

L'équipotentialité

L'équipotentialité

L'équipotentialité est une notion que les électroniciens connaissent et appliquent depuis longtemps dans le dessin et leurs cartes, le raccordement des châssis et l'utilisation de câbles blindés. L'évolution des techniques oblige à l'étendre à une échelle beaucoup plus large. De l'équipement individuel, où elle n'était déjà pas si facile à réaliser, l'équipotentialité s'applique à toute l'installation avec les difficultés inhérentes à la diversité des appareils, à la distance qui les sépare, à des exigences élevées de contacts électriques, voire à la structure du réseau d'alimentation. Elle est néanmoins indispensable pour que les «courants faibles», qui véhiculent des informations entre ces équipements, ne soient pas perturbés dans leur environnement.

La référence à un potentiel commun

L'équipotentialité consiste en une référence de potentiel commune à plusieurs éléments, et ne doit pas être confondue avec la terre, rendue nécessaire par la sécurité. Dans ce cas, les masses sont uniquement, du point de vue normatif, les éléments métalliques accessibles des matériels pouvant devenir dangereux par suite d'un défaut. C'est la différence de potentiel entre deux masses, dont l'une peut être la terre, qui est dangereuse. Dans le cadre de la CEM, il convient d'élargir cette notion à tous les éléments métalliques, y compris non accessibles, faisant ou non partie des matériels (structures, bâtis, châssis, charpentes, ...). Faisant référence au potentiel commun, ils sont assimilés à des masses. **L'important en CEM est que tous les équipements qui ont des liaisons en commun aient le même potentiel de référence.** Ces liaisons en commun peuvent être plus ou moins nombreuses ou sensibles (lignes d'alimentation, conducteurs de protection, lignes d'échanges, de mesures, ...). Il existe, dans la constitution de ce réseau de masse, une réponse graduelle en fonction de la sensibilité des appareils ou du niveau de perturbation de l'environnement.

L'inductance linéique

Comment deux équipements, souvent reliés entre eux par de multiples lignes, peuvent-ils être affectés.

Pratiquement, l'équipotentialité formée par ces lignes reste le plus souvent limitée aux basses fréquences. Dès que la fréquence augmente - c'est le propre de beaucoup de signaux perturbateurs jusqu'à plusieurs centaines de MHz - elles deviennent trop impédantes. On le voit d'ailleurs dans la formule de base du calcul de l'impédance Z en haute fréquence : $Z = 2 \pi f L$, celle-ci croit proportionnellement avec la fréquence f (en Hertz) et l'inductance L (en Henry) du conducteur, elle-même directement liée à la longueur de ce dernier. L'inductance linéique d'un conducteur rectiligne est d'environ $1 \mu\text{H/m}$.

Elle peut descendre à des valeurs de 0,1 à 0,5 %H/m pour des conducteurs larges et très courts (feuillards, tresses) où le rapport $l / d \leq 5$. Notons que si l'on enroule les conducteurs (boucles ou loves), l'inductance linéique peut monter à 10 mH/m d'où une impédance encore plus élevée. En revanche, si le conducteur retour est très proche du conducteur aller (épingle à cheveux), l'inductance linéique est divisée par 3. En plus, cette disposition limite la formation de boucles soumises au rayonnement et diminue le couplage capacitif entre les câbles. D'où l'intérêt qu'il y a à regrouper dans un même cheminement les conducteurs d'alimentation, les conducteurs de protection et éventuellement de faire cheminer les conducteurs de masse au plus près des masses auxquelles il sont raccordés.

Dans cette situation une perturbation qui affecterait l'équipement 1 (une surtension par exemple) n'affectera pas, ou du moins de manière très atténuée, l'équipement 2. Cette perturbation aura induit une différence de potentiel entre les équipements qui pourra être décodée comme un signal de commande ou une variation de valeur ou tout autre ordre non désirable. En revanche, si les deux équipements sont parfaitement équipotentiels par l'adjonction d'un conducteur de masse, cette perturbation s'équilibrera, souvent en diminuant de niveau. La montée en potentiel sera identique de part et d'autre et aucune différence ne pouvant être décelée, il n'y aura pas de défaut.

