématique au moins à un bout, 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 à basses fréquences en mode commun dans les circuits victimes.

Malheureusement, les nouvelles technologies (numérisation audio, vidéo ou de signaux physiques, circuits numériques rapides, liaisons radio, réseaux locaux, etc.) sont désormais sensibles aux perturbations à fréquences élevées. Ainsi, 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 donc devenue nécessaire. La CEM des systèmes électroniques modernes est à ce prix.

De plus, les six couplages peuvent être simultanés : ils peuvent apparaître en série ou en parallèle. Par exemple, un équipement soumis à un champ collecte un courant HF sur un câble par couplage champ à fil. Ce courant peut ensuite circuler à travers une carte et bruite la référence de potentiel électronique par le couplage par impédance commune. Enfin, si la référence de potentiel de ce circuit (en général son « 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 *reset* ou une broche de polarisation analogique par exemple).

Dans l'exemple de la figure 1.7, le couplage champ à câble est en série avec deux autres couplages en parallèle : par impédance commune et carte à châssis.

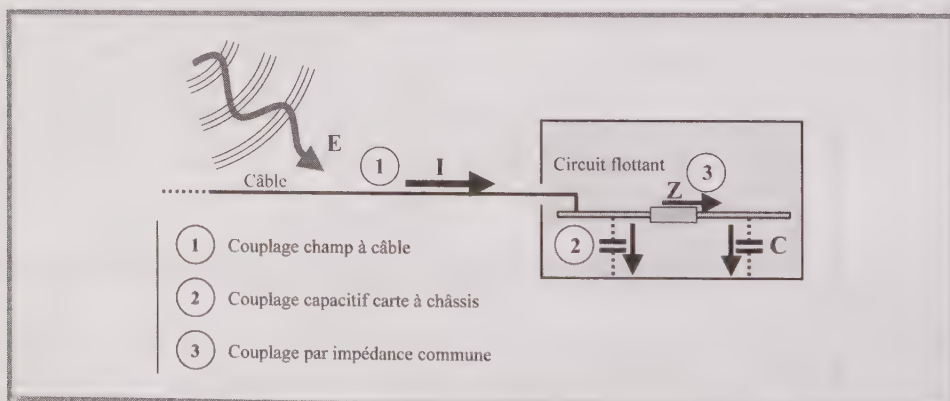


Figure 1.7 – Exemple d'une combinaison de trois couplages.

L'analyse du phénomène nous permet d'envisager plusieurs solutions. Si l'on atténue suffisamment le couplage champ à câble, il ne sera pas nécessaire de modifier l'équipement. Il est par exemple possible de limiter l'effet d'antenne en plaquant le câble contre un plan de masse ou en blindant le câble (si l'équipement a un châssis métallique). L'ajout d'un filtre relié à la masse du châssis sur chaque conducteur peut avoir un effet comparable à la réduction du couplage champ à câble.

Si le courant collecté par le câble ne peut pas 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 ou en réalisant un plan de 0 V non fendu), et le couplage carte à châssis en raccordant soigneusement en HF 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.

Bien que le respect des normes de CEM soit désormais satisfaisant à la conception des équipements, le choix des câbles et d'une connectique coordonnés, dans une installation raisonnablement maîtrisée, reste nécessaire pour ne pas avoir à corriger la CEM sur site, après coup. Même avec des équipements correctement conçus, la maîtrise du câblage reste souhaitable.

Nous préférons pour notre part confier notre sécurité à un équipement à la CEM moyenne (pour ne pas dire médiocre) mais dont l'installation et les interconnexions sont maîtrisées, plutôt qu'à un équipement très bien conçu mais mal installé, avec des câbles mal routés ou mal blindés.

Osons une note optimiste pour conclure. Nous connaissons d'innombrables cas graves, mais nous pouvons compter sur les doigts d'une main les cas désespérés en CEM que nous avons rencontrés en trente ans de métier. Nous considérons qu'un cas est désespéré quand il nécessite la refonte totale du système, des cartes électroniques en particulier.

Cela signifie, parfois après bien des efforts et des dépenses, que l'on finit pratiquement toujours par s'en tirer... Que cette remarque n'incite pas le concepteur à reporter sa part de responsabilités sur les malheureux installateurs !

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 : en **mode différentiel** et en **mode commun**.

■ Mode différentiel

Le mode différentiel (MD) est la façon normale de transmettre tous les signaux électriques. On l'appelle aussi *mode symétrique*, *mode série* ou *mode normal* (et parfois encore *mode métallique*, en téléphonie).

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 signaux électroniques utiles sur deux fils sont transmis en mode différentiel.

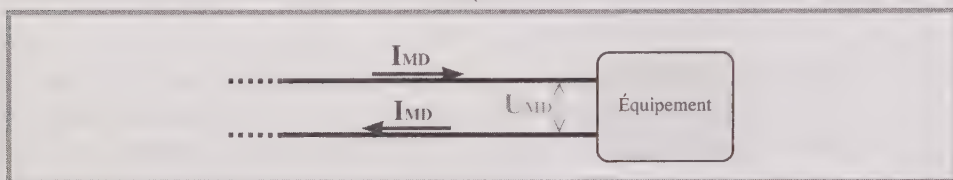


Figure 1.8 – Les signaux sont transmis en mode différentiel.

La tension différentielle se mesure entre les conducteurs. La mesure d'une tension en MD est généralement simple. En ambiance bruitée, il est possible d'utiliser une sonde de tension différentielle (en BF) ou d'enrouler la sonde d'oscilloscope autour d'un tore de ferrite (en HF).

Les perturbations électromagnétiques ne se couplent que de façon très faible sur les câbles directement en mode différentiel. Si les conducteurs aller et retour sont très proches et raisonnablement éloignés des conducteurs perturbateurs, on peut négliger les perturbations induites directement en MD.

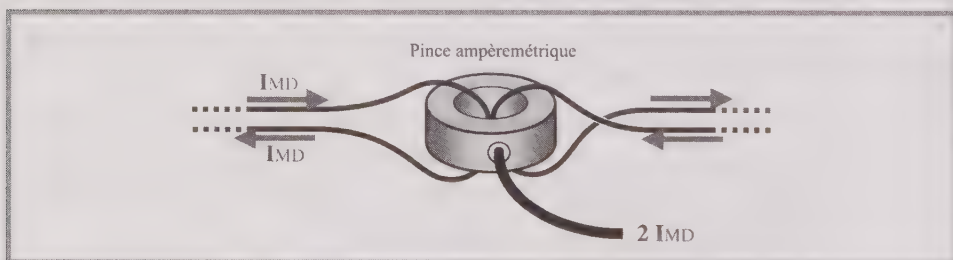


Figure 1.9 – Mesure d'un courant de mode différentiel.

Puisque les perturbations de mode différentiel sont négligeables pour un équipement raisonnablement câblé, où se trouve donc le problème principal en CEM ? La réponse est presque toujours dans le mode commun ! En effet, c'est en pratique la conversion du MC en MD qui est redoutable.

Mode commun

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

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

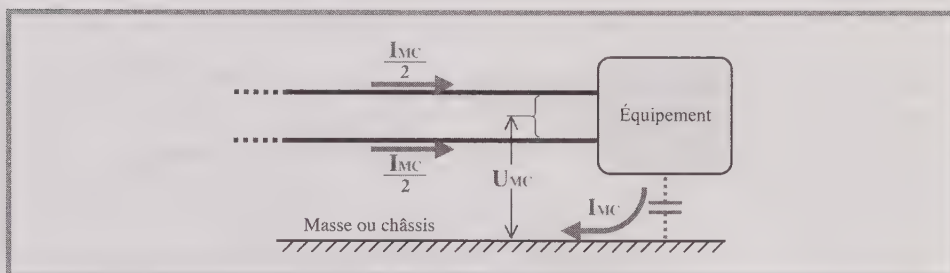


Figure 1.10 – Perturbation de mode commun.

La tension de mode commun est mesurée entre la masse d'une part et le potentiel moyen de tous les fils d'autre part. En absence de masse accessible, il faut poser une tôle au sol qui sert de référence de potentiel. Tous les essais normalisés de CEM, tant en émission qu'en immunité, utilisent un plan de sol.

Les perturbations électromagnétiques se couplent avec efficacité sur les câbles. 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. Répétons-le, c'est le mode commun qui constitue le problème récurrent de la CEM.

En environnement civil habituel, c'est-à-dire isolant, il n'y a aucune tôle de masse accessible (sauf si on l'installe volontairement). Au contraire, dans un environnement

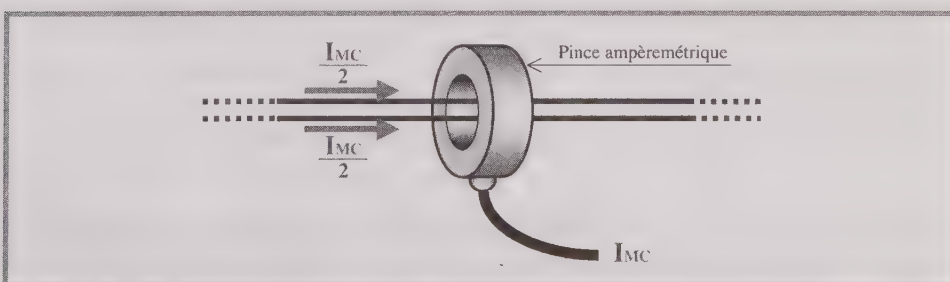


Figure 1.11 – La mesure (très simple) d'un courant de mode commun.

de type militaire, il y a toujours une tôle proche et accessible pouvant servir de masse : châssis de véhicule, pont de navire ou carlingue d'aéronef.

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 peut être évacué par la tôle de masse. Ainsi, un environnement conducteur équipotentiel accessible est toujours favorable à une bonne CEM, pour toute électronique et à toutes les fréquences, tant en émission qu'en immunité.

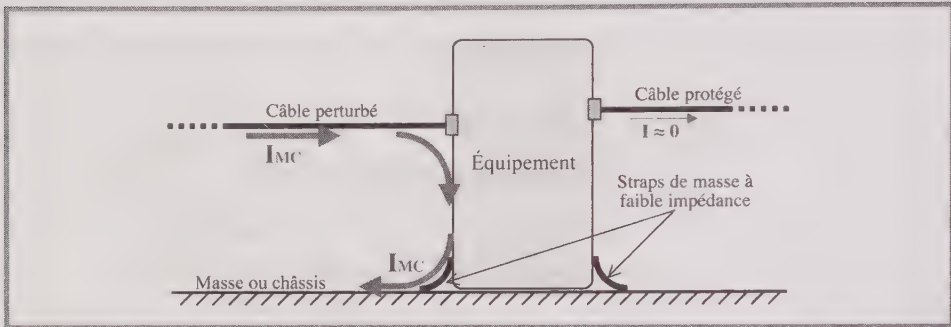


Figure 1.12 - Un environnement équipotentiel est favorable à l'immunité des équipements aux perturbations de mode commun.

Cela signifie que, en environnement isolant, si un seul câble est sale en mode commun, tous les autres deviennent (presque aussi) sales. En environnement conducteur, au contraire, le découplage entre les câbles est bien meilleur car les courants qui se referment par la masse (à très basse impédance) ne circulent pratiquement pas sur les autres câbles, qui sont ainsi moins perturbés.

La différence essentielle entre les perturbations de mode commun et celles de mode différentiel est que ces dernières peuvent être filtrées localement, câble par

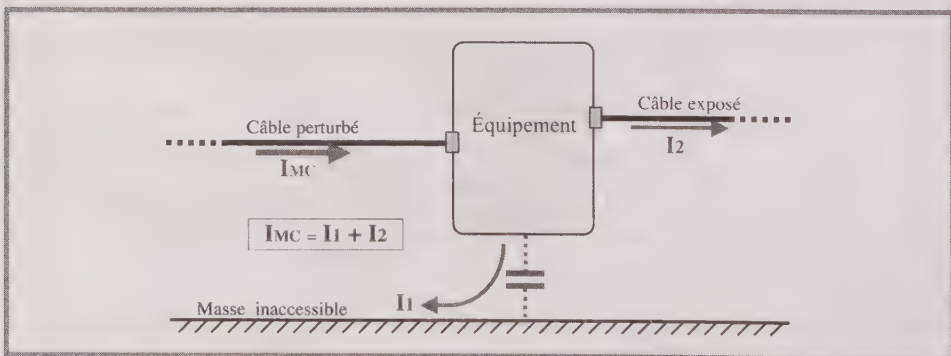


Figure 1.13 - En environnement isolant, un équipement doit être blindé et filtré.

câble. Au contraire, comme son nom l'indique, le mode commun est commun à tous les câbles, surtout en environnement isolant.

Les perturbations HF conduites en mode commun sur les câbles représentent le problème principal de tous les spécialistes en CEM. La réduction des perturbations de mode commun sur les câbles au-delà de 1 MHz peut utiliser une ou plusieurs des trois solutions suivantes :

- effets réducteurs : le maillage des masses ou des câbles blindés;
- filtres référencés à la masse (du châssis) de chaque équipement;
- ferrites ou inductances de mode commun ajoutés sur les câbles.

Le courant de mode commun est inutile. Lorsqu'on ne peut pas le réduire, il importe au moins de l'empêcher de se transformer en mode différentiel. C'est le rôle des **liaisons différentielles**, aussi appelées *liaisons balancées*. Contrairement à un isolement galvanique, qui n'est efficace qu'aux fréquences basses, une liaison symétrique peut rester efficace jusqu'à des fréquences élevées (> 100 MHz).

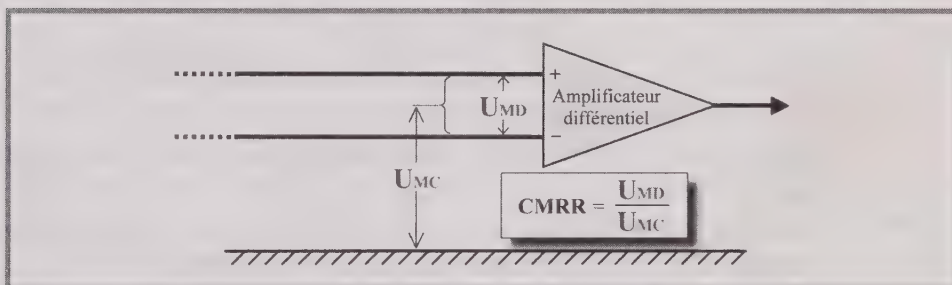


Figure 1.14 – Réjection du mode commun par une liaison différentielle.

Le **rapport de réjection du mode commun** (CMRR en anglais) se définit comme le rapport de l'erreur de mode différentiel par rapport à la tension de mode commun (quelques volts) qui produit cette erreur. Par habitude, on exprime ce nombre sans dimension en décibels : $CMRR_{dB} = 20 \log_{10}(CMRR)$. Comme pour les blindages, on omet le signe négatif (on sait bien que le CMRR est toujours inférieur à 1).

Le bruit en mode différentiel HF a le plus souvent pour origine la conversion du mode commun en mode différentiel par la dissymétrie de la liaison. Cette conversion MC/MD est causée par les dissymétries des lignes, et par celle des impédances à la masse des circuits d'extrémités.

La dissymétrie d'une liaison différentielle provient en partie de la paire (surtout en HF), mais principalement de la dissymétrie à ses extrémités (surtout en BF). La dissymétrie d'extrémité est provoquée par une dissymétrie électrique (différences d'impédances) ou géométrique (différences de formes ou de longueurs de câblage).

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

Un déséquilibre géométrique est principalement 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 ruiner la symétrie d'une liaison, donc réduire considérablement sa réjection du mode commun. Pour limiter ce défaut, toutes les paires bien symétriques (câbles de catégories 5 ou 6) ont leurs deux fils rigides (pour une grande précision géométrique) collés longitudinalement l'un à l'autre. Pour éviter une dissymétrie de permittivité diélectrique (ϵ_r), l'isolant de ces fils n'est pas teinté dans la masse : le repérage s'effectue par un fin liseré de couleur déposé le long d'une génératrice.

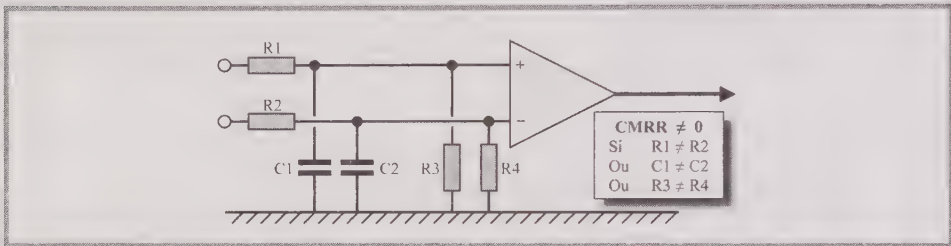


Figure 1.15 – Conversion du MC en MD par dissymétrie des impédances.

Application 1.1 : calcul du circuit d'entrée d'un étage différentiel

L'étage d'entrée d'un amplificateur d'instrumentation dont le CMRR à 50 Hz est meilleur que 120 dB est conforme au schéma 1.15. Les résistances R_1 et R_2 ont une valeur exacte $R = 300 \, \Omega$. On peut se contenter d'un CMRR final de 100 dB à 50 Hz. Sachant que la précision des résistances R_3 et R_4 est de $\pm 1 \, \%$ et celle des condensateurs C_1 et C_2 est de $\pm 5 \, \%$:

- première question : Quelle est la valeur minimale $R_{\min}$ de R_3 et R_4 ?
- seconde question : Quelle est la valeur maximale $C_{\max}$ de C_1 et C_2 ?

Solution

On négligera l'erreur provoquée par l'amplificateur devant celle des impédances du circuit d'entrée (puisque le CMRR de l'ampli est 20 dB meilleure que l'objectif).

Un CMRR de 100 dB correspond, en amplitude, à un rapport : $10^{(100/20)} = 10^5$.

Si le déséquilibre entre R_3 et R_4 était total (c'est-à-dire si une de ces deux résistances était infinie), l'autre résistance devrait avoir une valeur minimale $R_m = 10^5 R = 30 \, \text{M}\Omega$.

Heureusement, les valeurs R_3 et R_4 sont assez proches. Dans le pire cas, leur écart est de 2 % (l'une vaut + 1 % de sa valeur nominale quand l'autre vaut - 1 %).

Ainsi : $R_{\min} = 0,02R_m$, $R_{\min} = 0,6 \text{ M}\Omega$.

En pratique, on choisira la valeur « ronde » de $1 \text{ M}\Omega$ pour R_1 et R_2 .

Pour la seconde question, un piège serait de calculer l'amplitude des tensions aux bornes des condensateurs puisque c'est leur déphasage qui seul importe.

Un filtre RC présente une fréquence de coupure $F_C = (2\pi RC)^{-1}$.

Le déphasage en radians d'un filtre passe-bas du premier ordre à toute fréquence au-dessous de F_C est égal à F/F_C (en assimilant $\tan \delta$ à l'angle δ exprimé en radians). Au-dessous de $0,1F_C$, l'erreur commise est inférieure à 0,4 %. Même à la fréquence F_C , l'erreur reste raisonnable (27 %).

Ainsi, pour conserver un CMRR de 10^5 à 50 Hz, il faut que le déphasage relatif entre les deux entrées soit inférieur à 10^{-5} rad. Or, les condensateurs utilisés ont une précision de $\pm 5 \%$ (qui est une bonne précision); leur déséquilibre maximal est donc de 10 %. Ainsi, le déphasage absolu entre l'entrée et la sortie de chaque branche RC ne doit pas dépasser dix fois leur déphasage différentiel maximal, soit 10^{-4} rad.

On en déduit que la fréquence minimale pour F_C est telle que $F/F_C < 10^{-4}$.

Or $F = 50 \text{ Hz}$, donc : $F_C > 500 \text{ kHz}$.

Donc : $C_{\max} = (2\pi RF_C)^{-1} = (2\pi \times 300 \times 500\,000)^{-1} = 1,06 \text{ nF}$.

On ne peut donc pas choisir une valeur supérieure à 1 nF. Si l'on avait voulu conserver un CMRR voisin de 120 dB à 50 Hz (soit dix fois mieux que 100 dB), les résistances R_3 et R_4 auraient dû être supérieures à $6 \text{ M}\Omega$, et les condensateurs C_1 et C_2 inférieurs à 100 pF. Retenons que le déphasage est l'ennemi fondamental des liaisons différentielles !

Contrairement aux impédances entre les fils de la ligne (un condensateur ou une résistance en mode différentiel ne dégrade pas la symétrie), les impédances installées entre les entrées et la masse doivent rester aussi élevées que possible.

Une conséquence de cette conclusion est que, pour une ligne bifilaire ADSL (pour un modem numérique à haut débit), le seul parafoudre envisageable en mode commun est un éclateur dont la capacité parasite reste inférieure à 2 pF. En effet, des varistances, avec leurs capacités d'une centaine de picofarads, ruinent l'immunité selon la norme CEI 61000-4-6. Des valeurs de condensateurs aussi faibles que $22 \text{ pF} \pm 5 \%$ entre lignes et masse sont intolérables sur une liaison ADSL car leur plage de fréquences utiles atteint (voire dépasse) 2 MHz.

Par malheur, beaucoup de règles de l'art convenables en BF s'avèrent catastrophiques en HF. Il importe de comprendre les phénomènes influents, de connaître leurs ordres de grandeur et leurs limites de validité. C'est ainsi que l'on obtient, sans trop tâtonner, une bonne compatibilité électromagnétique des systèmes.

Par chance, certaines options sont sans risque. L'interconnexion de toutes les terres d'un même site en est un exemple. Tous les choix qui sont toujours favorables et qui ne coûtent pas cher devraient être appliqués *a priori*, avant que des problèmes apparaissent.

Les corrections pouvant présenter des effets secondaires néfastes doivent être combinées avec d'autres précautions pour que le système supporte l'ensemble de toutes les perturbations (BF et 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 de fortes surtensions et surtout qui ruinent la symétrie des lignes différentielles. La combinaison de différentes précautions s'appelle *coordination des protections*.

3 Couplage par impédance commune

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

$$U = ZI$$

Avec :

U : tension aux bornes de l'impédance commune, en volts (V),

Z : impédance du conducteur commun entre ces deux points, en ohms (Ω),

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

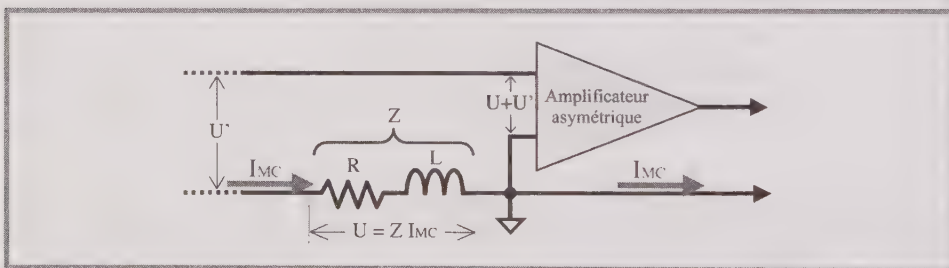


Figure 1.16 – Le problème des entrées asymétriques.

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

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

Avec :

R : résistance, en milliohms ($m\Omega$),

L : longueur du conducteur, en mètres (m),

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

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

$$R = \frac{0,5L}{D}$$

Avec :

R : résistance de la piste, en milliohms ($\text{m}\Omega$),

L : longueur de la piste (dans n'importe quelle unité),

D : largeur de la piste (dans la même unité que L).

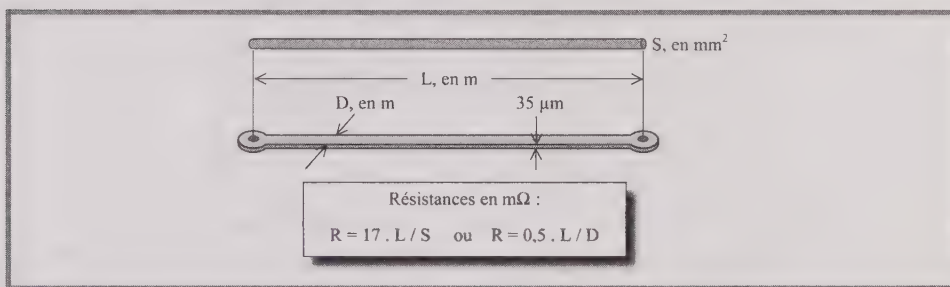


Figure 1.17 – Résistance d'un fil de cuivre ou d'une piste de circuit imprimé.

Application 1.2 : tension d'erreur en BF sur une piste de circuit imprimé

Quelle est la tension entre les deux points distants de 10 cm sur une piste de circuit imprimé de 1 mm de large parcourue par un courant continu de 1 A ?

Solution

$$R = 0,5L/d = 0,5 \times 100/1 = 50\text{ m}\Omega$$

$$U = RI = 0,05 \times 1 = 50\text{ mV}$$

Cette tension parasite continue est probablement acceptable en numérique, mais sûrement pas en analogique à bas niveau. Les circuits analogiques craignent la circulation de courants BF dans les cartes, surtout dans celles sans plan de masse.

Application 1.3 : résistance d'un conducteur de protection en BF

Quelle est la résistance d'un conducteur de terre en cuivre d'une section de 35 mm^2 et d'une longueur de 10 m ?

Solution

$$R = 17L/S = 17 \times 10/35 = 5 \text{ m}\Omega$$

Nous constatons qu'il sera difficile, voire impossible sans installer une tôle au sol, de garantir une résistance inférieure à quelques milliohms entre deux masses distantes.

Lorsque la fréquence augmente, l'impédance Z du conducteur, qui était résistive, c'est-à-dire constante en fréquence, devient inductive, c'est-à-dire croissante proportionnellement à la fréquence. Aux fréquences élevées, tout conducteur ne se comporte plus comme une résistance mais comme une **inductance**, aussi appelée *self-inductance* ou *self*.

L'impédance d'une inductance se note Z :

$$Z = 2\pi FL$$

Avec :

Z : impédance du conducteur, en ohms (Ω),

2π : $\approx 6,28$ (une des rares choses constantes depuis les Grecs...),

F : fréquence, en hertz (Hz),

L : inductance du conducteur, en henrys (H).

Bien entendu, l'impédance en HF ne peut pas être inférieure à la résistance en continu. Nous calculerons en cas de doute les deux valeurs pour ne retenir que la plus élevée des deux. L'erreur, dans le pire des cas (quand $R = Z$), reste acceptable : on retient 1 quand la réalité vaut 1,4. De manière générale, la simplification par la « méthode des asymptotes » est une pratique courante en CEM.

Puisque seuls les ordres de grandeur nous intéressent, retenons que l'inductance linéique d'un conducteur sensiblement rectiligne est très voisine de $1 \mu\text{H}/\text{m}$ (c'est-à-dire de μ_0). Cette valeur est pratiquement indépendante de la section du conducteur ainsi que de sa longueur. Tout conducteur d'une longueur de 1 m a une impédance à 1 MHz comprise typiquement entre 5Ω et 10Ω . Seule la résistance aux fréquences basses dépend directement de la section du conducteur.

Il n'y a que deux cas où l'inductance linéique d'un conducteur dans l'air (sans circuit magnétique) s'écarte sensiblement de $1 \mu\text{H}/\text{m}$:

- premier cas : l'*épingle à cheveux*, c'est-à-dire lorsque le conducteur de retour est tout contre le conducteur aller. La réduction de l'inductance atteint un facteur 3 à 5 : l'inductance linéique passe à environ $0,3 \mu\text{H}/\text{m}$. Le fait de torsader le fil aller avec le fil de retour ne modifie l'inductance de la boucle ni dans un sens ni dans l'autre : seule la proximité des deux fils importe ;
- second cas : la *bobine*, c'est-à-dire lorsque l'on enroule le fil en bobine sur lui-même de manière à additionner les ampères-tours. Dans ce cas, l'inductance

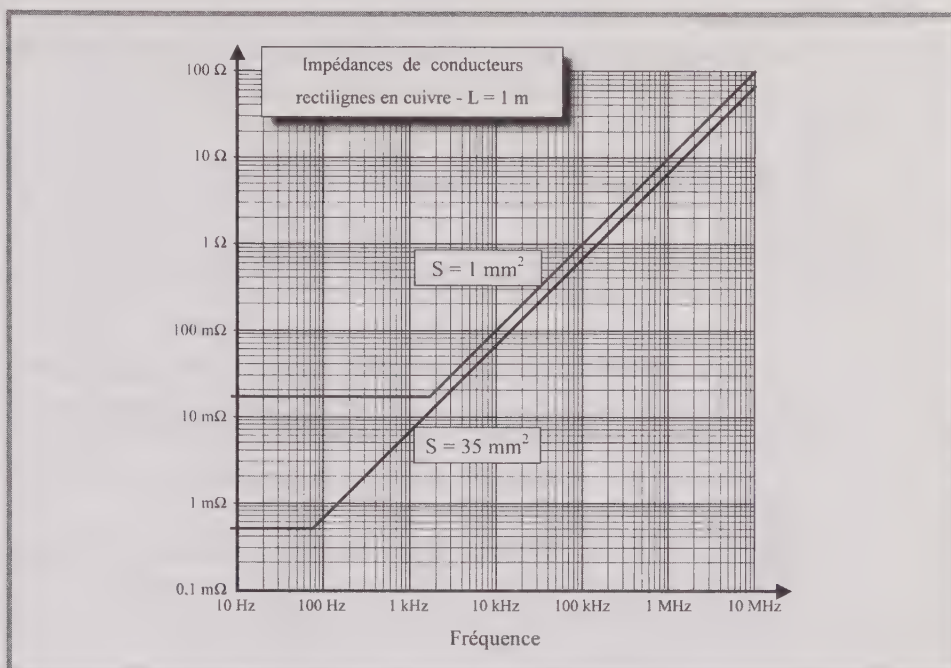


Figure 1.18 – Impédance de conducteurs d’une longueur de 1 m.

de cette bobine dans l’air peut dépasser dix fois celle d’un conducteur rectiligne de même longueur.

Dans tous les autres cas, une inductance linéique de $1\text{ }\mu\text{H/m}$ est une valeur proche de la réalité. Nous l’observons en figure 1.18 où l’impédance d’une câblée de 35 mm^2 est 35 fois inférieure à celle d’un fil de 1 mm^2 jusqu’à 70 Hz ; mais, au-dessus de 2 kHz , la différence d’impédance devient faible (de l’ordre de 30 %).

Un cas d’école : Quelle est l’inductance linéique d’un conducteur magnétique (en fer ou en acier) ? Théoriquement, en BF, son inductance linéique est supérieure à la valeur de $1\text{ }\mu\text{H/m}$ à cause du champ magnétique interne au conducteur. En fait très rapidement (disons dès 100 Hz), l’inductance interne tend vers zéro par effet de peau. L’inductance linéique d’une structure d’acier est donc pratiquement la même que celle d’un conducteur non magnétique. Par exemple, l’inductance d’un pylône métallique qui se fait foudroyer est considérée égale à $1\text{ }\mu\text{H}$ par mètre de hauteur.

Application 1.4 : tension en HF entre les extrémités d’une piste

Quelle est la différence de potentiel entre les deux extrémités d’une piste de 10 cm de long et de 1 mm de large sur un circuit imprimé avec plan de 0 V , parcourue par un courant de 1 A à la fréquence de 10 MHz ?

Solution

L'inductance d'une piste de 0,1 m, sans plan de masse, est voisine de 0,1 μH .

$$Z = 2\pi FL = 6,28 \times 10 \times 10^6 \times 0,1 \times 10^{-6}$$

$$Z_{\text{sans plan de 0 V}} \approx 6,3 \, \Omega$$

Le plan de masse réduit cette inductance d'un facteur 2 environ :

$$Z_{\text{avec plan de 0 V}} \approx 3,15 \, \Omega$$

Comme $Z \gg R$, nous pouvons sans erreur négliger R devant Z .

$$U = ZI \approx 3,15 \times 1 \approx 3 \, \text{V}$$

Une telle tension parasite est inacceptable en numérique. Elle ne pourrait être acceptable en analogique à haut niveau que si la durée de la perturbation était très brève devant le temps de réponse des circuits. La seule manière de concevoir des cartes robustes est de réaliser un plan de masse (en multicouches) auquel toutes les broches d'entrées/sorties seront filtrées.

Notons que l'échauffement de la piste est très inférieur à la puissance apparente, ici 3 W : seule la petite résistance du circuit supporte des pertes joules.

À 10 MHz, l'impédance d'une piste large de 1 mm est environ 100 fois plus élevée que sa résistance en continu. Une piste de 1 mm est donc résistive jusque vers 100 kHz. Au-delà de cette fréquence, l'impédance de piste augmente proportionnellement à la fréquence.

La figure 1.19 donne l'impédance de pistes d'une épaisseur habituelle de 35 μm pour une carte sans plan de masse. Si la carte dispose d'un plan de masse, diviser l'impédance des pistes aux fréquences élevée (leur inductance) par 2 (et par 3 pour la piste large de 10 mm); leur résistance aux fréquences basses est inchangée. Si l'épaisseur de cuivre est de 70 μm ou 105 μm (pour des cartes à fort courant), la résistance en BF est respectivement divisée par 2 ou 3. Si l'épaisseur de cuivre est de 17,5 μm (pour cartes à plus de huit couches ou plus), la résistance BF est doublée. L'inductance, donc l'impédance en HF ne dépend pas de l'épaisseur des pistes.

Application 1.5 : impédance d'un conducteur de protection en HF

Quelle est l'impédance d'un conducteur de terre en cuivre d'une section de 35 mm^2 et d'une longueur de 10 m à la fréquence de 1 MHz ?

Solution

L'inductance d'un conducteur de 10 m est voisine de 10 μH .

$$Z = 2\pi FL = 6,28 \times 1 \times 10^6 \times 10 \times 10^{-6} \approx 63 \, \Omega$$

L'impédance de ce conducteur de terre à 1 MHz est environ 10 000 fois supérieure à celle en continu... Cela signifie aussi que, au-delà de 100 Hz environ, le câble devient plus inductif que résistif. Choisir une section de cuivre supérieure à 35 mm² réduirait l'échauffement car la résistance diminue avec la section, mais cela n'améliorerait pas l'équipotentialité car l'inductance d'un câble, donc son impédance au-delà de 100 Hz, est pratiquement indépendante de la section.

Câbler le conducteur de protection de bout en bout tout contre les conducteurs de phase permet de bénéficier de l'effet réducteur de l'épingle à cheveux. Au mieux, on y gagne un facteur 4 sur l'inductance. Même dans ce cas favorable, notre conclusion reste donc valide.

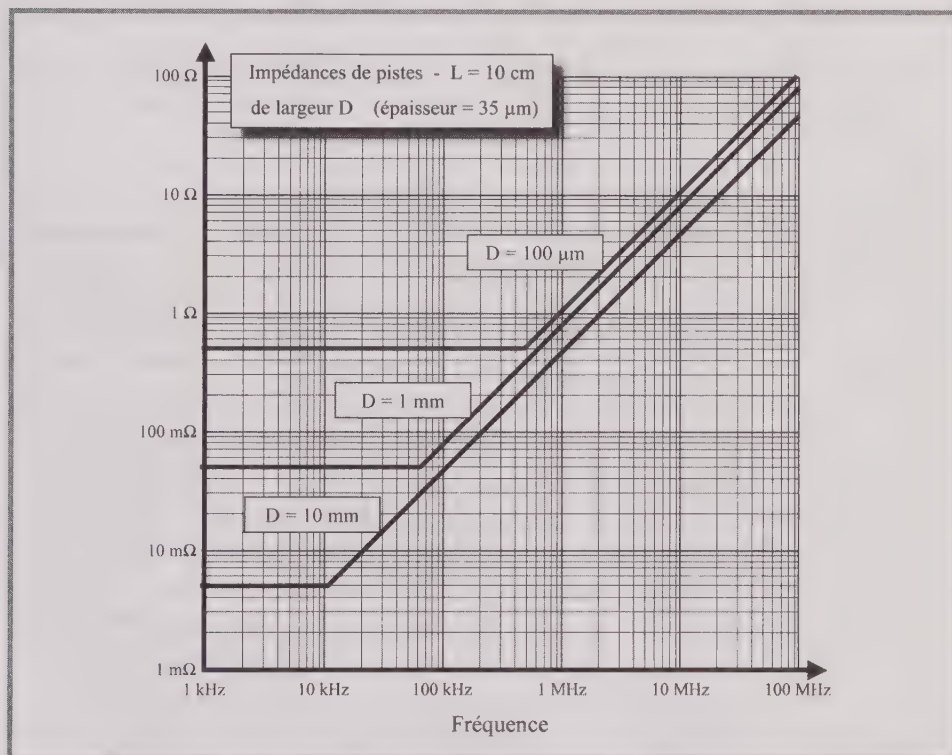


Figure 1.19 - Impédance de pistes longues de 10 cm, pour trois largeurs D .

Nous pouvons désormais déterminer en fonction de la fréquence la longueur maximale d'un conducteur à utiliser pour améliorer l'équipotentialité d'une installation. Il est clair qu'un court-circuit digne de ce nom doit avoir une impédance sensiblement inférieure à celle du circuit qu'il doit shunter.

Les impédances aux fréquences élevées des circuits électriques sont voisines de la centaine d'ohms. Un câble coaxial a une impédance caractéristique de 50Ω ou

75 Ω , une paire bifilaire a une impédance caractéristique voisine de 120 Ω , etc. Un conducteur de masse, pour être un strap efficace, doit donc présenter une impédance inférieure à ces valeurs.

Nous avons vu qu'un conducteur long de 10 m, quelle qu'en soit la section, présente une impédance d'environ 60 Ω à 1 MHz. Il est clair qu'à une fréquence plus élevée son impédance est encore supérieure. Le conducteur devient alors incapable d'améliorer l'équipotentialité de quoi que ce soit.

La longueur d'onde dans l'air se calcule à partir de la fréquence par la relation simple :

$$\lambda = 300/F$$

Avec :

λ : longueur d'onde dans l'air, en mètres (m),

F : fréquence, en mégahertz (MHz).

Fréquences	Nom des fréquences	Acronyme	Nom de bande
3 à 30 kHz	Très basses fréquences	VLF	Myriamétrique
30 à 300 kHz	Basses fréquences	LF	Kilométrique (GO)
0,3 à 3 MHz	Fréquences moyennes	MF	Hectométrique (PO)
3 à 30 MHz	Hautes fréquences	HF	Décamétrique (OC)
30 à 300 MHz	Très hautes fréquences	VHF	Métrique
0,3 à 3 GHz	Ultra hautes fréquences	UHF	Décimétrique
3 à 30 GHz	Super hautes fréquences	SHF	Centimétrique
30 à 300 GHz	Extra hautes fréquences	EHF	Millimétrique

Figure 1.20 – Gammes des fréquences.

Cette relation donne à la fréquence de 1 MHz la longueur d'onde correspondante : 300 m. Puisqu'un conducteur de 10 m devient incapable d'écouler efficacement du courant pour une fréquence supérieure au mégahertz, c'est-à-dire pour une longueur d'onde inférieure à 300 m, nous en déduisons une règle très simple : tout conducteur devant servir à améliorer l'équipotentialité HF d'une installation doit avoir une longueur inférieure au trentième de la longueur d'onde de la fréquence la plus élevée. Au-delà de $\lambda/30$, un conducteur devient une antenne efficace mais ne peut plus contribuer à l'équipotentialité.

Cela ne signifie pas qu'une longueur de câblage égale au trentième de la longueur d'onde représente un excellent court-circuit : au contraire, son effet est négligeable. Nous conseillons au lecteur d'effectuer une expérience toute simple : prendre

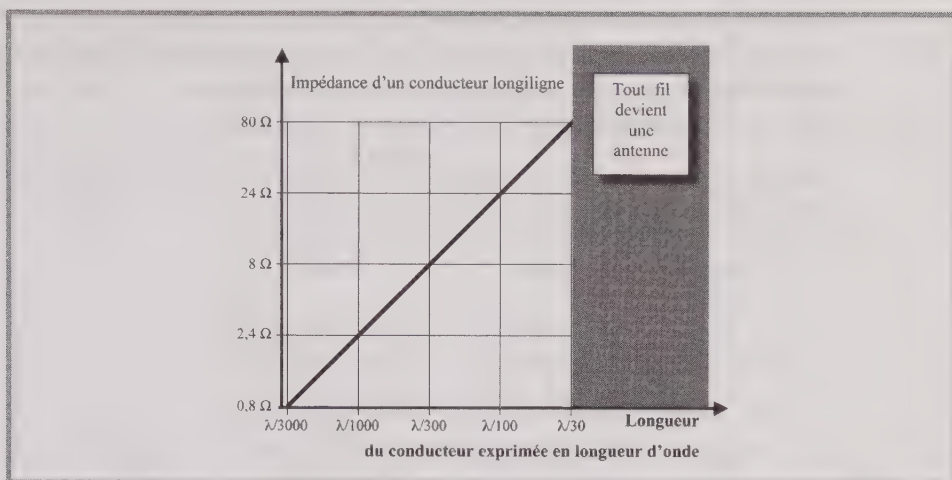


Figure 1.21 – Impédance approximative d'un conducteur en HF.

un générateur sinus de 50Ω d'impédance de sortie et qui monte à quelques mégahertz. Le connecter à n'importe quel oscilloscope et court-circuiter le signal par divers conducteurs. Il est alors facile d'observer que l'impédance d'un fil ne dépend pratiquement que de la longueur, et qu'un fil, même gros, plus long que $\lambda/30$ ne court-circuite pratiquement pas le signal.

Application 1.6 : longueur d'une reprise de masse à 300 MHz

On souhaite réduire d'un facteur 5 une perturbation à 300 MHz sur un circuit d'une impédance de 100Ω . Quelle est la longueur maximale du conducteur à utiliser ?

Solution

$\lambda = 300/F$, donc à 300 MHz : $\lambda = 300/300 = 1$ m.

La « longueur d'inefficacité » d'un strap est $\lambda/30$, soit ici 3 cm environ.

Pour gagner un facteur 5, il ne faut pas dépasser le cinquième de cette longueur, soit 6 mm environ. C'est court, n'est-ce pas ?

Les très hautes fréquences sont fluides ; pour ne pas dire gazeuses ! Elles ne sont pas faciles à court-circuiter, et c'est peu dire.

Nous avons jusque-là raisonné en fonction de la fréquence. Parfois, un signal est mesuré avec un oscilloscope et aucune fréquence d'oscillation n'est nettement définie. C'est le cas des impulsions bi-exponentielles normalisées ou d'un signal numérique par exemple.

Attention à ne pas confondre la fréquence de répétition d'un parasite et sa fréquence d'oscillation. Si un triac qui s'amorce génère 100 fois par seconde une perturbation sinusoïdale amortie à 1 MHz, la fréquence à prendre en compte pour les calculs de couplage est 1 MHz, et non 100 Hz.

Dans le cas d'un courant dont le temps de montée est connu, il est facile de calculer la tension crête aux bornes d'une self par la relation :

$$U = L \Delta I / \Delta t$$

Avec :

U : tension aux bornes de la self, en volts (V),

L : inductance du conducteur, en henrys (H),

ΔI : courant de l'impulsion mesuré de crête à crête, en ampères (A),

Δt : temps de montée de l'impulsion, en secondes (s).

Avec un oscilloscope, un temps de transition se mesure conventionnellement de 10 % à 90 % des valeurs finales. En absence d'autre précision, c'est toujours ainsi qu'il faut comprendre un temps de montée.

Application 1.7 : tension aux bornes d'une piste supportant une impulsion HF

Quelle est la différence de potentiel entre deux points distants de 10 cm d'une piste de circuit imprimé de 1 mm de large parcourue par un courant impulsionnel de 10 A avec un temps de transition de 5 ns ?

Solution

Si la piste était une résistance, elle subirait une tension de 0,5 V (voir la première application), ce qui ne serait déjà guère réjouissant...

Mais l'inductance d'une piste de 0,1 m est voisine de 0,1 μ H.

La tension à ses bornes vaut : $U = L \Delta I / \Delta t$.

$$U = 0,1 \times 10^{-6} \times 10 / 5 \times 10^{-9} = 200 \text{ V !...}$$

Une telle perturbation, provoquée par exemple par l'ouverture d'un contact de relais (transitoires rapides en salve), est évidemment inacceptable pour tout circuit électronique, tant numérique qu'analogique, même lent.

Si l'on choisit un conducteur très large et très court, c'est-à-dire un strap pour lequel le rapport longueur sur largeur est inférieur à 5, son inductance linéique est inférieure à 1 μ H/m. Disons que l'on peut dans ce cas réduire l'impédance linéique d'un facteur 2 à 10, selon la position du conducteur de retour par rapport au strap. Nous conseillons donc de choisir, dans la mesure du possible, des conducteurs de mise à la masse dont le rapport longueur sur largeur ne dépasse pas 5. Il est en outre efficace de multiplier les liaisons équipotentiels.

En BF, un isolement galvanique, voire un simple montage différentiel bien équilibré suffit généralement à résoudre les problèmes de mode commun. En HF, nous nous en doutons déjà, c'est plus difficile. Il importe d'évacuer à la masse (dans la tôle du châssis par exemple) les inévitables courants HF qui seront collectés en mode commun par les câbles.

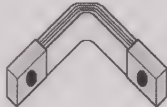
	NATURE	SECTION (mm ²)
	Cuivre Laiton Acier zingué	20 à 200 BON
	Cuivre Aluminium Acier...	100 à 500 BON
	Tresse Cuivre	50 à 200 CORRECT
	Tresse Cuivre	50 à 200 CORRECT
	Conducteur Cuivre	< 35 ÉVITER

Figure 1.22 – Choix d'un conducteur de liaison entre masses.

Nous pouvons conclure en affirmant qu'un conducteur large c'est bien, mais qu'un conducteur court c'est mieux ! Par extension, nous comprenons pourquoi seules des cartes électroniques dotées d'un plan de masse (un plan de 0 V) supportent correctement la circulation des courants parasites de mode commun.

Dans tous les cas, nous pouvons énoncer la *première règle d'or de la CEM* : il importe de limiter la circulation de courants de mode commun dans les circuits électroniques. C'est simple à énoncer, n'est-ce pas ?

4 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 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 raccordée à la masse du châssis. Dès qu'une perturbation de mode commun arrive par un câble, deux sérieux problèmes sont à craindre.

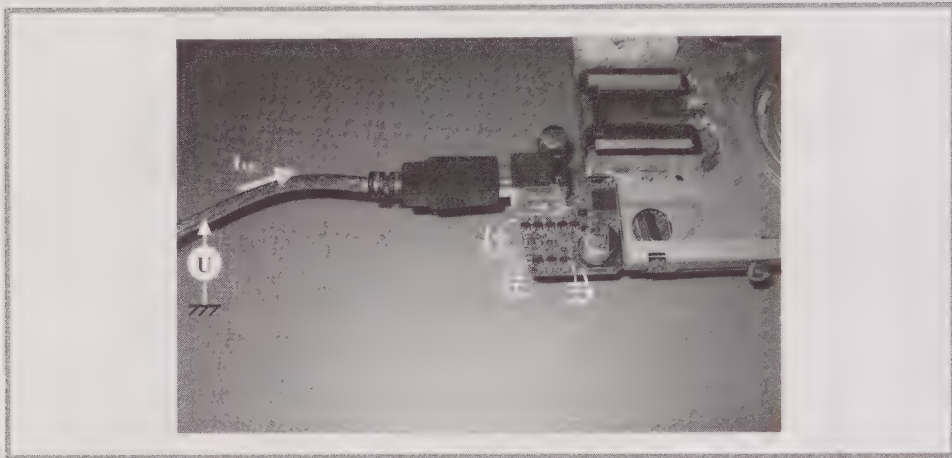


Figure 1.23 – Perturbation par couplage carte à châssis.

D'une part, le courant circule par les chemins à plus basse impédance qu'il rencontre, c'est-à-dire souvent par les cartes et d'autres câbles, éventuellement à bas niveau, qui peuvent en être perturbés. Il est évidemment préférable qu'un courant de mode commun se referme par la masse plutôt qu'à travers un circuit.

D'autre part, le 0 V de la carte est « secoué » par rapport au potentiel du châssis. La tension entre la carte et son environnement va injecter des petits courants par capacité directement sur les pistes au cœur même de la carte.

Pour une carte numérique, les symptômes habituels sont soit un « reset » sur un transitoire, soit un « plantage » par perturbation de l'horloge. En effet, un circuit de *reset*, au cœur de la carte, ne craint pas le couplage par impédance commune ; c'est par le couplage capacitif carte à châssis que le défaut se produit. Si les oscillateurs à quartz sont assez robustes, les résonateurs céramiques dont l'impédance est environ dix fois supérieure sont vulnérables au couplage carte à châssis.

Pour une carte analogique, les effets sont du bruit ajouté aux signaux, soit directement sur les circuits de contre-réaction à haute impédance, soit par perturbation directe des broches vulnérables (en particulier des entrées de polarisation des miroirs de courant).

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 pas nulle. Elle est au moins égale à la **capacité intrinsèque**, c'est-à-dire la capacité minimale d'un disque conducteur très loin de toute masse d'un diamètre égal à la diagonale de la carte. Cette capacité, C_i , rend compte des « effets de bords ». La capacité intrinsèque d'un disque dans l'air vaut :

$$C_i \approx 35D$$

Avec :

C_i : capacité intrinsèque, en picofarads (pF). Rappel : $1 \text{ pF} = 10^{-12} \text{ F}$,

D : diamètre du disque ou diagonale de la carte, en mètres (m).