Un exemple : l'automobile

L'automobile offre une bonne démonstration de ces phénomènes. Nos voitures intègrent des fonctions utilisant une diversité de signaux grandissante : haute tension pour l'allumage, haute fréquence bas niveau pour la radio, signaux numériques de la gestion de l'alimentation, capteurs analogiques de débit, de températures, courants très élevés pour le démarrage, courant continu de la batterie, alternatif d'alternateur, le tout dans une profusion de perturbations : surtensions, ruptures de courant, parasites des collecteurs de moteur, décharges électrostatiques. La bonne marche du véhicule n'en est pas affectée pour autant !... Tous ces éléments disposent d'une référence commune : la masse du véhicule (et cela sans prise de terre). Et chacun sait les conséquences fâcheuses d'une mauvaise masse, ne serait ce que sur un clignotant !

Valeurs d'impédance

- Pour obtenir une bonne équipotentialité, nos recherches nous ont amenés à définir des valeurs d'impédance qui sont maintenant communément admises :
- – borne de masse (contact) < 5 m Ω ,
- – liaison entre deux masses voisines < 20 m Ω (dans un même îlot < 2 m),
- – liaison entre masses et éléments conducteurs < 50 m Ω (distants de 20 m).

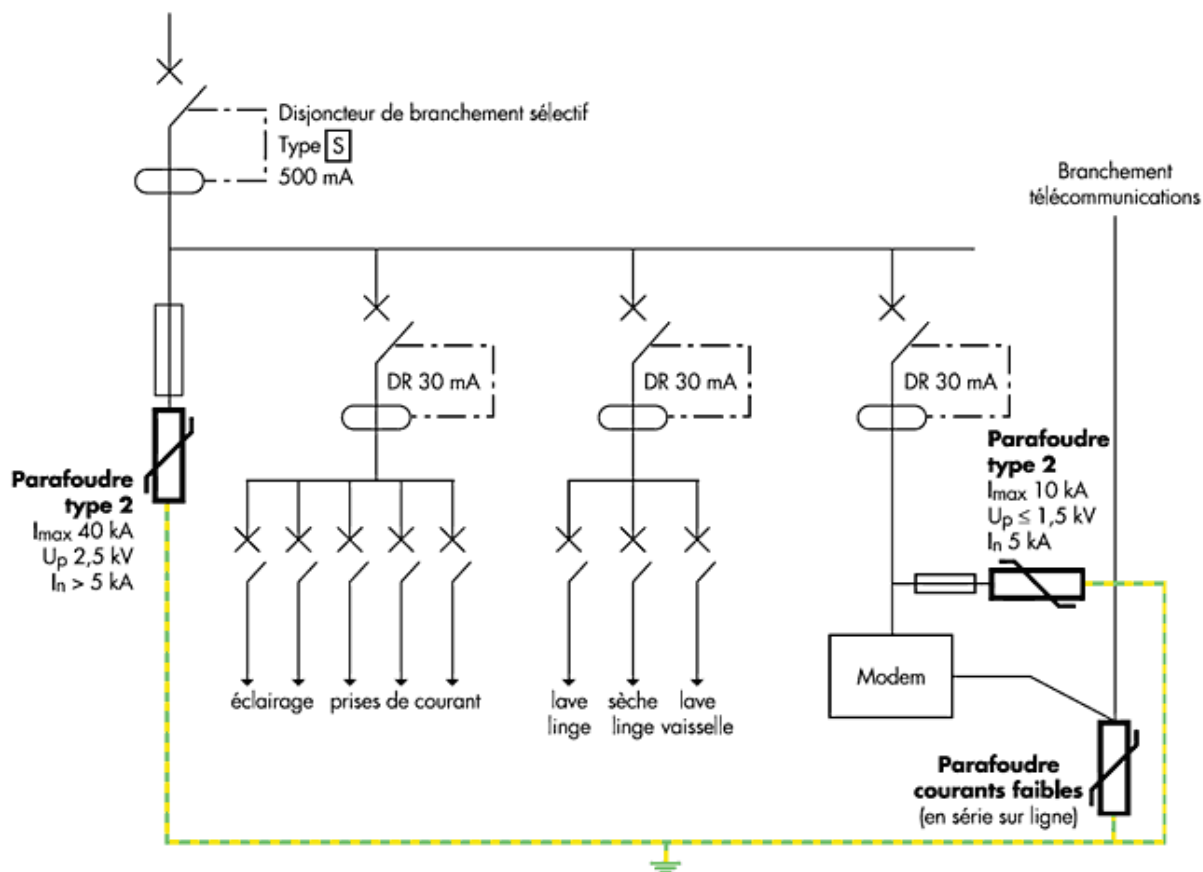
Le calcul concernant l'impédance des conducteurs de masse reste délicat. Pour que le conducteur assure un rôle de court-circuit et donc d'équipotentialité jusqu'à une certaine fréquence, il faut que cette liaison possède une impédance inférieure au circuit à shunter. Cette notion d'infériorité peut se définir par un coefficient K de proportionnalité entre l'impédance de ligne et celle de la liaison équipotentielle. Une valeur de K de 10 à 30 peut être généralement retenue.

Voici un ordre de grandeur des valeurs d'impédance de quelques conducteurs :

Pour une ligne haute fréquence d'impédance 100 Ω , seul un feuillard très court aura réellement un effet équipotentiel à la fréquence maxi. Les liaisons filaires n'auront souvent qu'un effet illusoire. En pratique, on aura tout intérêt à se servir de tous les éléments métalliques disponibles, charpentes, structures, bâtis, armoires équipements, en multipliant les liaisons par conducteurs courts ou mieux encore par assemblage direct, pour faire baisser principalement en haute fréquence la valeur de la liaison équipotentielle. Pour des applications industrielles courantes (perturbations < 1 MHz), les conducteurs de masse ne devraient pas excéder une longueur d'un mètre. Cette longueur sera ramenée à 0,5 m pour les applications de transmission de données (jusqu'à 100 MHz). On préférera, dans l'ordre d'efficacité, les conducteurs larges et plats (feuillards), les conducteurs multibrins plats (tresses), les conducteurs multibrins souples ; les conducteurs massifs ronds sont les moins efficaces.

Documentation a consulter :

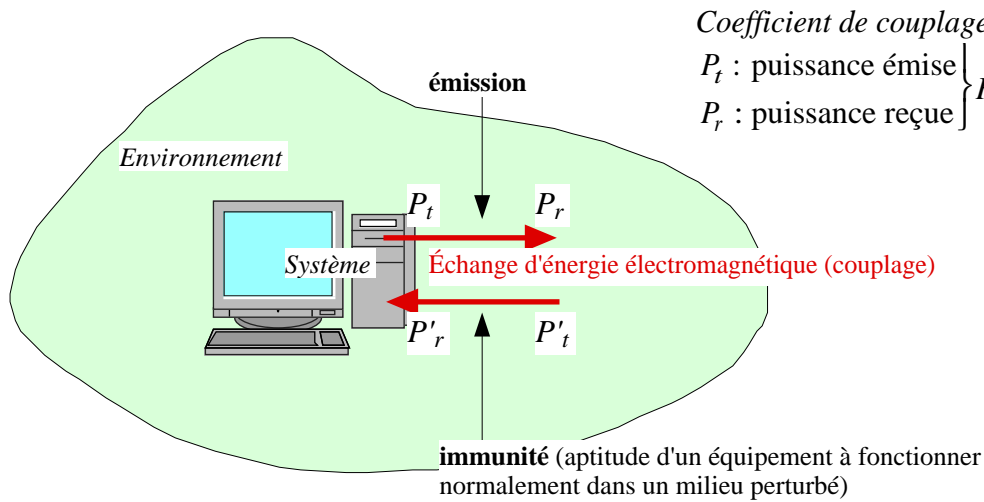
http://www.promotelec.com/technique/dossiers/31/dossier_3.aspx



A15 - Compatibilité électromagnétique (CEM)

(EMC : Electro Magnetic Compatibility)

Définitions



Coefficient de couplage :

$$\left. \begin{array}{l} P_t : \text{puissance émise} \\ P_r : \text{puissance reçue} \end{array} \right\} K_{dB} = 10 \log \frac{P_t}{P_r}$$

Perturbations électromagnétiques (EMI : Electro Magnetic Interference)

Naturelles : Foudre

Décharges électrostatiques (DES) - (ESD : Electro Static Discharge)

Artificielles : Télécommunications (en voie d'augmentation !)