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 :

$$C_p \approx 9 \frac{S}{h}$$

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 (m²),

h : distance de la carte par rapport au plan conducteur, en mètres (m).

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 :

$$C_t \approx C_i + C_p$$

Pour fixer les idées, la capacité intrinsèque d'une carte de 30 cm 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 par rapport au châssis atteint 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 « relie » la carte à son environnement.

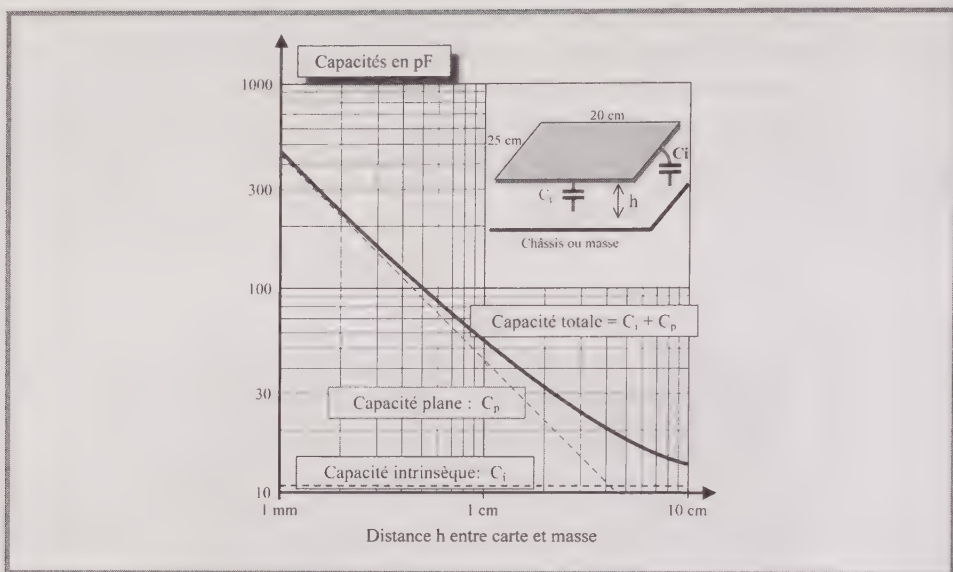


Figure 1.24 – Capacité totale entre une carte et son environnement.

En fait, l'ensemble des lignes de champ électrique « tombent » sur toute la surface de la carte. Chaque piste et chaque composant ne reçoit heureusement qu'une petite partie de 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 .

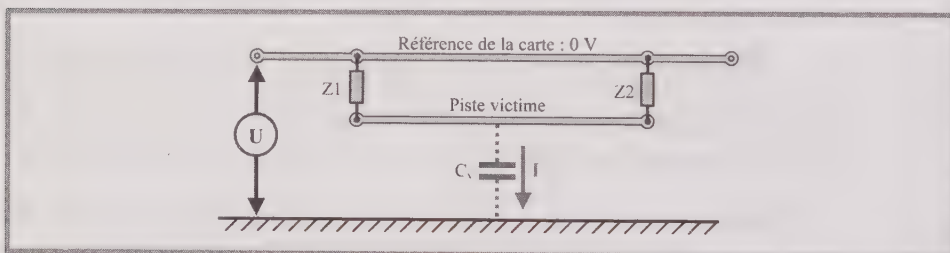


Figure 1.25 – Schéma électrique du couplage carte à châssis.

Ainsi, en cas de variation de la tension entre la carte et son environnement (la masse), une piste victime reçoit directement un courant :

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

Avec :

I : courant parasite collecté par la victime, en ampères (A),

F : fréquence de la tension entre carte et masse, en hertz (Hz),

C_v : capacité entre la piste victime et la masse, fraction de C_t , en farads (F),

U : tension appliquée (globalement) entre la carte et la masse, en volts (V).

Application 1.8 : couplage piste en coffret plastique à masse à 1 MHz

Une carte de 30 cm de diagonale en coffret plastique, sur une table isolante, est testée en mode commun (par rapport à la terre) avec une sinusoïde amortie à 1 MHz de 1 000 V crête. Sachant qu'une piste sensible de la carte collecte 1 % des lignes de champ, quel courant parasite va-t-elle recevoir ?

Solution

$$C_i \approx 35D = 35 \times 0,3 \approx 10 \text{ pF}$$

Puisque h est grand, $C_p \approx 0$ donc $C_i \approx C_t$, soit $C_i \approx 10 \text{ pF}$.

La capacité C_v de la piste la plus sensible vaut 1 % de la capacité totale.

$$C_v = C_i/100 \approx 10/100 = 0,1 \text{ pF}$$

$$I = 2\pi FCU = 6,28 \times 1 \times 10^6 \times 0,1 \times 10^{-12} \times 1\,000 = 0,6 \text{ mA}$$

Ce courant, négligeable en numérique, peut facilement perturber un circuit analogique à bas niveau. Si l'impédance de la piste sensible est de quelques kilohms, la tension parasite qui s'ajoute aux signaux atteint facilement quelques volts...

Nous constatons que les cartes flottantes supportent mal les perturbations de mode commun à cause de la capacité entre les pistes et leur environnement. Nous voyons aussi qu'il n'est pas souhaitable de travailler à haute impédance, surtout en coffret plastique ou en coffret métal si le 0 V est flottant.

Une capacité parasite de l'ordre de 0,1 pF entre une piste de quelques centimètres et la masse est à peu près inévitable. Les circuits électroniques, surtout rapides ou à haute impédance, gagnent donc à être blindés, avec leur référence de potentiel raccordée à la masse du blindage.

Comme pour le couplage par impédance commune, on peut calculer l'effet d'une perturbation dont on connaît la pente de tension :

$$I = C_v \frac{\Delta U}{\Delta t}$$

ou :

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

Avec :

I : courant parasite collecté par la piste victime, en ampères (A),

C_v : capacité entre la piste victime et la masse, en farads (F),

- ΔU : tension crête à crête appliquée entre la carte et la masse, en volts (V),
 Δt : temps de montée de la perturbation, de 10 % à 90 %, en secondes (s),
 F : fréquence de la perturbation, en hertz (Hz),
 U : tension appliquée entre le 0 V et la masse, en volts (V).

Application 1.9 : couplage carte numérique à châssis en HF

Une carte numérique flottante en HCMOS de 20 cm x 25 cm est posée à $h = 2$ cm du châssis. La piste numérique la plus exposée reçoit 2 % du courant parasite total. Sachant que la perturbation appliquée entre carte et châssis a une pente de 500 V en 5 ns, y a-t-il un risque de « plantage » ?

Solution

$C_i \approx 35D$, avec la diagonale de la carte $D = 30$ cm environ

$$\text{soit } C_i \approx 35 \times 0,3 \approx 10 \text{ pF}$$

La capacité C_p du condensateur plan entre carte et châssis vaut :

$$C_p \approx 9S/h, \text{ avec } S = 0,2 \times 0,25 \text{ et } h = 0,02 \text{ m}$$

$$\text{soit } C_p \approx 9 \times 0,2 \times 0,25 / 0,02 \approx 22 \text{ pF}$$

La capacité réelle totale C_t vaut $C_i + C_p$, donc $C_t \approx 10 + 22 = 32$ pF.

La capacité de la piste victime la plus exposée C_v vaut 2 % de C_t :

$$C_v = 0,02C_t \approx 0,64 \text{ pF}$$

$$I = C_v \Delta U / \Delta t \approx 0,64 \times 10^{-12} \times 500 / (5 \times 10^{-9}) = 64 \text{ nA}$$

Puisque le courant maximal fourni par une sortie HCMOS sans basculer est de l'ordre de 20 nA, un plantage est donc possible. Il devient même probable si la perturbation est répétitive : les impulsions à front raide ont un effet statistiquement sévère.

Nous venons de constater qu'une carte électronique ne craint pas simplement la circulation de courants en mode commun à travers son 0 V, mais également les variations rapides de tension entre la carte et son environnement. Un des rôles des écrans électromagnétiques est de masquer aux circuits sensibles ces tensions, en particulier aux fréquences élevées.

Le couplage carte à châssis est parfois appelé *effet de main*. Tout concepteur de carte a constaté un jour qu'une carte alimentée par un convertisseur à découpage (c'est-à-dire « bruyant » en mode commun) fonctionne à peu près convenablement loin de toute masse. Quand on approche la main, le bruit sur la carte augmente. Puis, soudain, lorsque la main touche le 0 V (ou que l'on connecte la masse d'une sonde d'oscilloscope), le bruit disparaît comme par enchantement.

L'explication est simple : loin de toute masse, la capacité parasite est assez faible pour conserver un fonctionnement à peu près correct. Quand la main (conductrice et couplée au corps, donc à la masse) s'approche, la capacité augmente et le courant parasite aussi. Enfin, la main touche le 0 V, elle se met au potentiel de la carte et la perturbation disparaît. De perturbatrice, la main devient écran. Bien entendu, si la main touche une piste sensible au lieu du 0 V, le phénomène empire violemment.

Nous pouvons déjà prédire qu'un écran en champ électrique (parfois appelé *écran électrostatique* ou *écran fond de poste* en téléphonie) doit être relié au 0 V pour ne pas plus dégrader l'immunité que l'absence d'écran.

Le couplage capacitif carte à châssis fait qu'une carte en coffret plastique est nettement plus difficile à protéger des perturbations HF que la même carte installée en boîtier métallique puisque ce dernier peut faire office d'écran. Il suffit pour cela de raccorder le 0 V au châssis par une impédance aussi faible que possible. Une carte flottante en boîtier métallique est mieux protégée qu'en boîtier plastique seulement si tous les conducteurs d'entrée/sortie sont soit filtrés par rapport au châssis, soit blindés.

Voilà pourquoi la plupart des postes téléphoniques électroniques, des multimètres, des capacimètres, des radioréveils et de beaucoup d'autres équipements en coffret plastique sont doublés intérieurement par un écran conducteur. Cet écran est souvent une feuille d'aluminium ou de cuivre. Le couplage carte à châssis est particulièrement critique pour les circuits à haute impédance, disons supérieure à 100 k Ω .

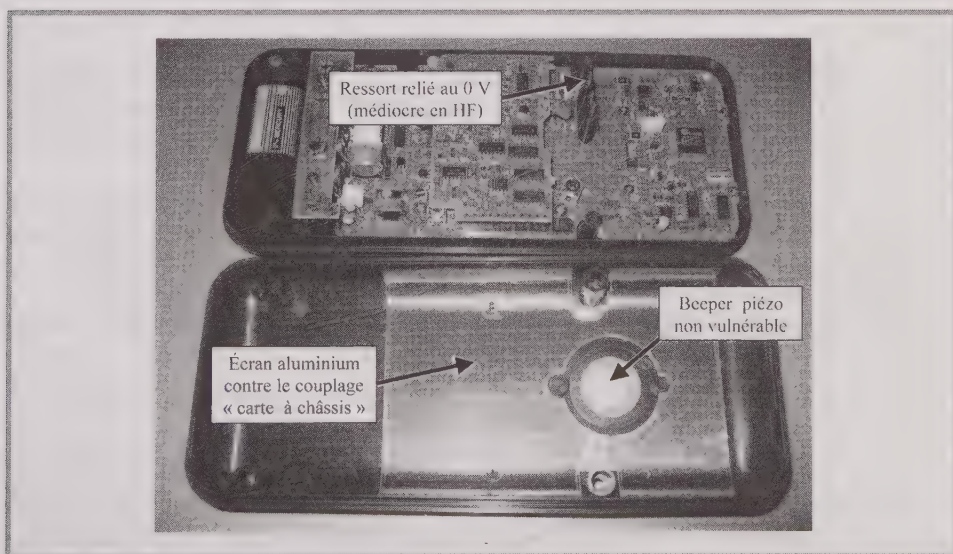


Figure 1.26 – Exemple d'écran « électrostatique » de multimètre.

Le meilleur point de raccordement de cet écran est le point d'entrée du courant de mode commun : ligne téléphonique, cordon de mesure, point froid, etc. Si la fonction électronique est reliée à l'extérieur par plusieurs câbles, tous les points d'entrée gagnent à être proches afin de limiter la circulation de courants perturbateurs à travers la carte. Le mieux est de multiplier les contacts entre le 0 V et l'écran. L'impédance de ces contacts doit être aussi basse que possible en HF : même courte, une entretoise est plus inductive au-delà de 100 MHz qu'un bossage dans la tôle-écran.

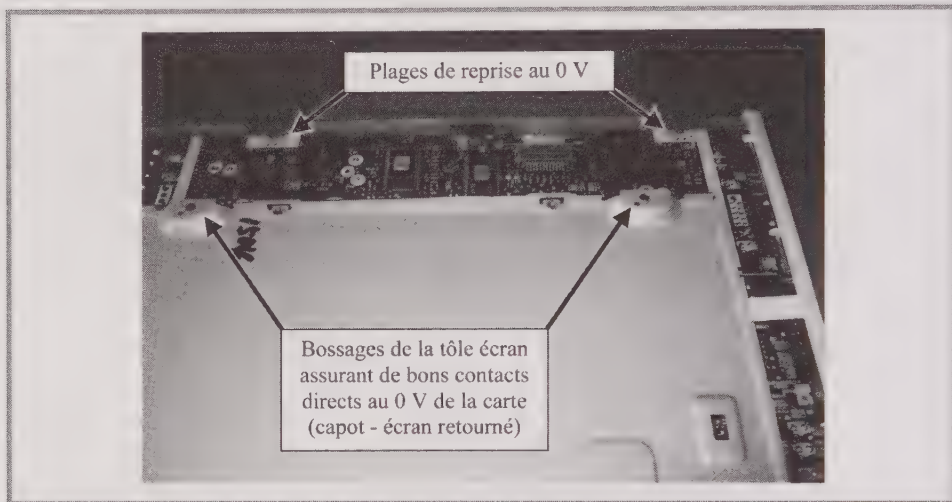


Figure 1.27 – Exemple d'un excellent raccordement du 0 V à sa tôle de blindage.

Une variante de ce couplage est le courant qui, au lieu de se refermer dans l'air par la capacité piste à châssis, traverse un isolement galvanique *via* sa capacité parasite. Tout isolement galvanique (hormis par fibre optique) est capacitif :

- un « gros » transformateur secteur (> 100 VA) a une capacité comprise entre 100 pF et quelques nanofarads (jusqu'à 10 nF pour un transformateur MT/BT);
- un petit transformateur secteur (< 100 VA) a une capacité entre primaire et secondaire comprise entre 10 pF et 300 pF;
- un relais a une capacité entre bobine et contacts d'environ 10 pF;
- un clavier a, par rapport à une main, une capacité de l'ordre de 3 pF à 10 pF;
- un optocoupleur (photocoupleur) a une capacité entre la photodiode et le transistor d'environ 1 pF. Dans ce dernier cas, compte tenu de la très faible capacité propre du composant, ne pas oublier d'ajouter la capacité parasite de câblage (diaphonie capacitive) entre les pistes amont et aval.

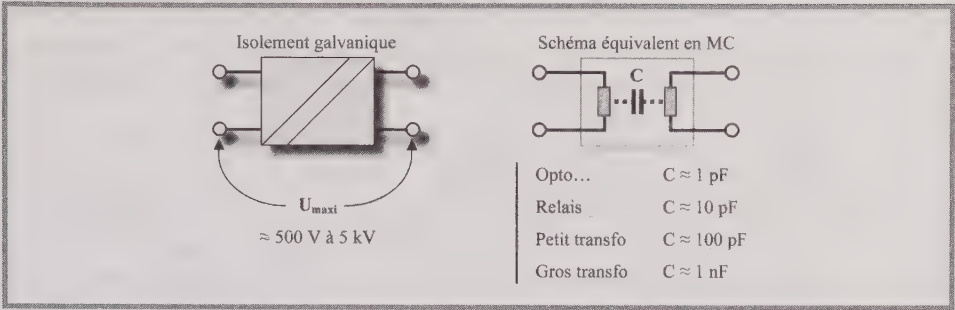


Figure 1.28 – Tout isolement galvanique a une capacité parasite en mode commun.

Application 1.10 : transparence d’un isolement galvanique en HF

Un optocoupleur est soumis à une perturbation de mode commun de 2 000 V avec un temps de montée de 5 ns. Quelle est la tension aux bornes d’une piste longue de 5 cm parcourue par le courant qui traverse la capacité parasite de 1 pF de l’optocoupleur (la capacité parasite du câblage est supposée négligeable) ?

Solution

Calculons tout d’abord le courant à travers l’optocoupleur :

$$I = C \Delta U / \Delta t$$
$$I = 1 \times 10^{-12} \times 2\,000 / (5 \times 10^{-9}) = 0,4 \text{ A}$$

Nous supposons que le temps de montée du courant (hypothèse peut-être légèrement optimiste) est lui aussi de 5 ns.

Une piste de 5 cm se comporte en HF comme une self d’environ 0,05 µH.

La tension se calcule aux bornes d’une inductance par la relation :

$$U = L \Delta I / \Delta t$$
$$U = 0,05 \times 10^{-6} \times 0,4 / (5 \times 10^{-9}) = 4 \text{ V}$$

Ce signal parasite est déjà suffisant pour perturber un signal numérique. Si l’on remplace l’optocoupleur par un relais, la capacité parasite est multipliée par 10, donc le courant de mode commun aussi; et la tension parasite atteindrait 40 V environ. Des perturbations HF de mode commun peuvent perturber une électronique, même quand l’isolement galvanique n’a qu’une petite capacité parasite.

Un isolement galvanique est sans doute efficace contre les perturbations de mode commun en basse fréquence. Contre les perturbations HF, il est insuffisant. À certaines fréquences, il peut même dégrader l’immunité. Si l’on place un isolement galvanique (donc un condensateur) en série avec un câble (donc une inductance), on réalise un circuit LC série dont l’impédance est faible à sa résonance.

À sa fréquence de résonance, un circuit LC série ne limite le courant que par la résistance du fil (résistance continue, effet de peau plus résistance de rayonnement), mais ni par son inductance ni par sa capacité. Tout risque alors d'aller mal...

Toutes les cartes de traitement devraient avoir leur 0 V directement connecté au châssis. Seules des petites zones aux interfaces vers l'extérieur (les entrées/sorties galvaniquement isolées) doivent rester flottantes. Nous conseillons, dans ces petites zones flottantes donc sensibles, de travailler sous impédances faibles, disons moins de 10 k Ω si possible, afin de limiter l'effet des courants parasites. Un circuit flottant est toujours plus facilement perturbé par le champ électrique que le même circuit référencé à la masse.

Constatons que la micro-informatique, régie par des normes draconiennes de CEM (émission classe B), a toujours son 0 V principal raccordé, en plusieurs points, à la masse du blindage. C'est pourquoi les micro-ordinateurs s'avèrent aussi robustes aux perturbations HF, alors que la plupart n'ont pas été spécifiés en immunité à leur conception. La réciprocité des couplages rend les équipements conçus pour rayonner peu bien protégés en immunité. Par chance, la gamme des fréquences la plus difficile en émission est aussi la plus sévère en immunité : de 30 MHz à 300 MHz, c'est-à-dire la gamme VHF des ondes métriques.

Lorsqu'il est impossible de coucher les fronts de tension, des difficultés de CEM apparaissent (et qu'il importe de maîtriser), par exemple lorsque la pente de commutation d'un MOS ou d'un IGBT d'un convertisseur d'énergie dépasse 10 kV/ μ s. Pour toutes les électroniques, nous pouvons énoncer la *seconde règle d'or de la CEM* : il convient de limiter les tensions rapidement variables entre les circuits électroniques et leur environnement. C'est aussi simple à énoncer que la première règle, ne trouvez-vous pas ?

En conclusion, une carte craint en conduction à la fois un courant de mode commun trop important (couplage par impédance commune) et une tension trop rapidement variable par rapport à son environnement. C'est le couplage appelé « carte à châssis ».

5 Couplage par diaphonie inductive

Le phénomène physique du couplage par diaphonie inductive 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 magnétique dans la boucle y induit une tension.

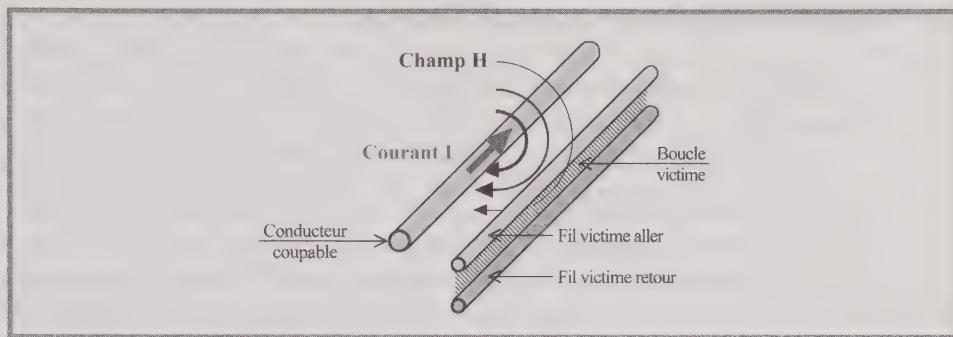


Figure 1.29 – Couplage en mode différentiel par diaphonie inductive.

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 henrys, et qui permet de calculer la tension induite dans la boucle victime. Cette tension se calcule par l'une ou l'autre des relations suivantes :

$$U = 2\pi FMI$$

ou :

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

Avec :

U : tension induite dans la boucle victime, en volts (V),

F : fréquence du courant source, en hertz (Hz),

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

I : courant source, en ampères (A),

ΔI : courant crête à crête du courant source, en ampères (A),

Δt : temps de montée du courant source de 10 % à 90 %, en secondes (s).

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 continue ne bruite pas les liaisons victimes proches par le courant continu qui circule dans les câbles (des dizaines d'ampères) mais souvent par le petit courant HF sinusoïdal amorti superposé (par exemple 200 mA à 5 MHz, se répétant à la fréquence du découpage).

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). Souvent, c'est la diaphonie en MC qui est la plus redoutable.

■ Diaphonie inductive de mode différentiel

Dans ce premier cas, la tension 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 tension 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 plus grande qu'une demi-longueur d'onde. La diaphonie pire cas se met en équation en pourcentage, c'est-à-dire que la tension victime est une fraction de la tension coupable, ou 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 transition du signal coupable n'importe pas, et l'on peut raisonner indifféremment en tension ou en courant. C'est donc beaucoup plus simple que la mise en équation aux fréquences basses (où de nombreux paramètres électriques et géométriques importent).

La diaphonie la plus défavorable est obtenue avec un **câble en nappe**, parfois appelé *câble plat* ou *flex* 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.

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

Le signal de diaphonie dure un peu plus longtemps qu'un aller-retour si la ligne victime n'est pas chargée par son impédance caractéristique Z_c . Si la résistance R

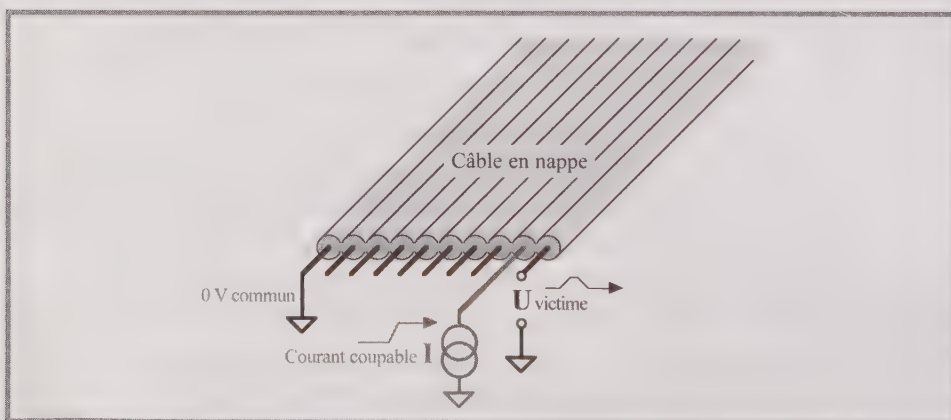


Figure 1.30 - Diaphonie inductive en mode différentiel.

de charge de la ligne victime est plus grande que Z_c , le retour à l'équilibre est rallongé (diaphonie capacitive). Si la résistance de charge R de la ligne victime est plus petite que Z_c , le retour à l'équilibre « ondule » en ressemblant à une sinusoïde amortie (le retour s'effectue « en marches d'escalier », phénomène appelé assez improprement *résonance inductive*).

La diaphonie maximale en courant se mesure dans une impédance faible ($Z \ll Z_c$), alors qu'en tension elle se mesure dans une impédance élevée ($Z \gg Z_c$). Si la ligne victime est chargée à chaque bout par son impédance caractéristique, la diaphonie est divisée par 2, mais le signal utile aussi. Ainsi, une adaptation ne modifie pas le rapport signal à bruit : elle rend égales les diaphonies en tension et en courant.

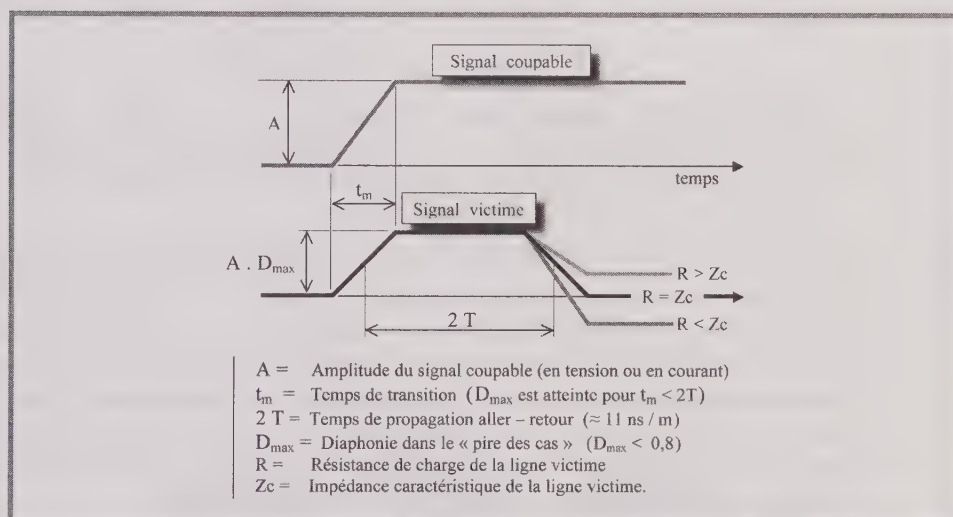


Figure 1.31 - Diaphonie dans le « pire cas » d'une ligne victime adaptée à un bout.

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 en BF à la pente de la diaphonie à 20 dB par décade de fréquence.

Application 1.11 : diaphonie dans un câble en nappe mal utilisé

Un câble en nappe long de 28 cm n'a qu'un seul conducteur de 0 V. Les signaux numériques transmis ont une amplitude de 4 V et un temps de montée couché à la valeur de 6 ns. Quelle est l'amplitude et la durée du signal de diaphonie sur le conducteur voisin d'un conducteur source ?

Solution

La diaphonie dure le temps de propagation aller-retour $2T$ d'un signal en mode différentiel le long du câble.

$$2T = 11 \times 0,28 \approx 3 \text{ ns}$$

La diaphonie maximale pire cas dans une nappe sans écran et sans fil de 0 V alterné vaut 80 %, soit $D_{\max} = 0,8$.

Si le temps de montée du signal coupable était inférieur ou égal à 3 ns, le signal victime maximal $U_{\max}$ dans le pire cas serait égal à $D_{\max}U_c$:

$$U_{\max} = D_{\max}U_c = 0,8 \times 4 = 3,2 \text{ V}$$

Puisque $2T/t_m = 3/6 = 0,5 < 1$, nous ne sommes pas dans le pire des cas. Il faut multiplier $U_{\max}$ par le facteur réducteur en temps $2T/t_m$ pour obtenir le signal de diaphonie réel :

$$U = U_{\max}2T/t_m = 3,2 \times 0,5 = 1,6 \text{ V}$$

Le signal collecté par diaphonie est une impulsion d'une amplitude de 1,6 V (sur un circuit à haute impédance). Il dure au moins $2T$, soit 3 ns. Un tel parasite, surtout d'une ligne asynchrone vers une ligne asynchrone (horloge, *strobe* ou *chip select*) peut suffire à provoquer un dysfonctionnement.

Une solution à ce problème sérieux pour les électroniques numériques est d'alterner dans les câbles en nappe un conducteur sur deux au 0 V électronique. Ces conducteurs de retour servent d'écrans, ils doivent bien entendu être connectés aux 0 V des deux côtés. La diaphonie maximale ne dépasse plus alors 8 %. Cela signifie que, au prix du doublement (à peine) du nombre de fils de la nappe, la diaphonie est réduite d'un facteur d'environ 10.

Un cas à peine moins défavorable est la diaphonie générée dans les torons aléatoires, comme pour la plupart des câbles de type RS 232. Un toron aléatoire est un paquet de fils dans une gaine plus ou moins blindée qui enferme le tout. La diaphonie maximale ne peut pas être prédite avec précision, mais la diaphonie en HF dépasse souvent 10 % et peut même parfois atteindre 50 %. Ce type de câble doit être réservé aux liaisons lentes (à fronts couchés ou à circuits de réception filtrés) pour lesquelles aucune diaphonie n'est à craindre.

Pour les câbles en nappe avec des signaux rapides, un modèle (joli avec ses couleurs d'arc-en-ciel) dit *en paires torsadées* « S-Z » est composé de paires torsadées alternativement « pas à droite » et « pas à gauche ». Ce type de nappe limite la diaphonie maximale en mode différentiel à 2 % environ.

D'autres câbles en nappe, dits *câbles plats blindés*, sont dotés d'un écran conducteur. Ils sont assez efficaces contre la diaphonie mais ils sont coûteux, raides, assez fragiles et le bon raccordement de leur écran n'est pas commode. En effet, en HF, il convient de ne pas utiliser de fil de reprise (aussi appelé *queue-de-cochon*) car il

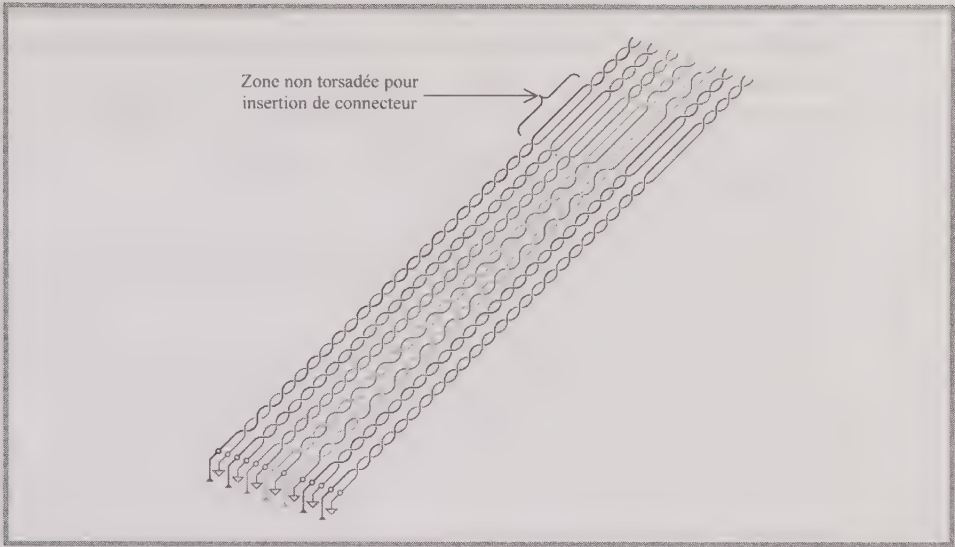


Figure 1.32 – Câble en nappe composé de paires torsadées « S-Z ».

est bien plus efficace de réaliser un contact direct entre l'écran et la masse. C'est pratiquement impossible avec des nappes blindées, même lorsque la carte dispose d'un plan de 0 V.

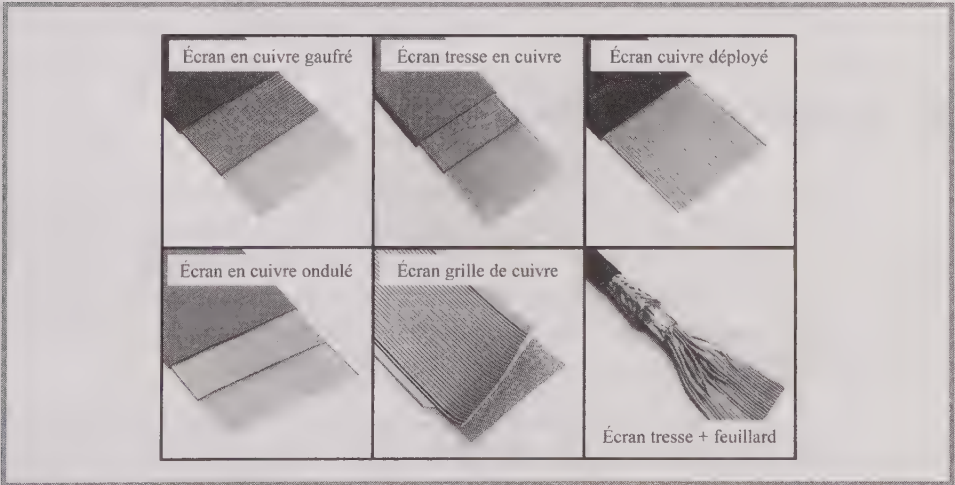


Figure 1.33 – Diverses nappes blindées permettant de réduire la diaphonie.

Pour la diaphonie entre paires torsadées « en vrac », la diaphonie maximale de mode différentiel est faible (quelques pour-cent tout au plus). De même, la diaphonie différentielle entre des câbles distincts voisins est pratiquement non mesurable.

En *wrapping*, il importe de tirer les fils au plus court « en toile d'araignée ». Il faut absolument éviter les jolis faisceaux : ils sont pourris par la diaphonie. Bien que cette méthode de câblage disparaisse, il est possible de wrapper correctement des cartes numériques en commençant par relier selon une grille X-Y tous les 0 V. Wrapper ensuite les signaux et terminer par une grille X-Y le V_{DD} (sans oublier d'installer un condensateur de découplage par boîtier).

Pour réduire la diaphonie de mode différentiel entre deux paires voisines et serrées sur une longueur significative (disons sur plus de 10 cm pour des signaux numériques), il suffit de les torsader avec des pas différents. La diaphonie ne dépasse guère 1 % en HF et encore beaucoup moins en BF. Les torsades sont efficaces contre la diaphonie en mode différentiel mais elles sont inutiles contre la diaphonie de mode commun or cette dernière est presque toujours la plus gênante.

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 (disons jusqu'à 1 MHz) la fine couche d'aluminium.

La mise en équation de la diaphonie de mode différentiel est possible pour les géométries simples mais elle reste complexe et sort du cadre de ce guide. Elle ne peut être gênante aux fréquences basses que pour les circuits à bas niveau de tension (thermocouples par exemple) pour lesquels les courants, donc le champ magnétique, sont plus gênants que les tensions, donc le champ électrique. Retenons que la diaphonie inductive de mode différentiel est en pratique un petit problème à la conception des équipements mais rarement un problème d'installation (du moins lorsque l'on utilise raisonnablement les câbles).

■ Diaphonie inductive de mode commun

Pour ce couplage, le champ magnétique est généré par le courant de mode commun sur un câble, et la tension parasite est induite entre un câble parallèle et le conducteur de masse le plus proche. Il est évident que plus la distance entre le câble victime et le conducteur de masse le plus proche est faible, plus la tension induite est 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 principalement par les autres câbles. Le courant sur un câble victime ne peut être inférieur ni à sa diaphonie en mode commun avec le câble coupable, ni à la part du courant injecté sur l'équipement qui se partage en conduction avec les autres câbles.

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

se propagent en mode commun sont, au moins durant des perturbations transitoires, très supérieurs aux signaux utiles transmis en mode différentiel.

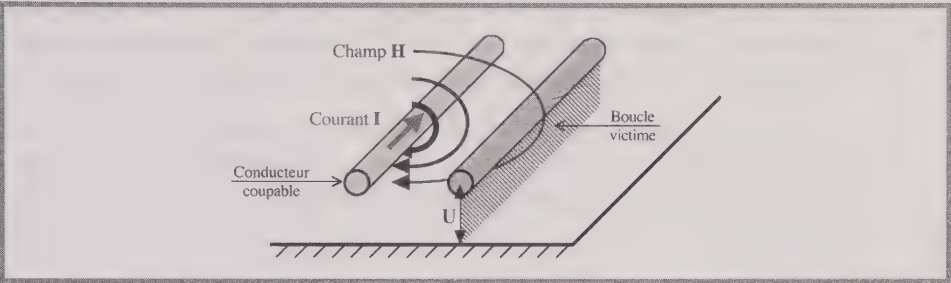


Figure 1.34 - Principe de la diaphonie inductive en mode commun.

La mise en équation rigoureuse 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 la lire dans l'abaque de la figure 1.35.

Disons, pour simplifier, 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 maximale est voisine de 50 %. Lorsque la hauteur h devient inférieure à l'éloignement e , la diaphonie maximale devient sensiblement égale au carré du rapport h/e . Cette simplification qui ignore le diamètre des câbles est tracée en pointillés dans la figure 1.35.

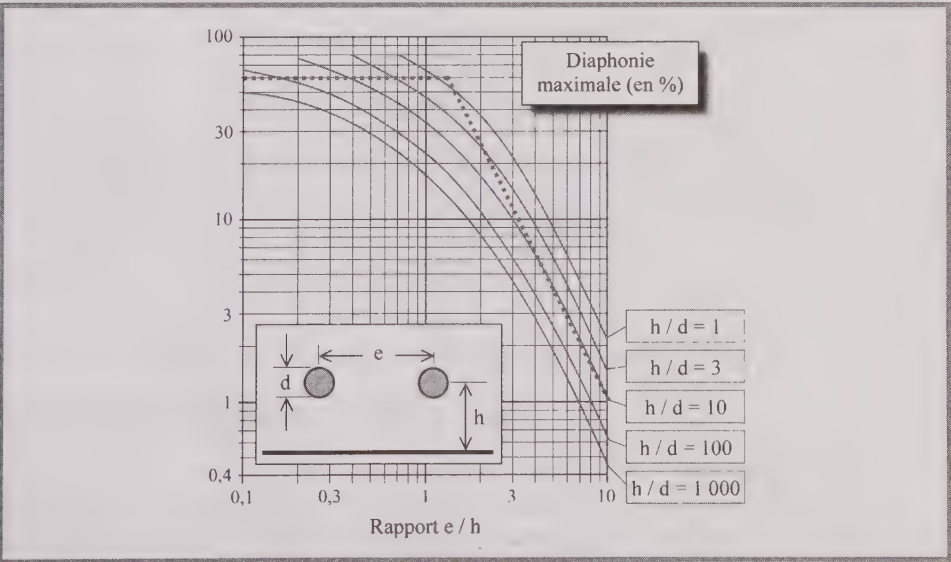


Figure 1.35 - Diaphonie « pire cas » en mode commun.

La vitesse de propagation des courants de mode commun est un peu supérieure à celle des signaux de mode différentiel. En effet, l'énergie en MC se propage autour des câbles, principalement dans l'air, avec un retard linéique voisin de 3,5 ns/m, alors que les signaux en MD se propagent dans la matière plastique, avec un retard voisin de 5,5 ns/m (5 ns/m dans un câble isolé au polyéthylène ou au PTFE, et environ 6 ns/m dans un câble isolé avec un diélectrique économique).

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

Application 1.12 : diaphonie de mode commun dans le pire des cas

Deux câbles longs posés au sol cheminent en parallèle sur une longueur supérieure à 1 m. Les fers à béton sont situés à $h = 15$ cm sous la surface de la dalle. Un des câbles propage un courant de mode commun $I_c = 20$ A avec un temps de transition $t_m = 5$ ns. Quel est le courant induit en mode commun sur l'autre câble distant de $e = 10$ cm ?

Même question pour des câbles éloignés de $e = 50$ cm.

Solution

La durée aller-retour d'un signal de mode commun sur une longueur de 1 m est de 7 ns. Puisque t_m est inférieur à cette valeur, la diaphonie est maximale en temps, c'est-à-dire $R = 1$. Seul un effet réducteur géométrique est à prendre en compte.

Dans le premier cas, puisque $e = 10$ cm $< h = 15$ cm, la diaphonie géométrique est maximale, soit de façon forfaitaire 50 % : $D_{\max} = 0,5$.

Le courant induit sur le câble victime vaut :

$$I = D_{\max} I_c = 0,5 \times 20 = 10 \text{ A}$$

Cette perturbation est forte : seul un bon matériel y résiste à coup sûr.

Dans le second cas, $e = 50$ cm $> h = 15$ cm, la diaphonie $D_{\max}$ devient sensiblement égale au rapport $(h/e)^2$:

$$D_{\max} \approx (h/e)^2 = (0,15/0,5)^2 = 0,09$$

$$I = D_{\max} I_c = 20 \times 0,09 = 1,8 \text{ A}$$

Cette perturbation est tolérable par toute électronique raisonnablement bien conçue.

Retenons que la diaphonie de mode commun est plus sévère que celle de mode différentiel. C'est en fait la seule à prendre en compte lors de l'installation des systèmes électroniques, surtout quand les câbles ne sont pas, ou mal, blindés. Avec des câbles blindés, si leurs écrans sont bien mis en œuvre (voir tome 3), aucune diaphonie câble à câble n'est à craindre.

La diaphonie de mode commun est simple à limiter lors de l'installation d'un système. Une règle empirique simple donne de bons résultats : éloigner les câbles sales en mode commun de 10 cm des câbles sensibles quand le plan de masse est proche (à quelques centimètres), et de 30 cm dans le cas contraire. Augmenter la séparation risquerait d'augmenter inutilement des surfaces de boucles de masse, sans réduire pour autant les couplages en mode commun (n'oublions pas qu'il n'y a pas que la diaphonie qui soit à craindre).

Lorsque la règle ci-dessus ne peut pas être respectée, il convient de se protéger par les méthodes de protection HF : blinder, filtrer ou ajouter des tores de ferrite sur les câbles sensibles. En BF, jusqu'à 100 kHz environ, seules les liaisons à très bas niveau sont sensibles à la diaphonie de mode commun. Des liaisons différentielles balancées (bien symétriques) ou avec isolement galvanique réduisent efficacement les signaux induits par diaphonie. Un isolement galvanique est plus cher et moins efficace en HF qu'une liaison différentielle. Cette dernière méthode suffit tant que la tension maximale en mode commun reste inférieure à quelques volts.

Un moyen simple de supprimer toute diaphonie de mode commun entre deux câbles est de les croiser à angle droit. Des câbles orthogonaux ne se couplent pas, même s'ils sont en contact en un point.

Rappelons que si un courant en mode commun pénètre dans un équipement isolant (ou mal connecté à la masse, ce qui est presque pareil), alors tous les autres câbles de l'équipement vont écouler une partie de ce courant. C'est par exemple le cas d'un poste de télévision où un courant sur la tresse du câble d'antenne ressort par le cordon secteur, après avoir traversé les cartes. La notion de câble « sale » ou « propre » en MC n'a de sens qu'en environnement conducteur equipotentiel : en environnement isolant, tout câble est « sale » !

Attention enfin aux « faux câbles propres » : tout câble de relayage, et de manière générale tout câble qui contient une sortie par contact sec, doit être *a priori* considéré comme un câble perturbateur en mode commun HF. Il en est de même des câbles d'alimentation et de sortie, voire de commande, des convertisseurs à découpage mal filtrés, des convertisseurs de fréquence et autres commandes de moteur (variateurs de vitesse ou commandes pas à pas).

6 Couplage par diaphonie capacitive

Le phénomène de base est aussi simple que celui de la diaphonie inductive : une tension entre deux conducteurs génère un champ électrique. Un conducteur voisin victime intercepte une partie des lignes de ce champ électrique et collecte par conséquent 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 :

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

ou :

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

Avec :

I : courant collecté par le conducteur victime, en ampères (A),

F : fréquence de la tension source, en hertz (Hz),

C : capacité de couplage entre les circuits source et victime, en farads (F),

U : tension coupable, en volts (V),

ΔU : tension crête à crête de la source, en volts (V),

Δt : temps de montée de la tension source de 10 % à 90 %, en secondes (s).

Dans tous les cas, la diaphonie capacitive est nulle en continu, et elle demeure très faible tant que la fréquence de la tension 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, la diaphonie capacitive en MC est la plus redoutable.

Aux fréquences élevées, qu'on le veuille ou non, 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 : aux premiers instants, l'effet de capacité linéique est égal à l'effet d'inductance linéique. Cette résistance, indépendante de l'impédance au bout de la ligne, est appelée *impédance caractéristique*. Cela signifie qu'aux premiers instants, c'est-à-dire pendant un aller-retour, l'énergie inductive sous forme de champ H dans une ligne est égale à l'énergie capacitive sous forme de champ E . Nous utiliserons ce phénomène pour simplifier la modélisation.

■ 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 à celle du circuit victime.

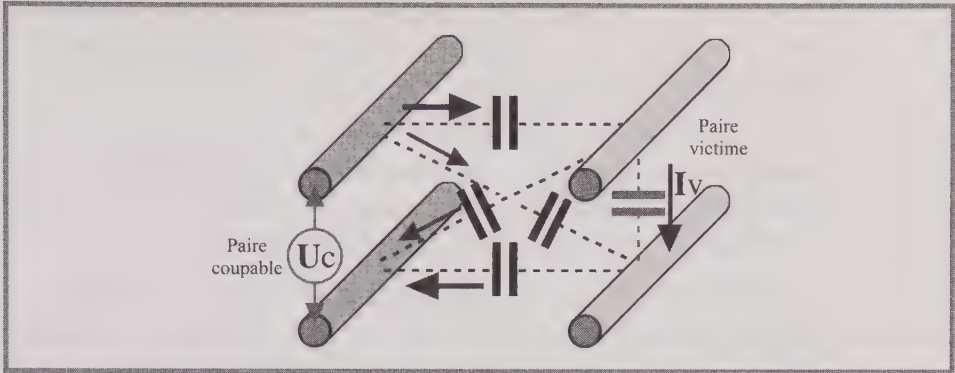


Figure 1.36 – Principe de la diaphonie capacitive en mode différentiel.

Le pire des cas géométriques est 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 tension de 1 V à front raide peut induire une tension dans le conducteur voisin de 0,8 V. Si un fil sur deux est connecté au 0 V des deux côtés, la diaphonie maximale chute à 8 % environ.

Ce phénomène dure un aller-retour du signal transmis dans la nappe, soit $2T \approx 11$ ns par mètre de nappe. Pour un front de montée t_m long, le coefficient réducteur en temps est le même qu’en diaphonie inductive : $R = 2T/t_m$.

Application 1.13 : diaphonie en MD dans un câble en nappe bien utilisé

Un câble en nappe de 50 cm a un conducteur sur deux connecté au 0 V. Les signaux transmis ont une amplitude de 3 V. Leur temps de montée est de 3 ns. Quelles sont l’amplitude et la durée du signal de diaphonie sur le conducteur voisin d’un conducteur source (séparé par un fil de 0 V) ?

Solution

Dans tous les cas, la diaphonie dure $2T$, le temps de propagation aller-retour d’un signal sur le câble de 0,5 m avec un retard aller-retour de 11 ns/m.

$$2T = 11 \times 0,5 \approx 6 \text{ ns}$$

Puisque le temps de montée est inférieur à $2T$, il n’y a pas de coefficient réducteur en temps ($R = 1$). La diaphonie est maximale : 8 % ($D_{\max} = 0,08$).

$$U_v = D_{\max} U_c = 0,08 \times 3 = 0,24 \text{ V}$$

Le signal de diaphonie maximal (sous impédance infinie) est donc voisin de 0,3 V et dure 6 ns. Un tel parasite est trop faible pour causer à lui seul un dysfonctionnement.

Nos remarques concernant la diaphonie inductive dans les torons aléatoires, les câbles en nappe en paires torsadées « S-Z », les câbles distincts même voisins, etc. restent valides en diaphonie capacitive.

Réduire la diaphonie capacitive BF en mode différentiel par un écran rendu conducteur par aluminage est efficace car le champ électrique ne traverse pas les feuillards conducteurs, même très minces. Il est possible de blinder soit la paire coupable, soit la paire victime, soit, mieux encore, les deux.

La diaphonie capacitive de mode différentiel n'est gênante aux fréquences basses que pour les circuits à haute impédance pour lesquels les courants (donc les champs H) sont beaucoup plus faibles que les tensions (donc les champs E).

Retenons en résumé que la diaphonie capacitive de mode différentiel, contrairement à l'inductive, est facile à réduire par un écran, même médiocre. Elle est éventuellement un des (petits) problèmes de conception mais n'est certainement pas une difficulté majeure lors du câblage et de l'installation des équipements.

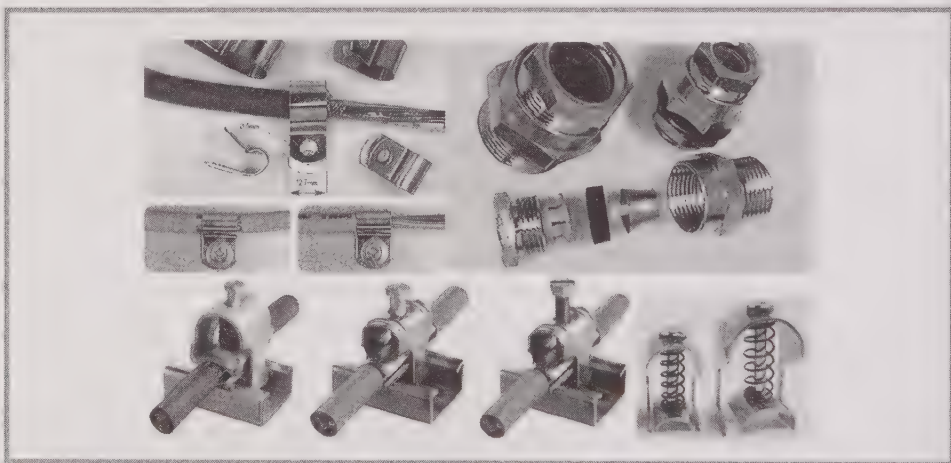


Figure 1.37 – Composants industriels de reprise d'écrans de câbles.

■ Diaphonie capacitive de mode commun

Dans ce deuxième cas, le champ électrique est généré par la tension de mode commun entre un câble et la masse. Le courant parasite est 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 %. Quand la hauteur h par rapport au plan de masse devient inférieure à l'éloignement e des câbles, la diaphonie décroît comme le carré du

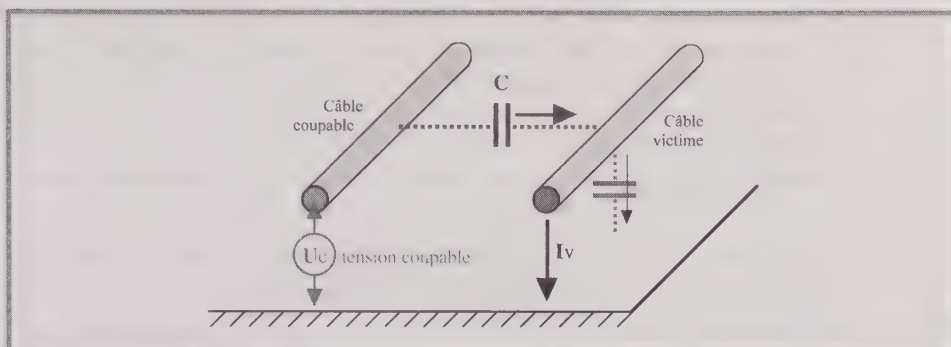


Figure 1.38 - Principe de la diaphonie capacitive en MC.

rapport h/e . Le coefficient réducteur en temps pour les temps de transition t_m plus longs que la durée aller-retour du courant coupable vaut : $R = 2T/t_m$. En mode commun, prendre $2T = 7$ ns par mètre de longueur.

Application 1.14 : diaphonie de mode commun en basse fréquence

Deux câbles terminés par des isollements galvaniques sont posés sur une dalle de béton où ils cheminent en parallèle sur une longueur de 3 m. Les fers à béton de la dalle sont situés à $h = 15$ cm sous les câbles. Un des câbles collecte une tension en MC de 2 000 V avec un temps de montée de $1,2 \mu s$. Quelle est la tension induite en mode commun sur l'autre câble distant de $e = 10$ cm ?

Même question si les câbles sont éloignés de 50 cm.

Solution

La durée aller-retour d'un signal de mode commun sur 3 m vaut :

$$2T = 3 \times 7 = 21 \text{ ns}$$

Puisque la durée du front de courant est supérieure à cette valeur, la diaphonie bénéficie de l'effet réducteur en temps de $R = 2T/t_m$:

$$R = 21 / 1\,200 = 0,0175$$

Dans le premier cas, puisque $e = 10 \text{ cm} < h = 15 \text{ cm}$, la diaphonie géométrique est maximale, soit 50 % : $D_{\max} = 0,5$.

La tension crête collectée par le câble victime est donc :

$$U = U_c D_{\max} R = 2\,000 \times 0,5 \times 0,0175 = 18 \text{ V}$$

La diaphonie pour des perturbations lentes est faible, même en mode commun.

Dans le second cas, $e > h$, le nouveau coefficient réducteur géométrique vaut :

$$D_{\max} = (h/e)^2 = (0,15/0,5)^2 = 0,09$$

La tension induite sur le câble victime vaut donc :

$$U = U_c D_{\max} R = 2\,000 \times 0,09 \times 0,0175 = 3,2 \text{ V}$$

Cette impulsion brève de MC est tolérable par toute électronique. Si l'impédance en mode commun du câble victime n'est pas très grande, la perturbation collectée est encore plus faible. La diaphonie entre câbles est surtout à craindre lorsque les temps de transition sont brefs, disons inférieur à 30 ns, ce qui correspond à une fréquence équivalente supérieure à 10 MHz.

Tous les conseils sur la géométrie et l'éloignement donnés au paragraphe 5 sur la diaphonie inductive restent valables ici. Nous conseillons de séparer dans des goulottes distinctes les câbles de mesure (surtout les signaux analogiques bas niveau) de tous les autres câbles. C'est une précaution simple lors de l'installation des systèmes électroniques, mais presque impossible en correction, et très efficace contre tous les couplages par diaphonie.

L'idéal serait, comme dans les centrales nucléaires, de séparer les câbles en trois grands groupes : énergie, contrôle-commande et signaux. Nous suggérons de choisir si possible, à l'installation d'un nouveau système, des couleurs d'isolants différentes selon la nature des câbles (par exemple bleu : énergie; gris : contrôle-commande; blanc : mesure; brun : téléphone; vert : vidéo; rouge : sécurité; jaune : réseaux locaux, orange : alarmes). Une telle convention permet plus tard, d'un seul coup d'œil, de contrôler la ségrégation des câbles de natures différentes.

7 Couplage champ à fil

Ce phénomène physique est utilisé par les antennes d'automobiles pour convertir le champ radioélectrique en courant électrique conduit. Un champ électrique qui éclaire un conducteur y déplace un courant. 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 du courant y circule. La capacité électrique entre les extrémités du conducteur suffit à refermer les lignes de courant. Ce phénomène est ridiculement faible aux fréquences industrielles, mais il devient efficace à partir de la première fréquence de résonance, c'est-à-dire lorsque la longueur du fouet avoisine un quart de longueur d'onde.

Le champ électrique BF est très instable. Pour le vérifier, il suffit d'écouter avec un autoradio, donc avec une antenne de champ E , une station en ondes longues (aux environs de 200 kHz : France Inter, RTL, Europe 1 ou RMC). Passer sous un pont ou entrer dans un parking couvert suffit à couper la réception, contrairement à un poste à transistor équipé d'une antenne en ferrite (utilisant le couplage champ H à boucle).

Le champ électrique HF est affecté de quantité de réflexions. Nous vivons dans un monde rempli de champs électromagnétiques, avec des ventres et des nœuds.

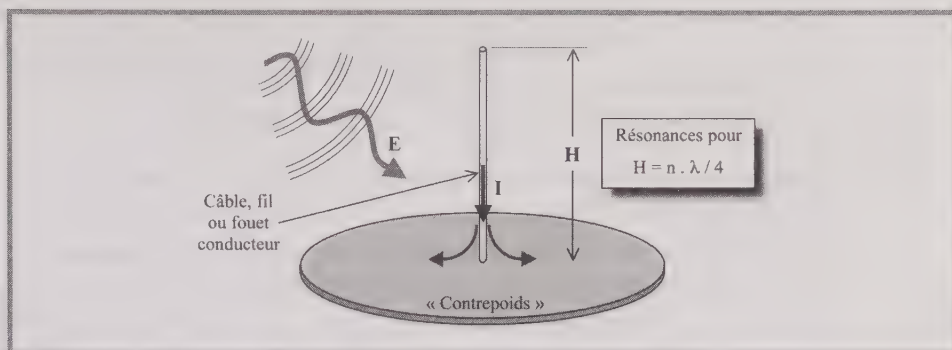


Figure 1.39 – Couplage champ à fil.

Il suffit pour s'en convaincre d'écouter en ville (en rase campagne, il y a moins de champs réfléchis), en voiture, une radio locale en limite de portée. À l'arrêt, il est possible que la réception s'évanouisse. Il suffit alors de déplacer le véhicule de quelques décimètres pour retrouver un niveau de champ suffisant.

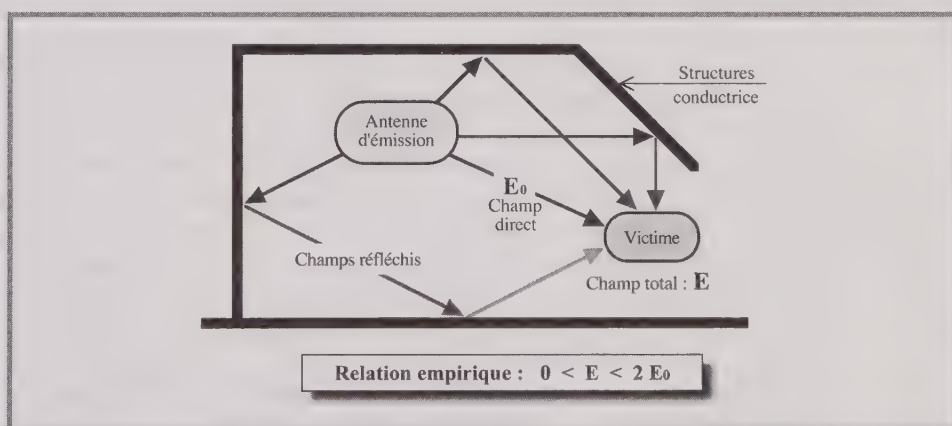


Figure 1.40 – Réflexions multiples des champs électromagnétiques.

La cause de ce phénomène est le magma de réflexions multiples contre les immeubles et les autres obstacles électromagnétiques. Par exemple, un radioreveil accordé sur une station faible en FM est sensible au déplacement des personnes dans la pièce. Ce réseau d'ondes stationnaires possède des « zéros » parfois 30 fois plus faibles que le niveau normal. La distance entre deux « zéros » avoisine une demi-longueur d'onde (soit 1,5 m dans la plage des 100 MHz). Le champ HF n'est atténué de façon 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 sur une paire est si faible qu'il n'est pratiquement pas 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 induit est le plus important. Théoriquement, si le champ électrique était perpendiculaire au câble, aucun courant de mode commun n'y serait induit. C'est évidemment difficile à garantir, puisque les champs réfléchis sont dépolarisés. Bien que les émetteurs radio utilisent souvent des antennes à polarisation rectiligne, les champs, après de multiples réflexions, deviennent elliptiques.

En radio, on exploite ce phénomène par la diversité d'antennes : le récepteur choisit automatiquement la meilleure de ses deux antennes. On améliore encore ce principe par la diversité de polarisation, grâce à deux antennes orthogonales. Le gain permis par cette méthode peut dépasser 10 dB.

■ Couplage champ à fil en BF

Le modèle le plus simple pour mettre en équation est de considérer une antenne fouet en BF au-dessus d'un plan de masse. Les résultats de ce modèle, excellents pour une antenne de voiture, restent satisfaisants pour un câble court devant la longueur d'onde et isolé à un bout. Par BF, il faut entendre ici toute fréquence inférieure à la moitié de la fréquence de résonance de l'antenne. Un fouet résonne en $\lambda/4$. Un fouet de 1 m par exemple résonne vers 72 MHz (un peu au-dessous de 75 MHz à cause d'un « facteur de raccourcissement » de quelques pour-cent). Le modèle BF est tout à fait valide jusqu'à 35 MHz ou 40 MHz.

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 (avec une erreur inférieure à un facteur 2), ce courant d'antenne se calcule par la relation :

$$I \approx \frac{EL^2}{100}$$

Avec :

I : courant collecté par le fouet, en ampères (A),

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

L : longueur du fouet conducteur, en mètres (m),

λ : longueur d'onde = $300/F$ (où F est exprimée en mégahertz), en mètres (m).

Application 1.15 : effet de la proximité d'un émetteur ondes longues

Un équipement électronique sensible, situé à 1 km d'un émetteur ondes longues de forte puissance, se trouve plongé dans un champ de 10 V/m (lire « 10 volts par mètre ») à la fréquence de 200 kHz. Quel est le courant collecté en mode commun par un câble de 3 m de long terminé par un capteur galvaniquement isolé ?

Solution

La longueur d'onde vaut $300/F$ (où F est exprimée en mégahertz) :

$$\lambda = 300/0,2 = 1\,500\text{ m}$$

Un câble galvaniquement isolé se comporte pratiquement comme un fouet de même longueur. Le courant collecté est donc voisin de $El^2/100\lambda$:

$$I = 10 \times 9 / (100 \times 1\,500) = 0,6\text{ mA}$$

Un courant de mode commun aussi faible, même permanent et modulé en amplitude, ne devrait perturber aucune électronique raisonnablement bien conçue.

Il est en outre très simple de se protéger contre le champ électrique BF. Un blindage de câble quelconque, même un vulgaire feuillard aluminium avec drain longitudinal, suffit à se protéger de façon efficace. Le raccordement de l'écran du câble à la masse peut n'être effectué que du seul côté réception sans nuire à son efficacité (ce qui n'est pas souhaitable en HF, voir le tome 3).

Un raccordement de l'écran directement au 0 V électronique au lieu du châssis donne lui aussi de bons résultats contre les champs électriques BF. Attention, une telle mise en œuvre est risquée en HF : il faudrait raccorder les écrans de protection à la masse du châssis. Un raccordement de l'écran d'un câble au 0 V n'est un moindre mal que si le circuit imprimé est en boîtier plastique (sans blindage), et si le 0 V est constitué d'un plan de cuivre non fendu (et non de pistes routées en doubles faces).

En conclusion, l'effet des champs radioélectriques BF est négligeable sur les cartes (hormis par un éventuel couplage carte à châssis car le champ E est alors considérable). Il est faible et facile à réduire sur les câbles. Puisque le champ E s'accroche sur le premier conducteur rencontré, tout environnement conducteur maillé fait office de cage de Faraday efficace aux fréquences basses, c'est-à-dire lorsque les longueurs d'onde sont longues. Le champ E à basses fréquences n'est pas une menace sérieuse pour les équipements électroniques.

■ 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 relation :

$$I = \frac{E\lambda}{240}$$

Avec :

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

E : champ électrique (en absence du câble), en volts par mètre (V/m),

λ : longueur d'onde = $300/F$ (où F est exprimée en mégahertz), en mètres (m).

Application 1.16 : courant collecté par un câble en HF

Un câble long (> 1 m) est illuminé par une radio locale par un champ de 8 V/m à 100 MHz. Quel est le courant de mode commun induit sur le câble ?

Solution

$$I = E\lambda/240 = 8 \times 3/240 = 100 \text{ mA}$$

Si ce courant était impulsionnel, il n'aurait pratiquement pas d'effet mais, puisqu'il est permanent, un dysfonctionnement d'électroniques bas niveau mal filtrées ou mal blindées est à craindre. Tout champ supérieur à 1 V/m peut provoquer des défauts de fonctionnement de circuits analogiques. Seuls des équipements bien conçus peuvent fonctionner normalement sous un champ de plus de 10 V/m à toutes les fréquences.

Il n'y a que deux méthodes de réduction du couplage champ à câble en HF : les effets réducteurs et les blindages globaux.

On bénéficie d'un effet réducteur en plaquant, de bout en bout, le câble victime contre un conducteur de masse. Les effets réducteurs sont économiques mais ils nécessitent d'autant plus de soin en HF que les longueurs d'onde sont courtes. Ils sont en outre peu efficaces pour des équipements en boîtiers isolants. Nous étudierons en détail les effets réducteurs dans le tome 2.

Les blindages globaux, c'est-à-dire la faradisation des locaux, sont très coûteux. Une alternative intéressante à la conception des sites est la protection répartie (ou étagée) qui utilise plusieurs enveloppes gigognes apportant chacune une contribution au blindage (murs en béton armé par exemple). Une variante est d'enterrer assez profondément les locaux à protéger : l'absorption naturelle du sol (plusieurs mètres de terre sont nécessaires) permet d'atteindre des atténuations significatives et sans risque de dégradation.

On préfère généralement tolérer la collecte de courants de mode commun par les câbles puis écouler ces courants à la masse du châssis en entrée de chaque équipement.

Deux méthodes sont efficaces : blinder les câbles avec reprise périphérique de leurs écrans de chaque côté à la **tôle de référence de potentiel (TRP)** de chaque équipement, ou filtrer chaque conducteur en traversée de paroi à la masse mécanique. Une troisième méthode, moins efficace que les précédentes mais facile à poser après coup, est d'ajouter un tore de ferrite sur les câbles vulnérables en immunité ou bruyant en émission.

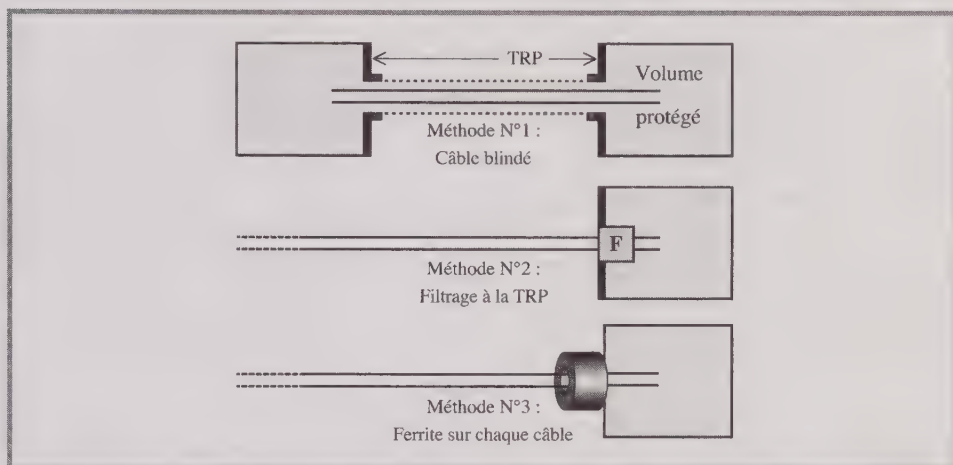


Figure 1.41 - Les trois méthodes de protection contre le mode commun HF.

Retenons que le couplage champ à câble est critique dans la gamme des ondes métriques, soit de 30 MHz à 300 MHz. La raison en est simple : l'énergie collectée par un câble de longueur L est maximale à sa première fréquence de résonance (quand $L = \lambda/4$ pour un fouet, ou quand $L = \lambda/2$ pour un câble connecté à la masse aux deux bouts). Par ailleurs, les effets réducteurs des masses diminuent au-delà de 30 MHz. Il est fréquent de constater une immunité minimale, et une émission maximale, d'un système électronique dans la bande VHF.

Retenons enfin que les cartes électroniques sont, par chance, de très mauvaises antennes de collecte du champ électrique au-dessous de la bande décimétrique (UHF). En pratique, seuls les câbles nous préoccupent à coup sûr. Pour blinder ou pour filtrer correctement un câble, on a besoin d'une tôle de référence de potentiel (TRP) en entrée de chaque équipement.

Les enveloppes conductrices habituelles (baies, racks, tiroirs, bacs, châssis, coffrets) constituent presque toujours un écran suffisant (bien que souvent modeste) contre le couplage des champs électriques externes sur les cartes.

En résumé, les champs radioélectriques n'ont qu'un effet direct négligeable sur les composants. Ces champs sont vus, après couplage sur les conducteurs (câbles et nappes en particulier), sous forme de perturbations conduites en mode commun qu'il convient de filtrer. Il est donc raisonnable de chercher à se protéger contre

des champs HF par l'utilisation de protections en conduction. Des filtres passe-bas bien installés (c'est-à-dire référencés à la tôle sans trop d'inductance parasite) présentent une protection efficace contre les perturbations HF rayonnées.

8 Couplage champ à boucle

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

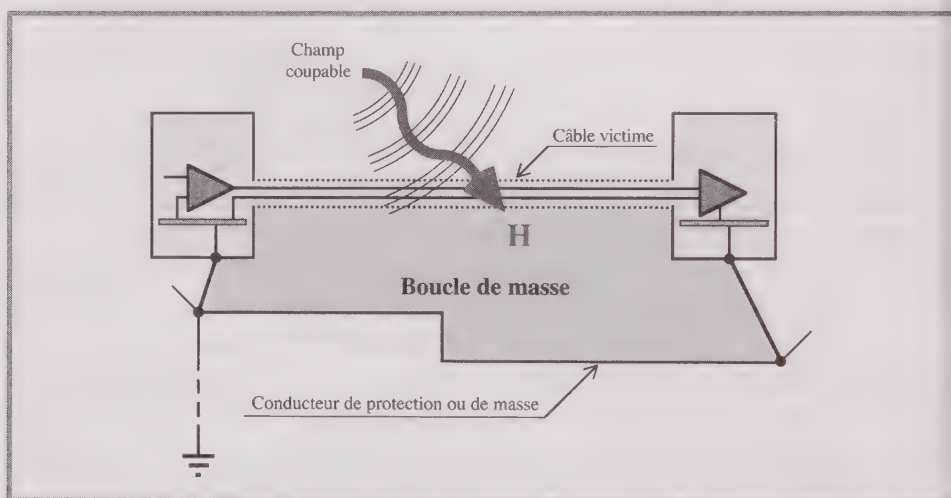


Figure 1.42 - Couplage champ à boucle de masse.

Le champ magnétique BF est très stable. Il suffit pour s'en convaincre d'essayer de réduire le champ de fuite d'un transformateur secteur. L'effet est difficilement supérieur à un facteur 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.

■ De la beauté des champs électromagnétiques...

Ce paragraphe discute de l'agencement des champs E et H . Il n'est pas indispensable à la résolution des problèmes de CEM. Nous avons toutefois jugé bon de discuter d'un aspect bien peu intuitif et souvent confus en allant droit à l'essentiel. Le

lecteur qui souhaite ne trouver dans ce petit ouvrage que des conseils pratiques (avec leurs limites de validité tout de même) peut directement passer au paragraphe suivant.

Le champ magnétique HF est, en espace libre, proportionnel au champ électrique. Pour des raisons que l'on pourrait justifier par deux pages de calculs à partir des équations de Maxwell intégrées sur un élément de courant ou sur une petite spire en champ libre, les champs E et H deviennent proportionnels lorsque l'on s'éloigne à plus de $\lambda/2\pi$ de la source. On dit alors que ces champs sont *couplés*.

On définit Z_c , l'impédance du champ, par le rapport E/H . Lorsque les champs sont couplés, $Z_c = 377$. Puisque E s'exprime en volts par mètre (V/m) et H en ampères par mètre (A/m), le rapport E/H s'exprime en ohms (Ω). Cette impédance intrinsèque du vide vaut $(\mu_0/\epsilon_0)^{1/2}$, soit $376,73 \Omega$ dans notre système d'unités. Cette valeur est très proche de 120π .

Remarquons que μ_0 s'appelle *perméabilité magnétique du vide* (exactement égale à celle de l'air) et vaut $4\pi 10^{-7}$ H/m. Cette grandeur, ayant la dimension d'une inductance linéique, est très voisine de l'inductance linéique d'un conducteur rectiligne ($1 \mu\text{H/m}$ environ).

Remarquons de façon duale que ϵ_0 s'appelle *permittivité diélectrique du vide* (très voisine de celle de l'air) et vaut $8,854 \text{ pF/m}$. Cette grandeur, ayant la dimension d'une capacité linéique, est très voisine de la capacité linéique d'un conducteur rectiligne par rapport à la terre (10 pF/m environ).

Les équations (et les mesures !) montrent que pour être certain en champ libre que les champs E et H soient couplés, c'est-à-dire dans un rapport de 377Ω , il convient de s'éloigner d'au moins un sixième de longueur d'onde de la source (mathématiquement $\lambda/2\pi$). On dit que l'on est alors *en champ lointain*. À fréquence constante, on passe de champ proche en champ lointain en s'éloignant de l'antenne d'émission.

À une distance de mesure donnée (1 m pour les normes CEM militaires par exemple), on passe de champ proche en champ lointain en augmentant la fréquence mesurée. La fréquence à partir de laquelle E et H sont couplés à 1 m est de 48 MHz. Voilà pourquoi les normes CEM militaires ne parlent plus que de champ électrique au-delà de 30 MHz : si l'on connaît E , on connaît aussi H puisque les champs sont pratiquement couplés.

Certains parlent d'*onde plane* comme synonyme de *champ lointain*. Cela n'est vrai que si l'antenne d'émission est petite devant la longueur d'onde. Ce n'est pas le cas des antennes à gain, dont les réseaux d'antennes et les paraboles. Pour les antennes de grande dimension D (disons $D > \lambda/4$), les champs E et H sont couplés dès $\lambda/2\pi$ de n'importe quel point, mais la directivité de l'antenne, c'est-à-dire la direction privilégiée du rayonnement et la formation du *plan d'onde* (ou *plan de phase*), ne peut être mesurée qu'au-delà de la distance $2D^2/\lambda$. Cette région est appelée *zone de Fraunhofer*.

À courte distance de l'antenne (à $R < 2D^2/\lambda$, c'est-à-dire en zone de Fresnel), l'amplitude du champ varie peu avec la distance dans la direction du lobe principal, en tout cas moins vite qu'en $1/R$. C'est en zone de Fresnel que les diverses sources élémentaires de l'antenne « s'arrangent » en phase. Dans les autres directions, le champ s'évanouit par phénomène d'interférences destructrices.

Application 1.17 : distances de couplage des champs et de formation du plan d'onde

Quelle est la distance de couplage D_C entre E et H , ainsi que la distance de formation du plan de phase D_p pour une antenne radar à 3 GHz de 5 m de diamètre ?

Même question pour le rayonnement d'une baie de 2 m de haut mesurée en champ libre à la fréquence de 100 MHz.

Solution

Pour l'antenne radar, à 3 GHz : $\lambda = 300/F$ (où F est exprimée en mégahertz).

Donc $\lambda = 300/3\,000 = 0,1 = 10$ cm.

Distance de couplage de E et H : $D_C = \lambda/2\pi$.

Donc $D_C = 10/6,28 = 1,6$ cm de chaque source.

Distance de formation d'une onde plane : $D_p = 2D^2/\lambda$.

Donc $D_p = 2 \times 25/0,1 = 500$ m.

Nous voyons que les deux notions sont très différentes ! Dans la zone comprise entre 2 cm et 500 m, les champs décroissent peu dans la direction du lobe principal et s'évanouissent dans les autres directions. Ce n'est qu'au-delà de 500 m, en zone de Fraunhofer, que les champs décroissent enfin en $1/R$.

Pour la baie de 2 m de haut, à 100 MHz : $\lambda = 3$ m.

Distance de couplage des champs E et H : $D_C = \lambda/2\pi$.

Donc : $D_C = 3/6,28 \approx 50$ cm de chaque point.

Attention : à cause du plan de sol conducteur, l'image électrique de la baie se « reflète » et l'antenne la voit comme une structure deux fois plus haute donc $D = 4$ m.

Ainsi, $D_p = 2 \times 4^2/3 \approx 11$ m.

Même dans ce cas, ces deux notions sont nettement différentes.

La *puissance surfacique* transportée par une onde, en watts par mètre carré, est égale au produit (vectoriel) du champ E par le champ H . De brillants penseurs ont démontré qu'une onde plane ne pouvait pas exister : puisqu'un plan a une surface infinie, si la densité de puissance $E \times H$ n'était pas nulle, la puissance totale transportée par l'onde serait infinie. Or l'univers est d'énergie finie, donc seules des ondes planes d'amplitude nulle peuvent exister : les ondes réelles sont sphériques et non planes ! Mieux vaut en sourire.

Des obstacles peuvent absorber et réfléchir une partie de l'énergie rayonnée. Des ondes stationnaires vont donc se produire. Un ventre de champ électrique correspond nécessairement à un nœud de champ magnétique, et réciproquement. L'impédance du champ s'éloigne alors de 377Ω . Dans une cage de Faraday imparfaitement amortie ou semi-anéchoïque (avec réflexion sur le sol), ce phénomène est inévitable.

■ Effet du champ magnétique dans une petite boucle

Le **flux d'induction magnétique**, ou plus simplement « **flux magnétique** » dans un circuit, noté φ , 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 , que l'on appelait naguère *densité de flux magnétique*, se compte en teslas (T). Dans l'air, B est égal au produit du champ magnétique H (en ampères par mètre, A/m) par $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m.

Enfin, Lenz a trouvé que la tension induite dans une petite boucle est égale à la dérivée dans le temps du flux d'induction magnétique qui la traverse. Par « petite » boucle, il faut entendre une boucle dont la plus grande dimension reste inférieure à $\lambda/4$. Ainsi, pour un angle d'incidence orthogonal, la tension induite dans une boucle d'une seule spire vaut dans l'air :

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

ou encore :

$$U = 2\pi FS\mu_0 H$$

Avec :

U : tension induite dans la boucle, en volts (V),

S : surface de la boucle, en mètres carrés (m^2),

μ_0 : self linéique de l'air $= 4\pi 10^{-7}$ H/m,

ΔH : amplitude crête à crête du champ H , en ampères par mètre (A/m),

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

F : fréquence du champ magnétique, en hertz (Hz),

H : champ magnétique, en ampères par mètre (A/m).

Application 1.18 : effet rayonné par une décharge électrostatique

Une décharge électrostatique indirecte (15 A à une distance de 30 cm) rayonne un champ magnétique de 8 A/m. Sachant que le temps de montée du champ est de 1 ns, quelle est la tension induite par centimètre carré de boucle ?

Solution

Si la plus grande dimension de la boucle est inférieure à la distance parcourue par le champ durant le temps de montée (ici 30 cm, puisque $\Delta t = 1$ ns), on peut appliquer directement la relation : $U = S\mu_0\Delta H/\Delta t$.

Prenons $S = 1$ cm², soit $S = 10^{-4}$ m².

Alors, $U = 10^{-4} \times 4\pi \times 10^{-7} \times 8/10^{-9} = 1$ V.

On conçoit qu'avec un tel niveau d'agression il faille limiter la surface des boucles de câblage au strict minimum. Une alternative est de réduire le champ par un écran.

Un écran contre le champ magnétique est difficile à réaliser. Nous pouvons déjà donner une règle universelle : tout conducteur de retour doit être routé aussi près que possible du conducteur aller. Cette règle s'applique absolument à tout type de signal : analogique bas niveau, numérique, tout-ou-rien, alimentation, vidéo, téléphone, contrôle-commande, puissance, etc. Seul un risque de claquage diélectrique peut limiter l'universalité de cette règle.

Premier corollaire : seules les cartes avec un plan de 0 V seront à coup sûr robustes en champ magnétique, puisque la surface de la boucle entre une piste et son retour (le plan de cuivre) n'excède guère 1 cm².

Second corollaire : il est plus pénalisant en mode commun d'utiliser des cartes avec des accès de câbles sur deux côtés opposés que des cartes où tous les connecteurs sont groupés les uns près des autres, d'un même côté. Rapprocher les câbles réduit à la fois les surfaces des boucles collectrices du champ et le couplage par impédance commune sur la carte. Les équipements avec points d'accès aux cartes éloignés sur deux côtés opposés sont souvent fragiles. Pour la même raison, il n'est pas souhaitable d'entrer dans un coffret en des points éloignés.

Il n'est possible d'éloigner sans risque des points d'entrée d'un équipement qu'à deux conditions :

- l'équipement est correctement blindé de manière à laisser circuler les courants sur le châssis et non à travers les circuits internes;
- écouler les courants à ce châssis soit par des câbles blindés (avec de bons connecteurs), soit par des filtres montés en traversée de paroi (ou presque).

■ Couplage champ boucle en HF

Le modèle simple de Lenz ne s'applique qu'aux boucles de longueur inférieures au quart de la longueur d'onde. Au-delà de cette longueur, la tension collectée ne croît plus avec la fréquence, elle « sature ». Attention, le couplage reste linéaire : ne pas confondre une saturation (qui conserve les sinusoïdes) avec un écrêtage

(qui déforme les sinusoïdes). En fait, la tension induite dans une boucle longue passe par des minima (pratiquement zéro) et des maxima qui valent :

$$U = 600eH$$

Avec :

U : tension maximale collectée par la boucle, en volts (V),

e : éloignement entre conducteurs aller et retour $< \lambda/4$, en mètres (m),

H : champ magnétique, en ampères par mètre (A/m).

La tension maximale est toujours proportionnelle au champ et à l'éloignement des conducteurs, mais elle devient indépendante de la fréquence et de la longueur de la boucle. Dans tous les cas, la simplification du pire des cas présume que la direction incidente est défavorable.

Application 1.19 : tension induite par l'explosion d'une bombe atomique

Si une bombe atomique explosait à plus de 50 km d'altitude, une impulsion en onde plane de 50 kV/m crête pourrait être rayonnée (phénomène IEMN). L'onde Bell, qui retient l'enveloppe des impulsions, définit une durée à mi-hauteur de 200 ns, alors que l'onde CEI, qui se contente du pire des cas définit une durée à mi-hauteur de 60 ns. Ce champ illumine une ligne téléphonique de quelques centaines de mètres de long suspendue à 6 m au-dessus du sol. Quelle serait la tension crête en mode commun, c'est-à-dire entre les fils et le sol, en bout de ligne ?

Solution

60 ns correspondent à une longueur de 20 m. Nous sommes donc dans un cas de saturation en longueur mais pas en hauteur.

L'onde est plane, donc : $H = E/377$.

Soit $H = 50\,000/377 = 133$ A/m.

Nous supposons que le sol est suffisamment conducteur pour que l'épaisseur de pénétration des lignes de courant dans le sol soit négligeable devant la hauteur de 6 m (sinon l'agression pourrait encore être un peu supérieure).

Ainsi, $U = 600eH = 600 \times 6 \times 133 = 480$ kV.

Un code de calcul qui prendrait en compte les angles d'incidence φ et θ de l'onde par rapport à la ligne, la position du nord magnétique, la résistivité moyenne ρ du sol, le diamètre et la nature du conducteur, le re-rayonnement du courant collecté, etc. (pas tout à la fois, ne rêvons pas...) donnerait sans doute un résultat un peu plus précis. Mais si l'écart avec notre calcul dépassait un facteur 3, le nôtre serait sans doute le meilleur ! Un code de calcul c'est très bien, mais un spécialiste commence toujours par une estimation qui servira au contrôle de la crédibilité des résultats. En CEM, les ordres de grandeur sont indispensables.

Le problème du couplage champ à câble, en champ magnétique comme en champ électrique (mais faut-il s'en étonner puisqu'ils sont couplés ?) est la collecte en mode commun, c'est-à-dire l'induction dans la grande boucle entre le câble et le sol ou le plan de masse.

■ Couplage champ boucle aux hyperfréquences

Le modèle simple donné précédemment ne s'applique qu'aux conducteurs éloignés de moins d'un quart de longueur d'onde. Au-delà de cette distance, la tension collectée devient indépendante de l'éloignement et décroît avec la fréquence. En fait, la tension passe par des minima (pratiquement zéro) et des maxima qui valent :

$$U = 150 \lambda H$$

ou encore :

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

Avec :

U : tension maximale collectée, en volts (V),

λ : longueur d'onde, en mètres (m),

H : champ magnétique, en ampères par mètre (A/m),

E : champ électrique, en volts par mètre (V/m).

La tension reste proportionnelle au champ (le couplage reste linéaire), mais elle devient indépendante de la géométrie des conducteurs (de la longueur et de la largeur de la boucle), et elle décroît linéairement avec la fréquence.

Application 1.20 : tension induite dans un four à micro-ondes

Pour vérifier par la pratique les affirmations de ce manuel, on pose une carte électronique sur le plateau d'un four à micro-ondes. Quelle est la tension induite dans les boucles de la carte sachant que le champ électrique à 2,45 GHz dans un four vide peut atteindre 10 kV/m (et plus de 1 000 V/m dans un four chargé) ?

Solution

$$\lambda = 300/F \text{ (où } F \text{ est exprimée en mégahertz)}$$

$$\text{Soit } \lambda = 300/2\,450 = 12 \text{ cm.}$$

Ainsi, dans toute boucle de plus de 3 cm de côté, la tension peut être maximale :

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

$$\text{Soit } U = 0,4 \times 0,12 \times 10\,000 = 480 \text{ V.}$$

En quelques secondes (le temps mis par le magnétron à cracher sa puissance), la carte est cuite ! Si un lecteur osait effectuer la manipulation, nous lui conseillons de s'attendre à quelques surprises, et de se boucher le nez !

Dans un four à micro-ondes, une ampoule à incandescence grillée se rallume quelques secondes (le temps mis par le filament pour fondre à nouveau). Ne pas placer une ampoule avec un réflecteur aluminé : la densité de courant sublime la fine pellicule d'aluminium, des amorçages se produisent et l'ampoule se brise.

Un fusible de 10 A en série avec un fil (au moins une pince crocodile de part et d'autre) rougit et fond. Le courant induit ne dépasse pourtant pas 5 A mais, à cause de l'effet de peau, ce courant à 2,45 GHz suffit à faire fondre un fusible de 16 A.

Application 1.21 : sécurité des personnes exposées aux champs radioélectriques

Pour ne pas cuire les opérateurs exposés à un champ électromagnétique (E et H couplés), on souhaite limiter la puissance surfacique à 10 W/m^2 . Quel champ E_{max} est-il souhaitable de ne pas dépasser ?

Solution

La densité surfacique de puissance (autre nom de la puissance surfacique) transportée par une onde est le produit $E \times H$. Elle s'exprime en watts par mètre carré (W/m^2). Puisque, en champs couplés, $H = E/377$, nous pouvons écrire :

$$E \times H = E^2/377 \leq 10 \text{ Wm}^{-2}$$

d'où $E_{\text{max}} = (3\,770)^{1/2} \approx 60 \text{ V/m}$.

Nous conseillons même de ne pas dépasser 30 V/m à la fréquence où le corps humain résonne en quart d'onde, c'est-à-dire entre 30 MHz et 300 MHz . À sa fréquence de résonance, la surface effective (la surface interceptant la même puissance) du corps humain est très supérieure à la surface optique. La surface effective d'un fouet à la résonance est celle d'un carré dont le côté mesure un quart de longueur d'onde. Ainsi, un géant de 2 m présente à la résonance une surface équivalente de 4 m^2 .

En champ magnétique BF, ce sont les obèses qui sont les plus exposés (la densité de courant dans les tissus augmente comme le diamètre exposé), alors qu'en VHF ce sont les grands maigres (la puissance est absorbée dans une plus petite masse) !

Un être humain est le plus sensible aux champs dans la même gamme de fréquences que les électroniques habituelles, mais avec des constantes de temps plus longues : l'exposition jusqu'à 10 GHz se compte durant une période de 6 min . Il est préférable de subir un champ impulsif de 50 kV/m durant $10 \mu\text{s}$ qu'un champ de 100 V/m durant 1 min . Enfin, méfions-nous des champs modulés en amplitude par de la BF. Selon les individus, un champ HF modulé à très basses

fréquences peut donner mal à la tête. Une modulation d'amplitude à quelques hertz est peut-être plus gênante qu'à 1 kHz.

En conclusion, les effets des champs E et H en HF sont superposés. De toute façon, aux fréquences élevées, E est toujours égal à $377H$. Il est ainsi impossible de dissocier l'un de l'autre, ou de se protéger contre l'un sans se protéger aussi contre l'autre.

Le calcul de la tension induite dans le pire cas par une onde électromagnétique, de composante électrique E , dans une boucle de longueur L et de hauteur D est facile à calculer. Il suffit de retenir le plus faible des trois résultats suivants :

- si L et $D < \lambda/4$: $U_{1\max} = 6,28LDE/\lambda$;
- si $L > \lambda/4$ et $D < \lambda/4$: $U_{2\max} = 1,57DE$;
- si L et $D > \lambda/4$: $U_{3\max} = 0,4E\lambda$.

■ Retenons que les couplages...

Réduire les couplages entre sources de parasites et circuits victimes est souvent la meilleure façon de résoudre les problèmes sur site. C'est plus sûr 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, qu'elle est efficace et qu'elle est gratuite.

À cause du couplage par impédance commune, aucune carte ne supporte beaucoup de courant de mode commun. Il convient de dériver les courants de MC (inévitables en HF) des câbles sur la tôle de référence de potentiel de chaque équipement. On peut 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 problème n'est pas trop sévère.

À 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 protège mal à lui seul 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 courants forts.

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

La diaphonie HF à l'installation, sauf en cas de mélange dans le même câble (ou même 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 dissymétrique et non galvaniquement isolée. Il est excellent de travailler en BF en paires symétriques torsadées.

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

Enfin, devant quelque difficulté en CEM que ce soit, il importe de déterminer lequel (ou lesquels) des couplages ci-dessus est (ou sont) en cause. La maîtrise raisonnable des ordres de grandeur nous semble être la meilleure des assurances d'efficacité, plus importante même que l'expérience.

En plus de 25 années d'activité à plein temps en CEM, nous n'avons presque jamais eu besoin d'outils mathématiques plus élaborés que :

- les quelques relations données ci-dessus, avec une calculatrice scientifique;
- un logiciel de simulation de circuits (sur Mac, nous utilisons « Mi-Sugar », une interface graphique de SPICE, écrite par Berk Özer);
- un tableur avec une bonne interface graphique (Excel).

Par ailleurs, les plus grosses difficultés rencontrées ne sont jamais d'ordre théorique. Les maths sont admirables, certes, mais un peu de bon sens pratique est sûrement plus utile à la maîtrise de la CEM.

LES SOURCES DE PERTURBATIONS

Tout bon stratège n'accepte de se battre qu'après avoir évalué les forces et faiblesses de l'adversaire. La chasse aux perturbations ne devrait pas faire exception à la règle. Analysons les caractéristiques des divers agresseurs.

Nous ne nous intéresserons qu'aux sources de perturbations électromagnétiques qui peuvent nuire au bon fonctionnement des électroniques. Nous n'étudierons pas ici les sources de pollution du spectre radioélectrique qui ne brouillent que la réception hertzienne : bruits solaire et galactique, effet couronne des lignes haute tension, rayonnement d'allumage des moteurs à explosion, fuites des fours à micro-ondes, rayonnements des appareils de traitement de l'information, etc.

Nous proposons trois critères d'analyse des diverses sources en fonction de la nature des perturbations émises. On peut classer les perturbations selon leur contenu en fréquences, leur support de transmission et leur durée. Nous considérerons ainsi les trois aspects des perturbations électromagnétiques.

- **Le contenu fréquentiel**

- Les **perturbations BF**. Elles peuvent être habituellement évitées par les installateurs, sans difficulté majeure.
- Les **perturbations HF**. Elles nécessitent une remise en cause d'un bon nombre d'idées reçues et de règles de l'art, trop souvent mal comprises.

- **Le support de propagation**

- Les **perturbations conduites** par des conducteurs. Elles sont caractérisées par leur courant et leur tension.
- Les **perturbations rayonnées** dans l'air. Elles sont caractérisées par leurs champs électrique et magnétique.

- **La durée (ou la nature temporelle)**

- Les **perturbations permanentes** ou entretenues. Elles brulent principalement les circuits analogiques.
- Les **perturbations transitoires**. Elles « plantent » surtout les circuits numériques.

Le lecteur qui rencontrera une source que nous n'avons pas étudiée est invité à procéder à une analyse conforme à la méthode proposée. La réponse aux trois questions suivantes devrait aussi toujours précéder une analyse quantitative :

- La perturbation est-elle BF ou HF ?
- La propagation est-elle conduite ou rayonnée ?
- Le phénomène est-il impulsionnel ou entretenu ?

En cas de perturbation à la fois conduite et rayonnée, la foudre par exemple, il convient d'évaluer à la fois les couplages en conduction et en rayonnement. Analysons selon cette méthode simple les sources de perturbations électromagnétiques les plus courantes.

Nous ne prétendons pas faire l'inventaire exhaustif de toutes les sources de perturbations qui peuvent exister. Nous avons toutefois recensé les causes de dysfonctionnement les plus fréquentes. Le mot *parasite* dans le petit monde de la CEM est considéré comme vulgaire alors que *perturbation électromagnétique* fait « pro ». Nous utiliserons indifféremment l'une ou l'autre de ces expressions.

Un quatrième type de classement est parfois proposé : la source est-elle interne ou externe au système (perturbation intrasystème ou intersystème) ? Cette distinction nous semble secondaire pour l'installateur dont le seul problème est de trouver un moyen de faire fonctionner correctement le système, et non de répartir les responsabilités.

Après l'analyse, des mesures peuvent être envisagées. Mesurer des perturbations de très forte amplitude, à très haute fréquence ou fugitives n'est pas élémentaire et nécessite un matériel performant. Rien n'est plus navrant que des mesures longues, péniblement menées et manifestement fausses ! Beaucoup de mesures en CEM sont sans intérêt.

Il va de soi qu'une mesure n'est utile que si l'on sait en exploiter le résultat. Or l'interprétation d'un relevé n'est pas triviale pour celui qui ne dispose pas d'un retour d'expérience suffisant. Nous proposons à la fin de ce chapitre des ordres de grandeur nécessaires à l'analyse des mesures.

Toutes les mesures HF sont délicates, elles nécessitent du matériel performant, coûteux, fragile et lourd. Nous attendons qu'un Hercule ayant effectué des mesures au sommet d'un château d'eau avec un analyseur de spectre hyperfréquences, sa batterie, une valise d'antennes, leur pied et leurs câbles coaxiaux nous démente sur ce point. Ainsi, avant toute mesure en CEM, répondons à la question : à quoi bon ?

1 Perturbations à basses fréquences

Par *perturbations à basses fréquences*, nous entendons tous les types de parasites dont la gamme des fréquences significatives reste inférieure à 1 MHz environ. La fréquence de 1 MHz n'a rien d'absolu, elle n'est qu'une limite conventionnelle au-dessous de laquelle les phénomènes électriques se comportent de façon assez intuitive. Les phénomènes BF peuvent être analysés à partir de schémas électriques équivalents simples et habituels : résistances, inductances, mutuelles et capacités. Les mesures en BF sont simples et bien reproductibles.

Comment justifier la limite de 1 MHz ? Jusqu'au mégahertz, les amplificateurs se comportent comme on s'y attend, avec peu de détection d'enveloppe (voir chapitre 3). Les couplages en rayonnement ne sont pas encore très sévères, les isollements galvaniques sont d'une bonne efficacité, la longueur des câbles de masse n'est pas trop critique et l'équipotentialité du site constitue un objectif fondamental vers lequel il est possible de tendre. Enfin, sur les câbles de longueur habituelle, le courant peut être considéré comme constant. En BF, aucun phénomène de propagation ne vient remettre en cause notre vision électrotechnique des choses.

Tout se complique progressivement mais sérieusement au-delà du mégahertz. Les conducteurs deviennent des antennes efficaces, les champs deviennent très perturbateurs, tout câble se met à résonner, chaque sous-ensemble doit se protéger lui-même, sans pouvoir compter sur l'environnement et encore moins la terre, etc.

Pour les câbles de grande longueur, disons plusieurs centaines de mètres, il est nécessaire de réduire la fréquence limitant le domaine des basses fréquences. Il faut par exemple abaisser cette limite à 100 kHz pour une liaison de 300 m afin que la tension de mode commun garde un sens physique et que les équations BF restent valides.

■ Perturbations BF en conduction

Par définition, une perturbation à basse fréquence a une durée (ou une période) longue, disons au moins quelques dizaines de microsecondes. Son énergie conduite (c'est-à-dire le produit de la tension par le courant et par la durée) peut être importante. Une caractéristique des perturbations BF en conduction est qu'elles sont faciles à mesurer avec les moyens conventionnels. On peut mesurer sans grande difficulté une tension ou un courant BF à mieux de 0,5 % près.

☐ Perturbations BF entretenues en conduction

Par *perturbations entretenues*, il faut comprendre l'ensemble des parasites dont la durée dépasse la seconde, par opposition aux phénomènes impulsifs uniques qui n'apparaissent que de façon brève, de temps à autre.

Toutes les perturbations que nous allons citer affectent le réseau d'alimentation électrique. Elles ne peuvent perturber les signaux que par effet de proximité, essentiellement par diaphonie en mode commun, ou en affectant l'alimentation des circuits sensibles.

Les perturbations BF entretenues sont l'ennemi centenaire des électroniques à bas niveau. La conséquence la plus courante est une « ronflette » superposée au signal utile. Citons les principales perturbations BF entretenues.

a) *Flicker*

Le mot anglais de *flicker* rend compte des légères mais fréquentes baisses de la tension du réseau provoquées par des à-coups de courant. En distribution publique BT, ce phénomène est surtout sensible à la campagne, en extrémité de ligne, à cause du démarrage de gros moteurs ou de chaudières électriques. En industrie, ce phénomène est important sur les réseaux qui alimentent des fours à arc électrique. Ces fours d'une puissance de plusieurs mégawatts court-circuitent le réseau par à-coups, surtout durant leur phase de démarrage.