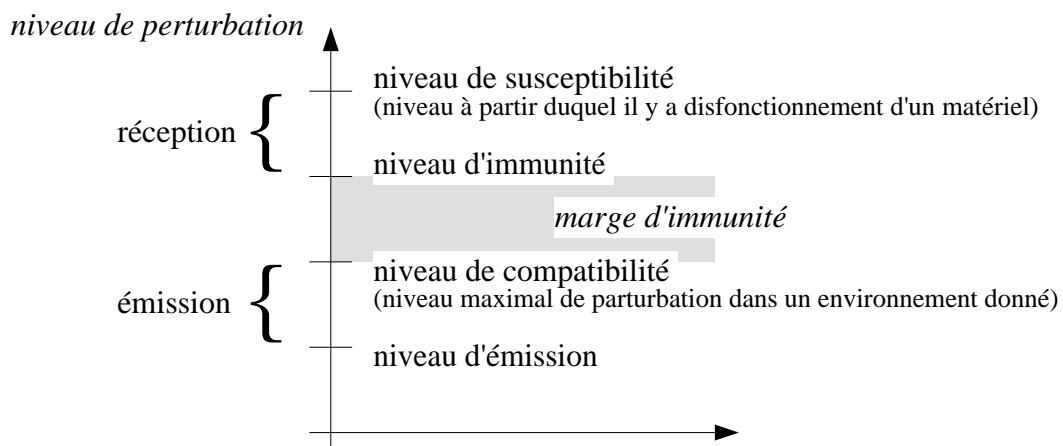
Coexistence de courants forts (de plus en plus forts !) et de courants faibles (de plus en plus faibles !)

Commutation industrielle

Distances entre équipements et entre éléments de + en + faibles (miniaturisation)

⇒ perturbations électromagnétiques : $\left\{ \begin{array}{l} f < 5 \text{ MHz} : \text{BF} \\ f > 30 \text{ MHz} : \text{HF} \end{array} \right.$

⇒ norme CEM (directive européenne CEM89/336/CEE) définie à partir de *niveaux de perturbation* :



⇒ marquage CE (cf §C11)



Exemple : les niveaux logiques "haut" et "bas" des circuits logiques ne correspondent pas à des valeurs définies de tensions, mais à des plages d'amplitude variable selon la technologie du circuit utilisé. Pour chaque type de circuit, on définit :

- en entrée :

V_{IH} Tension d'entrée minimale de niveau haut : tension la plus basse reconnue par un circuit comme étant un niveau haut.

V_{IL} Tension d'entrée maximale de niveau bas : tension la plus élevée reconnue par un circuit comme étant un niveau bas.

- en sortie :

V_{OH} Tension de sortie minimale à l'état haut : tension la plus basse délivrée par un circuit à l'état haut