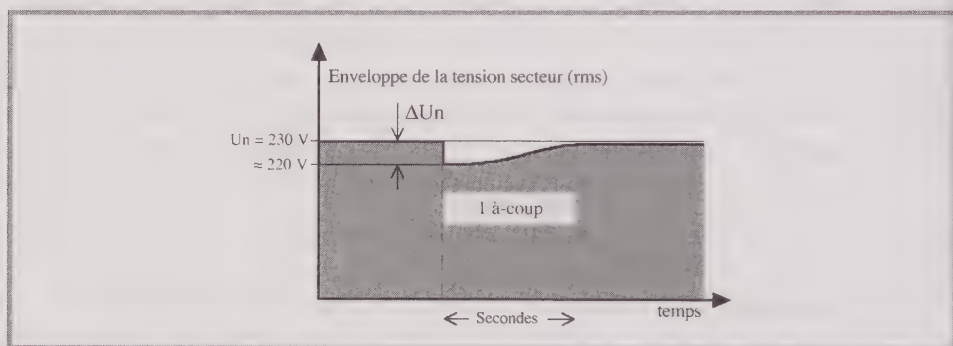


Figure 2.1 – Exemple de variation de tension.

L'effet du flicker est de rendre subjectivement pénible le travail sous lumière artificielle. L'effet est uniquement physiologique, aucun trouble de fonctionnement des électroniques n'est à craindre. Pour clore les débats subjectifs, un gabarit limite et un flickermètre ont été normalisés par la norme CEI 61000-3-3 pour des appareils consommant jusqu'à 16 A par phase (voir figure 2.2).

La solution préconisée par les distributeurs d'électricité pour résoudre un problème de flicker est la négociation entre le distributeur d'énergie électrique, le fournisseur du matériel perturbateur, l'installateur et l'utilisateur. Pour le particulier, la solution la plus favorable est d'abaisser l'impédance du réseau aux bornes du compteur électrique. L'impédance en sortie du comptage ne devrait pas dépasser $0,4 + 0,25j \, \Omega$, soit $0,5 \, \Omega$ en module.

L'impédance de sortie d'un transformateur se calcule à partir de sa puissance grâce à sa **tension de court-circuit**. La tension de court-circuit (l'inverse de la

puissance de court-circuit) d'un générateur se chiffre en pour-cent (sans dimension). C'est par définition la tension à appliquer au primaire par rapport à la tension assignée qui fait circuler le courant nominal dans le secondaire en court-circuit. Par exemple, un transformateur ayant une tension de court-circuit de 5 % consomme, s'il est mis en court-circuit sous tension primaire nominale, un courant de $20I_n$ (donc $P_{CC} = 20P_n$).

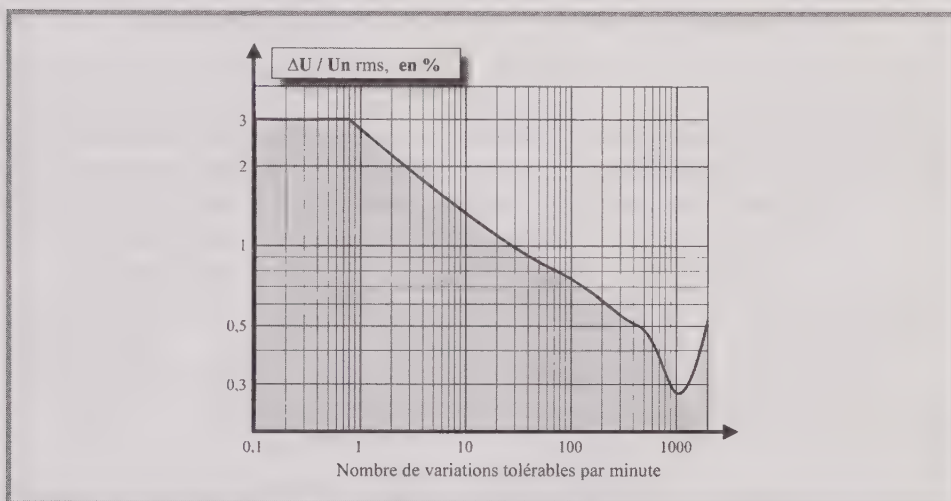


Figure 2.2 – Flicker acceptable selon la récurrence des variations.

La tension de court-circuit des petits transformateurs secteur (d'une dizaine à quelques centaines de watts) est de l'ordre de 15 % (de 10 % à 20 %, surtout résistive). Celle des gros transformateurs BT de 1 kVA à 1 MVA est de l'ordre de 5 % (de 4 % à 6 %, principalement réactive), et celle des gros transformateurs HT à forte rigidité diélectrique avoisine 8 % à 10 % (jusqu'à 12 % pour un transformateur à forte self de fuite), une impédance presque purement réactive.

Un gros transformateur d'alimentation est une source inductive. La tension secondaire reste pratiquement constante lorsque la charge est résistive, elle chute quand la charge est selfique, et elle augmente quand la charge est capacitive.

Les petits transformateurs de moins de 1 kVA sont des sources essentiellement résistives dont la tension chute comme la puissance consommée (c'est-à-dire comme le courant actif).

Application 2.1 : flicker au démarrage d'un moteur asynchrone

Un abonné en BT est alimenté par un transformateur triphasé de $P_n = 250 \text{ kVA}$. Sa tension de court-circuit est $U_{CC} = 5 \%$ inductive. On négligera l'impédance des câbles BT. On

enclenche un moteur asynchrone de 10 kVA qui, durant son démarrage, consomme un courant réactif de $6I_n$. Quelle est l'amplitude du flicker généré ?

Solution

Une tension de court-circuit de 5 % inductive signifie que si l'on consomme une puissance inductive nominale (P_n), la tension du réseau chute vectoriellement de 5 %.

La consommation du moteur au démarrage est de $6I_n$, c'est-à-dire qu'il consomme une puissance réactive $P_r = 60$ kVar.

L'amplitude du flicker est :

$$\Delta U/U = U_{CC}P_r/P_n$$

$$\Delta U/U = 0,05 \times 80/250 = 0,012$$

Le flicker est donc de 1,2 % de la tension nominale. On considère (figure 2.2) qu'une douzaine d'à-coups par minute est acceptable. Il n'y a donc aucune gêne subjective (un tel moteur ne démarre probablement moins souvent qu'une fois par minute). Bien sûr, il n'y a aucun risque de dysfonctionnement pour les équipements électriques ou électroniques alimentés par ce réseau.

Le flicker n'est réellement gênant que pour de fortes surcharges ou lorsque l'impédance du réseau est élevée, c'est-à-dire quand la longueur des câbles BT est importante; ce qui peut être le cas en zone rurale.

Le courant de court-circuit est rapidement limité en BT par l'impédance des câbles. Un gros câble d'alimentation (au-delà de 100 mm²) se comporte à 50 Hz comme une inductance linéique d'une impédance de 0,1 j Ω /km par phase. Cette valeur, pratiquement indépendante de la section, est proportionnelle à la fréquence (soit 0,5 j Ω /km à la fréquence de 250 Hz, le principal harmonique des ponts de Graetz hexaphasés).

b) Variations de fréquence du réseau électrique

L'origine de ce phénomène est la production d'énergie électrique par un groupe électrogène dont la fréquence d'entraînement est imparfaitement régulée. C'est le cas de la plupart des groupes électrogènes dont la charge varie. Un moteur diesel est moins stable en fréquence et en phase qu'une turbine (à gaz ou à vapeur, dont les constantes de temps de régulation sont plus courtes).

Tous les matériels électroniques devraient pouvoir supporter des variations de fréquence mesurées sur une durée de 10 min de ± 4 %. Seuls de gros transformateurs fonctionnant à la limite de la saturation, lorsque la tension du réseau est maximale, risquent de subir un échauffement excessif par une fréquence durablement faible. Ce problème s'accompagne de la génération d'harmoniques impairs à cause du courant magnétisant (au primaire) qui devient excessif.

Les électroniques modernes alimentées par alimentations à découpage sont insensibles aux variations de fréquence. Celles utilisant une synchronisation secteur nécessitant un passage à zéro de la tension du réseau très précis sont de plus en plus

rare. Les gradateurs et autres systèmes d'enclenchement de puissance au passage à zéro (optotriacs secteur) acceptent correctement l'instabilité de la fréquence.

Signalons un cas risqué : la fréquence générée par un onduleur est très stable, mais celle d'un groupe électrogène (GE) est rapidement variable. Un onduleur doté d'un contacteur statique, lorsqu'il est secouru par un GE, refuse souvent de basculer sur le secteur secours (aussi appelé *secteur 2*) à cause de la discordance de phase de sa sortie par rapport à la phase du GE. L'onduleur est alors dans l'impossibilité d'éliminer une surcharge et, s'il s'en produit une, il s'arrête.

Le réseau électrique européen est maillé. Sa puissance est pratiquement infinie. L'erreur de fréquence instantanée est toujours inférieure à 1 %, elle est même typiquement de l'ordre de 0,1 %. Le nombre d'alternances par jour est exact : il est compté par la Suisse ! Personne n'aura la malice de rappeler la chute de fréquence accidentelle de tout le réseau français le 19 décembre 1979.

c) Les harmoniques

Toute charge non linéaire consomme un courant non sinusoïdal, c'est-à-dire composé d'un courant fondamental (à 50 Hz dans toute l'Europe) et de courants

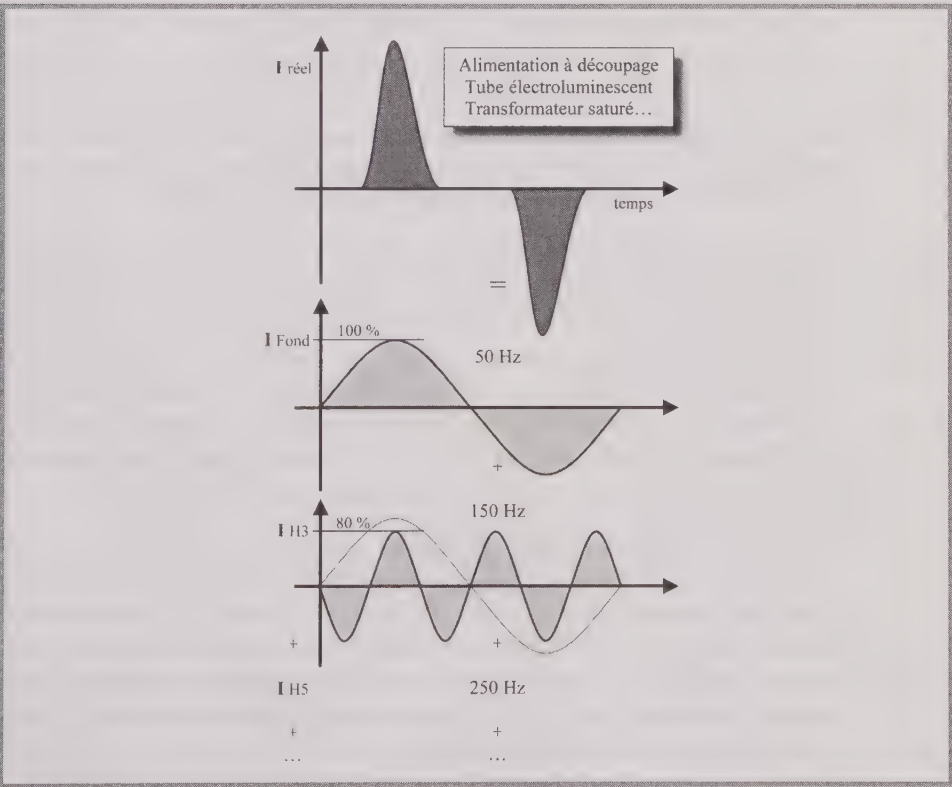


Figure 2.3 – Décomposition d'un courant non sinusoïdal en harmoniques.

harmoniques aux fréquences multiples du fondamental (à 100 Hz, 150 Hz, 200 Hz, 250 Hz, etc.). On compte les harmoniques jusqu'au rang 40, soit 2 kHz en 50 Hz (ou 2,4 kHz en 60 Hz). Les grosses alimentations électroniques, les régulateurs de puissance à pont de Graetz et les tubes fluorescents génèrent beaucoup de courants harmoniques impairs.

Les charges informatiques présentent une distorsion du courant typiquement comprise entre 50 % et 80 %. Leur facteur de crête (courant crête rapporté à la valeur efficace du courant) dépasse fréquemment 3 et peut atteindre un facteur 5.

Pour de faibles consommations, l'effet sur la forme de la tension est négligeable, mais pour de fortes charges non linéaires, la distorsion en tension peut devenir importante. Seule la distorsion de l'onde de tension est gênante pour les autres équipements; elle s'exprime en pourcentage. Elle est proportionnelle aux courants harmoniques (la source) et à l'impédance du réseau (le couplage) qui se comporte comme une impédance commune aux perturbateurs et aux victimes.

La distorsion en tension du réseau HTB est faible, inférieure à 1 %. L'origine d'une distorsion est essentiellement à rechercher en aval du transformateur HTA/BT.

L'effet d'une distorsion de la tension est un échauffement supplémentaire pour les gros moteurs : une distorsion qui dépasserait 3 % à 4 % pourrait poser de sérieux problèmes. En salle informatique, une distorsion de la tension de 5 % peut être considérée normale. Les alimentations régulées génèrent de la distorsion, mais elles la tolèrent très bien. Tout matériel électronique devrait pouvoir supporter un facteur global de distorsion (y compris les interharmoniques) de 8 % et au moins 5 % au pire des harmoniques (souvent les harmoniques de rang 3 entre phase et neutre et ceux de rang 5 ou 7 entre phases).

Les harmoniques pairs sont faibles, particulièrement en France où phase et neutre sont câblés de façon aléatoire. Les harmoniques pairs sont essentiellement générés par des charges consommant une composante continue (certaines couvertures chauffantes à deux puissances, sèche-cheveux à mi-puissance, etc.). La plupart des charges non linéaires (transformateur saturé en tension, tubes fluorescents, alimentations à découpage, matériels informatiques) ne génèrent que des harmoniques impairs. Les charges triphasées équilibrées alimentées sans neutre ne peuvent générer aucun harmonique 3 ni multiple de 3.

Attention aux composantes continues quiaturent facilement les transformateurs. Le circuit magnétique d'un transformateur d'alimentation classique atteint la saturation par un courant continu beaucoup plus faible que son courant nominal. Ce courant est de l'ordre de 1 % du courant nominal pour un petit transformateur (< 10 kW) et de l'ordre de 0,1 % du courant nominal pour un gros transformateur (> 100 kW). Un transformateur saturé par un courant continu génère beaucoup d'harmoniques pairs.

La génération d'harmoniques est gênante pour un groupe électrogène à cause du surdimensionnement de l'alternateur qu'elle impose. Il n'est pas ridicule d'installer

un groupe électrogène dont la puissance nominale de l'alternateur soit 2 fois supérieure à la puissance du moteur d'entraînement. Nous conseillons de dimensionner la puissance d'entraînement d'un groupe électrogène pour fournir la puissance active, mais de surdimensionner l'alternateur d'au moins un facteur 2 car il doit fournir les puissances active, réactive et déformante.

Les courants d'harmonique 3 (notés H3) posent un problème particulier : même en cas d'équilibrage des charges monophasées entre les trois phases, les courants H3 s'additionnent dans le neutre. On dit que le courant H3 est une *composante homopolaire*. Le courant dans le conducteur neutre peut dépasser celui des phases. L'échauffement d'un gros câble à 150 Hz est par ailleurs supérieur à 50 Hz à cause de l'effet de peau. Il convient de ne pas négliger cet aspect pour les alimentations de bureaux, les charges informatiques et pour l'éclairage par tubes électroluminescents.

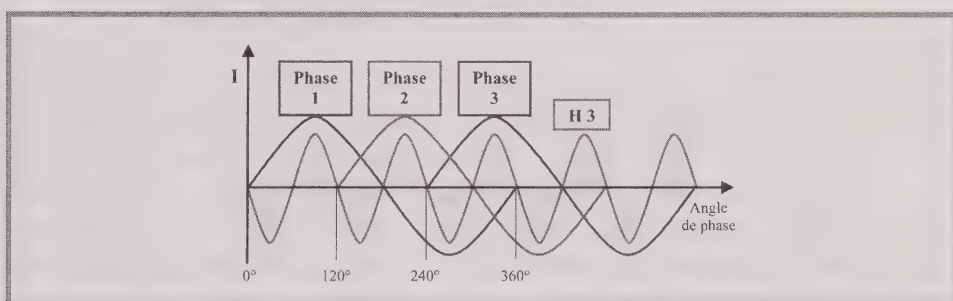


Figure 2.4 – Le problème particulier de l'harmonique 3.

La figure 2.4 montre que les harmoniques 3 des trois phases (déphasées de 120° à 50 Hz) sont en phase à 150 Hz. En effet, H3 « tourne » 3 fois plus vite que le fondamental ($3 \times 120^\circ = 360^\circ = 0^\circ$). Ainsi, les trois courants H3 sont en phase et s'additionnent dans le conducteur neutre : c'est une composante **homopolaire**.

Le problème est l'échauffement excessif du conducteur neutre, surtout s'il est de section réduite. Dans les immeubles de bureaux, les hôpitaux, les supermarchés et autres grands halls avec éclairage électroluminescent, le courant dans le neutre peut atteindre 1,5 fois le courant dans une phase : une section de conducteur neutre double de celle du conducteur d'une phase s'impose alors.

Une autre solution consiste à utiliser un transformateur abaisseur avec sortie triangle pour alimenter les charges non linéaires entre phases, sous 230 V. Si le neutre n'est pas distribué, le phénomène d'addition de H3 dans le neutre n'existe plus. Un transformateur triangle court-circuite les harmoniques 3 équilibrés. Attention, les courants H3 circulent encore dans les câbles et le secondaire en triangle.

Un pont de Graetz ou un régulateur à thyristors triphasé se comporte comme un générateur de courants harmoniques presque parfait (c'est-à-dire indépendant de

la distorsion de la tension). Les harmoniques générés sont impairs et non multiples de 3 (H5, H7, H11, H13, H17 et H19) et se traduisent en tension par des **encoches de commutation** aussi appelées *empiètements d'anodes*. La tension simple est affectée de quatre « creux » (et la tension composée de six creux) par période.

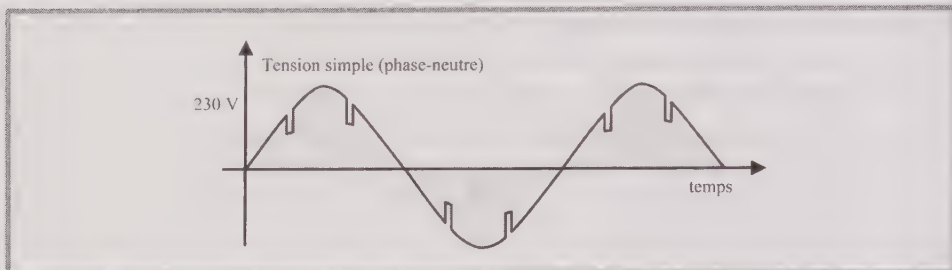


Figure 2.5 – Déformation de la tension simple par un pont de Graetz hexaphasé.

Ces encoches, de plusieurs dizaines de volts d'amplitude, durent quelques centaines de microsecondes. Elles peuvent suffire à amorcer d'anciens triacs de mauvaise qualité. Certains triacs (de photocopieur ou d'imprimante laser par exemple) peuvent s'amorcer par un $\Delta U/\Delta t$ inférieur à 30 V/ μ s. Le remplacement de ces mauvais composants par de meilleurs s'impose. Faire savoir au SAV du constructeur du matériel perturbé que l'on connaît le problème suffit à faire remplacer gracieusement les composants défectueux.

Une autre difficulté posée par les harmoniques provient de l'excitation de la résonance de condensateurs de compensation de puissance réactive (pour réduire $\tan \varphi$,

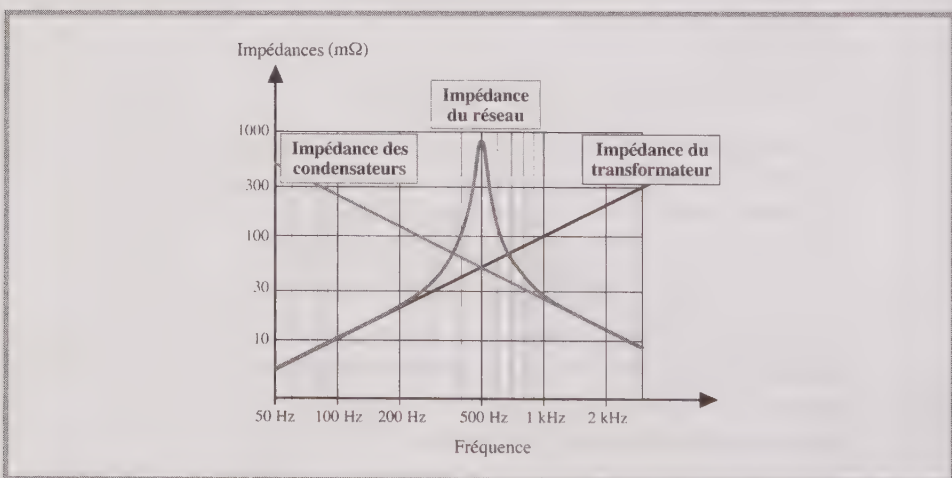


Figure 2.6 – Résonance d'un condensateur de compensation de puissance réactive.

surveillée chez certains industriels). Un banc de condensateurs est électriquement en parallèle avec l'inductance du réseau d'alimentation. Ce circuit LC présente une impédance élevée à sa fréquence de résonance, surtout aux heures de faible consommation où il est peu amorti (durant la nuit, le week-end, les vacances...).

Si un courant harmonique (d'un pont de Graetz par exemple) est généré à la fréquence de résonance d'un circuit LC parallèle, la distorsion en tension peut devenir prohibitive. La solution consiste à décaler la fréquence de résonance du circuit soit en ajoutant ou enlevant une partie des condensateurs (au prix d'une imparfaite compensation de la puissance réactive), soit en ajoutant une petite inductance en série avec le banc de condensateurs.

Calculer la distorsion en tension d'un réseau quand on connaît les courants harmoniques générés nécessite de connaître l'impédance du réseau. Or celle-ci est souvent une inconnue variable dans le temps. Pour réduire la distorsion, une solution autre que l'abaissement de l'impédance de court-circuit est l'ajout de filtres anti-harmoniques. Ces filtres sont composés de circuits LC série accordés à la fréquence à supprimer. Les harmoniques les plus gênants sont généralement H5, H7, H11 et H13. Quel que soit le courant harmonique généré, il est fourni par un filtre.

Un inconvénient des filtres anti-harmoniques est qu'ils sont capacitifs à 50 Hz. Ils peuvent poser un problème de régulation de tension aux alternateurs des groupes électrogènes. Même avec un transformateur MT/BT classique, il est normal que la tension secteur augmente un peu lorsqu'on enclenche un filtre anti-H5.

d) Les interharmoniques

Un courant **interharmonique** est un courant à une fréquence non multiple de la fréquence du réseau. On distingue les interharmoniques vrais, c'est-à-dire générés à des fréquences discrètes, et les fréquences interharmoniques à spectre continu.

Les interharmoniques vrais sont générés par certains convertisseurs de fréquence statiques, les convertisseurs cycliques aussi appelés *cycloconvertisseurs*, (pour entraîner des moteurs à vitesse variable par exemple), lorsque leur filtrage en continu est insuffisant. Certains moteurs asynchrones au rotor non lisse produisent quelques interharmoniques aux fréquences multiples de leur fréquence de rotation.

À long terme, les interharmoniques peuvent, comme les harmoniques vrais, entraîner un échauffement excessif. Les alimentations électroniques habituelles sont imperturbables par les interharmoniques. Tout au plus, des alimentations avec PFC (correction de facteur de puissance, justement pour limiter les harmoniques) ne consomment-elles plus un courant parfaitement sinusoïdal lorsque la tension est déformée.

Le risque principal des interharmoniques est de perturber les systèmes de télécommande centralisée dans la bande 110 Hz à 2 kHz selon les pays (souvent à

175 Hz en France). Dans ce cas, le niveau de l'interharmonique généralement toléré (0,5 % de la tension nominale U_n) doit être réduit à moins de 0,1 % de U_n .

La télésignalisation « Pulsadis » sert, entre autres choses, au basculement des tarifs jour et nuit. Cette télécommande centralisée utilise des impulsions à 175 Hz (des marqueurs) de 1 s, espacées jusqu'à 1 min. Un risque de ces interharmoniques est de faire résonner (très peu de temps) les condensateurs de compensation de puissance réactive. Les marqueurs secteur ne peuvent avoir que des effets à court terme : certains équipements mal conçus avec une synchronisation secteur peuvent en être transitoirement perturbés.

La signalisation Pulsadis peut être bloquée par une résonance série à 175 Hz d'un banc de condensateurs de compensation installé au bout d'une longue ligne BT (donc une forte inductance série). Cette résonance LC série (qu'il ne faut pas confondre avec la résonance classique LC parallèle) peut court-circuiter le courant de signalisation. Le risque augmente lorsque la charge du réseau est faible, donc l'amortissement de la résonance est faible (c'est-à-dire lorsque le facteur de qualité est grand).

e) Résidus de découpage en mode commun

Certains hacheurs, variateurs de vitesse, commandes de moteurs pas à pas et convertisseurs de puissance (redresseurs commandés, chargeurs, onduleurs) sont mal filtrés, voire pas filtrés du tout en HF. Des perturbations sont injectées en mode différentiel et en mode commun vers le réseau électrique et les charges de puissance. Les perturbations de mode commun sont en général les plus gênantes.

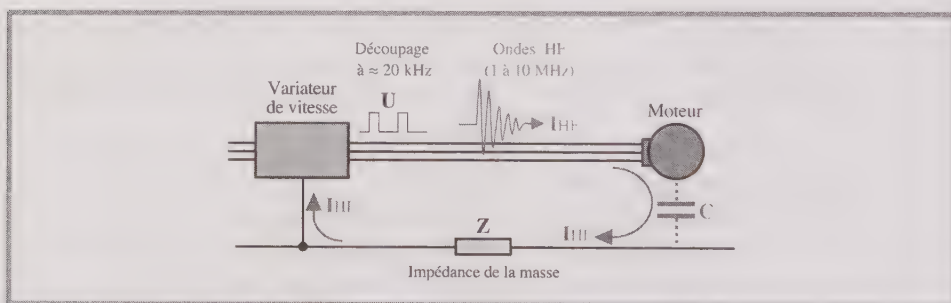


Figure 2.7 – Génération de mode commun HF par un variateur de vitesse.

Ces transitoires se répètent à la fréquence du découpage. Cette fréquence de répétition peut aller de 100 Hz (triacs) à plus de 100 kHz, mais elle est souvent comprise entre 5 kHz et 50 kHz (pas plus de 20 kHz pour des puissances supérieures à 10 kW). Les transitoires de mode commun sont constitués d'impulsions de courant sinusoïdales amorties à des fréquences typiquement de quelques mégahertz, on quitte déjà le strict domaine BF.

Ces courants peuvent perturber par diaphonie ou par impédance commune les lignes signaux voisines. Dans des cas extrêmes, des hacheurs peuvent se parasiter mutuellement. Les équipements perturbés par les résidus de découpage sont essentiellement les circuits de mesure analogique à bas niveaux qui subissent une dérive de niveau mesuré. Certains réseaux locaux ou liaisons numériques mal blindés et mal installés peuvent aussi être perturbés.

Les interphones secteur ne perturbent rien car ils n'émettent qu'en mode différentiel. Dans tous les cas, une solution à un problème de résidus de découpage en mode commun est l'ajout d'un filtre d'alimentation efficace (sur la source ou sur les victimes). Une autre solution est l'utilisation de câbles de puissance blindés avec leur écran raccordé à la masse à chaque bout. Pour les gros convertisseurs de puissance, un réseau de masse maillé est favorable : il facilite les mesures à bas niveau.

☐ **Perturbations BF transitoires en conduction**

Une caractéristique des perturbations BF transitoires est, pour simplifier un peu, que ça passe ou que ça casse ! Les circuits analogiques sont peu sensibles aux perturbations fugitives, et les liaisons numériques corrigent facilement les erreurs non répétitives. Une perturbation transitoire est toujours beaucoup moins gênante (typiquement d'un facteur 300) qu'une perturbation entretenue de même amplitude.

a) Fluctuations de tension

Une fluctuation de tension est une variation rapide de la tension d'alimentation comprise dans la plage normale de variations (+ 6 % à - 10 %) pendant le fonctionnement normal du réseau.

Les fluctuations de tension sont essentiellement produites par des **à-coups de charge** : démarrage de gros moteurs, fours à arcs, régulateurs de tension par plots des transformateurs, etc. Elles ne sont pas permanentes, mais sont typiquement d'une amplitude 10 fois supérieure au flicker.

Les fluctuations de tension perturbent très peu. Tout au plus peuvent-elles affecter le bon fonctionnement d'équipements électroniques sensibles, tels des régulateurs de puissance de précision, des calculateurs d'ancienne génération ou des tubes fluorescents à haut rendement.

Un équipement électronique convenablement conçu doit supporter sans problème des fluctuations de tension de ± 8 %. En réseau très fortement perturbé, sur le même poste que des fours à arc de forte puissance par exemple, il est prudent de spécifier une immunité aux fluctuations de tension de ± 15 %.

b) Creux de tension et microcoupures

Ce que l'on appelle *microcoupure*, c'est-à-dire la disparition totale de la tension d'alimentation durant moins d'une demi-période ne peut exister qu'en distribution

électrique BT par ligne aérienne sur isolateurs, par grand vent, quand les fils se touchent. C'est de plus en plus rare. Tous les autres cas sont des **creux de tension**.

Un creux de tension est, en un point du réseau électrique HT, la conséquence d'un défaut en un autre point. On évalue la sévérité d'un creux de tension par deux paramètres sur la tension entre phases (tension composée) la plus affectée : la profondeur ($> 15\%$) de la tension nominale, et sa durée en millisecondes. Pour des raisons d'automatisation du réseau, les creux de tension durent toujours moins de 0,5 s, sinon ils se transforment en coupures longues (par l'action des protections automatiques du réseau).

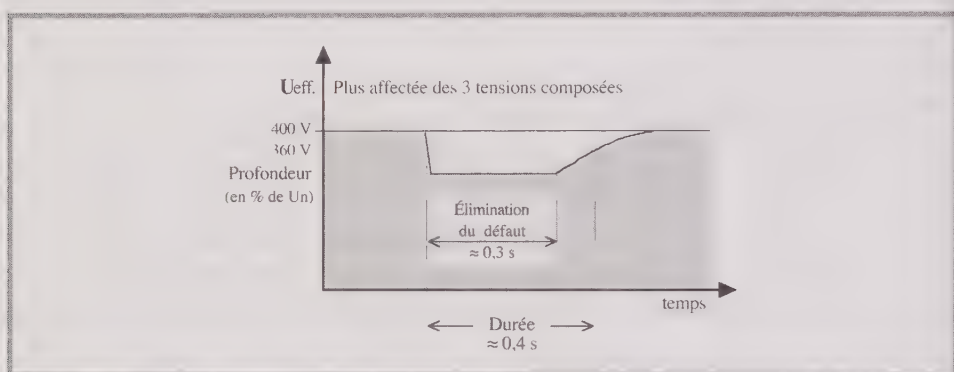


Figure 2.8 – Un creux de tension est défini par une profondeur et une durée.

Les creux de tension sont provoqués par le vent, les orages, les défauts sur les lignes ou chez un abonné voisin, etc. Les défauts sur les lignes THT sont rares et ne sont provoqués pratiquement que par la foudre.

La conséquence d'un creux de tension est la perte de l'alimentation avec des conséquences évidentes sur le fonctionnement des électroniques : des relais rapides peuvent tomber, les moteurs commandés par variateurs de vitesse réversibles ne peuvent plus être freinés en absence de tension.

Les distributeurs d'énergie font des efforts pour limiter l'amplitude des creux de tension et pour réduire les risques de coupures longues. L'émondage des arbres voisins des lignes 20 kV réduit les risques d'amorçage les jours ventés. Le maillage du réseau 20 kV, son entretien, l'isolation automatique de la branche en défaut, la limitation du courant de défaut simple (schéma de neutre impédant en MT) et l'automatisation de la conduite du réseau réduisent le nombre des creux de tension et améliorent la qualité de la distribution d'énergie électrique (pour plus de détails, voir le tome 4).

Un réseau électrique enterré se trouve pratiquement à l'abri des incidents de réseau (hormis les coupures par une pelle mécanique). Toutefois son caractère capacitif

(20 kVAr par kilomètre de ligne en 20 kV) et son coût limitent son utilisation aux zones urbaines ou à forte concentration industrielle.

Se protéger contre les creux de tension au moindre coût nécessite l'analyse des fonctions à sauvegarder. On peut sans doute remplacer certains relais rapides par des modèles temporisés, accepter qu'un automatisme se mette en position de repli, doubler un moteur commandé par un variateur de vitesse réversible par un frein mécanique d'urgence, insérer un automatisme de limitation des à-coups de courant au retour de la tension nominale pour les moteurs, secourir l'alimentation des unités centrales, etc.

Beaucoup d'alimentations à découpage de petite puissance (moins de 100 W) ou peu chargées ont une autonomie de quelques centaines de millisecondes. Cela ne devient possible pour des alimentations de forte puissance que par l'utilisation de condensateurs à basse tension de très fortes valeurs dits *Supercaps*. Des autonomies de plusieurs secondes peuvent ainsi être obtenues : un litre de Supercaps permet de stocker plus de 10 kW_s (kilowatts-secondes). En télécommunications, des alimentations à grande autonomie garantissent une grande autonomie : en l'absence de tension secteur, elles peuvent fournir 4 kW durant plus de 2 s.

Une électronique avec une alimentation à découpage bien conçue peut supporter un creux de tension de 50 % durant une durée illimitée. Il est en revanche presque impossible d'exiger pour un équipement de puissance une immunité aux coupures de tension (creux de tension à 100 %) supérieure à une vingtaine de millisecondes.

Les groupes tournants ont une autonomie suffisante pour boucher tous les creux de tension. Enfin des alimentations ininterrompibles (appelées *onduleurs*) peuvent à la fois supprimer les creux de tension et fournir l'énergie en cas de coupure longue. Leur autonomie peut varier de 5 min à plusieurs heures. Leur problème principal est le stockage de l'énergie dans des batteries : elles coûtent cher et ont une durée de vie limitée à quelques années (de 3 à 5 ans pour des batteries au plomb étanches).

c) Surtensions lentes

Les surtensions lentes qui affectent un réseau d'alimentation en mode différentiel (entre phases) peuvent avoir plusieurs causes. La plus banale est l'enclenchement d'un banc de condensateurs (les condensateurs de compensation de puissance réactive par exemple). L'inductance du réseau et la capacité de la charge se comportent comme un circuit LC parallèle. Ce circuit résonne à une fréquence basse, typiquement autour de 1 kHz. La tension transitoire crête lors de l'enclenchement peut atteindre près de 2 fois la tension crête du réseau. En 230 V monophasé, la tension crête peut dépasser 500 V (elle pourrait en théorie atteindre 650 V). L'énergie d'une telle surtension se compte en centaines de joules.

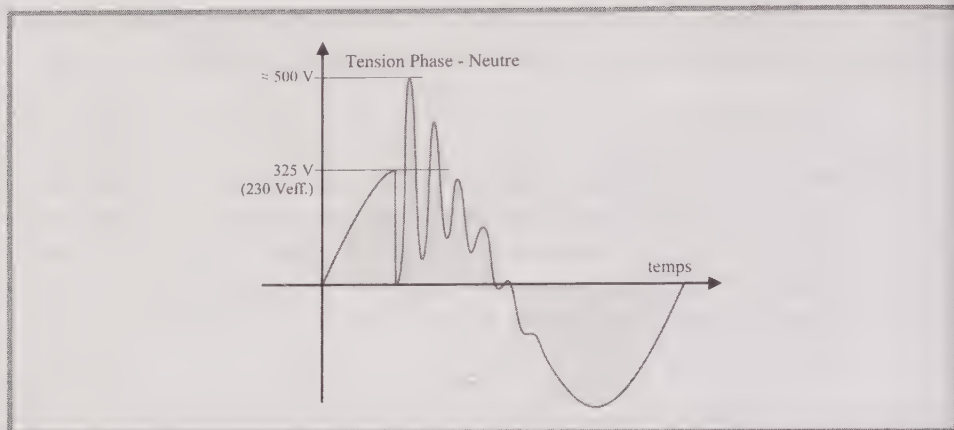


Figure 2.9 – Surtension à l'enclenchement d'un « gros » condensateur.

Une seconde cause de surtension est la fusion d'un fusible. En cas de court-circuit franc, le courant nominal de fusion d'un fusible est très largement dépassé. Un petit fusible de 10 A se coupe, en cas de défaut franc, en 1 ms typiquement, lorsque le courant atteint quelques kiloampères.

L'énergie stockée dans l'inductance du réseau se compte là encore en centaines de joules. La surtension qui suit la coupure du fusible à fil dépasse souvent 1 000 V et peut détruire un équipement voisin ! Un fusible à fil isole un équipement en défaut, mais il risque de détruire un matériel sain alimenté par la même phase. La surtension est heureusement plus faible avec les cartouches fusibles à lames d'argent. Il faudrait ne jamais utiliser de fusibles non agréés.

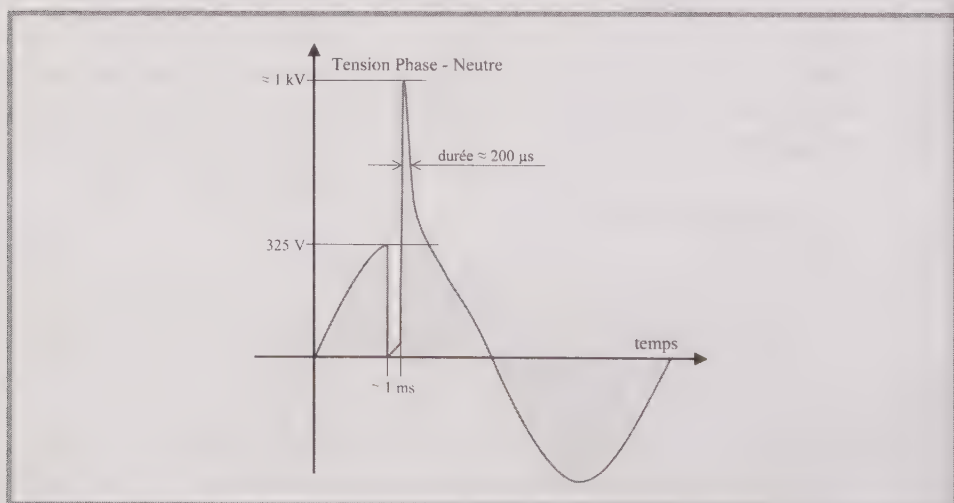


Figure 2.10 – Surtension à la fusion d'un fusible à fil.

Une surtension lente est une surtension longue; et une surtension longue est énergétique. Les surtensions dont l'énergie dépasse la centaine de joules peuvent faire exploser des condensateurs chimiques, détruire des transistors de découpage ou des régulateurs de tension, etc.

En pratique, l'installateur ne dispose que d'un moyen pour se protéger de ces surtensions générées localement : installer des limiteurs de surtensions robustes entre les phases de l'alimentation.

L'essai d'immunité VDE 0160 aux surtensions de longue durée consiste à superposer sur la crête du secteur d'une impulsion de 425 V en monophasé (en 230 V) et de 735 V en triphasé (en 400 V). Les tensions crête ainsi atteintes sont respectivement de 750 V et 1 300 V, soit 2,3 fois la tension crête. Le temps de montée de l'impulsion en mode différentiel est d'environ 0,1 ms, donc lent, mais la durée à mi-hauteur de l'impulsion est de 1,3 ms, ce qui est terriblement énergétique (jusqu'à 10 kJ !). Ce test n'est pas spécifié par les normes génériques européennes d'immunité, même pour l'environnement industriel.

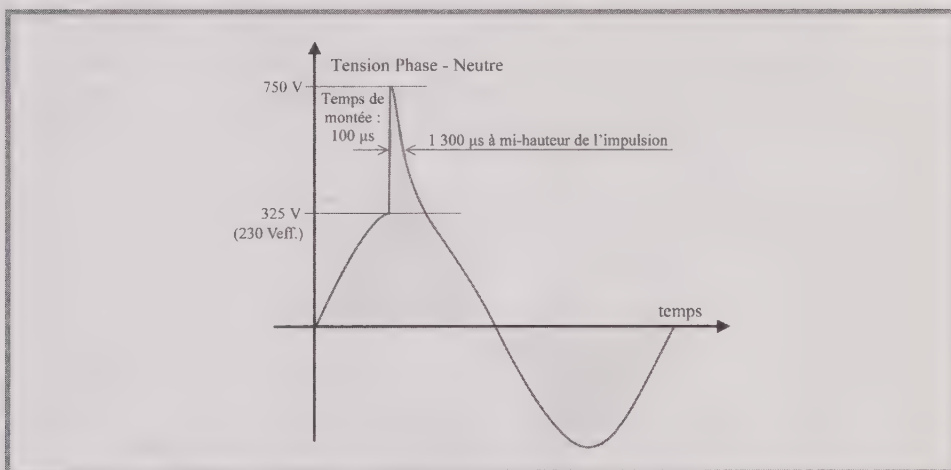


Figure 2.11 – Test à l'onde de choc de longue durée.

Pour supporter une telle onde, une alimentation doit présenter une dynamique telle qu'une tension 2,3 fois supérieure à la tension nominale ne les détruise pas, ou bien elle doit être dotée d'un « disjoncteur électronique rapide » qui l'isole du réseau pendant la durée de l'impulsion.

La norme d'immunité aux ondes de choc CEI 61000-4-5 prévoit des chocs assez énergétiques (une vingtaine de joules) dans chaque polarité, avec 1 min de refroidissement entre deux coups. Bien que cet essai soit beaucoup moins énergétique que l'onde de choc de longue durée, nous déconseillons d'effectuer ce type de test sur site, du moins si l'on ne veut pas prendre le risque de casser quelque chose.

d) Surtensions sinusoïdales amorties

Toute manœuvre sur le réseau électrique MT (ouverture ou fermeture de disjoncteur, contacteur, interrupteur ou sectionneur) provoque ce que l'on appelle un *choc de manœuvre*. Il excite la ligne par une impulsion à front raide. Une sinusoïde amortie conduite par la ligne en est la conséquence. La fréquence de cette oscillation est la fréquence propre de la ligne, typiquement de 10 kHz à 1 MHz.

Des phénomènes de commutation dans les réseaux BT internes privés se traduisent également par des « ondes sinusoïdales amorties ». L'énergie mise en jeu est plus faible que dans les ondes de choc, mais la fréquence est un peu plus élevée.

Ces phénomènes sont très voisins de celui de l'enclenchement d'un condensateur, mais avec une fréquence de résonance supérieure et une énergie moindre. Les risques de destruction du matériel par un choc de manœuvre sont beaucoup plus faibles que par une surtension lente, mais les risques de dysfonctionnement sont supérieurs.

L'effet d'un choc de manœuvre est, surtout par sa composante en mode commun, de perturber les électroniques sensibles. La solution pour s'en protéger est simple : filtrer les équipements mal conçus. Le test normalisé CEI 61000-4-12 demande de superposer une impulsion de 75 ns de temps de montée, suivie par une oscillation à 100 kHz ou 1 MHz, avec un amortissement tel que l'amplitude de chaque crête soit au moins égale à 60 % de la crête précédente.

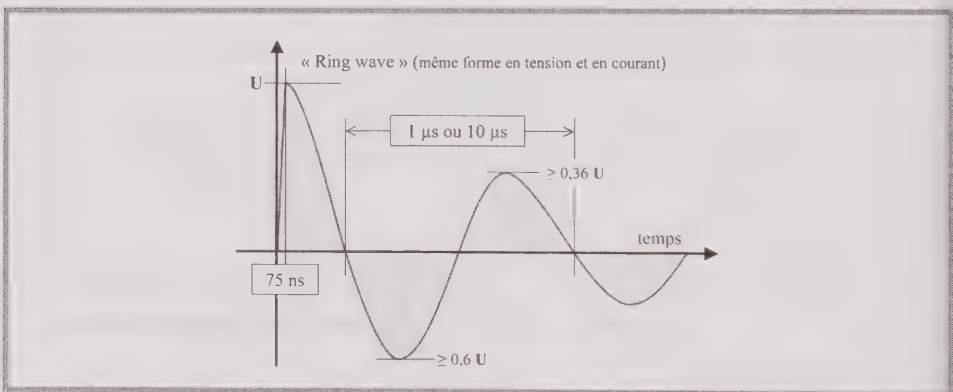


Figure 2.12 – Onde « cosinusoidale amortie » selon la norme CEI 61000-4-12.

e) La foudre

La foudre, c'est un éclair qui tombe au sol. C'est un phénomène fréquent : de 1 million à 1,5 million d'impacts au sol par an sur le sol français, soit une moyenne de 2 à 3 coups annuels par kilomètre carré. Le phénomène se comporte comme un générateur de courant parfait. L'amplitude médiane (c'est-à-dire dépassée 1 fois sur 2) de la foudre dans nos régions tempérées est de 25 kA.

Selon la norme NF C 17-100, peu différente des normes CEI, pour se protéger contre 80 % des cas, le courant crête à prendre en compte est de 100 kA. Pour une confiance de 98 %, il faut prendre 200 kA. L'énergie d'un choc de foudre est importante pour un système électronique. Le temps de montée de la foudre est assez bref (inférieur à $1\text{ }\mu\text{s}$ pour un coup subséquent, avec un $\Delta I/\Delta t$ dans 95 % des cas inférieur à $200\text{ kA}/\mu\text{s}$). Le phénomène reste toutefois dans le domaine des basses fréquences, c'est-à-dire à fréquences inférieures à 1 MHz.

La norme CEI 61000-4-5 a normalisé une **onde de choc** dont le temps de montée en tension avoisine $1\text{ }\mu\text{s}$ et dont la durée à mi-hauteur est de $50\text{ }\mu\text{s}$. En courant, le temps de montée s'allonge à $6,4\text{ }\mu\text{s}$ (de 10 % à 90 %) et la durée à mi-hauteur se réduit à $16\text{ }\mu\text{s}$. En mode différentiel sur l'alimentation, l'impédance de ce générateur est de $2\text{ }\Omega$.

La conséquence de la foudre sur les systèmes électroniques est double : un gros problème d'impédance commune, et un gros problème de tension induite dans les boucles de masse. Un chapitre du tome 4 est consacré à la protection contre la foudre.

Quelle que soit la résistance du réseau de terre, la protection en conduction de toutes les lignes externes, c'est-à-dire des lignes d'énergie et de communications, par des limiteurs de surtensions coordonnés, est impérative.

Il importe enfin d'installer convenablement les liaisons internes, c'est-à-dire de mailler les masses, d'utiliser des effets réducteurs et de veiller à limiter les surfaces de boucles de masses.

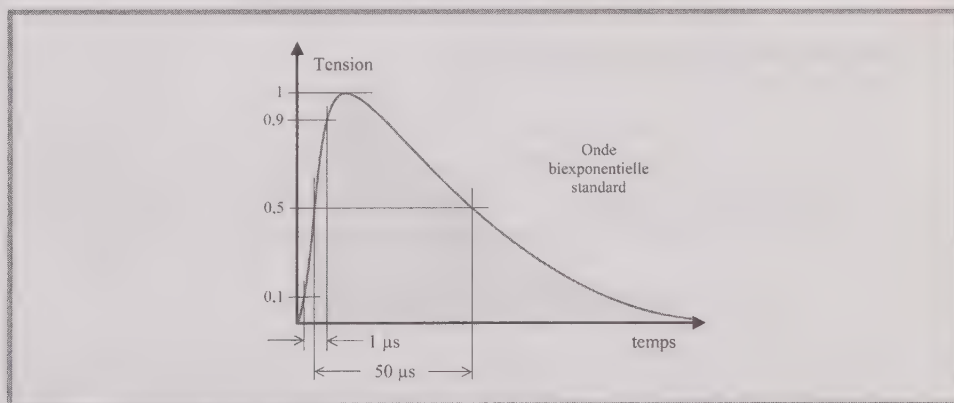


Figure 2.13 – Onde de choc normalisée selon la norme CEI 61000-4-5.

f) Courants transitoires

L'enclenchement de charges génère une impulsion brève de courant en mode différentiel qui affecte de façon transitoire la forme de la tension. L'amorçage d'un simple tube fluorescent avec ballast génère une impulsion de plus de 10 A crête. Cette déformation transitoire est inoffensive.

Plus ennuyeuse est l'impulsion de mode commun qui accompagne tout enclenchement. Un tel transitoire, bien que d'amplitude assez faible (quelques ampères tout au plus) est perturbateur car son front de montée est bref. Rappelons que toute perturbation à front raide en mode commun se couple efficacement aux câbles voisins. Le cas est fréquent dès qu'il y a des cheminements voisins de câbles numériques et de câbles de puissance (dans un faux plafond, dans des goulottes en plastique, ou sous un faux plancher par exemple).

La solution la plus simple pour résoudre ce type de problème est d'espacer d'environ 30 cm les câbles signaux des câbles d'alimentation. Nous entrons déjà dans les précautions contre les perturbations à front raide que nous classons dans les perturbations HF.

En conclusion, une surtension lente (fusion fusible, enclenchement de grosses charges capacitives...) en mode différentiel est dangereuse si son énergie est suffisante pour détruire une alimentation. Une surtension BF en mode commun n'a aucun effet sur les alimentations galvaniquement isolées tant que la tension de la rupture diélectrique n'est pas atteinte.