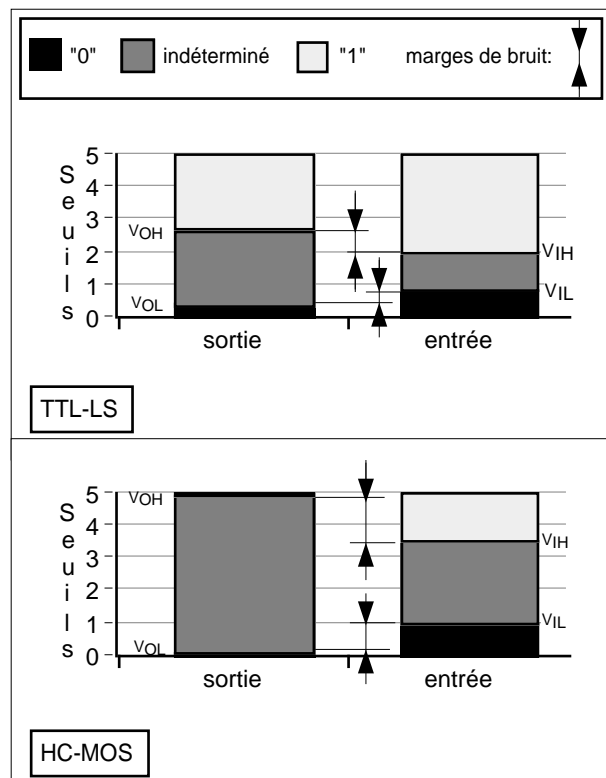
V_{OL} Tension de sortie maximale à l'état bas : tension la plus haute délivrée par un circuit à l'état bas.

Les seuils de tension déterminant les niveaux logiques haut et bas ne sont donc pas les mêmes en entrée et en sortie. On appelle "marge d'immunité" ou "marge de bruit" la différence entre seuils d'entrée / sortie au niveau bas, et, respectivement, au niveau haut. Cette marge caractérise l'immunité du circuit aux perturbations électromagnétiques conduites.

Entre les seuils haut et bas, les niveaux sont indéfinis.

On donne ci-contre les caractéristiques de circuits en technologie bipolaire et MOS (source : Texas Instrument)

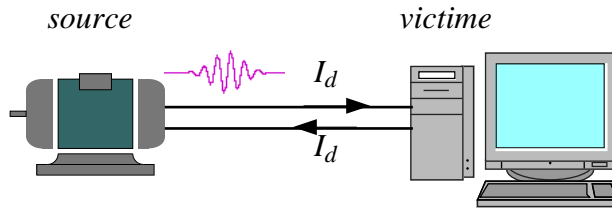
niveaux	(volts)	TTL-LS	HC-MOS
émission (sortie)	VOH	2,7	4,9
	VOL	0,4	0,1
réception (entrée)	VIH	2,0	3,5
	VIL	0,8	1,0



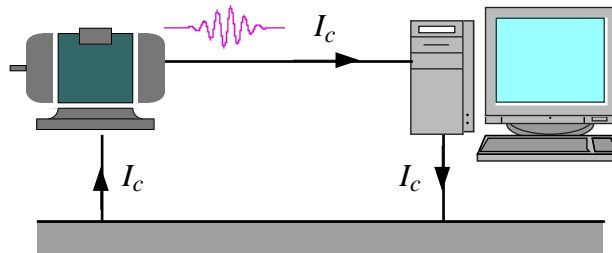
Types de couplage

Couplage par conduction

mode différentiel
(10% des cas)



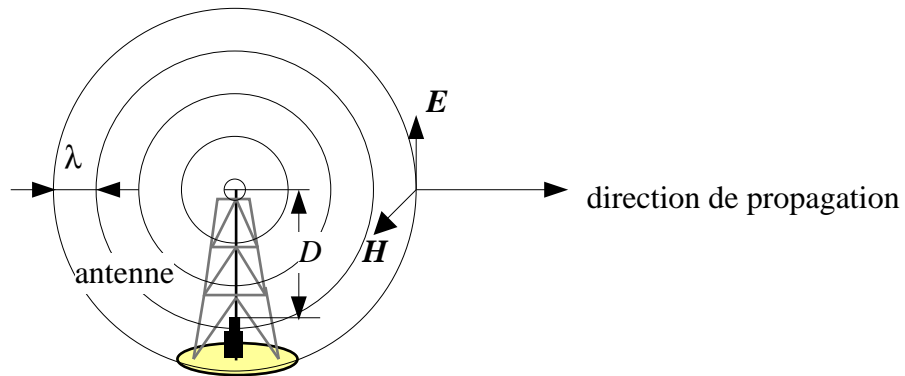
mode commun
(90% des cas)



Mesure : voltmètre efficace, analyseur de spectre.