Les perturbations conduites en basse fréquence, hormis leurs risques de destruction qu'il est possible de réduire par des parafoudres, ont des conséquences négligeables. Même une impulsion non répétitive est facile à enregistrer par un oscilloscope numérique ou par un enregistreur de perturbations. En BF, ces appareils fournissent des résultats précis et faciles à exploiter.

■ Perturbations BF en rayonnement

En BF, seul le champ magnétique peut poser de réels soucis. Qu'il soit impulsif ou entreteu, il est habituellement généré au voisinage immédiat des victimes. Le blindage du champ magnétique aux fréquences très basses, disons inférieures à 10 kHz, est difficile. La réduction des couplages est la plus efficace des solutions.

□ Perturbations BF entretenues en rayonnement

Les mesures des perturbations entretenues en champ H sont faciles et bien reproductibles. Une boucle et un oscilloscope suffisent généralement à identifier la source du champ magnétique. Des champmètres BF (Narda ou Maschek par exemple) ont une excellente dynamique et une bande passante étendue (de quelques hertz à plusieurs centaines de kilohertz).

a) 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 certains cas (pour un petit transformateur, ou un gros fonctionnant par intermittence) atteindre

2 T crête. Avec de tels niveaux d'induction, le fer sature, et le champ magnétique dans l'air dépasse 100 A/m (et peut atteindre 1 000 A/m, ampères par mètre) au voisinage du transformateur.

La conséquence la plus fréquente de ce champ est la déformation des images de tubes cathodiques (sautillements, ondulations de l'image par battement avec la fréquence de balayage, ou, par un fort champ continu, des modifications de couleurs). Un tube cathodique classique supporte à peine 3 A/m en basse fréquence. Les autres conséquences électriques sont l'induction de bruit dans les têtes de lecture (magnétophones, dérouleurs de bande, lecteurs de disquettes...) et dans les boucles de câblage (cartes et câbles bas niveau et mal installés).

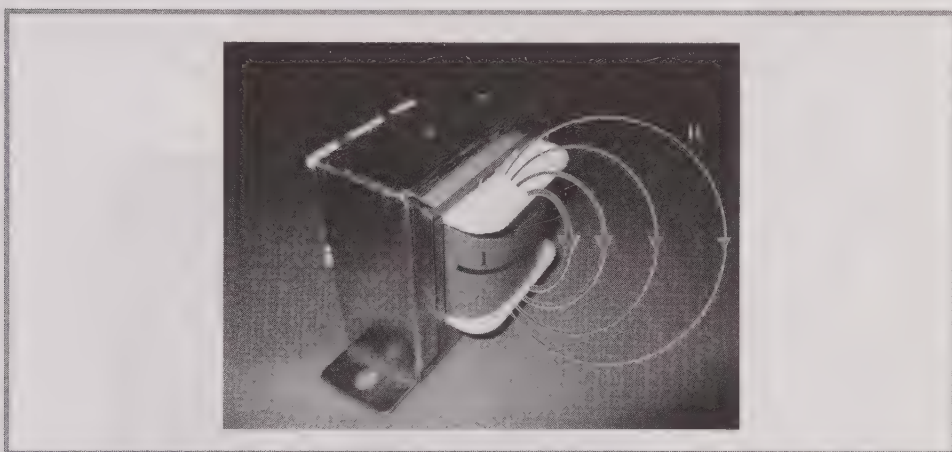


Figure 2.14 – Illustration du champ de fuite d'un transformateur.

La direction du champ de fuite rayonné par un transformateur varie avec son induction, c'est-à-dire avec sa tension par spire. Le champ magnétique BF rayonné par un transformateur, et de manière générale par toute source localisée, décroît rapidement avec la distance : la décroissance suit une loi en $1/D^3$.

Pour fixer les idées, supposons qu'à 25 cm d'un petit transformateur secteur, le champ magnétique soit de 3 A/m. À la distance de 1 m (c'est-à-dire en un point 4 fois plus éloigné) le champ tombe à $3/4^3$ A/m soit à 0,05 A/m. Un champ si faible ne peut perturber aucun équipement électronique. L'éloignement des sources localisées de champ magnétique est donc une solution simple, sûre et efficace.

De manière générale, il ne faudrait jamais installer un tube cathodique à moins de 5 m d'un transformateur secteur de forte puissance (≈ 1 MVA). Annuler l'induction d'un transformateur par un champ égal et opposé est possible mais difficile car l'annulation nécessite la mesure du champ par un capteur triaxial (dans trois axes orthogonaux), et l'asservissement des courants d'annulation dans trois paires

de boucles de grandes tailles. En outre, l'annulation du champ est limitée au voisinage du capteur triaxial.

Une alternative intéressante est de blinder le champ de fuite par une ceinture en clinquant de cuivre soudé sur elle-même et plaquée à l'extérieur du transformateur. La réduction du champ rayonné atteint ainsi un facteur 5 à 10.

Une dernière possibilité est de choisir un transformateur torique. Si les spires sont bobinées de façon régulière (attention aux zones de sortie des conducteurs), le champ de fuite reste localisé entre les bobinages, dans le tore. Si le champ de fuite d'un transformateur torique est faible, sa capacité primaire à secondaire est typiquement 10 fois supérieure à celle d'un transformateur équivalent bobiné par secteurs.

Pour les gros transformateurs MT/BT, la contribution du câblage du côté BT (où le courant est maximal) n'est pas négligeable devant le champ de fuite du circuit



Figure 2.15 – Exemples de transformateurs à faible champ de fuite.

magnétique. Les écrans cathodiques voisins sont les victimes les plus habituelles. La surface équivalente de la boucle qui, parcourue le courant secondaire, rayonne autant qu'un transformateur d'une puissance de 1 MVA, est de l'ordre de 1 m².

Application 2.2 : rayonnement d'un transformateur MT/BT et de son jeu de barres

Un transformateur 20 kV/410 V de 1 000 kVA alimente un jeu de barres triphasé dont la distance entre les barres extrêmes est de 10 cm. Comparer, à une distance de 5 m, le champ rayonné par le transformateur et celui de son jeu de barres (supposé de très grande longueur).

Solution

Le champ rayonné à une distance D par une boucle localisée de surface S supportant un courant I vaut :

$$H_s = \frac{SI}{4\pi D^3}$$

Le champ rayonné à une distance D par un jeu de barres triphasé de largeur L supportant un courant I vaut :

$$H_l = \frac{\sqrt{3}LI}{2\pi D^2}$$

Le courant assigné du transformateur vaut :

$$I = \frac{P}{\sqrt{3}U}$$

$$I = 10^6 / 1,732 \times 410 = 1\,410 \text{ A}$$

Il est alors facile de calculer H_s et H_l ($S = 1 \text{ m}^2$ et $L = 0,1 \text{ m}$) :

- rayonnement direct du transformateur : $H_s = 0,9 \text{ A/m}$;
- rayonnement du jeu de barres : $H_l = 1,55 \text{ A/m}$.

À 5 m, le rayonnement du transformateur (qui décroît en $1/D^3$) est devenu inférieur à celui de son jeu de barres (qui ne décroît qu'en $1/D^2$). Un tube cathodique vulnérable (surtout s'il balaye à 60 Hz de fréquence trame) peut être perturbé au-delà de 1 A/m environ. Une solution pour réduire le champ rayonné par la distribution de courants forts est d'utiliser des câbles posés en trèfle (et si possible « torsadés »).

Une autre solution, moderne, économique et sûre, est de remplacer les tubes cathodiques perturbés par des écrans LCD (à cristaux liquides) ou à plasma.

b) Rayonnement des lignes d'énergie aériennes

Les caténaires en traction électrique et les lignes HT aériennes sont des antennes longues et efficaces de champ magnétique. La boucle rayonnante est la surface entre les conducteurs aller et retour (entre la caténaire et le rail le plus souvent).

Une ligne 20 kV ou une ligne SNCF (TGV au démarrage) supporte typiquement un courant de 500 A (en 1 500 V continus, le courant maximal peut atteindre 4 500 A), une ligne électrique de 225 kV environ 1 000 A et une ligne 400 kV environ 2 000 A. Dans l'industrie, certains jeux de barres BT supportent des courants permanents de 10 kA. Dans les usines d'électrolyse d'aluminium ou de chlore, des barres dépassent 100 kA.

Dans tous les cas, le champ rayonné par une ligne longue équilibrée décroît comme le carré de l'éloignement, en $1/D^2$. Cette décroissance qui reste rapide est toutefois plus lente que pour une source localisée.

L'effet, hormis les déformations d'images de tubes cathodiques, est d'induire des tensions perturbatrices dans les boucles voisines, de perturber des lignes de communication aériennes par exemple. Le phénomène est gênant pour les lignes téléphoniques lors du passage de trains par les fréquences harmoniques générées qui deviennent audibles au-delà de 300 Hz.

Ici encore l'éloignement est la meilleure solution. En dessous d'une ligne électrique de 225 kV ou 400 kV, le champ magnétique au sol atteint, voire dépasse un peu 10 A/m. Pour ne pas dépasser 1 A/m, il convient de s'éloigner à une centaine de mètres. Le brouillage de la réception radio par les caténaires (amorçage des pantographes) ou par effet couronne (THT) n'est pas le propos de ce manuel. Ces champs sont de trop faibles amplitudes pour perturber le fonctionnement des systèmes électroniques.

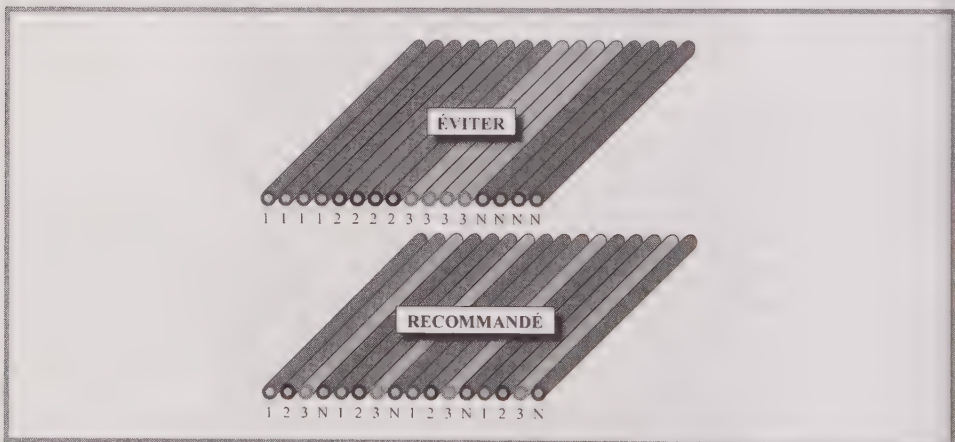


Figure 2.16 – Répartition recommandée des phases.

Pour les distributions industrielles à courants forts utilisant des câbles unipolaires BT, rapprocher les deux, trois ou quatre conducteurs d'alimentation côte à côte réduit la surface des boucles, donc leur rayonnement. Lorsque le courant nominal dépasse 500 A environ, on double (ou triple) les conducteurs de 300 mm². Il n'est

pas raisonnable de choisir des sections supérieures à cette valeur : l'effet de peau devient pénalisant et le refroidissement de la ligne pose problème.

Il est toujours souhaitable de regrouper les câbles trois phases par trois phases, c'est-à-dire de ne pas les grouper par phases. La disposition « en trèfle » est favorable. Le rayonnement parasite en est réduit, et l'impédance d'alimentation diminue. Torsader de gros câbles, bien que souhaitable (autant pour réduire le champ magnétique que pour mieux supporter les efforts de répulsion électrodynamique en cas de court-circuit) est difficile.

Rapprocher les conducteurs d'alimentation augmente le risque d'un « coup de fouet » en cas de court-circuit. Les forces électrodynamiques repoussent les conducteurs parcourus par des courants opposés : 2 N/kA^2 par mètre de câble à une distance de 10 cm, soit plus de 40 kgf par mètre de câbles distants de 5 cm à un courant de 10 kA. Il faut donc fixer sérieusement les conducteurs supportant de forts courants les uns aux autres afin d'éviter qu'ils ne sortent de leurs cheminements. N'oublions pas que lorsque le courant de court-circuit est multiplié par 10, la force de répulsion est multipliée par 100.

c) Chauffage électrique par le sol

Les installations récentes de chauffage par le sol ne rayonnent plus guère de champ magnétique car les installateurs câblent les conducteurs aller et retour en épingle à cheveux, ce qui réduit considérablement la surface rayonnante. Toutefois d'anciennes installations n'utilisaient qu'un simple conducteur résistif posé « en grecque » dans la dalle, créant ainsi une grande boucle équivalente.

Pour ne rien arranger, les normes de sécurité électrique imposent de travailler à faible tension, pas plus de 25 V, donc à fort courant (quelques centaines d'ampères). À une hauteur de 1 m du sol, le champ magnétique dépasse 3 A/m. Le travail devant un écran cathodique se révèle alors rapidement pénible. La télévision est moins perturbée car les images bougent et l'on s'y concentre moins (ce en quoi on a raison) que devant un écran informatique !

Les solutions à ce problème sont de blinder chaque visuel par un blindage magnétique (voir tome 3), de le remplacer par des écrans à cristaux liquides ou à plasma, ou d'installer des convecteurs électriques. Mieux encore, une pompe à chaleur (réversible pour faire du froid l'été !) qui présente un coefficient de performance de 4 ou 5 est amortie en quelques années.

d) Courants de fuite « à la terre »

Dans une installation industrielle, certains équipements comme les microscopes électroniques ou les spectromètres de masse sont très sensibles au champ magnétique BF : ils supportent à peine 0,2 A/m. La source la plus fréquente est le courant homopolaire des câbles d'alimentation. En schéma TN-C, la boucle de

masse est souvent de grande surface, et les courants de fuite peuvent se compter en ampères.

Nous tablons sur 1 A de courant à la masse par MVA de puissance installée en électrotechnique (moteurs et résistances), et environ 10 fois plus pour une salle informatique (avec des équipements dotés de filtres CEM). Un équipement installé près d'un conducteur supportant un courant de fuite est soumis à un champ qui ne décroît que comme la distance, soit en $1/D$.

La solution à ce problème n'est pas simple. Éloigner les chemins de câbles est souvent inefficace. Une solution est d'ajouter un transformateur d'isolement (éloigné des victimes) sur l'alimentation de chaque équipement « fuitieux ». Le schéma TN-C est calamiteux pour le rayonnement en champ magnétique (voir tome 4). Le schéma TN-S est souhaitable pour limiter les courants qui se referment par les masses.

Un problème spécifique aux courants de fuite est qu'ils peuvent faire déclencher des protections différentielles sensibles. Les nouvelles règles de protection des personnes par des dispositifs différentiels de protection à haute sensibilité (≤ 30 mA), les courants de fuite des appareils micro-informatiques, et leur mise en parallèle provoque des déclenchements intempestifs. Il est impossible de protéger des systèmes informatiques composés de nombreux équipements par des disjoncteurs différentiels sensibles. Il serait souhaitable que les protections différentielles ne répondent qu'à la fréquence du réseau, c'est-à-dire ignorent (filtrent) les courants de fuite aux fréquences élevées, ainsi que les à-coups de courant à l'enclenchement.

e) Déviateurs de tubes cathodiques

Les déviateurs magnétiques de tube cathodique (ainsi que leurs selfs d'amplitude et de linéarité) rayonnent sérieusement à leur voisinage immédiat. La fréquence du balayage ligne est comprise entre 15,625 kHz et 100 kHz environ (produit du nombre de lignes par la fréquence trame). L'amplitude du champ H horizontal est comparable au champ H vertical, mais c'est le $\Delta H/\Delta t$ vertical qui prédomine (car la fréquence ligne est environ 1 000 fois supérieure à la fréquence trame).

L'effet de ce champ magnétique est d'induire des tensions parasites dans les têtes de lecture proches, ou de bruite des circuits à bas niveaux voisins. Par chance, le balayage ligne étant en phase avec la vidéo affichée, son effet sur la qualité de l'image n'est pas visible. Aucun signal numérique n'est perturbé par ce champ BF : ce sont les signaux analogiques à grande dynamique ou à faible bruit de phase tels les VCO, les PLL et les oscillateurs locaux qui sont les premières victimes. Les nouveaux affichages à cristaux liquides résolvent évidemment ce problème.

Bien que l'on sache réaliser des blindages efficaces (les disques durs sont désormais correctement blindés), il est pratiquement impossible de blinder le déviateur lui-même, car un blindage aurait de fâcheuses conséquences sur la qualité de l'image (réduction de la taille d'image, production de déformations). Il est donc

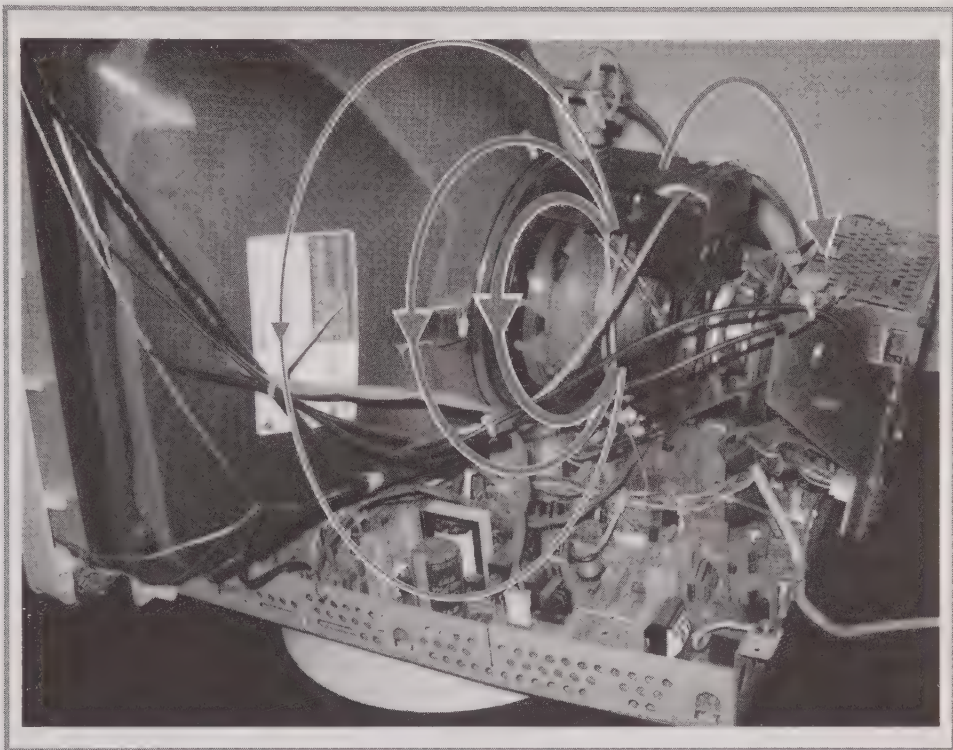


Figure 2.17 – Champ magnétique rayonné par un déviateur de tube cathodique.

préférable d'éloigner les organes sensibles de quelques dizaines de centimètres. Signalons enfin que certains constructeurs, soucieux de réduire le champ magnétique rayonné par leurs visuels, bobinent des déviateurs de façon astucieuse afin d'en réduire leur rayonnement lointain : on qualifie ces moniteurs de « *low radiation* ».

f) Fours à induction

Une source localement très intense de champ magnétique est l'inducteur des fours industriels à induction de forte puissance. Ces fours sont essentiellement utilisés pour chauffer des conducteurs, le plus souvent pour effectuer des traitements thermiques de surface. La fréquence du champ est comprise entre quelques centaines de hertz et quelques dizaines de kilohertz selon la profondeur de chauffe souhaitée. La puissance de telles machines varie de 10 kW à plus de 1 MW.

La décroissance du champ magnétique s'effectue pratiquement comme le cube de l'éloignement à l'inducteur, donc le champ décroît très rapidement.

Ses effets sont ceux du champ magnétique BF entretenu : perturbations de visuels à tubes cathodiques, bruit induit sur des cartes électroniques effectuant des mesures à faibles niveaux de tension et dérives de capteurs voisins.

Le blindage de la source étant impossible, et celui des victimes étant difficile, l'éloignement est ici encore la meilleure solution. Signalons que ces fours utilisent des semi-conducteurs de puissance qui génèrent les mêmes types de perturbation en conduction que les ponts de Graetz.

□ **Perturbations BF transitoires en rayonnement**

Les champs BF transitoires ne sont perturbateurs que s'ils sont de très grande amplitude. Comme toutes les impulsions, le risque est essentiellement de perturber des équipements électroniques mal conçus ou mal câblés.

a) Courts-circuits

Les courts-circuits sur les lignes d'alimentation se traduisent par plusieurs phénomènes. Tout d'abord en conduction, la tension de la ligne tombe à zéro au moins durant le temps d'élimination du défaut. Ensuite, le courant de court-circuit rayonne un champ transitoire sensiblement supérieur au champ nominal. Ce sera l'objet de ce paragraphe. Enfin la mise en service d'un organe de coupure peut créer des impulsions à front raide (manœuvre d'organes de coupure en HT) ou des surtensions énergétiques (fusion d'un fusible à fil).

Sur un réseau électrique, le courant de court-circuit est typiquement de 5 à 40 fois supérieur au courant nominal I_n . Un facteur 40 n'est observable qu'aux bornes d'un transformateur d'alimentation. Sur les réseaux électriques BT le courant de court-circuit ne dépasse guère $25I_n$, un facteur 15 représente une moyenne. Disons que I_{CC} n'est presque jamais supérieur à 100 kA, même pour un transformateur de quelques MVA, et les disjoncteurs BT interviennent avant que la crête ne soit atteinte, c'est-à-dire en moins de 5 ms. On parle donc de *courant présumé* de court-circuit.

Le champ magnétique rayonné durant un court-circuit n'est gênant que pour les électroniques sensibles à bas niveau dont le temps de réponse est inférieur à 3 ms en BT ou 300 ms en moyenne tension, c'est-à-dire le temps d'intervention des protections contre les surintensités.

b) Enclenchement des lignes aériennes

Un phénomène sévère en BF peut apparaître lors du réenclenchement d'une ligne électrique aérienne à haute tension en défaut. Une ligne longue à vide génère en extrémité une surtension pouvant atteindre jusqu'à 2 fois la tension nominale. Sur une ligne en défaut, un courant oscillatoire augmentant en triangle circule entre les conducteurs aller et retour. La durée de chaque marche n'est fonction que de l'éloignement du défaut. Elle est typiquement supérieure à 10 μ s (pour un défaut éloigné de 1,5 km) et inférieure à 1 ms (pour un défaut distant de 150 km).

L'effet d'un tel phénomène est l'induction de tensions dans toutes les boucles de masse du voisinage. Pour une ligne de 20 kV, la tension crête induite peut atteindre,

dans un cas défavorable, 1 kV crête. Le risque est le « plantage » de fonctions numériques (automates) avec des effets plus ou moins catastrophiques, voire la destruction de matériels. Des lignes téléphoniques à moins de 1 km de lignes TGV doivent être protégées contre ce couplage en mode commun par champ magnétique. Les câbles exposés doivent être à la fois galvaniquement isolés et bien symétriques, surtout ceux à bas niveau.

c) *Flashs électroniques*

Une plaisanterie vécue lors de l'inauguration d'un système électronique à la CEM « incertaine » est la première photo de Monsieur le Ministre posant devant un gros bouton rouge : le premier coup de flash puissant plante tout le système !

Le phénomène est provoqué par l'induction de tensions dans les boucles de câblage par le champ magnétique rayonné. Le champ à 2 m d'un flash professionnel est une impulsion de champ magnétique sinusoïdale amortie de l'ordre de 0,1 A/m crête à une fréquence de quelques centaines de kilohertz.

Une solution est de ne pas tirer des coups de flashs près de matériels dont on n'a aucune raison d'être fier en CEM. Une autre solution consiste à réduire la surface des boucles de masse ou à utiliser des effets réducteurs. Seules des grandes baies mal câblées peuvent être émues par un coup de flash. Le petit flash intégré aux appareils photo numériques ne pose aucun problème (moins de 1 mA/m crête à 1 m).

d) *La foudre*

Le canal ionisé de la foudre se comporte comme un fil très long supportant un courant de quelques dizaines de kiloampères avec un temps de montée rapide ($< 1 \mu\text{s}$) pour des coups subséquents. Le champ rayonné, conformément au théorème d'Ampère, ne décroît que comme l'éloignement, en $1/D$.

Ce phénomène induit des tensions parasites qui peuvent se compter en kilovolts dans les boucles de masse des systèmes. Ces signaux induits peuvent détruire des composants d'interface. La foudre n'est donc pas un phénomène à craindre uniquement lors d'un « coup au but ». Des dysfonctionnements ont été observés par des impacts de foudre distants du matériel d'environ 1 km.

D'excellents spécialistes prétendent que ce phénomène d'induction est bien plus préoccupant (puisque plus fréquent) que celui des « coups au but ». La tension crête induite dans les boucles par un choc de foudre à quelques centaines de mètres est de l'ordre de 100 V/m^2 (voir tome 4).

Pour se protéger contre ce phénomène qui frise le domaine des hautes fréquences, il convient d'interconnecter les équipements électroniques dans un environnement aux masses maillées, et de router les câbles avec effet réducteur. En fait le champ magnétique BF ne perturbe guère que des liaisons filaires sans isolement galvanique, non symétriques et installées sans précaution, c'est-à-dire sans effet réducteur.

Comme pour tous les phénomènes rares, la mesure des impulsions aléatoires de champ magnétique nécessite la mise en place d'enregistreurs automatiques. Nous conseillons, si une mesure était réellement nécessaire, de la sous-traiter à une société spécialisée. Comme pour toutes les mesures de champ, des matériels spéciaux et une bonne habitude des mesures sont souhaitables.

Nous pensons que des mesures de champs impulsionnels sont inutiles à la résolution des difficultés dont l'origine est identifiée.

2 Perturbations à hautes fréquences

Par *perturbations HF*, nous entendons tous les types de parasites dont le spectre significatif s'étend à des fréquences supérieures à 1 MHz environ.

Ces perturbations paraissent infernales au néophyte; les habitués se souviennent avec ironie de leurs premiers tâtonnements. Chacun des six couplages est sévère en HF. Les isollements galvaniques deviennent inefficaces, voire défavorables. Les longueurs des conducteurs de masse sont critiques. Tous les câbles deviennent des antennes efficaces. Même un câble court peut résonner. Tout écran HF doit isoler l'intérieur de l'extérieur en champs et en courants. La topologie compte plus que la quantité de matière. Tout cela semble diabolique ! Puis les perturbations HF finissent par devenir passionnantes, presque faciles à maîtriser. Quand on sait que c'est presque toujours le mode commun qui prédomine, on se sent moins désorienté.

Les perturbations HF sont délicates à mesurer. Quels que soient le matériel de mesure et l'expérience de l'opérateur, les mesures en HF sont entachées d'erreurs très supérieures à celles en BF. Une mesure d'un champ HF à mieux de 30 % près doit être considérée comme miraculeuse et difficile à réitérer : les miracles sont rares !

Dans les années 1970, on pouvait lire sous la plume de bons spécialistes faisant autorité que les perturbations industrielles HF n'étaient significatives que jusqu'à la fréquence de 30 MHz. Les oscilloscopes 100 MHz se généralisant, on a lu dès 1980 que les perturbations industrielles s'étendaient en fait parfois jusqu'à 100 MHz. En 1981, nous avons été surpris de mesurer avec un oscilloscope de 350 MHz des amorçages d'arcs de 1 ns.

Notre vision du spectre HF a suivi la bande passante de l'instrumentation. Depuis, certaines équipes CEM se sont équipées d'un remarquable oscilloscope de 7 GHz de bande passante en monocoup (IN 7100, dont par ailleurs le bruit propre est très faible). Nous ne connaissons aucune perturbation non intentionnelle à des fréquences supérieures à 3 GHz. À notre connaissance, seuls des phénomènes dans le vide liés à des charges d'espace (plasmas en impulsions) peuvent générer des champs jusqu'à 3 GHz, ce qui correspond à des temps de transitions de l'ordre de 100 ps.

Les phénomènes HF sont importants, sévères, fréquents, peu intuitifs et remettent en cause les façons traditionnelles de câbler les électroniques. Le remplacement de fonctions analogiques par des circuits numériques (même en hi-fi), la fréquence croissante des horloges et les temps de commutations des circuits rapides (désormais sub-nanoseconde en MOS complémentaire) rendent les perturbations HF de plus en plus sensibles. C'est pourquoi ce paragraphe est important.

■ Perturbations HF en conduction

Les phénomènes conduits se compliquent sérieusement au-delà du mégahertz. La notion d'équipotentialité d'un site devient de plus en plus illusoire. Cela ne signifie pas que l'on sacrifie les basses fréquences sur l'autel des HF. Il convient de respecter à la fois les règles BF et HF. Les couplages en HF étant sévères, voyons d'où viennent par expérience les pires de nos ennuis, sans espérer des évolutions technologiques la solution aux problèmes actuels, au contraire.

□ Perturbations HF entretenues en conduction

Les perturbations entretenues ont un effet important sur les cartes analogiques, en particulier à bas niveau. Par détection d'enveloppe (voir les victimes analogiques au chapitre 3), un signal HF entretenu est reçu comme un signal continu. Des erreurs, des fausses alarmes, des arrêts d'urgence, des emballements voire des catastrophes sont à redouter. Peut-être faut-il avoir fait hurler un gros moteur régulé en vitesse ou fait vibrer un massif de béton lors d'un essai d'immunité pour devenir prudent.

Aucune carte numérique n'est en réalité totalement numérique. Toute carte à microprocesseur un peu importante contient au moins une horloge, un optocoupleur, un comparateur, une surveillance de tension, ou un circuit de reset. Ces composants de type analogique peuvent être perturbés par des signaux HF entretenus.

a) Modems à courants porteurs en ligne

Les modems à courants porteurs sur ligne secteur (CPL, aussi appelés PLC, ou PLT pour télécommunication sur ligne d'alimentation en anglais) utilisent le réseau de distribution d'énergie électrique pour faire dialoguer des matériels informatiques (sans autre liaison filaire ni radio). Ces modems transmettent des signaux codés en OFDM (codage par multiplexage numérique de fréquences modulées orthogonalement), avec une amplitude de quelques millivolts par largeur de bande de 10 kHz, soit un signal de l'ordre de 1 V crête sur toute la bande d'une largeur supérieure à 10 MHz.

Plusieurs milliers de porteuses, espacées de quelques kilohertz, modulées chacune en amplitude et en phase, utilisent la bande des ondes courtes (de 3 MHz à 30 MHz

typiquement), pour transmettre « intelligemment » (avec gestion du spectre, et évitement dynamique des fréquences brouillées) un débit numérique utile de plusieurs dizaines de millions de bits par seconde.

Le problème est que la conversion du mode différentiel en mode commun d'un réseau électrique est forte en HF : phase et neutre ne sont pas toujours routés côte à côte, ni ne traversent les mêmes impédances. Autre façon de dire la même chose : la symétrie d'un réseau électrique est mauvaise. Cela se traduit par une remontée du bruit rayonné dans les bandes radioamateurs et DRM (radio digitale mondiale). Ce bruit limite beaucoup la portée des émetteurs.

Une solution efficace qui permet de réduire de 30 dB le niveau de bruit s'appelle le *notching*. Cette astuce consiste à supprimer volontairement l'émission des sous-porteuses dans toutes les plages de fréquences à protéger. La réduction du débit, de l'ordre de 20 %, reste acceptable. Le lecteur intéressé par la cohabitation entre les CPL et la réception radio pourra télécharger sur le site Internet de la BBC d'excellents « *White papers* » dont : WHP067, WHP099, WHP114 et WHP116.

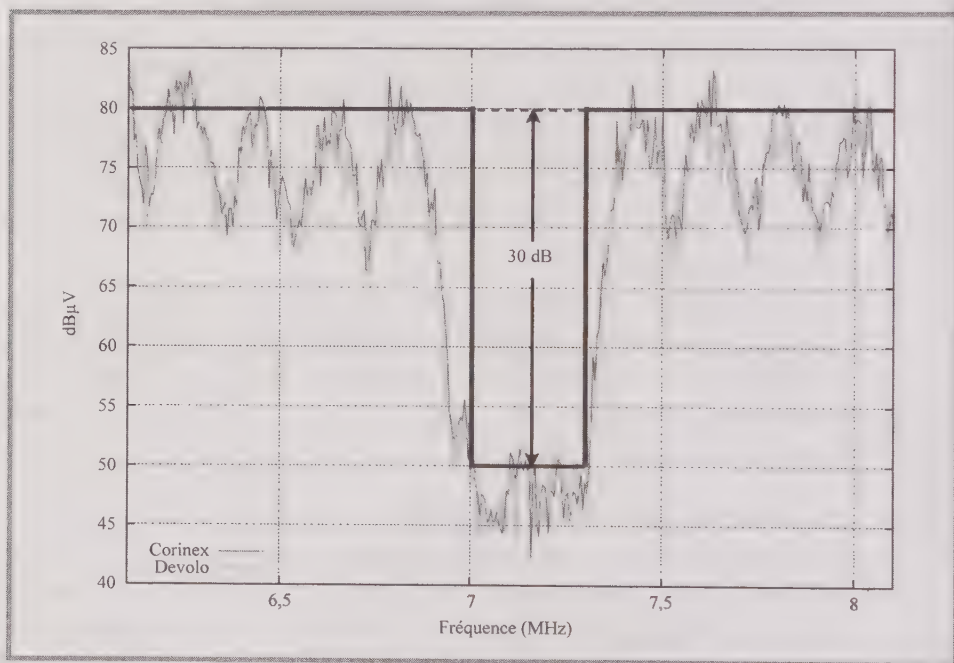


Figure 2.18 – Le notching protège une bande (ici : radioamateur américain).

b) Bruit de commutation des moteurs à collecteur

Les moteurs à balais (continus ou « universels ») génèrent des étincelles. Une étincelle se comporte comme un interrupteur très rapide. Les câbles d'alimentation

deviennent le siège de courants HF, avec des fronts de montée de l'ordre de quelques nanosecondes, parfois moins.

L'effet de ces perturbations HF de mode commun est de perturber directement la carte de régulation, ou par diaphonie de bruite les câbles voisins, ou enfin de brouiller le spectre radioélectrique sur un rayon de plusieurs dizaines de mètres, jusqu'à plus de 1 GHz.

La meilleure solution est de filtrer chaque conducteur par rapport à la masse. Il suffit en général, comme pour les appareils électrodomestiques, de placer un condensateur d'antiparasitage, quelques nanofarads suffisent le plus souvent, entre chaque balai et le stator du moteur. Pour rester efficace au-delà de 100 MHz, la longueur de câblage de ces condensateurs doit rester aussi courte que possible (quelques millimètres).

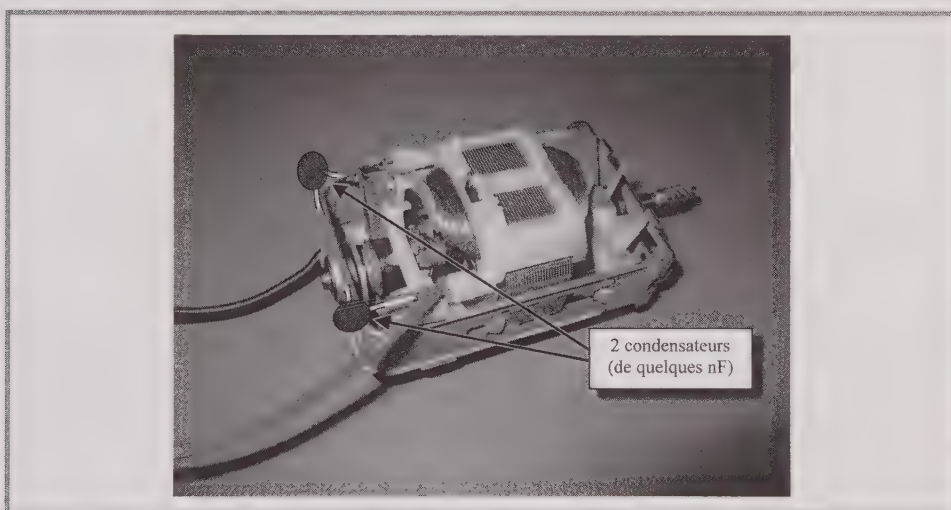


Figure 2.19 – Antiparasitage d'un moteur à collecteur.

c) Courant de MC des convertisseurs statiques

Tout convertisseur à découpage (convertisseur continu-continu, alimentation à découpage, variateur de vitesse, chargeur ou onduleur) génère des courants de mode commun HF sur l'alimentation et la sortie. Ces courants avant filtrage sont des impulsions sinusoïdales amorties de quelques milliampères à plusieurs centaines de milliampères. Leurs fréquences propres sont comprises entre 1 MHz et 50 MHz, selon la puissance, le filtrage et la conception du convertisseur.

L'effet de ces perturbations de mode commun est de bruite des électroniques sensibles. Citons les caméras vidéo, les moniteurs à haute résolution, les scanners, les récepteurs optiques, les étages à fréquence intermédiaire des récepteurs radio,

les appareils d'échographie médicale, les compte-globules, les photomultiplicateurs et d'autres appareils scientifiques chatouilleux. Des problèmes de bruit ou de dérive d'offset sont à craindre pour des circuits de mesure lents mais à bas niveau : thermocouples, sondes PH ou jauges de contrainte.

La meilleure solution est de filtrer tous les câbles du convertisseur par des filtres HF référencés sur la même tôle de référence de potentiel ou le même plan de masse. Dans le cas des onduleurs avec batteries extérieures, il ne faut pas oublier de filtrer aussi les deux conducteurs de la batterie.

Une excellente solution pour les sorties d'alimentations à découpage est de connecter au plus court le ou les 0 V à la masse du châssis. Rappelons que les 0 V de traitement gagnent à être raccordés au châssis (quand aucune isolation n'est nécessaire). Il n'y a que pour l'alimentation des circuits d'entrée/sortie galvaniquement isolés que cela ne doit pas être effectué.

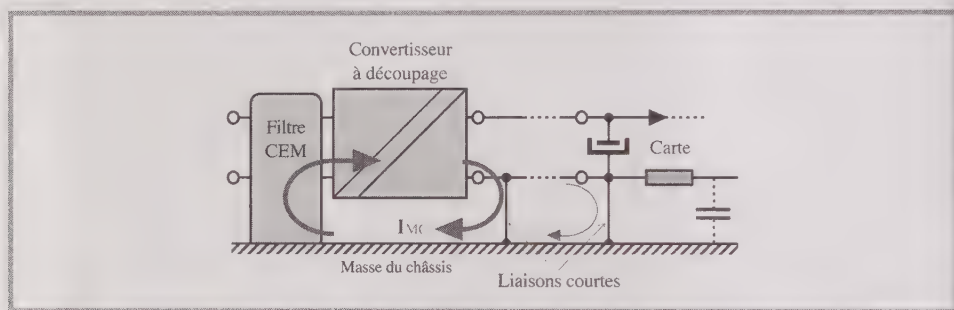


Figure 2.20 – Refermer les courants de mode commun par la masse du châssis.

Il est important de se souvenir qu'il faut traiter aussi bien l'entrée que la sortie du convertisseur. S'acharner à ne filtrer le mode commun qu'un seul côté est voué à l'échec. C'est en refermant les courants HF par la masse du châssis, c'est-à-dire par une très basse impédance, que l'on parvient à protéger les circuits électroniques voisins des courants parasites.

On utilise souvent de petits convertisseurs continu-continu sur les cartes pour alimenter les parties isolées. Les perturbations de ces petits monstres doivent être réduites à la conception par la maîtrise de leurs bobinages. Il est difficile de limiter la capacité parasite totale primaire à secondaire d'un petit transformateur (quelques watts) à moins de 30 pF, et à moins de 100 pF pour un transformateur d'une centaine de watts.

Pour la détermination du bruit généré en mode commun par une alimentation à découpage isolée, nous suggérons de court-circuiter l'entrée et la sortie par un câble coaxial terminé par une charge de passage de 50 Ω . Il est souhaitable de ne

pas mesurer plus de 100 mV crête (soit 2 mA) environ. Cette performance n'est obtenue que par des convertisseurs bien conçus. L'expérience montre que des courants de mode commun de plusieurs dizaines de milliampères sont fréquents. Les pires dépassent 100 mA crête à crête; ils sont alors impropres à l'alimentation de circuits sensibles.

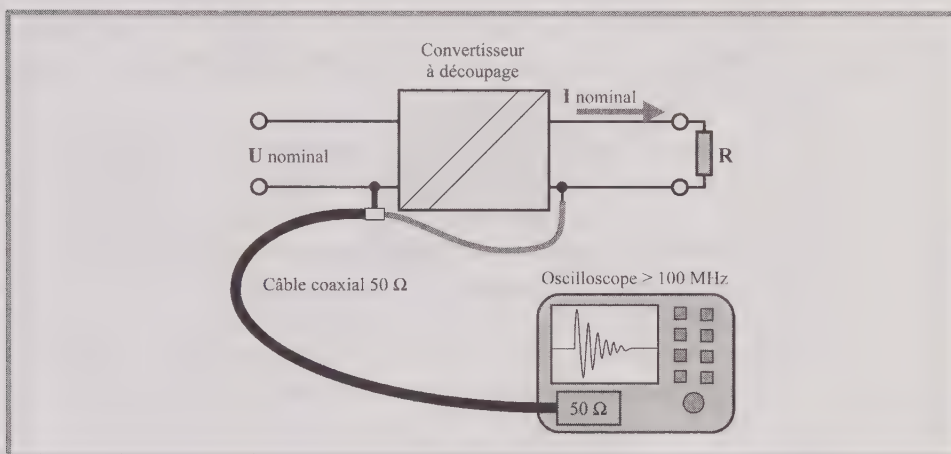


Figure 2.21 – Mesure simple des perturbations de MC d'un convertisseur.

L'ondulation résiduelle en mode différentiel est pratiquement indifférente au bon fonctionnement des électroniques, et pourtant c'est elle seule qui est spécifiée ! Les perturbations de mode commun compliquent tout, jusqu'à la mesure de l'ondulation en MD : le courant de MC qui circule sur le fil de masse de la sonde d'oscilloscope bruite le signal. Réduire la bande passante de l'oscilloscope à 10 MHz ou 20 MHz n'est qu'un pis-aller : il vaut mieux effectuer une mesure coaxiale, sans « queue-de-cochon » (avec un condensateur de liaison en série, pour protéger la charge de $50\ \Omega$).

☐ Perturbations HF transitoires en conduction

Comme pour tous les phénomènes impulsifs, surtout en HF, l'effet d'un transitoire sur les électroniques numériques est statistique. Deux impulsions de même forme produiront des effets différents selon leur instant d'application par rapport au cycle de fonctionnement des processeurs. Il convient de prendre garde à cet aspect lors des tests d'immunité.

Les fronts très brefs (inférieurs à 10 ns) ne se propagent pas loin sur les câbles car le rayonnement en mode commun les amortit rapidement. En mode différentiel, les pertes diélectriques, particulièrement dans les diélectriques bon marché, dégradent assez rapidement les très hautes fréquences en chaleur. Des couplages conduits en HF, disons au-delà de 30 MHz, sont essentiellement locaux.

Les impulsions HF sont particulièrement sévères pour les électroniques numériques. La raison est évidente : une perturbation de quelques volts, même s'il ne dure que quelques nanosecondes, ressemble à un signal réel et peut faire commuter une porte. Les effets peuvent être surprenants.

a) Coupure de bobines

Ce premier phénomène est pratiquement inévitable tant les charges inductives sont nombreuses : relais, contacteurs, bobines, électrovalves, moteurs, transformateur à vide, ballasts, etc.

Le phénomène est simple. Lorsqu'une charge inductive est alimentée, de l'énergie inductive est stockée dans le bobinage. Si un contact sec (contact de relais, interrupteur...) coupe du courant, l'énergie inductive dans la bobine charge la capacité entre les conducteurs. Une surtension importante apparaît. Cette extra-tension (et non « extra-courant de rupture » comme on dit improprement) est comparable à la surtension produite par l'ouverture du rupteur d'un allumeur automobile. La montée de la tension est lente, la fréquence de résonance du circuit LC est comprise entre quelques kilohertz et la centaine de kilohertz.

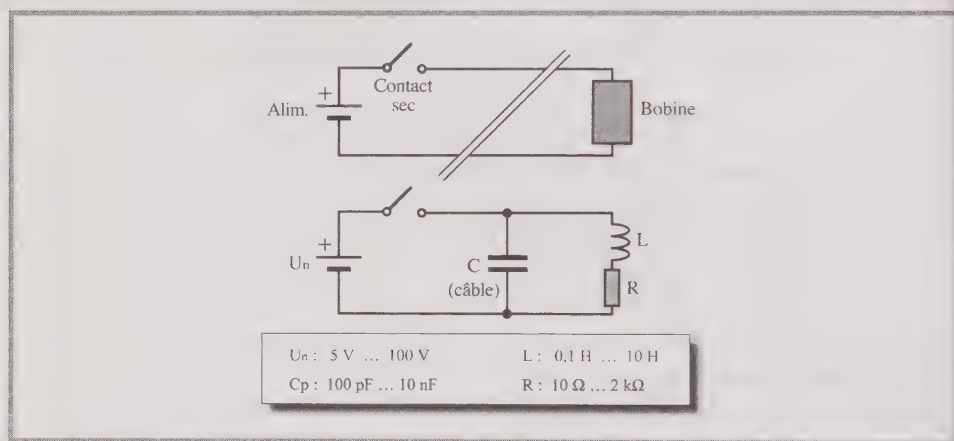


Figure 2.22 – Schéma électrique équivalent d'une bobine.

La tension théorique qui devrait apparaître aux bornes de la bobine, donc aux bornes du contact, se compte en (dizaines de) kilovolts. En réalité, le contact amorce avant que la crête ne soit atteinte. Une étincelle apparaît à ses bornes; nous savons que cela génère un front raide de quelques nanosecondes. Puis l'arc s'éteint, la tension monte à nouveau jusqu'à ce qu'un nouvel amorçage se produise.

Une rafale d'impulsions à fronts raides est ainsi générée à chaque ouverture. La durée de cette salve est de l'ordre de 1 ms, l'amplitude des fronts est croissante durant cette période puisque les contacts s'éloignent. Le dernier claquage peut

atteindre 2 kV, voire 4 kV lorsque deux contacteurs sont commandés en parallèle par le même contact.

Ce phénomène est normalisé par la norme CEI 61000-4-4 (la norme française correspondante est la NF C 46023). L'effet de ces impulsions répétitives en salves est de perturber avec une redoutable efficacité les circuits numériques mal mis en œuvre (sans plan de masse, mal filtrés et mal blindés).

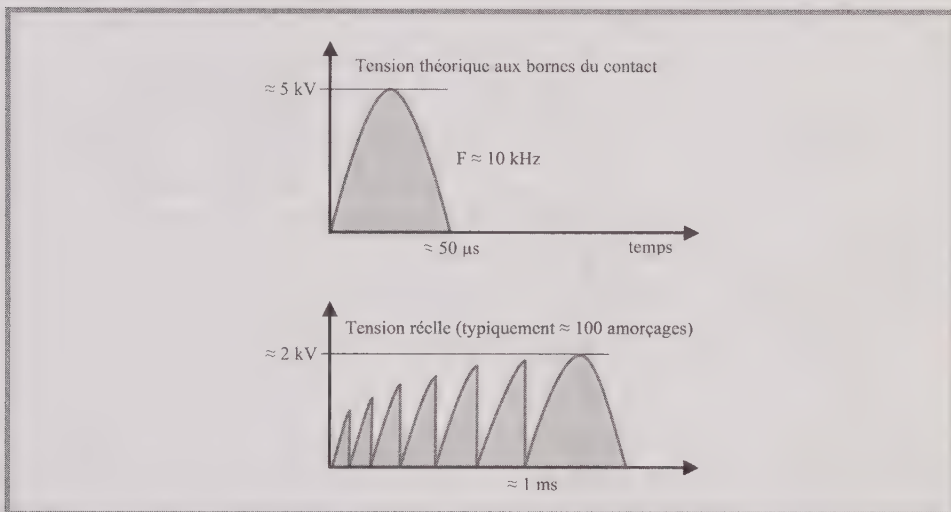


Figure 2.23 – Génération de transitoires électriques rapides en salve.

La suppression du phénomène à la source est facile. Il suffit de placer un limiteur de surtensions en parallèle avec la bobine. Quatre solutions sont possibles :

- Une résistance ayant environ 3 fois la valeur de la résistance de la bobine. La tension à l'ouverture est limitée aux bornes des contacts à $4U_n$ (tension nominale). L'inconvénient est un temps de retour au repos allongé (multiplié par 1,5 environ) et surtout un échauffement supplémentaire d'environ 30 %.
- Une varistance ou une diode Zener avec une tension de coude d'environ $2U_n$. La tension à l'ouverture est limitée aux bornes des contacts à $3U_n$. Les inconvénients sont un temps de retour au repos multiplié par 1,3 environ, et surtout un risque de destruction en cas de surtension sévère sur le réseau.
- Une diode dite « *de roue libre* » en inverse sur la bobine. Cette solution n'est possible qu'en continu. La tension est limitée aux bornes des contacts à $U_n + 0,7\text{ V}$. L'inconvénient est un temps de retour au repos au moins triplé et surtout un risque de panne accru, en particulier en cas de câblage à l'envers (sur une carte, le risque est nul, mais attention au câblage des relais externes, sur rail DIN par exemple).

- Un circuit RC série. La résistance, $47\ \Omega$ ou $100\ \Omega$, ne sert qu'à limiter le courant à la fermeture. La tension à l'ouverture est assez couchée par le condensateur pour que les contacts aient le temps de s'éloigner sans amorcer. Le temps de retour au repos n'est pas allongé (il peut même être légèrement raccourci). Les inconvénients sont la nécessité d'adapter le RC à la bobine, et le coût de cet ajout. Des RC adaptés sont proposés par des constructeurs de relais; c'est sans doute la meilleure solution.

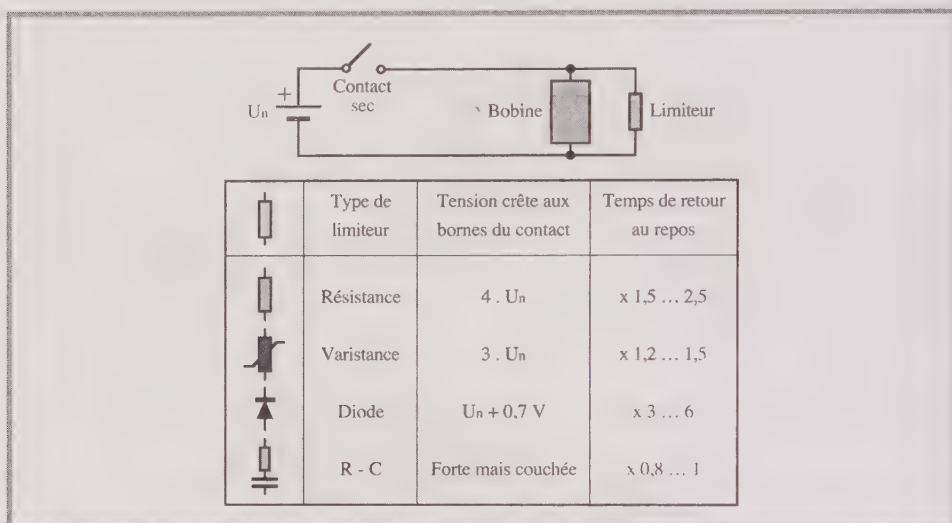


Figure 2.24 – Méthodes d'antiparasitage d'une bobine.

Ne rêvons pas, il est peu probable que, dans une installation importante, toutes les charges inductives soient antiparasitées. Il importe donc de prendre des précautions contre les perturbations HF qui seront collectées à coup sûr en mode commun : séparation des conducteurs de natures différentes, filtrage ou blindage des câbles, effets réducteurs...

b) Décharges électrostatiques

Les phénomènes électrostatiques sont connus depuis les Grecs : en frottant de l'ambre sur une étoffe sèche, on peut attirer des brindilles par attraction électrostatique. Les hellénistes savent que le mot triboélectricité vient du grec *tribein* (τριβειν : frotter) et de *electron* (ηλεκτρον : l'ambre). Au cours du XVIII^e siècle, les adeptes des jeux de physique amusante s'électrisaient en série grâce à une bouteille de Leyde. Désormais, les décharges électrostatiques (DES) ne font plus rire du tout : elles coûtent des fortunes aux industriels.

Les causes d'électrisation, c'est-à-dire de déplacement de charges électriques vers un corps isolé de la terre, sont nombreuses :

- par frottement (triboélectricité);

- par contact (transfert direct de charges);
- par influence (par champ électrique);
- par ionisation (émission d'ions sous haute tension);
- par balloélectricité (agitation de particules dans un gaz);
- par clivage ou fragmentation (cassons un morceau de sucre dans l'obscurité);
- par congélation, effet thermoélectronique, photoélectronique, etc.

La seule triboélectricité, le frottement d'isolants, suffit à expliquer la plupart des DES en milieu industriel. Le courant électrique collecté par triboélectricité lors d'un déplacement de personne est très faible, inférieur à $1\ \mu\text{A}$, mais ce phénomène est difficile à éviter. Nous verrons que la meilleure méthode de protection contre les décharges électrostatiques est d'évacuer les charges à la terre au fur et à mesure de leur collecte.

La capacité du corps humain par rapport à l'environnement est d'environ $200\ \text{pF}$. Ainsi en quelques secondes une personne en déplacement peut se charger à plusieurs kilovolts. La tension maximale à laquelle peut se charger une personne est d'environ $25\ \text{kV}$. Cette tension dépend fortement de l'humidité relative de l'air, de la nature du revêtement de sol et de celle des semelles de chaussures (entre autres choses).

La tension par rapport aux masses du corps humain fluctue en fonction des charges collectées et perdues ainsi qu'en fonction de sa capacité : $U = Q/C$. Si, en levant un pied, la capacité du corps humain chute de $200\ \text{pF}$ à $140\ \text{pF}$, à charge constante, sa tension par rapport aux masses augmente de $2\ 500\ \text{V}$ à $3\ 570\ \text{V}$. Par chance, la charge est inoffensive, seule la décharge brutale (DES) est dramatique pour les circuits.

L'énergie totale libérée lors d'une DES est celle stockée dans le condensateur avant la décharge, soit : $W = 0,5CU^2$. Cette énergie, de l'ordre de quelques millijoules, est négligeable à l'échelle humaine, mais elle est considérable pour des composants intégrés.

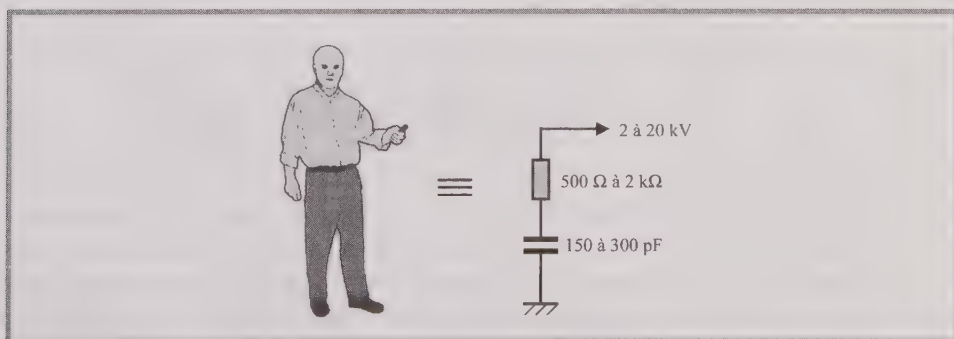


Figure 2.25 – DES personnelle : valeurs typiques.

Le corps humain se modélise par trois paramètres : sa capacité par rapport à la masse, sa résistance lors de la décharge et sa tension avant la DES. Nous pouvons estimer ces valeurs, pour une DES moyenne, à respectivement 200 pF, 1 k Ω et 10 kV.

On peut ainsi tabler sur un courant crête de 10 A, avec une constante de temps de décharge de 200 ns. Ce qui rend le rayonnement redoutable est le temps de montée du courant de décharge. Un opérateur qui tient un objet métallique contondant, telle une clef anglaise, peut générer un front de courant d'une durée inférieure à 1 ns. En effet, la capacité qui se décharge durant le front de montée est faible (quelques picofarads) mais elle est en série avec une faible impédance (moins de 330 Ω).

Une personne chargée peut se décharger dans la capacité intrinsèque de tout corps conducteur, même isolé des masses. Il est ainsi possible de détruire une carte simplement en la touchant, alors qu'elle est elle-même isolée. Réciproquement, une personne non chargée qui toucherait une carte isolée mais chargée générerait une DES en la déchargeant.

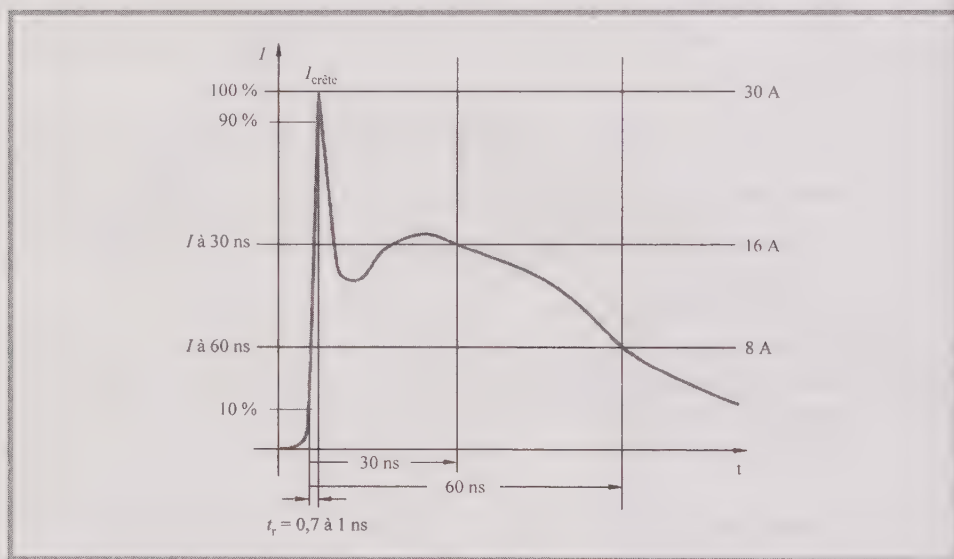


Figure 2.26 – Courant normalisé d'une DES de 8 kV selon la norme CEI 61000-4-2.

La conséquence d'une DES peut être un plantage, un **latch-up**, voire une destruction de composant. Un courant de mode commun avec une pente de quelque 10 A/ns se couple efficacement avec les boucles voisines. Un composant qui a subi une surcharge électrique (EOS) peut tomber en panne latente : il fonctionne toujours, mais tombera en panne, le plus souvent définitivement, dans les semaines suivantes.

Le durcissement contre les DES d'un produit est à la fois un problème de conception et d'installation. Les solutions à mettre en place sont les mêmes que pour une bonne immunité HF : blindage des câbles et des cartes, filtrage des entrées/sorties, effets réducteurs, limiteurs de surtensions, etc. (voir les tomes 2 et 3).

Il est possible de limiter les risques de DES en maintenant une humidité relative voisine de 50 %. Une telle mesure, *a minima*, est souhaitable dans les zones sensibles : salles de contrôles et de tests, laboratoires électroniques, salles blanches où l'on manipule des composants et ateliers de montage ou de dépannage.

La meilleure méthode est de suivre les règles de protection dans les zones protégées contre les DES. Les normes CEI 61340-5-1 (prescriptions générales) et CEI 61340-5-2 (guide d'utilisation) constituent un bon référentiel. Ces normes s'appuient sur une série de normes sur des produits anti-DES : les CEI 61340-4-X (sols, chaussures, etc.).

c) Amorçages en haute tension

Le temps de montée du courant dans un disjoncteur au SF₆ (hexafluorure de soufre) ou à vide ne dépasse guère 1 ns. Lors d'une manœuvre sur un réseau 20 kV, les courants impulsionnels peuvent dépasser 100 A crête, surtout lors d'ouvertures de jeux de barres à vide. Il ne nous semble pas utile de dissenter sur un phénomène au moins aussi rapide qu'une DES, et d'une amplitude 10 fois supérieure. Les impulsions générées sont équivalentes pour les contacteurs et sectionneurs MT au SF₆ ou à vide (l'air comprimé et l'huile sont moins rapides).

Un cas particulier est la manœuvre lente de sectionneurs dans l'air. L'arc entre les électrodes peut durer plusieurs secondes. Durant tout ce temps, des amorçages ont lieu 100 fois par seconde et par phase. Nous comprenons que ce type de perturbation soit à classer parmi les phénomènes entretenus, c'est-à-dire qu'il est nettement plus sévère qu'une impulsion unique. Il est en outre impossible de distinguer en HF la partie conduite (à travers les isollements galvaniques) des courants induits par le rayonnement. Dans tous les cas, la perturbation arrive en conduction, en mode commun, en entrée des électroniques. Ce type de perturbation est le principal gagne-pain des spécialistes en CEM.

Un phénomène voisin d'une manœuvre d'organes de coupure peut être généré par des équipements qui utilisent des hautes tensions dans des enveloppes sous vide poussé (tubes cathodiques, accélérateurs de particules, détecteurs, photomultiplicateurs, tétrodes à haute tension ou tubes de puissance). En cas d'amorçage dans le vide, à moins que l'on puisse ajouter une résistance suffisante en série pour limiter le courant crête à quelques ampères, tout ce qui est mal câblé dans le voisinage peut collecter, en conduction ou en rayonnement, une perturbation suffisante pour détruire des composants. Même un circuit intégré non alimenté peut être détruit par une impulsion unique de faible énergie (< 1 MJ) mais de forte amplitude (> 1 kV).

En conclusion, la nature de l'environnement est bien plus critique en HF qu'en BF. Puisque les phénomènes conduits HF essentiellement sont locaux, il importe de soigner particulièrement le câblage des installations contenant dans leur voisinage une ou plusieurs des sources citées ci-dessus.

■ Perturbations HF en rayonnement

Comme nous l'avons vu, des perturbations rayonnées finissent toujours après couplage sous forme de perturbations conduites. Il est toutefois intéressant de savoir ce qui rayonne les champs HF puisqu'un simple éloignement suffit le plus souvent à supprimer les risques de dysfonctionnements.

□ Perturbations HF entretenues en rayonnement

a) *Machines ISM*

Un « ISM » est un appareil industriel, scientifique ou médical. De plus en plus d'équipements utilisent des émetteurs radioélectriques de puissance pour céder de la chaleur dans les matériaux : torches à plasma, machines à souder le plastique, à sécher le bois, à polymériser les résines plastiques, à blanchir les légumes, à hyperthermie ou diathermie médicale, bistouris électriques, etc.

Hormis les appareils médicaux, toutes ces machines ont une puissance HF supérieure au kilowatt et peuvent même, dans certains cas, dépasser 100 kW. Leur fréquence est comprise entre 1 MHz et 3 GHz environ. De nombreux ISM utilisent les fréquences autorisées de 6,78 MHz, 13,56 MHz, 27,12 MHz ou 2,45 GHz.

Un blindage suffisant et adapté à la fonction de l'appareil ISM est nécessaire pour limiter les champs rayonnés. En cas de blindage insuffisant, ce qui reste fréquent, le bon respect des règles de câblage HF est impératif. Il est en effet pratiquement impossible d'ajouter un blindage efficace en HF, et il est difficile d'améliorer le blindage d'un ISM « fuitieux ».

b) *Émetteurs hertziens*

De nombreux émetteurs radioélectriques nous environnent. Leur puissance moyenne d'émission est comprise entre quelques milliwatts (pour des radiocommandes ou des alarmes) à plusieurs mégawatts crête pour des radars en aéronautique ou en marine militaire. Si, en environnement urbain, le champ ambiant dépasse rarement la centaine de millivolts par mètre, la probabilité qu'apparaisse un champ supérieur à 3 V/m n'est pas nulle. Il est rare que le champ dépasse 10 V/m, même à proximité d'une antenne de radiocommunication puisque la puissance d'émission ne se compte qu'en dizaines de watts. Seule la proximité d'une antenne de radiodiffusion dont la puissance se compte en kilowatts risque d'exposer le public à des champs de plusieurs dizaines de volts par mètre.

Le champ électrique rayonné par un émetteur radio peut être estimé par la relation simple et indépendante de la fréquence :

$$E = \frac{\sqrt{30PG}}{D}$$

Avec :

E : champ électrique en volts par mètre (V/m),

P : puissance rayonnée par l'émetteur, en watts (W),

G : gain numérique de puissance de l'antenne, sans dimension (prendre $G = 1,5$ pour une antenne fouet, un pylône ou un dipôle),

D : distance entre l'antenne et le point de mesure, en mètres (m).

Les constructeurs de talkies-walkies annoncent une puissance d'émission quelque peu optimiste. Pour tenir compte de cet état de fait, nous recommandons (pour les talkies-walkies uniquement, ni pour les radiotéléphones, ni pour les mobiles) de prendre dans la formule ci-dessus un gain d'antenne de 1 et de diviser la puissance annoncée par le constructeur par 3 ! (Et cette correction reste encore parfois optimiste !)

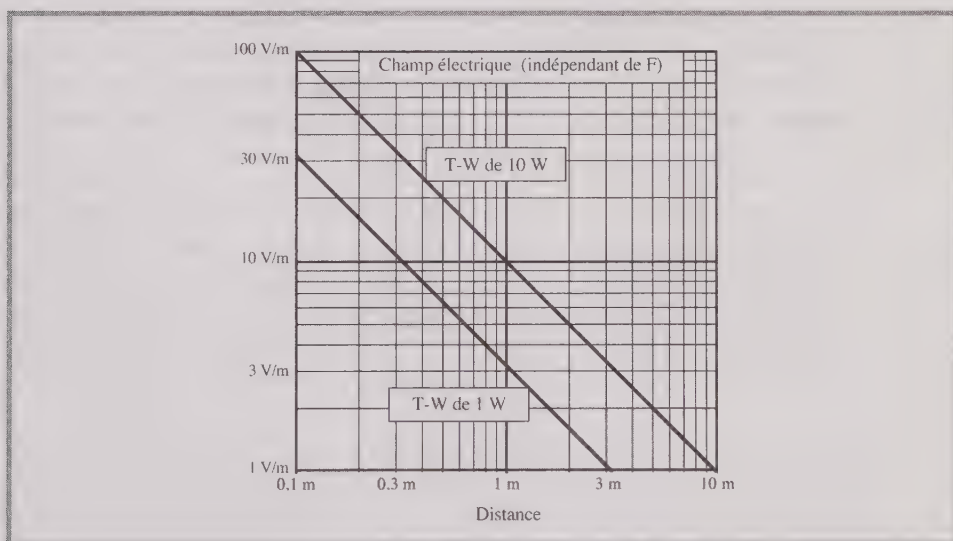


Figure 2.27 – Champ rayonné par un talkie-walkie, selon l'éloignement.

Quoi qu'il en soit, à cause de leur proximité avec des électroniques alimentées, les talkies-walkies de puissance supérieure à quelques dizaines de milliwatts risquent de bruyter des circuits analogiques. Avec une puissance d'émission de 1 W, un talkie-walkie rayonne typiquement un champ de 1 V/m jusqu'à 3 m de l'antenne,

et environ 30 V/m à 10 cm de l'antenne. N'oublions pas que des réflexions peuvent doubler l'amplitude du champ (ce doublement n'est pas pris en compte dans la figure 2.27). Un équipement industriel ne supporte à coup sûr que 10 V/m ; un équipement domestique n'est testé qu'à une exposition de 3 V/m.

Une bonne façon de réduire les champs d'émetteurs radioélectriques vus par les électroniques est d'utiliser des antennes bien dégagées. Cette précaution est impossible à respecter pour les émetteurs portables. Dans les installations sensibles, des restrictions d'emploi doivent être étudiées. Malgré l'immunité correcte des nouveaux matériels médicaux, les téléphones portables restent interdits dans les hôpitaux. Certaines compagnies aériennes acceptent désormais l'utilisation des GSM dans leurs longs courriers (lorsque ces avions sont équipés de l'infrastructure nécessaire et ont été validés).

c) Armes micro-ondes (HPM)

Les armes HPM (micro-ondes de grande puissance en anglais) sont un type d'armes utilisant un émetteur à hyperfréquences et une antenne directive. Elles peuvent « cuire » des électroniques à plusieurs kilomètres de distance. En modulant la puissance émise en impulsions, on ajoute à l'effet thermique un effet perturbateur renforcé. Des puissances de l'ordre de 1 MW moyen et 1 000 MW crête peuvent être émises à partir de tubes de puissance (magnétrons, klystrons ou vircators). Les fréquences les plus intéressantes vont de 0,5 GHz à 5 GHz. En dessous du gigahertz, les antennes directives deviennent trop grandes pour rester commodées, disons de moins de 5 m de diamètre. Au-dessus de 5 GHz, seul l'effet thermique persiste, et les problèmes de claquage dans le guide d'onde deviennent insolubles.

Une énergie de 1 MJ est assez peu volumineuse à stocker. Sachant qu'une impulsion d'une densité de puissance de 0,1 mJ/cm² est audible à cause de la dilatation thermique élastique des tissus de l'oreille interne, on en déduit qu'une arme HPM mobile peut être entendue sur une surface éclairée de 1 km². En hyperfréquences, on perturbe un matériel imparfaitement blindé avec un champ crête de 1 kV/m à 3 kV/m. Un tel champ est possible à générer à plusieurs dizaines de kilomètres de l'antenne. Mais de telles agressions, jusqu'à 50 kV/m, sont coûteuses à simuler.

Aucun émetteur n'a un rendement bien supérieur à 50 %. Pour conclure ce survol des sources de perturbations rayonnées entretenues, notons que la sensibilité d'un équipement varie avec la fréquence, avec la position de l'antenne d'émission (par rapport à sa face la plus vulnérable), avec la modulation (la modulation d'amplitude perturbe plus que la modulation de fréquence) et avec la polarisation du champ.

□ Perturbations HF transitoires en rayonnement

La plupart des sources d'impulsion HF en conduction rayonnent efficacement, nous devons nous attendre à les retrouver ici. L'efficacité de l'effet d'antenne des câbles dans la bande métrique est une explication suffisante.

a) Décharges électrostatiques

Simultanément au courant injecté sur sa masse, une électronique soumise à une DES doit supporter un champ électromagnétique intense : environ 8 A/m (et 3 000 V/m) à 25 cm du point de décharge. La simultanéité des deux phénomènes ne simplifie pas l'analyse. En cas de plantage, est-ce le courant ou le champ qui perturbe ? Le phénomène rayonné est le seul qui soit simulé par une décharge indirecte, c'est-à-dire une DES sur une masse voisine. Par ailleurs l'effet est statistique ; enfin il est impossible d'analyser les effets à l'intérieur des coffrets : une sonde de tension risquerait d'aggraver sérieusement l'agression.

Les méthodes de protection en champs sont heureusement les mêmes que celles en conduction, plus une enveloppe conductrice équipotentielle autour des cartes (voir le tome 3 sur les blindages). Toutefois un circuit imprimé avec un plan de 0 V non fendu et des filtres (condensateurs implantés tout près des connecteurs) sur chaque ligne externe s'avère robuste, même en boîtier plastique.

b) Manœuvres d'organes HT

Nous avons déjà discuté du phénomène transitoire conduit lors d'un amorçage d'arc dans le vide ou le SF₆. On peut tabler, à 1 m d'un conducteur soumis à une impulsion rapide de 10 kV, sur un champ crête de l'ordre de 5 kV/m. Le temps de montée est parfois inférieur à 1 ns. Sous 100 kV, il suffit de multiplier le champ par 10 : s'attendre à 50 kV/m à 1 m avec une décroissance du champ en $1/D$.

Il est inutile de préciser que les qualités des blindages et les reprises de masse (connecteurs blindés, filtres de traversée ou implantés sur carte) dans une telle ambiance ne doivent pas n'être que psychologiques...

c) Arcs

Les amorçages entre les pantographes de traction électrique et la caténaire ne perturbent pratiquement que la réception radioélectrique locale : c'est une source HF qui se couple peu aux systèmes électroniques. Tout au plus doit-on veiller, en traction ferroviaire électrique, à conserver un effet réducteur et à limiter la diaphonie dans les connecteurs de signaux entre les voitures.

Les postes à souder à l'arc, malgré leur aspect spectaculaire, génèrent très peu de transitoires HF (hormis lors d'un amorçage par haute tension des postes à souder sous gaz inerte : TIG ou MIG). Ils rayonnent beaucoup de champ magnétique BF au voisinage immédiat de la boucle de courant (près des deux câbles). L'induction au voisinage de ces câbles peut dépasser les valeurs limites d'exposition des travailleurs.

d) IEMN

Au chapitre des couplages, nous avons déjà signalé le phénomène d'impulsion électromagnétique d'origine nucléaire (IEMN) à haute altitude.

L'onde Bell (d'origine militaire) donne l'enveloppe de toutes les formes d'ondes possibles. La CEI qui a sérieusement travaillé cette question a publié une dizaine de documents normatifs ou de rapports techniques sur l'IEMN HA (haute altitude) : 61000-1-3, 61000-2-9, 61000-2-10, 61000-4-24, 61000-4-25, 61000-4-32, 61000-5-3, 61000-5-4, 61000-5-5 et 61000-6-6. La CEI ne retient que le pire cas, ce qui suffit à majorer l'agression. Elle majore moins la réalité que l'onde Bell qui donne, dans le pire cas (pour l'agression des lignes aériennes), une marge de 10 dB.

Les crêtes du courant et de la tension collectés par des structures longues dans le pire des cas pour une IEMN de haute altitude sont de 10 kA et 4 MV pour l'onde Bell. Selon l'onde CEI, l'agression maximale atteint 3 kA et 1,2 MV. Pour ces deux normes, la tension induite dans une petite boucle atteint 40 kV/m².

e) Armes à compression de flux

Fabriquer une bombe atomique qui lâche ses gammas prompts en quelques nanosecondes à une altitude de plus de 50 km n'est pas à la portée du premier État terroriste venu. Il existe en revanche d'autres armes anti-matériel beaucoup plus simples à mettre au point, compactes, et dont l'effet sur les systèmes électroniques mal fichus est suffisant pour espérer une efficacité opérationnelle satisfaisante.

L'idée est simple : la détonation d'un explosif brisant comprime à grande vitesse (≈ 5 km/s) un solénoïde de cuivre contenant un grand flux magnétique continu. Le courant induit dans une bague conductrice de collecte peut dépasser 1 000 kA (et même 100 MA pour un générateur type Sakharov) : cette source peut alimenter un générateur de champ HF ou hyperfréquences. Le modulateur le plus rustique est un éclateur qui coupe l'onde après 100 μ s pour générer un front d'une dizaine de nanosecondes. Le spectre de cette impulsion est riche dans la bande HF. Pour la rayonner, il suffit de déployer une antenne filaire d'une dizaine de mètres de long.

Les informations sur les armes non létales (NLW en anglais), dont les générateurs d'impulsions électromagnétiques portables, restent rares et contradictoires. Une arme à compression de flux (tenant dans un sac à dos, mise au point du temps de l'Union soviétique) a été utilisée le 26 octobre 2002 pour neutraliser les mises à feu électroniques bricolées du commando tchéchène dans le théâtre Dubrovka de Moscou (avant son gazage au fentanyl puis l'assaut). Des mises à feu par piles et boutons-poussoirs auraient été imperturbables. Une arme comparable, de la taille d'un paquet de sucre, aurait été mise au point par Metatech Corporation, aux États-Unis. En France, la DGA a intégré un générateur d'impulsion de forte puissance dans un obus de 155 mm.

Des photos de mallettes contenant un générateur à compression de flux, dont le rayon d'action annoncé varie de 40 m à 200 m, laissent perplexe car on n'y voit aucune antenne capable de rayonner efficacement dans la bande HF ou VHF, ni de générateur UHF. Pour générer des champs hyperfréquences, il faut une « cavité



résonante » excitée par un plasma brutalement comprimé (magnétohydrodynamique).

Des missiles de croisière ont été équipés d'une tête « E » (électromagnétique, aussi appelée *arme à micro-ondes*). De telles armes sont inoffensives pour les personnes, mais elles peuvent détruire des systèmes de surveillance, de sécurité, de gestion, de communication ou de commandement. La dissémination d'armes électromagnétiques est à peine moins préoccupante pour les pays développés que celles des armes chimiques ou bactériologiques.

■ Conclusion des phénomènes HF

Un coffret électronique conducteur devrait comporter une tôle de référence de potentiel (TRP) à laquelle les courants HF collectés par les câbles externes s'écouleront. On pourrait donner l'image du paillason sur lequel chacun doit s'essuyer les pieds avant d'entrer. Cette figure a le mérite de faire comprendre que, si un seul visiteur n'a pas les semelles propres, l'intérieur se salit !

Conservons à l'esprit les trois méthodes de protection contre les perturbations de mode commun HF : les câbles blindés, les filtres et, quand une moindre efficacité suffit, les ferrites. Des inductances de mode commun sont plus efficaces que de simples tores de ferrite, du moins jusqu'à 100 MHz. Attention : tout circuit magnétique saturé par un courant excessif voit son efficacité disparaître.

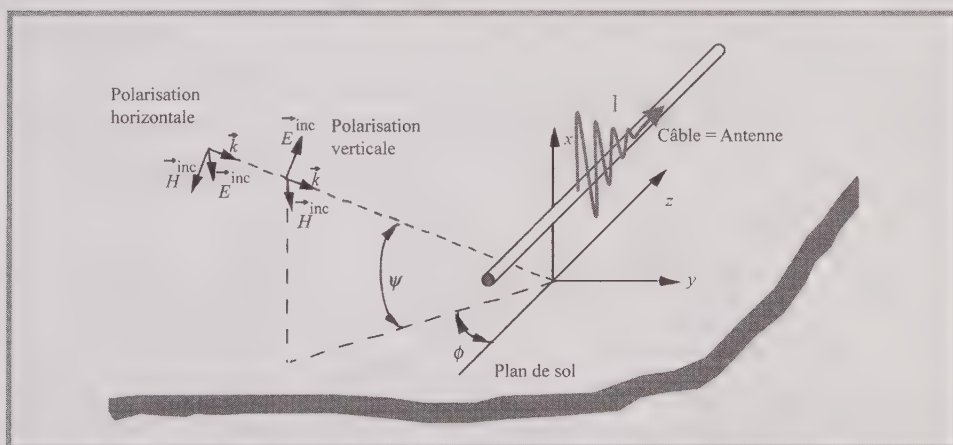


Figure 2.28 – Un câble est une antenne efficace dans la bande VHF.

En conclusion, nous pouvons observer qu'en HF la frontière entre la conduction en mode commun et le rayonnement est plus académique que physique. N'oublions pas qu'un champ HF se couple facilement sur les câbles et que, réciproquement,

un courant en mode commun sur un câble transforme celui-ci en une antenne d'émission efficace.

Les impulsions HF collectées puis propagées par les câbles de tous les systèmes électroniques peuvent surprendre : des ampères à plusieurs dizaines de mégahertz, même dans un environnement *a priori* « calme ». Attention en particulier aux contacts secs quand ils génèrent une étincelle.

3 Évaluation des ordres de grandeur

Il est possible, par expérience, de définir des seuils minimaux au-dessous desquels seules de mauvaises électroniques mal installées risquent d'être perturbées, et des seuils maximaux au-dessus desquels seules des électroniques bien conçues et bien installées peuvent continuer de fonctionner sans problème. La plupart des équipements électroniques ont un niveau d'immunité compris entre ces deux limites. Ces ordres de grandeur sont donnés dans la figure 2.29.

	Minimum	Maximum
<i>Tensions perturbatrices sur lignes d'alimentation</i>		
BF ou HF entretenues rms	1 V	30 V
BF impulsionnelle crête (durée $\leq 100 \mu\text{s}$)	50 V	2 000 V
BF impulsionnelle crête (durée $\geq 1 \text{ ms}$)	30 V	300 V
Impulsion HF crête non répétitive	300 V	10 000 V
<i>Courants de mode commun</i>		
HF entretenus sur tout câble rms	10 mA	300 mA
Impulsion HF crête non répétitive	3 A	100 A
<i>Champ électrique</i>		
HF entretenu rms	0,5 V/m	15 V/m
Impulsion HF non répétitive	150 V/m	5 000 V/m
<i>Champ magnétique</i>		
50 Hz (ou 60 Hz) rms	1 A/m	1 000 A/m
HF entretenu rms	1,3 mA/m	40 mA/m
Impulsion HF crête non répétitive	0,4 A/m	13 A/m

Par *perturbation BF*, il faut entendre des fréquences inférieures à 1 MHz.

Par *perturbation HF*, il faut surtout craindre la gamme s'étendant de 30 MHz à 300 MHz.

Par *impulsion BF*, il faut comprendre un temps de montée $\geq 1 \mu\text{s}$.

Par *impulsion HF*, il faut surtout craindre un temps de montée $\leq 10 \text{ ns}$.

Figure 2.29 – Ordres de grandeur des seuils minimaux et maximaux d'immunité des équipements électroniques.

Nous constatons des différences typiques d'un facteur 30 entre un équipement mal conçu et mal installé et un autre bien conçu et bien installé. Seul le champ magnétique BF est une menace qui dépend beaucoup de la nature de l'équipement : un microscope électronique ne supporte pas plus de 0,2 A/m à 50 Hz alors qu'une électronique ordinaire n'est guère perturbée au-dessous de 1 000 A/m.

Nous constatons en HF une différence typique d'un facteur 300 entre le niveau d'une perturbation sinusoïdale (entretenu et modulée en amplitude à 1 kHz, selon la norme CEI 61000-4-3) et celui d'une perturbation impulsionnelle HF non répétitive (une DES par exemple). Comment expliquer cet écart surprenant ?

Une première raison est qu'une perturbation entretenue se mesure en valeur efficace alors qu'une impulsion se définit par sa crête; or entre la valeur efficace (en présence d'une modulation AM de 80 %) et le même signal mesuré en valeurs crête à crête, il y a déjà plus d'un facteur 5. Une deuxième raison est que les circuits analogiques sont surtout sensibles à de petites perturbations entretenues, alors que les circuits numériques craignent surtout de grandes impulsions HF. Une troisième raison est qu'une impulsion HF est à bande large. Les résonances des câblages se comportent comme des filtres passe-bande qui rejettent la plus grande part du spectre de l'impulsion, contrairement à une perturbation à bande étroite qui, à la pire fréquence, se couple totalement.

Un aspect statistique doit être ajouté aux tests en impulsions. Si le risque de plantage acceptable en impulsion est de l'ordre de quelques pour-cent, nous pouvons même admettre un facteur 1 000 (plutôt que 300) entre le niveau efficace d'une perturbation entretenue et celui de la crête de l'impulsion donnant un effet « comparable ».

Les effets des perturbations impulsives (plantages numériques) et entretenues (erreurs analogiques) sont rarement équivalents. Cette différence des effets peut faciliter l'identification de la source lorsqu'elle est inconnue.

4 Conversions d'unités

N'ayons pas peur de convertir les unités. Nous donnons ci-dessous les principales correspondances utiles en CEM. Pour ne faire bondir aucun puriste, les signes $\approx$ doivent être lus comme « équivalent à » et non comme « égal à ».

Induction magnétique : $1 \text{ G (1 gauss)} = 1 \text{ G} = 0,1 \text{ mT} \approx 80 \text{ A/m}$

Soit encore : $1 \text{ } \mu\text{T} = 1\,000 \text{ } \gamma \text{ (gamma)}$

Soit enfin : $1 \text{ } \mu\text{A/m} \approx 1,25 \text{ pT}$

Champ magnétique terrestre en Europe : $42 \text{ A/m} \approx 0,5 \text{ G} = 50 \text{ } \mu\text{T}$

En champs couplés : $1 \text{ A/m} \approx 377 \text{ V/m}$

Soit encore : $1 \text{ V/m} \approx 2 \text{ 650 } \mu\text{A/m}$

En amplitude : $10X = X_{\text{dB}} + 20$

et aussi : $2X = X_{\text{dB}} + 6$

et encore : $3X = X_{\text{dB}} + 9,5$

En puissance : $10X = X_{\text{dB}} + 10$

et aussi : $2X = X_{\text{dB}} + 3$

Dans toute impédance : 1 MW correspond à 0 dBm

Dans $50 \text{ } \Omega$: $0 \text{ dBm} = 107 \text{ dB}\mu\text{V} \approx 224 \text{ mV}$

Dans $75 \text{ } \Omega$: $0 \text{ dBm} = 108,75 \text{ dB}\mu\text{V} \approx 274 \text{ mV}$

Dans $600 \text{ } \Omega$: $0 \text{ dBm} = 117,8 \text{ dB}\mu\text{V} \approx 775 \text{ mV}$

En audio : $0 \text{ dBu} = 0 \text{ dBm} = -2,2 \text{ dBV}$

Attention : les dBVU varient d'un matériel à un autre, donc prêtent à confusion !

Densité de puissance d'une onde : $1 \text{ W/m}^2 \approx 20 \text{ V/m}$

Toujours en **champs couplés** : $1 \text{ MW/cm}^2 \approx 61 \text{ V/m}$

(1 MW/cm^2 est la **valeur déclenchant l'action** minimale pour les travailleurs)

Niveau de référence minimal pour le public : $0,2 \text{ MW/cm}^2 \approx 27 \text{ V/m}$

EFFETS SUR LES VICTIMES

Nous connaissons désormais les diverses natures de sources de perturbations ainsi que les six couplages possibles avec les victimes. Nous savons aussi estimer la **résiduelle** en entrée des victimes. Il nous reste, pour savoir analyser toute difficulté de CEM, à comprendre quels peuvent être les effets des résiduelles sur les circuits victimes. Nous aurons alors une vue d'ensemble sur la méthode générale de résolution d'un problème de CEM.

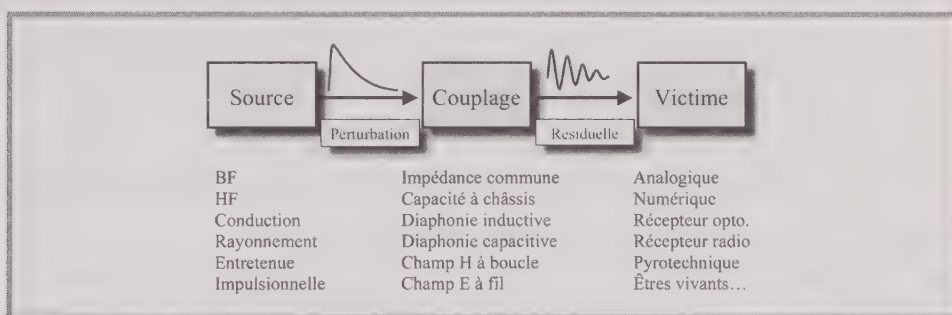


Figure 3.1 – Méthode générale d'analyse de la CEM.

1 Effets des perturbations sur les circuits analogiques

L'effet d'une résiduelle sur un circuit analogique est différent selon que le spectre fréquentiel de la résiduelle est dans la bande passante ou hors bande du circuit. Une perturbation dans la bande passante d'une chaîne d'amplification a un effet beaucoup plus sévère qu'une perturbation d'amplitude équivalente hors bande (atténuée). Les amplificateurs de faibles signaux et grande bande passante (amplificateurs vidéo, amplificateurs de charges, *front end*...) sont naturellement plus exposés aux brouillages que des amplificateurs de grands signaux et de faible bande passante.

■ Perturbations dans la bande

En principe, lorsque la résiduelle appliquée à l'entrée d'une chaîne analogique est dans la bande passante de la chaîne de mesure, il est impossible de séparer par filtrage linéaire le signal du bruit. Il est donc nécessaire *a priori* soit de réduire l'amplitude de la perturbation émise par la source, soit de réduire le couplage.

En pratique, quelques astuces permettent parfois de masquer des problèmes. Tout d'abord lorsque la fréquence du perturbateur est connue et stable, il est possible d'ajouter un filtre réjecteur à cette fréquence. Un signal utile complexe est généralement peu altéré par un filtre coupe-bande étroit. On peut ainsi rejeter la ronflette 50 Hz d'une chaîne audio. C'est ainsi que l'on a pu superposer par cette astuce une liaison télex à bas débit sur une liaison téléphonique sans gêne audible malgré un « trou » de transmission autour de 2,1 kHz.

Si la mesure d'un signal continu à bas niveau est entachée d'une « ronflette » à la fréquence du réseau, il est possible d'utiliser un intégrateur à doubles rampes dont la constante de temps d'intégration est un multiple d'une période secteur (car la moyenne d'un signal alternatif sur une période est nulle). On gagne de la sorte, sans affecter la qualité de la mesure en continu, plus d'un facteur 100 sur la stabilité de la mesure, ce qui est plus efficace qu'un simple RC passe-bas. Il est astucieux de choisir une durée d'intégration de 100 ms car elle est multiple à la fois d'une période du 50 Hz et du 60 Hz.

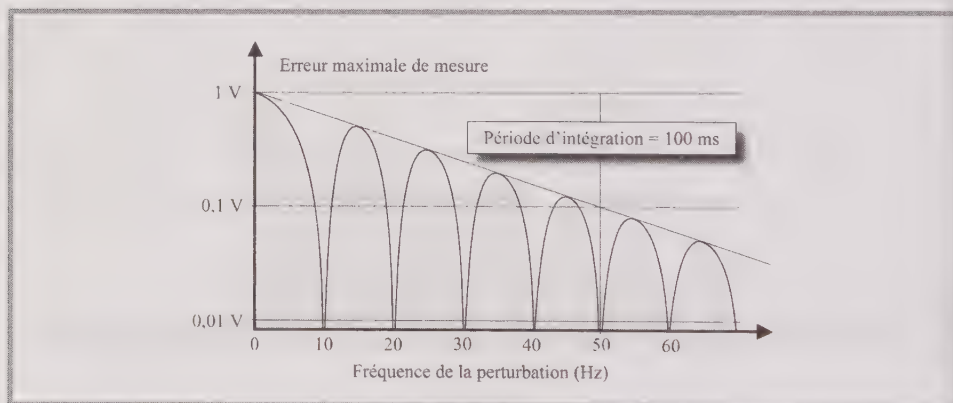


Figure 3.2 – Erreur maximale d'affichage selon la fréquence d'un bruit de 1 V.

Toute entrée analogique devrait être protégée par un filtre passe-bas (en général) ou un filtre passe-bande (dans le cas d'un récepteur radio). Les filtres analogiques passe-bas sont très efficaces jusque haut en fréquence (> 300 MHz) si leurs éléments parasites sont faibles : il importe de limiter l'inductance en série avec

chaque condensateur et la capacité parasite en parallèle avec chaque résistance ou inductance. Les filtres sont étudiés en détail dans le tome 3.

Le filtre d'entrée le plus simple est un condensateur relié au plus court au plan de 0 V de la carte. Avec une valeur de quelques nanofarads, un condensateur filtre efficacement les perturbations HF. Si une telle capacité est incompatible avec la bande passante utile, un RC (avec C plus petit) ou un LC s'impose. On veillera à ce que le résistor supporte l'énergie des impulsions auxquelles il peut être soumis (DES ou foudre par exemple), et à ce que l'inductance ne sature pas lors d'une perturbation de forte amplitude.

Citons aussi les filtrages numériques non linéaires faciles à programmer. Lorsqu'on mesure un signal sensible lentement variable (une mesure de température par exemple), il est possible de calculer une moyenne glissante sur plusieurs mesures consécutives et de rejeter toute mesure qui s'écarterait trop de cette moyenne. On masque ainsi toutes les perturbations transitoires de forte amplitude, du moins si la fréquence de récurrence de la perturbation est faible.

■ Détection d'enveloppe

Comment se fait-il qu'un talkie-walkie à 27 MHz puisse parasiter un amplificateur haute fidélité qui amplifie à peine jusqu'à 27 kHz, ou qu'un radar en 10 cm (à 3 GHz) puisse perturber une carte numérique dont l'horloge ne dépasse pas 30 MHz ? La réponse à ces questions tient dans un mécanisme qui reste méconnu appelé *détection d'enveloppe* (*audio rectification* en anglais).

Si l'on applique en entrée d'un montage électronique actif non filtré un signal très haute fréquence, ce signal va être converti en une tension continue qui se superpose au signal par la première jonction base/émetteur (ou grille/source) rencontrée. L'effet transistor ne joue plus en HF, mais l'effet de diode de la jonction se maintient. C'est le principe de détection des postes à galène de nos grands-pères. Lorsque la perturbation HF cesse, le signal d'erreur disparaît aussitôt.

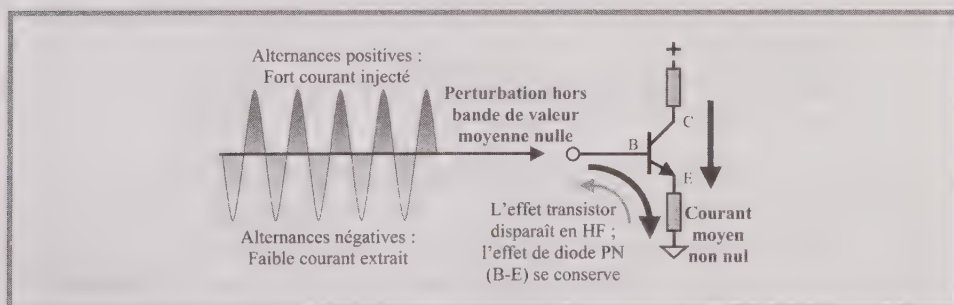


Figure 3.3 – Phénomène de détection d'enveloppe.

Pour un transistor NPN, la tension d'erreur est positive; pour un PNP elle est négative : la perturbation HF a pour effet de rendre le transistor plus conducteur qu'il ne le serait sans perturbation. Les transistors JFET habituels détectent dans le même sens que des PNP (c'est-à-dire vers le bas).

Si le signal HF est modulé en amplitude, son enveloppe BF est détectée. C'est ainsi qu'à proximité d'un émetteur AM puissant, une personne munie d'un bridge et d'un plombage sur une molaire (contre le nerf vague, le nerf de l'audition) peut entendre la radio ! Une antenne pylône oxydée peut générer, par « effet de boulon rouillé » (par détection d'enveloppe de contacts oxydés), plus d'harmoniques que n'en contient le signal de l'émetteur. Cet effet est sévère en marine militaire (car les antennes y sont nombreuses) et pour les RLP (radios locales privées autour des 100 MHz) aux antennes proches et puissantes : elles peuvent brouiller par interférence modulation les bandes voisines (administratives ou aéronautiques).

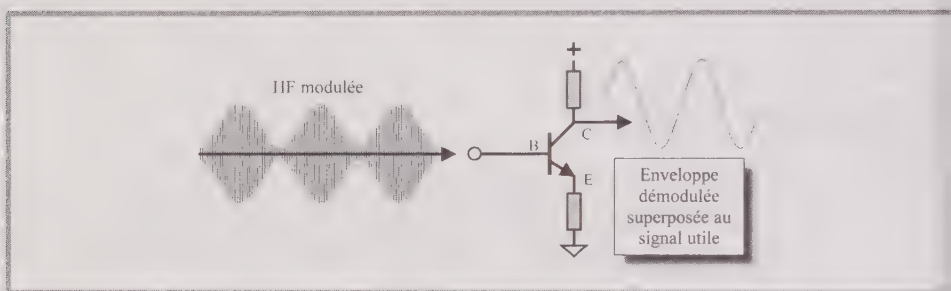


Figure 3.4 – Détection d'enveloppe par la première jonction.

Pour de petits niveaux de HF, disons jusqu'à 200 mV avec des transistors bipolaires ou 1 V avec des MOS ou des JFET, la détection est quadratique. Cela signifie que doubler l'amplitude HF quadruple l'erreur BF. Voilà pourquoi une perturbation de 10 V/m se traduit par une erreur 10 fois supérieure à celle provoquée par une perturbation de 3 V/m (le couplage champ à câble est parfaitement linéaire). C'est aussi pourquoi la plupart des problèmes apparaissent à partir d'une dizaine de millivolts de résiduelle HF appliquée à la première jonction de la chaîne d'amplification ou de traitement. Au-dessous d'une perturbation résiduelle hors bande de 1 mV, il est extrêmement rare de rencontrer des problèmes, même pour une mesure de l'ordre du microvolt.

Pour de forts niveaux, la détection d'enveloppe devient linéaire, c'est-à-dire que doubler la tension résiduelle en entrée double la tension détectée. En effet, le signal détecté ramené en entrée est toujours inférieur à la crête du bruit hors bande appliqué. Nous suggérons au lecteur d'effectuer un montage pour mettre en évidence l'effet de détection d'enveloppe. Il suffit d'injecter une centaine de millivolts entre 30 MHz et 300 MHz à n'importe quel amplificateur opérationnel.

pour constater que son offset se décale de façon nette et parfaitement reproductible. Il est facile de vérifier que les amplificateurs dont l'étage d'entrée est à transistors à MOS ou JFET détectent dans le même sens, mais avec moins d'efficacité, que des transistors d'entrée PNP.

La détection d'enveloppe est plate en fréquence entre 10 MHz et 300 MHz pour la plupart des amplificateurs BF. Pour un amplificateur bipolaire, ce phénomène perd de son efficacité au-delà du gigahertz et disparaît presque totalement au-delà de 3 GHz. Pour un amplificateur MOS ou JFET, la détection d'enveloppe diminue à partir de 300 MHz environ pour disparaître presque totalement au-delà de 1,5 GHz. Pour un type d'amplificateur choisi, il y a peu de différence de détection d'enveloppe d'un constructeur à l'autre (guère plus de 1 dB); mais entre un mauvais bipolaire et un bon JFET, à niveau HF appliqué égal, la tension détectée peut varier de 1 à 70.