Couplage par rayonnement

Exemple de rayonnement électromagnétique, celui d'une antenne d'émission :



λ : longueur d'onde (en mètre) = $\frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{f}$

D : dimension de l'antenne d'émission (en mètre)

E : champ électrique (V/m) ; H : champ magnétique (A/m)

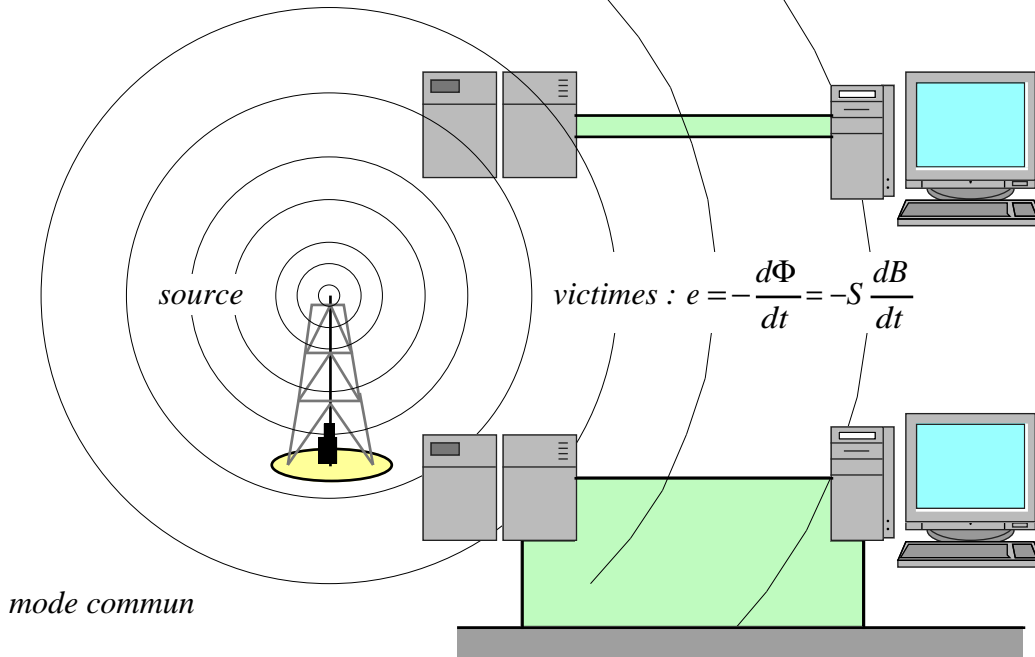
	zone de champ réactif	zone de champ proche	zone de champ lointain
limite inférieure	0	λ	$\frac{2D^2}{\lambda} + \lambda$
limite extérieure	λ	$\frac{2D^2}{\lambda} + \lambda$	∞
mesure	E et H	E ou H	E ou H (champs couplés)
	cas rare		cas fréquent

En zone de champ lointain, E et H sont couplés. On calcule la quantité $Z_0 = \frac{E}{H} = 377\Omega$ ou *impédance caractéristique du vide* (qui est aussi, à peu de choses près, l'impédance caractéristique de l'air). \Rightarrow Il suffit de mesurer l'un des deux champs (par exemple E) pour connaître l'autre.

Mesure : antenne de réception + mesureur de champ ou analyseur de spectre. Indique le champ E en $\mu\text{V/m}$ ou la quantité $20 \log E_{(\mu\text{V/m})}$ en $\text{dB}\mu\text{V/m}$.