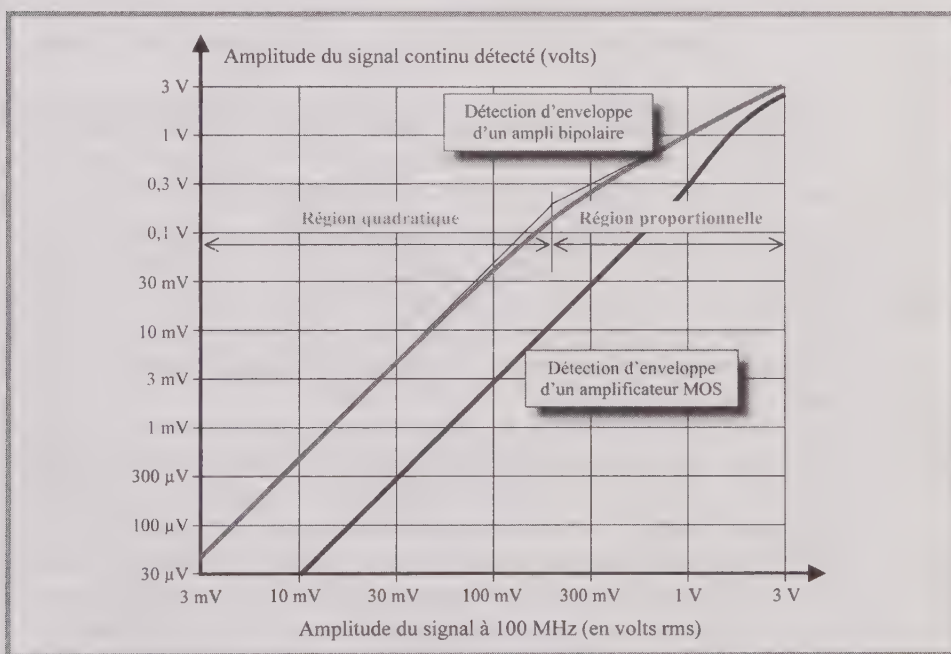


Figure 3.5 – Amplitude détectée par une entrée selon l'amplitude HF appliquée.

La seule solution pour supprimer cet effet est de ne pas appliquer de signal hors bande à un étage d'entrée. Il faudrait systématiquement faire précéder chaque étage d'entrée, surtout à bas niveau, par un filtre passif passe-bas. Pour les étages d'entrée BF à haute impédance, une simple résistance de quelques kilohms en série avec l'entrée peut suffire à résoudre une sensibilité excessive à la détection d'enveloppe.

Signalons enfin un problème fréquent : la perturbation d'un amplificateur par sa sortie. L'impédance de sortie d'un amplificateur n'est jamais nulle, surtout en HF. Une perturbation HF sur la sortie passe par le circuit de contre-réaction pour venir « chatouiller » l'entrée qui détecte. Le filtrage HF d'une sortie est donc aussi important, et souvent plus délicat (pour conserver une bonne stabilité), que celui d'une entrée.

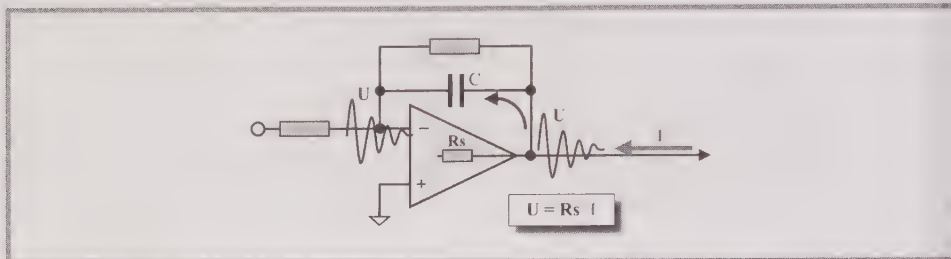


Figure 3.6 – Perturbation d'un amplificateur par sa sortie.

Il est donc souhaitable de choisir un amplificateur à aussi basse impédance de sortie que possible. Nous conseillons ainsi de remplacer les médiocres LM 324 (ou ses frères : LM 224, 348...) par « l'équivalent » TLE 2024, même s'il est un peu plus cher et encore un peu plus mauvais en détection d'enveloppe ! De manière générale, les drivers de ligne analogique, tels les drivers vidéo, sont à la fois stables, dotés d'une grande vitesse de balayage et d'une faible impédance de sortie (moins de 50 Ω). Inversement, les amplificateurs MOS à très faible consommation présentent hors bande une grande impédance de sortie (parfois plus de 10 k Ω).

À cause de la détection d'enveloppe, des effets imprévus peuvent être observés. Il s'agit le plus souvent de dérives de mesures et de consigne. Les conséquences sont multiples : écarts de régulations, emballement de moteurs régulés en vitesse, allumage ou extinction de circuits tout-ou-rien, perte de synchronisation ou de communication, distorsion de signaux électroniques, déclenchement d'alarme, blocage de transmission, écrêtage par décalage de polarisation, arrêt d'urgence, etc.

Le phénomène de détection d'enveloppe peut également se manifester là où on l'attend peu, sur une ligne téléphonique par exemple. À proximité d'un émetteur puissant, une ligne aérienne collecte le champ et le transforme en courant par couplage champ à câble. Si ce courant HF traverse une jonction non linéaire (une diode non découplée par un condensateur par exemple), il est démodulé par détection d'enveloppe ; ainsi l'enveloppe du champ se superpose au signal utile.

Hormis les semi-conducteurs, les jonctions non linéaires sont les épissures, les jonctions et contacts oxydés et les mauvais serrages de cosses, surtout entre métaux différents. Les émissions modulées en amplitude sont plus efficacement détectées

que celles modulées en fréquence. Une solution pour supprimer cet « effet de boulon rouillé » est de nettoyer, de dorer ou de souder les contacts oxydés.

La détection d'enveloppe affectant essentiellement les circuits analogiques, ses effets sont généralement progressifs. La destruction d'un circuit est rare avant divers symptômes précurseurs. Dès qu'un signe inquiétant est observé (ou entendu, tel le sifflement d'un convertisseur d'énergie) lors d'un test d'immunité, il est sage de réduire l'amplitude de l'agression. Dans le cas contraire, une destruction peut se produire à tout instant.

Les condensateurs que l'on installe en parallèle sur les diodes du pont d'alimentation (au moins sur deux des quatre diodes) d'un poste radio ou TV ne servent pas à éviter la détection d'enveloppe de ce pont mais à coucher les $\Delta U/\Delta t$ lorsque, 100 fois par seconde, ces diodes se bloquent. Les surtensions au « recouvrement » des diodes polluent la réception de la radio jusque dans la bande VHF.

2 Effets des perturbations sur les récepteurs optiques

Un mythe en CEM voudrait que les liaisons optiques soient intrinsèquement immunisées contre les perturbations électromagnétiques. C'est vrai des émetteurs (même si leur durée de vie est limitée) et pour les fibres optiques (même si leurs connectiques posent problèmes), mais certainement pas des récepteurs optiques !

Un récepteur optique délivre un courant photoélectrique de l'ordre du microampère. Il est évident qu'un signal utile aussi faible est facilement perturbé, en particulier par le champ électrique collecté par la diode de réception. Il est donc essentiel de masquer aux photorécepteurs les $\Delta U/\Delta t$ par rapport à leur environnement : un récepteur optique doit être blindé en champ électrique.

Cette remarque s'applique à tous les récepteurs optiques, à diodes PN, PIN ou à avalanche, dans le visible, l'infrarouge ou l'UV (Si, Ge, AsGa, SiGe, etc.), en BF comme aux hyperfréquences. Dans la mesure du possible, nous recommandons de n'utiliser que des optocoupleurs immunisés à des $\Delta U/\Delta t$ de 10 kV/ μ s, et à au moins 100 V à toutes fréquences.

Les optocoupleurs sont également sensibles à la détection d'enveloppe. Un optocoupleur excité par une tension de mode commun HF de quelques dizaines de volts (il n'est fait que pour cela) peut s'allumer de façon continue. Les conséquences d'un tel dysfonctionnement peuvent être dramatiques.

Un cas redoutable est celui d'une alimentation régulée qui, par détection d'enveloppe de sa contre-réaction, a sa tension de sortie qui augmente. Elle peut alors détruire un bon nombre des composants actifs de l'équipement alimenté.

Ainsi une perturbation électromagnétique HF entretenue de faible niveau peut parfois entraîner, par effet indirect, la destruction de nombreuses et coûteuses fonctions.

3 Effets des perturbations sur les circuits numériques

Tout circuit numérique peut être perturbé par un transitoire, même de très courte durée. Une surtension superposée à un signal utile suffit pour qu'une porte prenne un état logique pour l'autre.

■ Marge d'immunité en tension

Les constructeurs de circuits numériques annoncent les tensions de sortie de leurs boîtiers numériques, ainsi que les fourchettes d'incertitude sur les seuils de basculement des entrées. L'écart entre la tension de sortie garantie et la tension de basculement de l'entrée définit la **marge statique** de la logique. En fait, il y a deux marges statiques : celle à l'état bas et celle à l'état haut. Pour simplifier, on ne retient que la plus faible des deux (souvent celle à l'état bas).

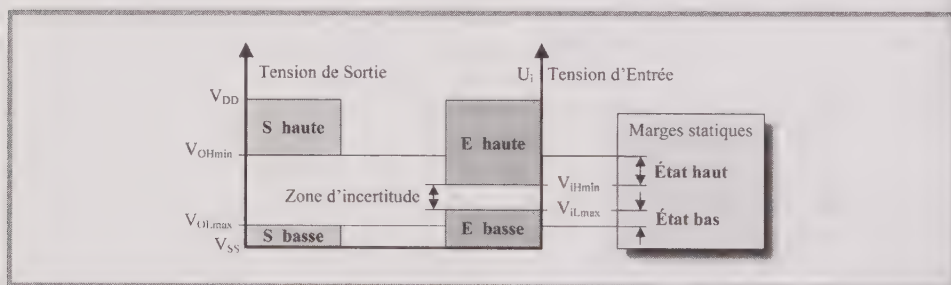


Figure 3.7 – Marge en tension d'une logique.

Si l'impulsion parasite qui s'ajoute au signal est de très faible durée, son amplitude doit être supérieure à celle d'une impulsion longue pour provoquer un basculement. Le niveau de tension impulsionnelle à superposer à la tension de sortie pour faire basculer la porte commandée est appelé **marge dynamique**. Elle dépend de la durée de l'impulsion et de la technologie. En première approximation, toute entrée logique se comporte comme un comparateur à grand gain précédé par un filtre passe-bas du premier ordre dont la fréquence de coupure dépend de la technologie (le plus souvent entre 50 MHz et 500 MHz).

Le phénomène de détection d'enveloppe frappe aussi les circuits numériques. Ajouter un signal sinusoïdal hors bande en entrée décale le seuil de commutation

et réduit le gain de la porte. Ajouter un signal sinusoïdal hors bande sur une sortie décale nettement le niveau de tension de sortie « dans le mauvais sens » (vers le bas si la sortie est à l'état haut et vice versa). Dans les deux cas, la marge dynamique est réduite, jusqu'à s'annuler. Conséquence : le système numérique « plante ».

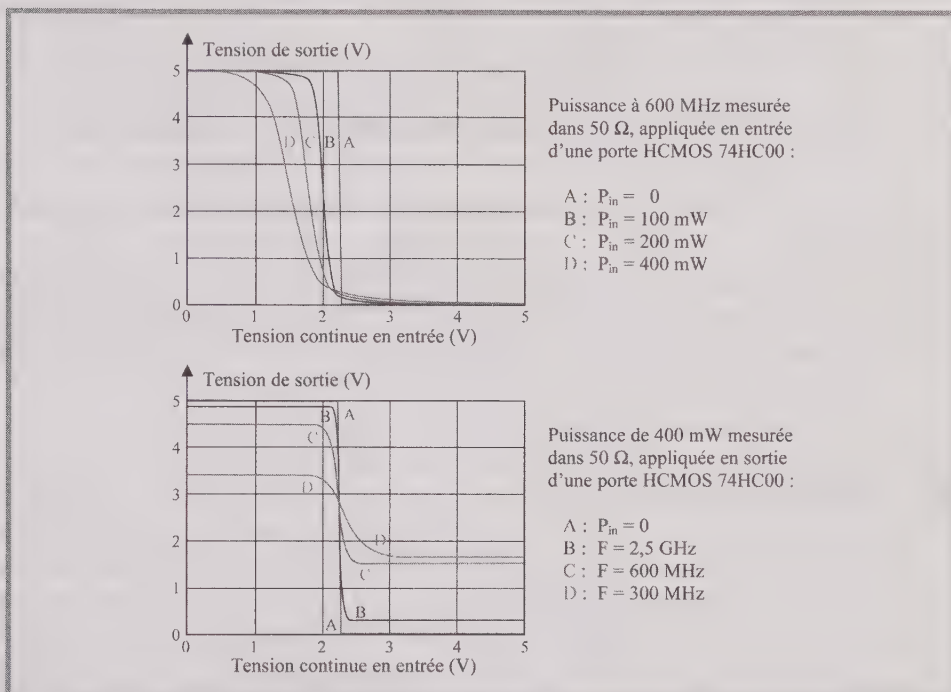


Figure 3.8 – Effets d'une perturbation hors bande sur une porte.

■ Immunité des sorties en courant

Une autre façon de faire basculer une porte est d'injecter un courant sur une piste, par couplage carte à châssis par exemple. Puisque les logiques ont des impédances de sortie très inférieures à leurs impédances d'entrée, on peut considérer que seules les sorties absorbent les courants perturbateurs collectés. Tout au plus pourra-t-on mettre la capacité parasite de la piste en parallèle avec la résistance équivalente de la sortie.

Les logiques bipolaires (avec étage de sortie de structure « *totem-pole* ») ont un courant absorbable plus important à l'état bas ($\geq 8 \text{ mA}$ en « *sink* ») qu'à l'état haut, où seul un petit courant ($\approx 0,4 \text{ mA}$ en « *source* ») est garanti pouvoir être débité. Même si la réalité est un peu moins sévère que les valeurs garanties, la dissymétrie est bien réelle (typiquement 16 mA en *sink* contre 3 mA en *source*).

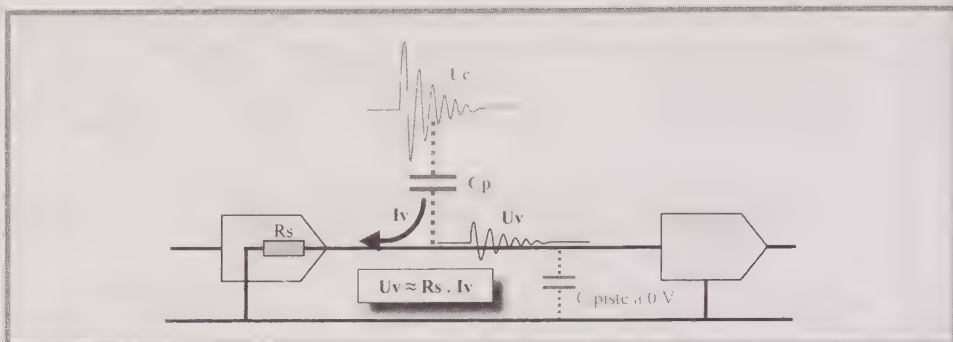


Figure 3.9 – Perturbation d'une sortie par un courant parasite.

Les logiques MOS complémentaires ont des impédances de sortie plus symétriques que celles des logiques bipolaires, mais elles peuvent également être perturbées : des courants aussi faibles que 15 mA ou 20 mA suffisent parfois à faire basculer une sortie.

■ Le phénomène de latch-up

Hormis le dysfonctionnement par une impulsion parasite interprétée comme un signal numérique, ou la destruction pure et simple d'un circuit par une surtension de forte amplitude, un troisième défaut peut se produire : le **latch-up**. Ce phénomène est provoqué par des jonctions parasites d'un circuit intégré. Sur un substrat de silicium, des îlots dopés N et P voisins se comportent comme des jonctions couplées PNP entre l'alimentation et la masse, c'est-à-dire comme un thyristor parasite. Si un courant suffisant est injecté sur une zone P ou extrait d'une zone N (d'entrée, de sortie et même d'alimentation) d'un circuit intégré, un thyristor parasite peut s'allumer et court-circuiter l'alimentation.

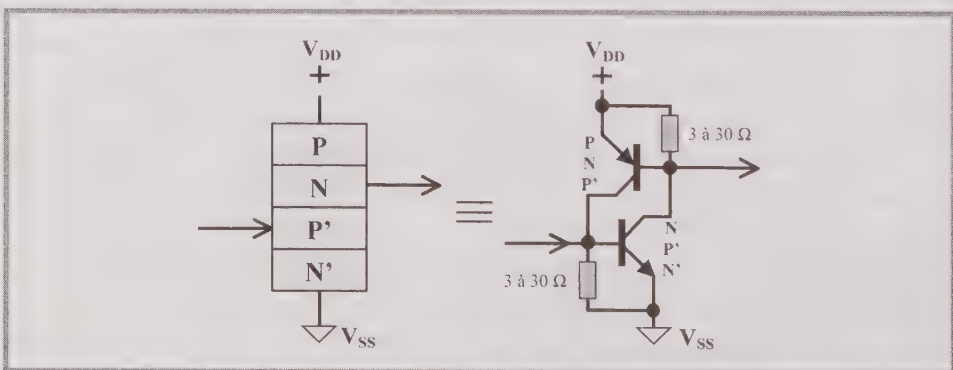


Figure 3.10 – Thyristor parasite provoquant le latch-up.

En général, il faut une centaine de milliampères pour amorcer un latch-up (certains composants peuvent supporter 200 mA), mais pour certains boîtiers sensibles, une cinquantaine de milliampères suffit largement.

Si l'alimentation ne peut pas fournir un courant supérieur à quelques centaines de milliampères, sa tension s'effondre. On coupe l'alimentation et après extinction du thyristor, tout repart sans problème. Mais si, comme dans le cas général, l'alimentation peut débiter des ampères, il est simple d'identifier le problème : le boîtier ayant amorcé un latch-up est celui qui vient de se décapsuler en explosant (quand son nombre de pattes n'est pas trop important), ou de brunir le circuit imprimé (quand son boîtier est un BGA) !

Les circuits CMOS à haute intégration sont particulièrement vulnérables au latch-up. Ce sont les boîtiers d'interfaces qui sont les plus exposés aux impulsions parasites collectées par les fils d'entrées/sorties. Il est même possible, pour des cartes avec un mauvais circuit imprimé (cuivre sans plan de masse et avec des boucles de plus de 10 cm²), de faire partir un composant en latch-up par simple rayonnement, lors d'une décharge électrostatique voisine par exemple.

La clé de ce problème est détenue par les fondeurs de silicium. Pour éviter l'amorçage du thyristor parasite, il faut que le produit des gains des deux transistors soit inférieur à 1. Dans tous les cas, une telle précaution coûte de la surface de silicium (donc de l'argent) : « caissonnage », éloignement des transistors les uns des autres, anneaux de garde, etc.

Certains amplificateurs opérationnels sont sensibles à un phénomène voisin, lui aussi appelé *latch-up*. Si l'injection de courant dans une entrée est suffisante, le différentiel d'entrée est si déséquilibré qu'il « sature » et l'étage suivant joue le rôle de nouveau différentiel d'entrée. Il se produit alors une réduction et surtout une inversion du gain (l'entrée inverseuse devient non inverseuse). La conséquence habituelle est le blocage de la sortie en butée d'alimentation, mais l'alimentation n'est pas court-circuitée et l'amplificateur n'est pas détruit. Une variante pour de mauvais amplificateurs multiples (par exemple le LM 324) est un fort décalage d'offset d'un amplificateur quand un autre amplificateur diffusé sur le même substrat absorbe en sortie un courant suffisant (10 mA par exemple).

L'amorçage d'un thyristor parasite interne à un circuit intégré peut être déclenché par un rayonnement ionisant (par un photocourant gamma, par un ion lourd, voire par un neutron). On parle alors de *Single Event Latch-up* ou *SEL*. Avec une gravure de l'ordre de 0,1 µm, le thyristor amorcé est si petit que le composant surconsomme jusqu'à sa future extinction, mais n'est pas détruit. Il est même possible, en mesurant la consommation du circuit, d'évaluer le nombre de thyristors élémentaires amorcés !

Éliminer le risque de latch-up par surcourant injecté sur une broche d'un composant vulnérable est possible de plusieurs façons :

- ajout d'une résistance de limitation de courant dans l'entrée ($\geq 1 \text{ k}\Omega$) ;

- ajout d'une diode (Schottky si possible) en « *clamping* » sur V_{DD} ou V_{SS} ;
- filtrer la ligne perturbée.

4 Effets des perturbations sur les tubes cathodiques

Les tubes cathodiques et quelques autres composants, tels des photomultiplicateurs, sont sensibles au champ magnétique BF ou même continu. Aucun équipement n'est sensible au champ électrique continu (sauf son mesureur spécifique, le moulin à champ); le champ électrique est par ailleurs très facile à blinder.

■ Sensibilité au champ magnétique continu

Les appareils les plus sensibles au champ magnétique sont les magnétomètres (à « *flux gate* », RMN, RPE, SQUID ou à effet Hall). Ils ont (hormis l'effet Hall, excellent en très forts champs) une précision meilleure que le gamma (noté γ) c'est-à-dire un millième de microtesla, et leur résolution est encore meilleure. Dans nos régions, le champ magnétique terrestre est de l'ordre de 42 A/m, soit une induction de 50 μ T (soit 50 000 γ ou 0,5 G). On ne peut toutefois pas parler de perturbation pour ces appareils conçus pour mesurer justement le champ magnétique.

Les équipements susceptibles au champ magnétique statique sont les appareils d'analyse physique à RMN (à résonance magnétique nucléaire) ou à RPE (résonance paramagnétique électronique). Ils sont perturbés par des variations lentes de l'induction terrestre de l'ordre de 0,1 μ T. De telles variations sont provoquées par un orage magnétique (en cas de tempête solaire) ou par le déplacement d'objets magnétiques proches (tables roulantes, camion dans la cour, ascenseur, train...).

Les tubes cathodiques à haute résolution compensent la composante verticale du champ magnétique terrestre. La composante verticale du champ terrestre décale l'image sur le côté. Les constructeurs proposent généralement trois corrections : une pour l'hémisphère Nord, une pour les zones tropicales (sans correction) et une pour l'hémisphère Sud.

Aucune électronique « normale » n'est perturbée par une induction continue, même très forte, du moins jusque vers 0,1 T (soit un champ H de l'ordre de 100 000 A/m). En effet, au-delà de cette induction que l'on rencontre près de gros électroaimants ou de jeux de barres à très fort courant continu, les circuits magnétiques des alimentations à découpage saturent. Les conséquences peuvent être sévères : de la perte d'efficacité du filtrage jusqu'à la destruction du convertisseur.

Au-delà de 0,1 T, les pistes magnétiques des tickets de métro, de cartes de paiement, de contrôle d'accès, ou des stockages informatiques magnétiques peuvent être altérées, voire démagnétisées (effacement de disquettes ou de disques durs).

■ Sensibilité au champ magnétique alternatif

Les microscopes électroniques et certains tubes cathodiques (visuels à haute résolution) sont très sensibles au champ magnétique à la fréquence du réseau puisqu'ils ne tolèrent pas plus de 0,3 μT crête à 50 Hz ou 60 Hz.

La plupart des tubes cathodiques sont perturbés de façon perceptible à partir de 1 A/m de champ magnétique (soit une induction de 0,8 μT). Les tubes physiologiquement les plus sensibles sont ceux dont la fréquence trame est voisine de 60 Hz dans un champ à 50 Hz (ou de 50 Hz ou 70 Hz dans un champ à 60 Hz).

Un papillotement est à long terme moins fatigant qu'une légère instabilité de l'image (un tremblement permanent). Pour un champ d'une fréquence de 50 Hz, la gamme de fréquence de balayage trame optimale est comprise entre 70 Hz et 80 Hz : le papillotement n'est plus perceptible et la persistance rétinienne rend le tremblement (à la fréquence de battement des deux fréquences) pratiquement invisible.

Blinder les tubes cathodiques par un écran magnétique (en Mumétal de 0,5 mm d'épaisseur ou, moins cher et aussi efficace, en acier doux de 3 mm) était possible. L'atténuation atteignait sans trop de difficulté un facteur 10, surtout quand le fond était fermé (blindage dit « 5 faces ») et quand une visière prolongeait ce blindage vers l'avant. La généralisation des écrans plats a mis fin au commerce de ces blindages. Il devient difficile de se procurer de la tôle en fer Armco (fer presque pur).

En cas de problème aux fréquences industrielles, la solution la plus simple est de s'éloigner des sources de champ magnétique : transformateurs secteur, lignes électriques aériennes ou câbles supportant un courant de mode commun. Dans ce dernier cas, l'ajout d'un transformateur d'isolement qui ouvre la boucle de masse résout le problème. Certains équipements (informatique, matériels scientifiques, enceintes de tests climatiques) ont des courants de fuite à la terre qui peuvent se compter en ampères. Rien d'étonnant alors si un terminal cathodique voisin est perturbé. (Se reporter au tome 4 pour le problème spécifique posé par le schéma de neutre TN-C.)

5 Effets des perturbations sur les récepteurs radio

Les récepteurs radioélectriques sont les premières victimes des brouillages électromagnétiques. En effet, que ce soit un récepteur de radiodiffusion, de radiocommunication ou de radiolocalisation, les niveaux de tension à protéger sont de

l'ordre de $1 \mu\text{V}$ dans 50Ω . C'est d'ailleurs pour protéger la réception radio et télévision que les normes de CEM limitent les niveaux d'émission à des valeurs aussi basses (de l'ordre de $30 \text{ dB}\mu\text{V/m}$ à 10 m du coupable). Aucun autre matériel (aux appareils médicaux de RMN près) n'est perturbé par d'aussi faibles champs.

Les niveaux maxima d'émission rayonnée ont été établis de manière à protéger la radiodiffusion pour laquelle les puissances d'émission se comptent en kilowatts, avec des antennes d'émission installées sur des points hauts soigneusement choisis. Or la radiocommunication n'utilise, au mieux, que quelques dizaines de watts à l'émission, avec des antennes pas toujours bien dégagées. Il est donc normal que les services de radiocommunication soient moins bien protégés que la radiodiffusion.

Comment peut-on expliquer que, malgré tout, les liaisons radioélectriques donnent satisfaction ? Tout d'abord, les professionnels acceptent que la réception soit difficile, voire impossible dans certaines zones. Ensuite, la grande majorité des matériels respectent les normes, c'est-à-dire qu'à la pire des fréquences, leur niveau d'émission est inférieur ou égal à la limite normalisée. À toutes les autres fréquences, les niveaux rayonnés sont inférieurs à la limite. Enfin, il ne faut pas avoir de chance pour qu'une raie émise par un équipement électronique (les claquements brefs ne nuisent guère aux radiocommunications) tombe juste dans la bande de réception, c'est-à-dire à moins de 10 kHz à 25 kHz de la porteuse.

Enfin, la nouvelle modulation OFDM est si proche de l'optimum théorique qu'on l'utilise désormais pour toutes les transmissions numériques : ADSL sur ligne téléphonique, DRM, DAB, TNT, UMTS, etc. L'effet d'une perturbation impulsive est corrigé par un code correcteur d'erreur (Reed-Solomon ou mieux, Turbo-Code), et un brouilleur à bande étroite dans la plage de réception est supprimé par le codage de Viterbi (à redondance statistique). Bref, les nouvelles modulations numériques sont difficiles à brouiller involontairement ; leur rapport signal à bruit nécessaire est d'ailleurs étonnamment faible : 10 dB assurent une réception parfaite.

Le lecteur intéressé par ces aspects pourra lire ce que nous en disons dans le Référentiel *Maîtrise de la CEM* (Dunod Éditeur). On trouve en outre d'excellents articles gratuits, en français et en anglais, sur Internet. Enfin de nombreux ouvrages sur le traitement du signal sont disponibles dans les librairies techniques (Eyrolles, Lavoisier ou autres).

6 Effets sur les dispositifs électroexplosifs

Une mise à feu intempestive de munitions (missile, étoupille ou détonateur), cousin gonflable (aussi appelés *airbag*) ou d'un boulon explosif par une perturbation électromagnétique constitue un risque si réel qu'on lui a donné un nom :

DRAM, pour Danger des rayonnements sur les armes et munitions. En anglais, on dit *HERO* pour *Hazards of Electromagnetic Radiation to Ordnance*.

Le couplage d'un champ fort sur un câble mal blindé et mal filtré est de nature à induire des courants risquant de mettre à feu une composition pyrotechnique par l'échauffement du filament de la charge. De manière à réduire les risques, on garantit désormais qu'une mise à feu ne peut pas se produire au-dessous d'un courant de 1 A.

Un autre risque est celui d'une décharge électrostatique qui se produirait en surface d'une composition pyrotechnique : contrairement à l'allumage par un filament qui nécessite au moins 1 J, une énergie aussi faible que 1 mJ, si elle est déposée de façon très localisée par un arc miniature en surface du « compound » peut suffire à faire partir un grain qui met à feu toute la composition.

Le lecteur intéressé par ce sujet pourra télécharger gratuitement sur Internet le manuel 91-201 de l'Air Force (du 18 octobre 2001, qui complète la norme interarmes DOD 6055.9-STD) sur les normes de sécurité des explosifs. Plus intéressant encore, le document américain (également gratuit) MIL-HDBK-240, qui est un excellent guide sur les tests HERO.

Beaucoup de normes traitent des risques de la foudre (de la mise à la terre des réservoirs) ou des décharges électrostatiques au sein des réservoirs d'hydrocarbures. Une solution est de rendre inerte l'atmosphère des réservoirs, c'est-à-dire de remplacer l'air par de l'azote. Sans comburant (l'oxygène de l'air), aucun risque d'explosion.

Dans le même esprit, la norme américaine DOE-STD-3015-2004 (de 2004) du Département de l'Énergie définit le processus d'évaluation de la sécurité des armes nucléaires. La norme DOE-STD-1185-2004 (de 2004), tout aussi gratuite que les précédentes, traite des procédures de sûreté et de formation des personnels des sites nucléaires.

7 Effets des champs sur les personnes

Les êtres humains sont, eux aussi, des victimes potentielles des champs électromagnétiques.

La plaquette *Les champs électromagnétiques de très basses fréquences*, publiée par RTE-EDF est une brochure de 78 pages, publiée en 2005, sur nos connaissances sur ce sujet. Lorsque nous écrivons ces lignes, ce document n'est pas disponible en ligne. Le lecteur désireux de recevoir une copie PDF de cette brochure peut nous la demander : a.charoy@aemc.fr; nous la lui adresserons volontiers.

La recommandation européenne 1999/519/EC sur la limitation de l'exposition du grand public aux champs électromagnétiques de 0 à 300 GHz, et la directive

2004/40/EC pour la protection des travailleurs, s'appuient toutes deux sur les documents de l'ICNIRP (Commission internationale pour la protection contre les rayonnements non ionisants). Ces documents sont téléchargeables gratuitement sur le site : icnirp.de.

	Public	Travailleurs
Champ E continu	Aucune limite	Aucune limite
Champ H continu	32 000 A/m	163 000 A/m
Champ E à 50 Hz	5 000 V/m	10 000 V/m
Champ H à 50 Hz	80 A/m	400 A/m
Champ E de 3 kHz à 1 MHz	87 V/m	610 V/m
Champ E de 10 à 400 MHz	28 V/m	61 V/m
Champ E de 2 à 300 GHz	61 V/m	137 V/m

Figure 3.11 – Niveaux de référence pour le public et valeurs déclenchant l'action pour le travailleur.

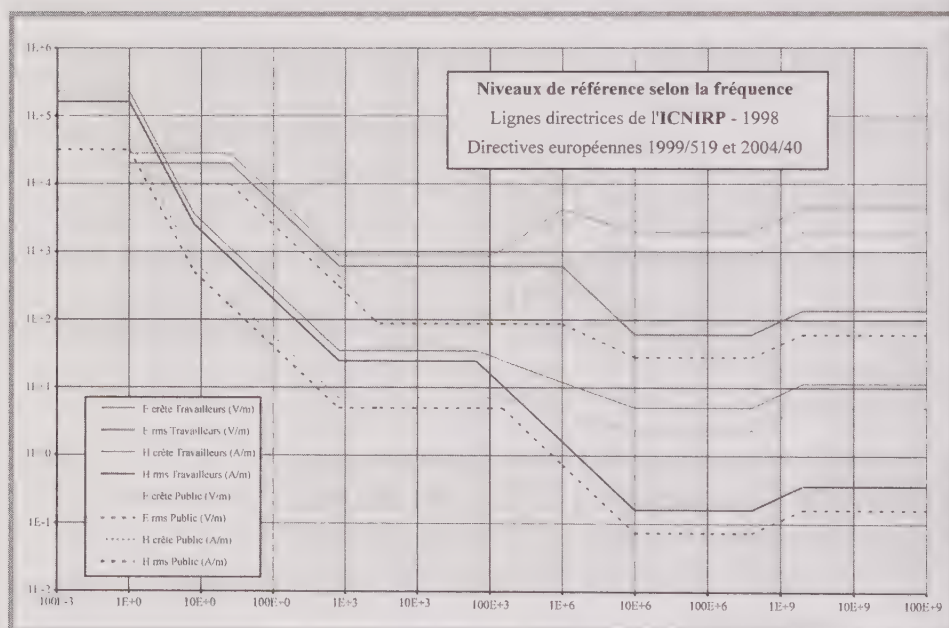


Figure 3.12 – Niveaux de référence pour le public et valeurs déclenchant l'action pour les travailleurs, selon la fréquence (en hertz).

Les niveaux limites d'exposition appelés *niveaux de référence* pour la recommandation pour le public sont appelés *valeurs déclenchant l'action* pour la directive de protection des travailleurs. Du continu à 100 kHz, aucun dépassement n'est admis par rapport à la valeur crête de la sinusoïde (soit 1,4 fois la valeur rms), alors que pour une exposition de 100 kHz à 10 GHz, la valeur efficace est mesurée sur toute période glissante de 6 min. La valeur de la crête en impulsion admise au-delà de 10 MHz est 32 fois supérieure à la valeur permanente.

Nous avons traité de ce sujet très médiatique dans le Référentiel *Maîtrise de la CEM*. Une difficulté est qu'une absence d'effet ne peut pas être démontrée scientifiquement. Pour conclure, si des champs électromagnétiques induisaient des effets sanitaires à long terme au-dessous des valeurs limites définies par l'ICNIRP, ces effets seraient certainement très faibles. Malheureusement, on ne peut pas en dire autant de beaucoup de « xénobiotiques » (molécules de synthèse étrangères à la vie), dont des pesticides (insecticides, bactéricides, fongicides), des solvants et d'autres produits ménagers qui restent en vente libre, bien que leurs effets mutagènes et cancérogènes soient avérés. Le principe de précaution est décidément à géométrie variable !

ONSEILS PRATIQUES

Devant un problème de CEM, que faire ? Il convient selon nous d'appliquer trois automatismes :

1. Tout d'abord s'informer en détail auprès de l'utilisateur des troubles constatés : poser des questions fait souvent gagner beaucoup de temps.
2. Ensuite identifier la nature de la source des perturbations. S'il est impossible de reproduire la cause (parce qu'elle n'est pas identifiée ou si l'on ne sait pas la déclencher), il faut générer une perturbation calibrée, et si possible normalisée, afin de provoquer un défaut comparable à ceux qui ont été constatés. Attention, l'effet d'une perturbation électromagnétique peut avoir de grandes conséquences indirectes électriques ou mécaniques. Les niveaux injectés doivent croître de façon progressive, et le test d'immunité doit être arrêté au premier dysfonctionnement.
3. Enfin, terminer par l'identification du ou des couplages en cause. Lorsque cette méthode est suivie, la résolution du problème est presque acquise, et la mise en place de remèdes adaptés a une grande chance de succès.

Les deux parties techniques où le bon sens est nécessaire sont la mise en évidence de la source et l'analyse du (ou des) couplages. Ce sont ces deux points que nous nous proposons de détailler de la façon pratique et appliquée.

1 Analyse des perturbations

Face à un dysfonctionnement, il est important d'évaluer les caractéristiques de la source de la perturbation, c'est-à-dire sa durée (est-elle entretenue ou transitoire ?), son spectre fréquentiel (est-elle BF ou HF ?) et enfin de savoir si elle est émise en conduction ou en rayonnement.

Par expérience, la majorité des problèmes de CEM se résolvent par des remèdes en conduction. Améliorer un blindage existant est difficile, en ajouter un est presque impossible.

Seule une source ayant une densité spectrale significative en BF peut contenir beaucoup d'énergie. Une perturbation purement HF, disons inférieure en durée à 1 μ s, est de faible énergie, jamais plus de quelques joules. Elle est généralement insuffisante pour détruire directement des composants raisonnablement mis en œuvre.

Une source permanente est facile à détecter et à mesurer, surtout en BF. Une source est plus difficile à identifier si elle est aléatoire. Voici quelques conseils pour la détecter.

Si le seul circuit victime est analogique, il est probable que la source a émis une perturbation entretenue, disons durant au moins quelques centaines de millisecondes. La source peut être mobile (un talkie-walkie par exemple) ou un mode de fonctionnement perturbateur d'un équipement voisin (le démarrage d'un appareil utilisant de la HF par exemple).

Si le seul circuit perturbé est numérique, il est probable que la source a émis une perturbation transitoire brève et de forte amplitude. La source peut être par exemple la coupure d'un circuit inductif par un contact sec, un amorçage de haute tension ou une décharge électrostatique. Ce peut aussi être le rayonnement d'un choc de foudre proche dans une boucle de masse de grande surface.

Si un circuit a été détruit, cela prouve que la perturbation était soit de forte énergie, soit d'amplitude suffisante pour qu'un latch-up se produise. Le circuit détruit est le premier rencontré par la perturbation, c'est-à-dire un composant d'interface. Attention, en mode commun, un courant sur un câble ressort par tous les autres.

Enfin quand aucune évidence ne se fait jour, deux possibilités se présentent. Si l'on n'est pas trop pressé, il est possible de laisser sur site un enregistreur de perturbations en veille. Si l'on doit faire vite, on s'efforce de reproduire, par une injection volontaire de perturbations connues, un effet comparable à celui constaté. Nous conseillons *a priori* l'injection en mode commun sur chaque câble, un par un, de transitoires rapides en salves. Nous conseillons d'appliquer la norme NF EN CEI 61000-4-4 (aussi connue à l'AFNOR sous le classement français C 91-004-4).

Il est possible d'acheter la norme CEI 61000-4-4 en ligne sur le site de l'AFNOR : afnor.fr (environ 60 € pour 33 pages). On peut aussi se procurer sa version internationale bilingue (français/anglais) sur le site iec.ch, mais les normes à la CEI sont près de deux fois plus coûteuses qu'à l'AFNOR (cette norme coûte plus de 140 francs suisses). Le plaisir de lire une norme bilingue est ruineux !

L'essai 61000-4-4 est simple de mise en œuvre, présente peu de risque de casser du matériel (veiller toutefois à monter progressivement le niveau d'agression), et il est un bon révélateur des risques CEM d'installation. Par expérience, ce test est bien corrélé avec les perturbations aléatoires constatées sur site.

2 Analyse des couplages

Lorsque la source est identifiée, ou du moins quand ses caractéristiques principales sont cernées, il convient d'analyser son mode de couplage avec les circuits victimes. C'est la partie la plus technique d'une analyse de CEM.

Tout d'abord, rappelons quelques généralités. Un circuit à haute impédance, disons à plus de $10\text{ k}\Omega$, est plus sensible au champ électrique qu'au champ magnétique. Pour un circuit à basse impédance, disons à moins de $10\text{ }\Omega$, c'est l'inverse. Ainsi une mesure de pH est surtout sensible au champ électrique alors que la mesure d'une température par thermocouple est surtout vulnérable au champ magnétique.

La majorité des problèmes BF proviennent d'une boucle de masse mal symétrisée ou d'une absence d'isolement galvanique. Pour mettre en évidence un problème de boucle de masse BF par l'alimentation, il est possible d'ajouter un transformateur d'isolement (pour réduire les courants de fuite) ou de débrancher durant un test une liaison de terre (attention aux chocs électriques, seul un opérateur averti doit entreprendre cet essai).

La plupart des problèmes HF arrivent en mode commun par les câbles. Pour réduire un courant HF sur un câble, le plus simple est d'ajouter des tores de ferrite sur ce câble. Il existe des demi-tores faciles à clipser autour d'un câble chez Fair-Rite, Kitagawa, Stewart ou Würth, distribué par Radialex à Villeurbanne.

Pour mettre en évidence un problème d'impédance commune sur une carte, il suffit de mailler (avec du fil de wrapping par exemple) toutes les broches de 0 V ainsi que toutes les broches d'alimentation des boîtiers, sans oublier de multiplier les broches de 0 V des connecteurs. Toute carte numérique devrait être soigneusement maillée, le mieux étant un plan de 0 V non fendu. Des trous voisins pour vias ne devraient pas être sécants (conserver une languette de cuivre entre eux).

Pour identifier un problème de couplage carte à châssis, il suffit de connecter le 0 V à la masse du châssis. Les meilleurs points de raccordement sont la sortie de l'alimentation et le voisinage des connecteurs vers l'extérieur du coffret. Ces liaisons doivent être aussi courtes et nombreuses que possibles.

Pour identifier un problème de diaphonie, il suffit d'éloigner le câble victime des câbles sales. Sur site, il est souvent plus simple d'ajouter un nouveau câble suivant un cheminement maîtrisé que de déplacer le câble existant. Dans un équipement, il est possible de réduire un couplage par diaphonie en éloignant les fils volants des circuits bruyants. Les nappes, flex et faisceaux de fils devraient être immobilisés mécaniquement pour ne pas venir se coupler aux circuits sensibles (entrées analogiques à bas niveau, convertisseurs rapides et à grande dynamique, PLL, circuits de reset et d'horloge).

Pour identifier un problème de couplage par champ magnétique en BF, il suffit d'éloigner le circuit victime de la source. Pour identifier une zone sensible sur une carte, une petite spire (de l'ordre de 1 cm^2) qui court-circuite un générateur de fonction et que l'on déplace au-dessus des cartes fait merveille. En analogique, utiliser un générateur HF délivrant quelques centaines de millivolts vers 100 MHz. En numérique, court-circuiter directement le générateur conforme à la norme CEI 61000-4-4.

Pour mettre en évidence un problème champ à câble en HF, il suffit de plaquer de bout en bout le câble victime contre une structure de masse (conductrice de bout en bout) du châssis.

Terminons par l'éloge de deux composants indispensables à la CEM : le papier aluminium et le scotch cuivre à colle conductrice. Le premier permet de faradiser ce que l'on veut ; le second permet des reprises de masses à basse impédance en HF (en association avec du papier de verre ou de la toile émeri pour décaper la peinture). Attention, si le papier aluminium est peu dangereux, même en « extra fort » (de $16 \mu\text{m}$ à $18 \mu\text{m}$ d'épaisseur), le scotch cuivre coupe facilement la peau les doigts (mais la blessure ne s'infecte pas).

3 Florilège des idées reçues sur les sources et couplages

Plutôt que de rechercher la perfection en CEM, nous conseillons avant tout d'éviter les erreurs grossières. Très souvent, pour résoudre un problème, il suffit de corriger les deux ou trois plus grosses bourdes. C'est peut-être la raison pour laquelle un spécialiste de CEM peut passer pour un magicien, alors qu'il n'est qu'un physicien.

Nous avons tenté de recenser les confusions et les erreurs les plus fréquentes en CEM sur les sources et les couplages en CEM. Que le lecteur pardonne nos oublis, et veuille bien nous faire part de ses remarques, nous l'en remercions d'avance.

Pour éviter toute ambiguïté, les affirmations commencent par la lettre A, elles sont immédiatement suivies de leur correction précédée de la lettre C.

A Les microcoupures représentent une menace redoutable pour les industriels.

C Cette erreur de langage est fréquente. Une microcoupure est un creux de tension à 100 % qui dure moins d'une demi-période. Des microcoupures ne peuvent apparaître qu'en distribution BT aérienne en cuivre nu les jours de grand vent. Ce sont des *creux de tension* qui sont redoutables : pertes de mémoire, retombée de relais rapides, impossibilité de freiner par récupération d'énergie, extinction de machines à plasma, etc. Les creux de tension dépassent rarement 60 %, mais ils durent de 250 ms à 500 ms, ce qui est long pour les alimentations d'électroniques.

A Une électronique ne peut pas être parasitée par une perturbation à beaucoup plus haute fréquence que celle des signaux utiles.

C Si tel était le cas, les talkies-walkies ne seraient pas aussi perturbateurs pour les équipements à bas niveau et les radars ne perturberaient pas grand-chose. L'origine de ce problème est le phénomène de détection d'enveloppe.

A Une alimentation à découpage est toujours trop bruyante pour alimenter un circuit à très bas niveau.

C C'est heureusement faux ! Tout analyseur de spectre récent (existe-t-il des équipements plus sensibles ?) fonctionne grâce à une alimentation à découpage. Il suffit de maîtriser les perturbations de mode commun que génère inévitablement cette alimentation (grâce à un excellent blindage et à de nombreuses mises à la masse du 0 V). L'ondulation résiduelle en mode différentiel, facile à lisser, ne perturbe rien.

A Un contact sec génère à l'ouverture un extra-courant de rupture.

C Aucune inductance ne peut générer de surintensité : c'est une « extra-tension » qui apparaît à l'ouverture. Si on laisse cette tension monter jusqu'à ce qu'un arc apparaisse, alors ce courant très bref mais à front raide dépasse le courant nominal. Ce phénomène pollue redoutablement les systèmes voisins.

A La décharge électrostatique n'est qu'un phénomène à la mode.

C Il y a plusieurs millénaires que l'on s'amuse avec l'électricité statique. Désormais, les effets des décharges électrostatiques coûtent au monde plusieurs milliards d'euros par an. Enfin les DES constituent l'une des plus difficiles menaces de CEM aux concepteurs d'électroniques.

A Un talkie-walkie est trop peu puissant pour perturber quoi que ce soit.

C Certains équipements vulnérables sont perturbés par un champ d'amplitude inférieure à 1 V/m. Un talkie-walkie d'une puissance de 0,1 W (la plupart font plusieurs watts) rayonne un champ supérieur à 1 V/m à 1 m de son antenne. Nous avons perturbé certaines baies distantes de 1 m par une puissance rayonnée de 50 mW dans la gamme des 150 MHz.

A Les électroniques habituelles ne peuvent pas être sensibles aux champs radio-électriques car elles n'ont aucune antenne pour les capter.

C Malheureusement si ! Les câbles sont des antennes efficaces et à large bande, surtout entre 30 MHz et 300 MHz, c'est-à-dire dans la bande des ondes métriques.

A Une bonne terre est nécessaire au bon fonctionnement des électroniques.

C Heureusement non ! La terre n'est qu'une référence de potentiel, or le potentiel absolu (contrairement à une différence de potentiel) n'a pas de sens. Seule l'équipotentialité des équipements interconnectés importe.

A Si la terre n'est pas propre, les électroniques fonctionneront mal.

C Il n'existe pas de terre propre. Soit elle évacue du courant et elle est sale, soit elle n'en évacue jamais, et on peut la supprimer ! Deux terres séparées sont dangereuses (et heureusement illégales). Pour en savoir plus, se reporter au tome 2 ou nous traitons des terres et des masses.

A Un équipement sans connexion à la terre n'a pas de boucles de masse.

C Il y a fatalement autant de boucles de masse que de câbles, car une boucle de masse ouverte en BF est fermée en HF par des capacités parasites. Des courants de mode commun peuvent passer d'un câble à l'autre sans passer par la terre. Ainsi, même un équipement isolé de la terre peut être traversé par des courants parasites.

A Un équipement sans fil de terre (à double isolation) est immunisé contre le mode commun secteur.

C C'est faux, même à 50 Hz ! Retirer le fil de masse qui relie une platine pick-up (pour disque vinyle) à son ampli hi-fi fait ronfler à cause du courant capacitif à travers les deux transformateurs. C'est encore pire en HF.

A Pour réduire un problème d'impédance commune, il suffit de câbler les masses avec des conducteurs de forte section.

C Il est inutile d'utiliser de gros câbles lorsque leur impédance est supérieure à leur résistance. C'est ainsi dès 50 Hz au-delà de 35 mm² de cuivre. L'inductance d'une câblette est pratiquement indépendante de sa section. Il est en revanche intéressant de les raccourcir et de les multiplier pour mieux mailler les masses.

A Une liaison galvaniquement isolée n'a pas besoin d'être symétrique.

C C'est souvent vrai aux très basses fréquences. Pour de fortes réjections de mode commun, il reste préférable d'entrer sur un étage différentiel. Mais c'est faux en HF où il faut soit blinder les câbles, soit filtrer chaque fil par rapport au châssis, soit enfin ajouter de la ferrite pour amortir les courants de mode commun.

A Une tresse est un conducteur de masse à plus faible impédance qu'un conducteur de cuivre de même longueur et de section équivalente.

C Une tresse a la même impédance en HF qu'un clinquant de même surface. Du fil de Litz composé de fils isolés a moins de résistance HF (moins d'effet de peau) mais la même inductance qu'un fil non divisé de même diamètre et de même longueur.

A Une carte isolée de la masse (dont le 0 V flotte) ne craint pas les perturbations de mode commun.

C Au contraire ! Des courants parasites peuvent circuler à travers une carte connectée à plusieurs câbles, surtout si elle est flottante, c'est-à-dire si les courants

ne sont pas évacués au châssis dès leur entrée sur la carte. De plus, faire flotter une carte est catastrophique en HF à cause du couplage capacitif carte à châssis.

A Les capacités parasites ne sont gênantes qu'aux fréquences élevées.

C Une ronflette capacitive à 50 Hz peut affecter des circuits à bas niveau et à haute impédance s'ils ne sont pas blindés.

A Les inductances parasites ne sont gênantes qu'aux fréquences élevées.

C Même à 50 Hz l'équipotentialité n'est pas meilleure par un câble de cuivre de 300 mm² que par un de 50 mm² ! L'échauffement d'un gros câble est inférieur puisque sa résistance est plus faible, mais son impédance est équivalente ($2\pi FL > R$). L'inductance d'un câble, même gros, est gênante dès les fréquences industrielles : elle présente une impédance de 0,1 Ω par kilomètre et par phase à 50 Hz.

A Un isolement galvanique résout tous les problèmes de mode commun.

C Un isolement galvanique est d'une part limité en tension à sa rigidité diélectrique. D'autre part, aux fréquences élevées, il ne résout ni le problème d'impédance commune (courant à travers sa capacité parasite) ni le problème du couplage carte à châssis.

A Un signal induit par diaphonie peut être supérieur à sa cause.

C Non ! Seul un transformateur avec un rapport de transformation différent de 1 peut délivrer une amplitude de sortie supérieure à celle en entrée (soit en tension, soit en courant, mais pas les deux). Ce n'est pas le cas de la diaphonie qui en pratique ne dépasse jamais 80 %, même dans la pire des géométries.

A Un feuillard aluminium limite efficacement la diaphonie inductive.

C Un feuillard aluminium blinde bien le champ électrique, mais très mal le champ magnétique BF. Un feuillard est souvent décevant.

A Pour supprimer les problèmes de mode commun, il suffit de supprimer les boucles de masse.

C Une boucle de masse est la surface entre un câble et le conducteur de masse le plus proche. Il y a donc autant de câbles que de boucles de masse : elles sont inévitables. Ouvrir une boucle de masse par isolement galvanique résout éventuellement un problème de mode commun en BF, mais pas en HF où des résonances dégradent l'immunité. Il vaut mieux que les inévitables courants de mode commun circulent le long de structures de masse (écrans de câbles, chemins de câbles ou maillage des masses) que le long de circuits électroniques.

A Un filtre secteur antiparasite réduit les harmoniques du réseau.

C L'efficacité d'un filtre secteur n'arrange rien jusqu'à 1,4 fois sa fréquence de résonance, c'est-à-dire au mieux jusqu'à une dizaine de kilohertz. Un filtre antiparasite laisse donc passer tous les harmoniques (limités à 2 kHz).

- A** Il ne faut pas raccorder la référence des circuits électroniques (le 0 V) à la masse sale.
- C** Si l'on fait flotter un 0 V, on doit craindre le couplage carte à châssis. En potentiel, être sale n'a aucun sens si l'on n'a pas défini la référence de potentiel. Pour une carte, la seule référence de potentiel ayant un sens est la masse de l'environnement. Il est donc bon d'y raccorder le 0 V, de manière à y écouler les courants collectés en mode commun par les câbles externes.
- A** Si en laboratoire un équipement fonctionne mieux avec son 0 V raccordé au châssis, c'est parce la masse du labo est propre.
- C** Une électronique marche toujours mieux avec son 0 V au même potentiel que celui du coffret, surtout si l'environnement est perturbé.
- A** Il faut relier les 0 V analogique et numérique en étoile autour de l'alimentation pour supprimer le couplage par impédance commune.
- C** Au contraire ! On obtiendrait de la sorte une forte impédance commune entre circuits interconnectés (voir tome 2).
- A** Il faut relier les 0 V analogique et numérique en étoile autour de l'alimentation pour supprimer la boucle de masse.
- C** Au contraire ! On obtient de la sorte une forte surface de boucle entre circuits interconnectés (voir tome 2).
- A** Avant de brancher, vérifier qu'il y a du courant...
- C** Ne vaudrait-il pas mieux dire « vérifier que la tension est présente » ?
- A** Sur carte numérique, mieux vaut découpler le 5 V que le 0 V.
- C** Cette affirmation ressemble à « dans un mariage, c'est la femme qui se marie ! ». On doit découpler le 5 V par rapport au 0 V, près de chaque circuit intégré.
- A** La problématique intrinsèque d'un locuteur en CEM est à replacer au niveau phénoménologique de la communication sémantique sous-jacente afin de promouvoir l'interprétation de la méthodologie globale.
- C** La CEM a surtout besoin de clarté, ne pensez-vous pas ?



EXIQUE

Antenne fouet : Antenne formée d'un brin conducteur perpendiculaire à une masse servant de contrepoids. Elle est d'usage courant et sa mise en équation est simple.

Arme non létale (NLW) : Arme destinée à empêcher une personne d'agir sans la tuer.

Bande étroite (BE) : Perturbation dont le spectre passe entièrement dans la bande passante du récepteur radio. Une sinusoïde est une perturbation BE.

Bande large (BL) : Perturbation dont le spectre n'entre que partiellement dans le filtre d'un récepteur radio. Une impulsion non répétitive est une perturbation BL.

Basses fréquences (BF) : Dans ce petit manuel, nous qualifions de BF la gamme des fréquences inférieures à 1 MHz environ.

Blindage (ou écran électromagnétique) : Enveloppe conductrice isolant deux régions (l'intérieur de l'extérieur) contre les champs. Il sert aussi et surtout de référence de potentiel aux filtres d'entrées/sorties et aux câbles blindés.

Câble en nappe (ou câble plat ou flex ou « limande ») : Câble plat composé de plusieurs fils en parallèle. Alternier un fil sur deux au 0 V (à relier au 0 V de chaque carte) réduit ses nombreux problèmes : diaphonies, impédance commune, boucles...

Capacité : Un condensateur est traversé par un courant égal au produit de sa capacité par la variation de la tension à ses bornes, exprimée en volts par seconde : $I = C \Delta U / \Delta t$. Une capacité, notée C , se mesure en farads (F).

Capacité intrinsèque : Capacité, notée C_i , entre un conducteur et la masse supposée infiniment éloignée. La capacité intrinsèque d'un disque (ou, avec une faible erreur, celle d'une carte rectangulaire) de diamètre D en mètres, vaut : $C_i = 4\epsilon_0 D$.

Capacité plane : Capacité notée C_p entre deux armatures conductrices parallèles, en négligeant les effets de bord. Deux armatures de surface S , éloignées dans l'air d'une hauteur H , ont une capacité plane : $C_p = \epsilon_0 S / H$.

Capacité totale : Capacité globale notée C_t entre deux conducteurs. Pour une carte au-dessus d'un plan de masse, la capacité totale vaut : $C_t \approx C_i + C_p$.

Champ électrique : Vecteur, noté E , lié à la tension entre deux conducteurs. Il s'exprime en volts par mètre (V/m). L'effet principal d'un champ E variable est d'induire un courant dans les conducteurs exposés à ce champ.

Champ lointain : En espace libre et à plus de $\lambda/2\pi$ entre le point d'émission et celui de mesure, les champs E et H sont couplés : $E = 377H$. On dit que l'on est alors en « champs lointains ». La seule composante E suffit à définir l'amplitude des champs. Attention à ne pas confondre « champs couplés » et « onde plane ».

Champ magnétique : Vecteur, noté H , lié à la circulation d'un courant dans un circuit électrique; il s'exprime en ampères par mètre (A/m). L'effet principal d'un champ H variable est d'induire des tensions dans les boucles des circuits.

Champs proches : Quand la distance entre le point d'émission et celui de la mesure est inférieure à $\lambda/2\pi$, le rapport E/H dépend de la nature de la source. On est en champs proches. Si $E > 377H$, le champ est dit à haute impédance (ou électrique). Dans le cas contraire, il est dit à basse impédance (ou magnétique).

Choc de manœuvre : Impulsion conduite de forme sinusoïdale amortie (souvent entre 10 kHz et 1 MHz) sur un réseau électrique, générée par la manœuvre d'un organe de commutation, tel un disjoncteur, un sectionneur...

CMRR : Voir *Rapport de réjection de mode commun*.

Compatibilité électromagnétique (CEM) : Aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner de façon satisfaisante dans son environnement électromagnétique, et sans produire lui-même des perturbations électromagnétiques intolérables pour quoi que ce soit dans cet environnement. La CEM recouvre donc la compatibilité électrique.

Conducteur (ou masse) de référence : Système de conducteurs servant de référence de potentiel à d'autres conducteurs, en particulier à ceux des signaux. Pour éviter le risque de confusion avec la masse mécanique ou la terre, nous préférons parler de *masse électronique*, ou simplement de 0 V.

Coordination des protections : Mise en œuvre de plusieurs dispositifs, en série ou en parallèle, de manière à compenser les défauts des uns par les qualités des autres.

Couplage : Mode de transmission d'une perturbation électromagnétique de la source à un circuit victime. Il n'y a que six modes de couplages élémentaires : par impédance commune, par couplage capacitif direct, par diaphonie inductive, par diaphonie capacitive, par champ magnétique à boucle et par champ électrique à fil. Divers couplages élémentaires peuvent agir simultanément en série ou en parallèle.

Couplage carte à châssis (ou par « effet de main ») : Couplage en champ électrique qui injecte directement un courant au cœur d'un circuit électronique dont la référence de potentiel varie en tension par rapport à son environnement.

Couplage champ à boucle : Couplage d'un champ magnétique variable qui induit une tension dans une boucle (souvent de câblage) traversée par des lignes de ce champ.

Couplage champ à fil : Couplage d'un champ électrique variable qui déplace un courant le long d'un conducteur exposé à ce champ.

Couplage par diaphonie capacitive : Couplage entre un conducteur coupable soumis à une tension variable et un circuit victime voisin. Il s'effectue en champ électrique, et se modélise grâce à la capacité entre les deux circuits.

Couplage par diaphonie inductive : Couplage entre un conducteur source supportant un courant variable et un circuit victime voisin. Il s'effectue en champ magnétique et se modélise par l'inductance mutuelle entre les deux circuits.

Couplage par impédance commune : Couplage entre deux circuits par le courant du circuit coupable qui circule dans un conducteur commun avec le circuit victime.

Courant harmonique : Courant à une fréquence multiple de la fréquence du réseau consommé par une charge non linéaire. Les convertisseurs à découpage sans PFC et les tubes fluorescents produisent beaucoup d'harmoniques impairs.

Creux de tension : Réduction de la tension d'alimentation due à un défaut en un autre point du réseau. Les creux de tension sont appelés improprement *micro-coupures*.

Décharge électrostatique (DES) : Décharge très rapide d'un conducteur électrisé dans un autre. Les DES sont un fléau des électroniques : elles perturbent leur fonctionnement et peuvent détruire des composants.

Décibel : Nombre sans dimension valant en amplitude 20 fois le logarithme décimal de la grandeur par rapport à sa grandeur de référence (ou 10 fois en puissance).

Défaut : Dysfonctionnement provoqué par une perturbation électromagnétique. En CEM, ce mot n'est pas synonyme de défaut d'isolation.

Détection d'enveloppe (*audio rectification*, en anglais) : Mécanisme non linéaire de toute jonction non linéaire qui transforme un signal HF en un signal continu modulé par l'enveloppe de la HF. Elle est surtout gênante pour les étages d'entrée à bas niveau. On l'appelle aussi « *effet de boulon rouillé* ».

Distorsion de la tension : Déformation de l'onde de tension provoquée par des courants harmoniques dans l'impédance du réseau. Elle fait surchauffer les bobines des gros moteurs. La distorsion de la tension s'exprime en pourcentage.

Écran électrostatique : Enveloppe conductrice servant à intercepter le champ électrique, donc à réduire un couplage capacitif, le couplage carte à châssis en particulier. Cet écran doit être raccordé à une référence de potentiel. En téléphonie, l'écran électrostatique est appelé *écran fond de poste*. Tout blindage joue à la fois le rôle d'écran électrostatique et de référence de potentiel pour les circuits.

Effet réducteur : Réduction des perturbations HF par la proximité du conducteur exposé avec la masse. L'effet réducteur est le rapport de l'amplitude de la perturbation collectée par un câble non blindé ou loin des masses à l'amplitude collectée par le même câble blindé ou installé contre un conducteur de masse.

Electrical overstress (EOS) : Conséquence dans un circuit intégré d'une surcharge électrique; en particulier d'une décharge électrostatique.

Encoches de commutation : Brefs courts-circuits entre phases provoqués par la conduction simultanée de deux thyristors du même côté d'un pont de Graetz triphasé. Les six encoches de commutation de la tension composée par période distordent la tension du réseau. On dit aussi *empiètement d'anodes*.

Filtre réjecteur : Filtre coupe-bande chargé d'atténuer les signaux dans une gamme de fréquence donnée, sans altérer de façon sensible le signal utile.

Flicker : Légères baisses de la tension du réseau lors d'à-coups de courant. Le flicker est une gêne physiologique, mais il ne perturbe pas les équipements.

Fluctuation de tension : Variation rapide de la tension d'alimentation, comprise dans la plage normale de tension, en fonctionnement normal du réseau.

Flux (d'induction) magnétique : Exprimé en webers (Wb), c'est le produit de l'induction magnétique B par la surface coupée en mètres carrés (m^2). Une variation de flux de 1 Wb/s dans une boucle y induit une tension de 1 V.

Foudre : Décharge disruptive entre nuages, ou entre un nuage et le sol. Le courant d'un choc direct doit être écoulé par d'autres conducteurs que ceux des équipements, mais sans amorçages aux masses. De plus, contre le rayonnement magnétique d'un choc proche, les boucles de masses doivent être d'aussi petites surfaces que possible.

Fréquences audio : Conventionnellement, ce sont les fréquences de 20 Hz à 20 kHz (avec parfois de petits écarts : de 16 Hz à 20 kHz, ou de 30 Hz à 16 kHz...).

Fréquences industrielles : Conventionnellement, ce sont les fréquences du continu jusqu'à 40 fois la fréquence du réseau électrique (soit 2 kHz ou 2,4 kHz).

Fréquence propre : Fréquence (ou « pseudo-fréquence ») à laquelle oscille, jusqu'à son retour au repos, un circuit excité par une impulsion brève.

Harmoniques : Courants consommés par des charges non linéaires à des fréquences multiples de la fréquence du réseau d'alimentation. Ces courants déforment

l'onde de tension, ce qui peut perturber certains matériels. On limite conventionnellement les harmoniques à l'ordre 40, soit à 2 kHz en 50 Hz.

Hautes fréquences (HF) : Par commodité, nous qualifierons de HF un signal dont les fréquences significatives s'étendent au-delà de 1 MHz environ. En radio, la bande HF, aussi appelée *bande décimétrique* ou *ondes courtes*, ne couvre que la plage des fréquences de 3 MHz à 30 MHz.

Homopolaire : Composante du courant triphasé qui se referme par le neutre.

HPM (*High Power Microwave*) : Une arme HPM émet un faisceau radioélectrique directif et puissant à une fréquence supérieure à 300 MHz. Une électronique illuminée à plusieurs kilomètres peut être « cuite » en quelques secondes.

IEMN : Impulsion électromagnétique d'origine nucléaire. Si une bombe atomique explosait en haute altitude (IEMN HA), une impulsion de champ pourrait atteindre une crête de 50 kV/m au niveau du sol, avec un temps de montée de quelques nanosecondes. Selon la CEI, la durée dans le pire des cas est de 60 ns à mi-hauteur.

Immunité : Aptitude d'un appareil ou d'un système à fonctionner sans dégradation en présence d'une perturbation électromagnétique.

Impédance (électrique) : Rapport de l'amplitude d'une tension à celle d'un courant. Elle se compte en ohms (Ω).

Impédance caractéristique : Rapport de la tension appliquée au courant consommé aux premiers instants (durant un aller-retour) par une ligne : câble ou piste de circuit imprimé. En HF, c'est une résistance, souvent comprise entre 50 Ω et 120 Ω .

Impédance d'un champ : Rapport de l'amplitude du champ électrique à celle du champ magnétique. L'impédance d'un champ s'exprime en ohms (Ω).

Impédance intrinsèque : Rapport de l'amplitude du champ électrique à celle du champ magnétique, quand les champs sont couplés. L'impédance intrinsèque de l'air vaut 377 Ω . L'impédance intrinsèque d'un conducteur vaut : $Z_i = (j\omega\mu/\sigma)^{1/2}$; elle se compte aussi en ohms (Ω).

Inductance (ou self inductance, ou self) : Une inductance présente entre ses bornes une tension égale au produit de son inductance par la variation (en ampères par seconde) du courant qui la traverse : $U = L\Delta I/\Delta t$. Notée L , une inductance se mesure en henrys (H).

Induction magnétique (ou densité de flux magnétique) : C'est le produit du champ magnétique H par la perméabilité magnétique μ du milieu. Notée B , elle s'exprime en teslas (T).

Interharmoniques : Courants générés par des circuits actifs à des fréquences non multiples de la fréquence du réseau d'alimentation.

Intersystème : Une perturbation est appelée *intersystème* quand la source est externe au système. Les normes d'immunité et les (bonnes) règles d'installation permettent de limiter les risques de perturbations intersystèmes.

Intrasystème : Une perturbation est appelée *intrasystème* quand la source est interne au système. Leur mise en évidence est souvent simple.

ISM (appareil) : Appareil à usage industriel, scientifique ou médical.

Latch-up : Phénomène d'amorçage d'un thyristor parasite dans un circuit intégré par une perturbation électromagnétique ou par une radiation ionisante. Un latch-up peut détruire le composant (lorsque le courant du court-circuit est élevé).

Liaison différentielle : Transmission sur paire symétrique, blindée ou non, permettant de recevoir le mode différentiel en rejetant le mode commun par un amplificateur différentiel. On dit aussi liaison *balancée* ou *équilibrée*.

Longueur d'onde : Distance, notée λ , au bout de laquelle un signal périodique à une vitesse v se trouve déphasé d'une période T ($\lambda = vT$). Une longueur d'onde dans l'air se calcule par la relation (en mètres) : $\lambda = 300/F$, où F est exprimée en mégahertz (MHz).

Marge dynamique : L'immunité d'une famille logique aux impulsions très brèves est meilleure qu'en statique. L'amplitude de l'impulsion (fonction de sa durée) qui risque de perturber un signal est appelée *marge dynamique*.

Marge statique : Immunité garantie d'une logique à une perturbation lente. On définit ainsi la marge en tension et la marge en courant d'une famille logique.

Masse : Partie conductrice d'un matériel électrique susceptible d'être touchée et qui peut être mise « sous tension » en cas de défaut d'isolement. La CEM étend la notion de masse à tout conducteur qui contribue à l'équipotentialité, même s'il est inaccessible ou s'il n'appartient pas à un matériel électrique.

Microcoupure : Disparition complète de la tension d'alimentation durant moins d'une demi-période secteur. Seule une alimentation BT risque de subir des microcoupures. Souvent, ce que l'on nomme microcoupure secteur est en réalité un creux de tension.

Mise à la masse : Raccordement équipotentiel de deux masses entre elles.

Mode commun (MC) : Un courant de mode commun circule dans le même sens sur tous les conducteurs d'un câble. La tension de MC d'un câble est celle entre le potentiel moyen de ses conducteurs et la masse. Le mode commun est aussi appelé *mode longitudinal*, *mode parallèle* ou *mode asymétrique*.

Mode commun filaire : Sur un câble d'alimentation, le courant de mode commun filaire circule sur les fils de phase et se referme par le conducteur de protection. Le mode commun filaire est facile à filtrer et n'exige pas d'écran.

Mode commun vrai : Sur un câble d'alimentation, le courant de vrai mode commun circule en phase sur tous les fils, y compris celui de protection. Il se referme à la masse par capacité et par les autres câbles. Il perturbe surtout les circuits flottants ou mal blindés. Vrai mode commun = vrai problème de CEM !

Mode différentiel (MD) : Un courant de mode différentiel circule en sens opposé sur les deux fils d'une liaison filaire, il ne se referme donc pas dans les masses. Une tension de MD se mesure entre le conducteur signal et son retour. Le mode différentiel est aussi appelé *mode normal*, *mode symétrique* ou *mode série*.

Mode dissymétrique (ou non symétrique) : Perturbation qui n'affecte qu'un seul fil d'une paire. Le mode dissymétrique est composé pour moitié de MD, et pour moitié de MC. Attention à ne pas confondre mode dissymétrique et mode asymétrique.

Mutuelle inductance : Inductance de couplage, notée M , entre deux circuits. Si I est le courant dans le circuit primaire, la tension induite dans le circuit secondaire vaut : $U = M \Delta I / \Delta t$. M s'exprime, comme une inductance, en henrys (H).

Onde plane : Une onde devient plane quand son « plan de phase » se forme, c'est-à-dire à une distance $2D^2/\lambda$ où D est le diamètre de l'antenne. Cette distance est souvent très supérieure celle du couplage des champs E et H .

Perméabilité magnétique : Rapport de l'amplitude de l'induction magnétique B dans un matériau à celle du champ magnétique H . Notée μ , la perméabilité magnétique s'exprime en henrys par mètre (H/m). Dans l'air : $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

Perméabilité magnétique relative : Rapport sans dimension, noté μ_r , de l'amplitude de la perméabilité magnétique μ d'un matériau à celle μ_0 de l'air.

Permittivité diélectrique : La permittivité diélectrique d'un isolant, notée ε , s'exprime en farads par mètre (F/m). La capacité d'un condensateur plan, sans effet de bord, de surface S et d'épaisseur e vaut : $C = \varepsilon S / e$. Dans l'air : $\varepsilon_0 = 8,855$ pF/m.

Permittivité diélectrique relative : Rapport sans dimension, noté ε_r , de l'amplitude de la permittivité électrique ε d'un matériau à celle ε_0 du vide (ou de l'air).

Perturbation électromagnétique : Phénomène électromagnétique susceptible de créer des troubles de fonctionnement d'un dispositif, d'un appareil ou d'un système, ou d'affecter défavorablement la matière vivante ou inerte.

Perturbation en conduction : Perturbation qui se propage le long de conducteurs électriques. Elle est définie par son courant et par sa tension.

Perturbation en rayonnement : Perturbation qui se propage dans l'air, sans support matériel. Elle est définie par ses champs électrique et magnétique.

Perturbation permanente : Perturbation entretenue ayant par convention une durée supérieure à 0,4 s. Une perturbation permanente peut être composée d'impulsions brèves et répétitives.

Perturbation transitoire : Perturbation impulsionnelle unique ou répétitive, mais avec une période de répétition longue de plusieurs secondes.

Puissance de court-circuit (P_{CC}) : Puissance apparente lors d'un court-circuit, généralement comptée en pour-cent de la puissance nominale P_n . C'est l'inverse de la tension de court-circuit (elle-même sans dimension).

Puissance surfacique (ou **densité surfacique de puissance**) : Puissance par unité de surface transportée par une onde, elle s'exprime en watts par mètre carré (W/m^2). En champs couplés, elle vaut $E^2/377$.

Raccordement équipotentiel : Contact électrique à faible impédance entre conducteurs voisins destiné à réduire leur tension. Toute mise à la masse (avec ou sans mise à la terre) devrait être effectuée par raccordement équipotentiel.

Rapport de réjection de mode commun (ou **CMRR**) : Rapport de la tension d'erreur reçue en mode différentiel à la tension de mode commun qui la produit. Ce nombre sans dimension s'exprime généralement en décibels.

Règles de l'art : Règles non écrites, sensées donner de bons résultats, et qu'un professionnel a la responsabilité juridique d'appliquer. Le problème est qu'en CEM beaucoup de règles de l'art sont erronées !

Réseau de masse : Ensemble des conducteurs internes à un bâtiment et reliés entre eux. Il se compose habituellement des conducteurs de protection, des bâtis, des chemins de câbles, de canalisations et de structures métalliques.

Résiduelle : Perturbation électromagnétique qui, après un couplage, un filtrage ou un écrêtement est appliquée à un circuit victime.

Ronflette : Résultat d'un couplage involontaire entre la tension secteur (50 Hz), ou la tension secteur redressée en monophasé (à 100 Hz), voire en triphasé (à 300 Hz) et un circuit à bas niveau.

Source de perturbation : Émetteur de perturbations électromagnétiques. Une source peut avoir une origine humaine ou naturelle, et être intentionnelle ou non.

Surface effective (ou **équivalente**, ou **efficace**) : Pour une antenne en réception, c'est la surface qui, multipliée par la densité surfacique du champ, donne la puissance reçue. Elle se compte en mètres carrés (m^2). La *surface équivalente radar* (SER) d'une cible est celle qui rayonnerait de façon isotrope l'amplitude du champ réfléchi dans la direction incidente.

Susceptibilité électromagnétique : Incapacité d'un dispositif, appareil ou système à fonctionner sans dégradation en présence d'un niveau de perturbation électromagnétique. Les civils préfèrent parler d'*immunité* (niveau garanti).

Tension : Mot signifiant *différence de potentiel* ou *d.d.p.* Il importe donc de définir sans ambiguïté quelle est la référence de potentiel choisie.

Tension de court-circuit : Notée U_{CC} , c'est la fraction de la tension nominale U_n que devrait délivrer un générateur (ou un transformateur) à vide pour qu'un court-circuit consomme le courant nominal. U_{CC}/U_n s'exprime en pourcentage.

Terre : Masse conductrice de la planète Terre, dont le potentiel électrique en chaque point est pris, par convention, égal à zéro. Depuis toujours, la réalité physique ignore magnifiquement nos conventions intellectuelles !

Tôle de référence de potentiel (TRP) : Masse d'un coffret conducteur à laquelle tous les filtres et les écrans de câbles devraient être raccordés en traversée. Une TRP devrait être homogène, non fendue et bien conductrice. Une et une seule TRP devrait être utilisée par coffret (sauf s'il est très bien blindé, c'est-à-dire sans fuite en HF).

Victime : Élément (composant, équipement, système, être vivant ou matière inerte) soumis à une perturbation électromagnétique. Une victime peut être affectée de façon plus ou moins grave, de façon fugitive ou permanente, avec un défaut mesurable ou non, immédiat ou différé.

INDEX

0 V, 34, 51, 140, 142
– analogique, 140

A

à-coups, 70
– de charge, 77
– de courant, 68
ADSL, 15, 128
alimentation
– à découpage, 97, 137
– ininterrompible, 79
aller-retour du signal, 45
aluminage, 40, 46
amorçage, 109
– en haute tension, 105
amplificateur, 119
– d'instrumentation, 14
amplitude, 114
analogique à bas niveau, 17
analyse
– de CEM, 135
– des couplages, 135
– des perturbations, 133
angle droit, 43
antenne, 48, 108
– à gain, 55
– fouet, 141
antiparasitage d'un moteur, 97
arcs, 109
arme
– à micro-ondes, 108, 111
– HPM, 145
– non létale, 110, 141

audio rectification, 117, 143
automatisation du réseau, 78
autonomie, 79

B

balayage ligne, 90
ballast, 100
banc de condensateurs, 79
bande
– étroite, 141
– large, 113, 141
– VHF, 111
basse fréquence, 67, 141
batterie, 79
BE, 141
BF, 141
BL, 141
blindage, 52, 141
blinder le champ de fuite, 86
bobinage, 100
bobine, 18, 100
boîtier métallique, 31
bombe atomique, 59
bonne terre, 137
bossage, 32
boucle de masse, 25, 43, 54, 135, 138, 139
boulon explosif, 128
broche
– de 0 V, 135
– vulnérable, 26
brouillage électromagnétique, 127

bruit

- de commutation, 96
- en mode différentiel, 13

C

câblage en étoile, 8

câble, 111

- blindé, 42
- coaxial, 21
- en nappe, 36, 37, 38, 141
- plat, 36, 141
 - blindé, 38
- victime, 40

cage de Faraday, 49

caissonnage, 125

canal ionisé, 93

capacité, 5, 6, 141

- du corps humain, 103
- intrinsèque, 27, 104, 141
- linéique, 44
- parasite, 5, 29, 33, 138
- piste à châssis, 32
- plane, 27, 141
- primaire à secondaire, 86
- réelle, 27
- totale, 28, 142

carte

- analogique, 26
- flottante, 31
- isolée de la masse, 138
- numérique, 30

caténaire, 87

CEI 61000-3-3, 68

CEI 61000-4-12, 82

CEI 61000-4-2, 104

CEI 61000-4-3, 113

CEI 61000-4-4, 101, 134, 136

CEI 61000-4-5, 81, 83

CEI 61000-4-6, 15

CEI 61340-5-1, 105

CEI 61340-5-2, 105

CEM, 142

- des systèmes, 8

chaîne d'amplification, 115

champ, 55

- couplé, 55, 114, 142
 - de fuite, 85
 - des transformateurs, 84
 - électrique, 6, 7, 55, 112, 142
 - rayonné, 107
 - électromagnétique, 54
 - impulsif, 94
 - lointain, 55, 142
 - magnétique, 6, 7, 57, 88, 91, 94, 112, 142
 - alternatif, 127
 - BF, 89
 - continu, 126
 - HF, 55
 - terrestre, 114, 126
 - proche, 55, 142
 - radioélectrique, 51, 137
 - sur les personnes, 129
- champmètre, 84
- charge
- d'espace, 94
 - non linéaire, 72
- chargeur, 97
- châssis métallique, 9
- chauffage électrique, 89
- choc
- de foudre, 83
 - de manœuvre, 82, 142
- circuit
- à haute impédance, 135
 - analogique, 115
 - flottant, 34
 - intégré, 105
 - LC, 79
 - numérique, 122
- claquage, 100
- claquement, 128
- CMRR, 13, 14, 15, 142, 148
- codage de Viterbi, 128
- coefficient réducteur en temps, 47
- coffret, 140
- commande de moteur pas à pas, 76
- compatibilité électromagnétique, 142
- composante
- continue, 72
 - homopolaire, 73
- compression de flux, 110

condensateur, 117
 – d'antiparasitage, 97
 – de compensation, 74
 conducteur
 – court, 25
 – de protection, 17, 20
 – de référence, 142
 confusion, 136
 connecteur filtrant, 16
 conséquence de la foudre, 83
 contact
 – oxydé, 121
 – sec, 100
 contacteur, 100
 contrepoids, 141
 conversion
 – d'unité, 113
 – de mode, 96
 convertisseur
 – à découpage, 30, 97
 – continu-continu, 97, 98
 – de puissance, 76
 – statique, 97
 coordination des protections, 16, 142
 corps humain, 61
 coup
 – au but, 93
 – de fouet, 89
 – subséquent, 93
 coupable, 3
 couplage, 3, 4, 7, 8, 62, 142
 – capacitif carte à châssis, 139
 – carte à châssis, 5, 26, 62, 135, 140, 143
 – champ, 56
 • à boucle, 7, 54, 143
 • à câble, 7, 8, 53
 • à fil, 6, 48, 143
 • magnétique, 136
 – en HF, 95
 – par diaphonie
 • capacitive, 6, 43
 • inductive, 6, 34
 – par effet de main, 5
 – par impédance commune, 4, 16, 62
 coupure
 – de bobines, 100
 – longue, 78
 courant

– à la masse, 90
 – collecté, 52
 – crête, 83
 – de court-circuit, 92
 – de fuite, 89
 – de MC, 97
 – de mode commun, 12, 25, 42, 98, 112
 – harmonique, 71, 143
 • impair, 72
 – non sinusoïdal, 71
 – parasite, 4, 124
 – présumé de court-circuit, 92
 – transitoire, 83
 court-circuit, 21, 89, 92
 – franc, 80
 CPL, 95
 creux de tension, 77, 79, 136, 143
 cycloconvertisseur, 75

D

d.d.p., 148
 DAB, 128
 décharge électrostatique, 57, 102, 109, 137, 143
 décibel, 13, 143
 défaut, 143
 démarrage d'un moteur, 69
 densité
 – de flux magnétique, 57, 145
 – de puissance, 108, 114
 – surfacique de puissance, 61, 148
 déphasage, 15
 DES, 102, 109, 143
 – personnelle, 103
 déséquilibre géométrique, 14
 détection d'enveloppe, 119, 122, 137, 143
 déviateur magnétique, 90
 diamètre de l'antenne, 147
 diaphonie, 135, 139
 – capacitive, 62, 143
 • de mode différentiel, 46
 – de mode commun, 40
 • dans le pire des cas, 42, 59
 – de mode différentiel, 40
 – inductive, 62, 143

- maximale, 37, 38, 41, 46
- pire des cas, 36, 37
- différence de potentiel, 6, 148
- différentiel d'entrée, 125
- diode
 - de la jonction, 117
 - de roue libre, 101
 - Zener, 101
- directive 2004/40/EC, 129
- disjoncteur
 - à vide, 105
 - au SF6, 105
 - différentiel, 90
- dispositif électroexplosif, 128
- dissymétrie, 13
 - d'une liaison, 13
 - des impédances, 14
 - électrique, 13
- distorsion
 - de la tension, 143
 - du courant, 72
 - en tension, 72, 75
- diversité d'antennes, 50
- drain longitudinal, 51
- DRAM, 129
- drivers de ligne, 120
- DRM, 96, 128
- durée, 66
 - aller-retour, 42
 - de l'impulsion, 122
- dysfonctionnement, 143

E

- échauffement
 - excessif, 73, 75
 - supplémentaire, 72
- éclair, 82
- écran
 - cathodique, 87
 - conducteur, 31
 - d'un câble, 51
 - électromagnétique, 141
 - électrostatique, 31, 144
 - en champ électrique, 31
 - fond de poste, 31, 144

- effet
 - couronne, 88
 - d'antenne, 7
 - d'une perturbation hors bande, 123
 - de bord, 27
 - de boulon rouillé, 118, 121, 143
 - de ligne, 44
 - de main, 30, 143
 - de peau, 19
 - Hall, 126
 - réducteur, 13, 52, 144
 - sanitaire, 131
- EHF, 22
- electrical overstress*, 144
- électrisation, 102
- électrovalve, 100
- élimination du défaut, 92
- émetteur
 - AM puissant, 118
 - hertzien, 106
 - portable, 108
 - puissant, 120
 - radio, 107
 - radioélectrique, 106
- émission classe B, 34
- empiètement d'anode, 74
- enclenchement, 80
 - d'un condensateur, 82
 - des lignes, 92
- encoche de commutation, 74, 144
- enregistreur de perturbations, 134
- entrées asymétriques, 16
- enveloppe
 - BF, 118
 - conductrice, 141
- environnement
 - conducteur, 12, 43
 - isolant, 12, 43
- EOS, 104, 144
- épaisseur de cuivre, 20
- épingle à cheveux, 18, 21
- équations de Maxwell, 55
- équipotentialité, 22, 137
- erreur maximale, 116
- erreurs les plus fréquentes, 136
- étage différentiel, 14, 138
- étoile, 140

être humain, 129
 exposition, 61
 extra-courant de rupture, 100, 137

F

facteur
 – de crête, 72
 – de distorsion, 72
 faisceaux, 135
 faradisation, 52
 faux câbles propres, 43
 fer Armco, 127
 ferrite, 13
 feuillard, 139
 fibre optique, 121
 fil
 – de Litz, 138
 – de terre, 138
 filtrage numérique, 117
 filtre, 9, 13
 – anti-harmonique, 75
 – antiparasite, 139
 – coupe-bande, 116
 – d'alimentation, 77
 – passif passe-bas, 119
 – réjecteur, 116, 144
 – secteur, 139
 flash, 93
 flex, 135, 141
 flicker, 68, 69, 70, 144
 flotter le 0 V, 26
 fluctuation de tension, 77, 144
 flux
 – d'induction magnétique, 57, 144
 – gate, 126
 – magnétique, 7, 57
 force
 – contre-électromotrice, 7
 – de répulsion, 89
 – électrodynamique, 89
 forte surface de boucle, 140
 foudre, 82, 93, 144
 fouet, 50, 51
 four
 – à arc, 77

– à induction, 91
 – à micro-ondes, 60
 fréquence, 8
 – audio, 144
 – autorisée, 106
 – de coupure, 15
 – de répétition, 24
 – de résonance, 34
 – industrielle, 8, 35, 144
 – propre, 144
 front raide, 100
 fusible à fil, 80
 fusion d'un fusible, 80

G

gammas des fréquences, 22
 générateur de champ HF, 110
 géométrie, 40, 62
 – du circuit, 36
 goniométrie, 54
 gradateur, 71
 gros transformateur, 69
 groupe
 – électrogène, 70, 71
 – tournant, 79

H

H3, 73
 hacheur, 76
 harmonique, 70, 71, 144
 – 3, 73
 – pair, 72
 hautes fréquences, 7, 145
 HERO, 129
 HF, 22, 145
High Power Microwave, 145
 homopolaire, 73, 145
 HPM, 108, 145
 humidité relative, 105
 hydrocarbure, 129
 hyperfréquence, 108

I

ICNIRP, 130
 idées reçues, 136
 IEMN, 59, 109, 145
 IEMN HA, 145
 immunité, 145, 148
 – des équipements, 12
 impact au sol, 82
 impédance, 18, 114, 145
 – caractéristique, 36, 44, 145
 – commune, 4, 138, 143
 – d'un champ, 145
 – de pistes, 21
 – de sortie, 120
 – du champ, 55
 – du conducteur, 16
 – du réseau, 68, 72, 75
 – en HF, 18
 – intrinsèque, 145
 • du vide, 55
 impulsion
 – à front raide, 30
 – non répétitive, 141
 inductance, 18, 139, 145
 – de mode commun, 13
 – linéique, 18, 19, 44, 70
 induction, 85
 – crête, 84
 – magnétique, 57, 113, 145
 intégrateur à doubles rampes, 116
 interconnexion, 15
 interférence destructrice, 56
 interharmonique, 75, 145
 intersystème, 66, 146
 intrasystème, 66, 146
 inversion du gain, 125
 ISM, 106, 146
 isolement galvanique, 8, 13, 16, 32, 33, 62, 94, 139

J

jeu de barres, 87
 JFET, 118
 jonction, 118
 – non linéaire, 120, 143

L

λ , 22, 146
 latch-up, 124, 125, 146
 liaison
 – balancée, 13, 146
 – différentielle, 13, 146
 – entre masses, 25
 – équilibrée, 146
 – équipotentielle, 24
 ligne, 44
 – d'alimentation, 112
 – de champ, 27
 – HT aérienne, 87
 limande, 141
 limite normalisée, 128
 limiteur de surtensions, 81, 101
 logique MOS complémentaire, 124
 longueur d'onde, 22, 55, 146
low radiation, 91

M

machine ISM, 106
 maillage
 – des masses, 138
 – du réseau, 78
 maîtrise du câblage, 9
 manœuvres d'organes HT, 109
 marge
 – de sécurité, 9
 – dynamique, 122, 146
 – statique, 122, 146
 masse, 146
 – de référence, 142
 – du châssis, 98
 – électronique, 142
 – sale, 140
 MD, 147
 mesure de pH, 135
 méthode
 – de protection, 53
 – des asymptotes, 18
 – générale, 115
 microcoupure, 77, 136, 143, 146
 microscope électronique, 89, 127

microtesla, 126
 miroir de courant, 26
 mise à la masse, 146
 mode
 – asymétrique, 11, 146
 – commun, 9, 10, 11, 84, 94, 146
 • filaire, 146
 • HF, 53
 • vrai, 147
 – différentiel, 9, 35, 147
 – dissymétrique, 147
 – longitudinal, 11, 146
 – métallique, 10
 – non symétrique, 147
 – normal, 10
 – parallèle, 11, 146
 – série, 10
 – symétrique, 10
 modem à courants porteurs, 95
 modulation OFDM, 128
 moteur, 100
 – à collecteur, 96
 moulin à champ, 126
 mumétal, 127
 munition, 128
 mutuelle inductance, 6, 35, 147

N

nappe, 135
 – blindée, 39
 NF C 17-100, 83
 niveaux
 – de référence, 114, 130, 131
 – limites d'exposition, 131
 NLW, 110, 141
notching, 96
 NPN, 118

O

OFDM, 95
 onde
 – Bell, 110
 – cosinusoidale amortie, 82

– de choc, 81, 83
 • normalisée, 83
 – longue, 48
 – métrique, 34, 137
 – plane, 55, 56, 142, 147
 – sinusoïdale amortie, 82
 – stationnaire, 57
 ondulation résiduelle, 99, 137
 onduleur, 71, 79, 97
 optocoupleur, 32, 33
 ordre de grandeur, 63, 112
 oreille interne, 108
 organe de coupure, 92, 105
 oscillateurs à quartz, 26

P

paire
 – bien symétrique, 14
 – bifilaire, 22
 – torsadée, 39
 • S-Z, 38, 39
 papier aluminium, 136
 papillotement, 127
 parafoudre, 15
 parasite, 66
 passe-bas du premier ordre, 15
 PCC, 148
 pente
 – de commutation, 34
 – de tension, 29
 perméabilité magnétique, 55, 147
 – relative, 147
 permittivité diélectrique, 55, 147
 – relative, 147
 perte
 – diélectrique, 99
 – joules, 20
 perturbation
 – à basse fréquence, 67
 – à hautes fréquences, 94
 – BF, 65
 • transitoire, 77
 – calibrée, 133
 – conduite, 65
 – de mode commun, 97
 – électromagnétique, 66, 145, 147

- en conduction, 147
- en rayonnement, 147
- HF, 33, 65, 94
 - conduite, 13
 - entretenue, 95, 106
 - transitoire, 99, 108
- impulsionnelle, 113
- impulsive, 113
- permanente, 66, 147
- rayonnée, 65
- transitoire, 66, 148
- petit transformateur, 69
- petite boucle, 57
- PFC, 75, 143
- photomultiplicateur, 105, 126
- pire des cas, 37
- piste, 19
 - de circuit imprimé, 17
 - magnétique, 127
- plan
 - d'onde, 56
 - de 0 V, 58, 135
 - de masse, 20
 - de phase, 147
 - de sol, 11
- plantage, 26, 30
- PLC, 95
- PLT, 95
- PNP, 118
- point d'entrée, 32
- pont de Graetz
 - hexaphasé, 74
 - triphasé, 144
- poste à souder, 109
- potentiel du châssis, 26
- premiers instants, 44
- problème de CEM, 115
- propagation aller-retour, 38
- protection
 - différentielle sensible, 90
 - répartie, 52
- pseudo-fréquence, 144
- puissance, 114
 - d'émission, 107
 - de court-circuit, 69, 148
 - rayonnée, 137
 - réactive, 74
 - surfacique, 56, 61
- pylône métallique, 19

Q

- quadratique, 118
- quart de longueur d'onde, 48
- queue-de-cochon, 38

R

- raccordement
 - des écrans, 8
 - équipotentiel, 148
- radiocommunication, 127
- radiodiffusion, 127
- radiolocalisation, 127
- rapport de réjection du mode commun, 13, 148
- rayonnement
 - d'un transformateur, 87
 - des lignes d'énergie aériennes, 87
 - ionisant, 125
 - non ionisant, 130
- RC série, 102
- récepteur
 - optique, 121
 - radio, 127, 141
- recommandation européenne 1999/519/EC, 129
- recouvrement des diodes, 121
- référence de potentiel, 8, 11, 12, 140, 141
- réflexion, 48, 49, 108
- règle
 - de l'art, 8, 15, 148
 - empirique, 43
 - universelle, 58
- régulateur à thyristors, 73
- relais, 32, 100
- remède, 9
 - en conduction, 133
- répartition recommandée des phases, 88
- reprise
 - d'écrans de câbles, 46
 - de masse, 23
- réseau
 - de masse, 148
 - de terre, 83

- électrique, 71
 - enterré, 78
 - MT, 82
- reset, 26
- résiduelle, 115, 148
- dans la bande, 115
- hors bande, 115
- résidus de découpage, 76
- résistance, 18
- résonance, 76
 - des câblages, 113
 - inductive, 37
- résonateur, 26
- retard linéique, 42
- rigidité diélectrique, 139
- RLP, 118
- RMN, 126
- ronflette, 68, 116, 139, 148
- RPE, 126
- RS 232, 38

S

salve, 100

saturation, 84

schéma

- TN-C, 89
- TN-S, 90

scotch cuivre, 136

section de cuivre, 21

sectionneur, 105

sécurité des personnes, 61

SEL, 125

self, 18, 145

- inductance, 18, 145

séparer les câbles, 48

SER, 148

seuil

- maximal, 112
- minimal, 112

SHF, 22

signal hors bande, 119

Single Event Latch-up, 125

sink, 123

sinusoïde amortie, 82

sonde

- d'oscilloscope, 10
- de tension différentielle, 10

source, 123

- de perturbation, 3, 65, 133, 148
- localisée, 88
- permanente, 134

spectre radioélectrique, 97

spectromètre de masse, 89

SQUID, 126

stabilité de la mesure, 116

statistique, 99, 113

strap, 24

structure collectrice, 50

substrat de silicium, 124

Supercaps, 79

surcharge, 70, 71

- électrique, 104

surdimensionnement de l'alternateur, 72

surface

- de la boucle, 7, 58
- effective, 148
- efficace, 148
- équivalente, 148
 - radar, 148
- optique, 61

surtension lente, 79, 81, 84

susceptibilité, 148

symétrie

- d'un réseau, 96
- de la liaison, 50

T

talkie-walkie, 107

télécommande centralisée, 75

télésignalisation, 76

temps

- de montée, 24, 37, 42, 83
 - du courant, 104, 105
- de propagation, 42
- de transition, 36

tension, 148

- aux bornes d'une piste, 24
- de court-circuit, 68, 69, 149
- de sortie, 123

- différentielle, 10
- induite, 57, 62
- rapidement variable, 34
- terre, 149
- propre, 138
- test d'immunité, 133
- tête de lecture, 85
- thermocouple, 135
- thyristor parasite, 124, 146
- TNT, 128
- tôle
 - de masse, 11
 - de référence de potentiel, 53, 111, 149
- tores de ferrite, 135
- toron aléatoire, 38
- torsade, 40
- totem-pole*, 123
- transformateur, 32, 139
 - à faible champ de fuite, 86
 - d'isolement, 90, 135
 - torique, 86
 - triangle, 73
- transistor bipolaire, 118
- transitoire
 - électrique rapide en salve, 101
 - en rayonnement, 92
 - rapide en salve, 24
- trèfle, 89
- tresse, 138
- triac, 74
- triboélectricité, 103
- trouble de fonctionnement, 147
- TRP, 53, 111, 149
- tube cathodique, 85, 90, 105, 126, 127

U

UCC, 149
UHF, 22, 53

V

valeur

- déclenchant l'action, 114, 130, 131
- limite d'exposition, 109

variateur de vitesse, 76, 97

variation

- de fréquence, 70
- de tension, 68
- rapide
 - de courant, 6
 - de tension, 5, 6

variance, 101

VDE 0160, 81

ventre du courant, 51

VHF, 22

vias, 135

victime, 3, 149

vitesse

- de balayage, 120
- de propagation, 42

VLF, 22

W

wrapping, 40

Z

zone

- de Fraunhofer, 55, 56
- de Fresnel, 56

050151 - (I) - (1,4) - OSB 80° - SCM - CDD

Achevé d'imprimer sur les presses de SNEL Grafics sa
Z.I. des Hauts-Sarts - Zone 3
Rue Fond des Fourches 21 - B-4041 Vottem (Herstal)
Tél +32(0)4 344 65 60 - Fax +32(0)4 286 99 61
juillet 2006 — 37974

Dépôt légal : août 2006

Imprimé en Belgique

L.-Brault

DATE DE RETOUR _____

[illegible]

Alain Charoy

2^e édition

CEM

Parasites et perturbations des électroniques Tome 1 : sources, couplages, effets

Les parasites perturbent trop souvent les électroniques. Leurs effets sont coûteux et peuvent être dangereux. Les remèdes apportés par tâtonnements sont rarement satisfaisants. Pour résoudre un problème de parasites, à tous les coups et en maîtrisant les marges de sécurité, il importe de comprendre les phénomènes et d'en connaître les ordres de grandeur.

Certes, les phénomènes électromagnétiques sont peu intuitifs et encore trop peu enseignés. De plus, les électroniques modernes remettent en cause bien des « règles de l'art ». En fait, il n'y a pas de mystère : les parasites sont de simples signaux électriques. Résoudre un problème est souvent plus facile, plus rapide et moins coûteux qu'on ne l'imagine à priori. Un peu de bon sens et un niveau bac suffisent pour comprendre les informations de ce petit manuel et pour mettre en œuvre ses recommandations pratiques.

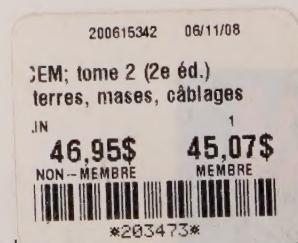
ALAIN CHAROY

Après six années dans des grands groupes industriels (Thomson puis Merlin-Gérin), l'auteur a créé en 1984 une société d'assistance en CEM et de formation (AEMC), puis une filiale (AEMC Mesures à Paris, Lyon et Rennes) et a repris un laboratoire (AEMC Lab à Grenoble). Il a formé des milliers d'ingénieurs et de techniciens et a corrigé de nombreux équipements et installations, en France comme à l'étranger. Il est l'auteur d'articles et d'ouvrages sur la CEM, enseigne dans plusieurs écoles et participe à des colloques et à des journées d'études.

Ce premier tome est une introduction pragmatique à la compatibilité électromagnétique. Il a pour objectif d'exposer les origines, de déchiffrer les six modes de couplage et de décrire les effets des parasites sur les électroniques. Il présente la méthode d'analyse de tout problème électromagnétique et donne les ordres de grandeur essentiels. Le lecteur découvrira que les parasites ne sont pas si compliqués...



ISBN 2 10 050151 8



www.dunod.com

04-BBV-625