- Couplage inductif (couplage en champ lointain) :

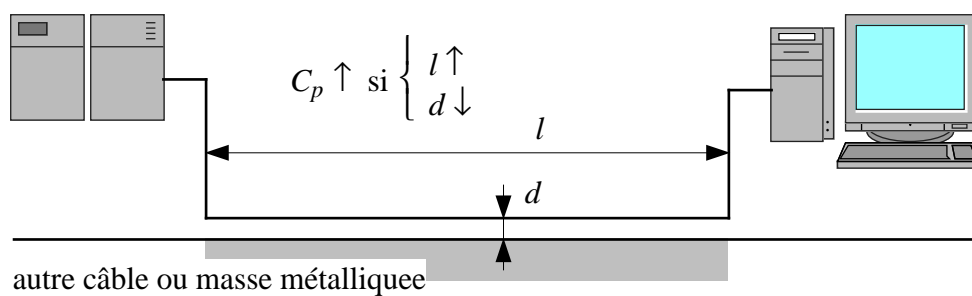
mode différentiel



mode commun

- Couplage capacitif (couplage en champ proche) :

capacité de couplage :



- Conclusion : tout conducteur se comporte comme une antenne... Au final, toutes les perturbations rayonnées finissent par être conduites !

\Rightarrow **pages suivantes, solutions & recommandations CEM**

1- Équipotentialité des masses

Schéma de liaison à la terre :

Ligne équipotentielle : mise au même potentiel de masses métalliques différentes (cf §C11)

Si les différents schémas de liaison à la terre sont équivalents du point de vue de la protection des personnes, il n'en est pas de même vis-à-vis de la CEM :

- TNC : schéma à proscrire, du fait de l'importance des courants circulant dans le câble PEN, unique conducteur d'équipotentialité.

- TNS : risque de problème CEM si courant de défaut important \Rightarrow ajouter au circuit de terre du schéma TN (conducteur PE) un circuit séparé de masse pour la CEM (conducteurs d'équipotentialité).

- IT : bon comportement CEM, du fait des faibles courants circulant en cas de 1er défaut.

- TT : bon comportement CEM, si maillage serré (voir plus bas) des conducteurs d'équipotentialité et des conducteurs de protection.

Continuité des masses métalliques :

Mauvais :

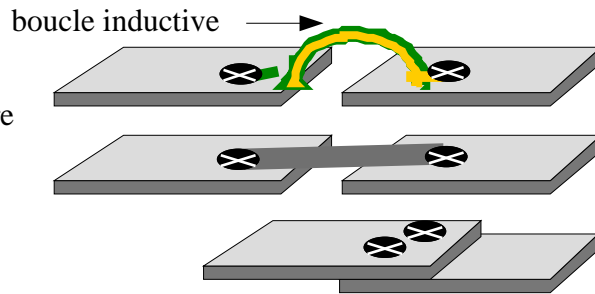
raccordement par un câble PE ordinaire

Moyen :

raccordement par une tresse rectiligne

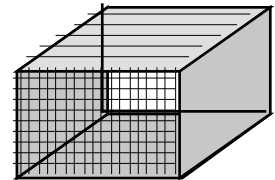
Bon :

soudure ou vissage direct des masses métalliques

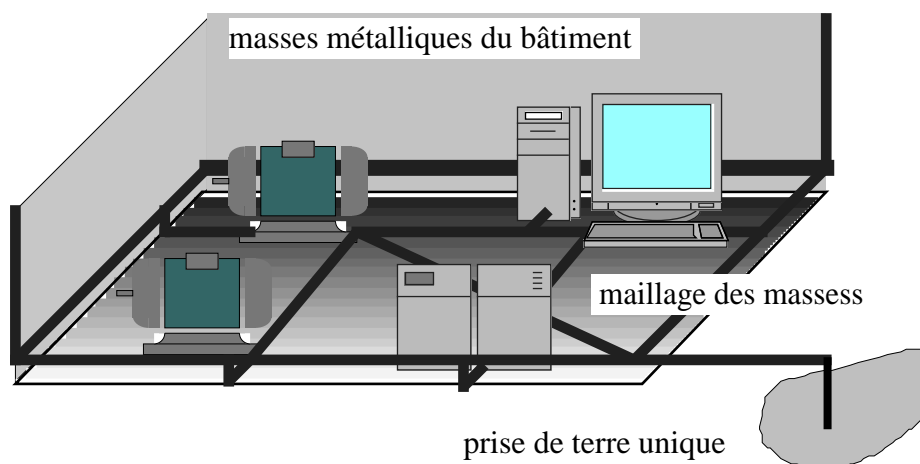


Maillage :

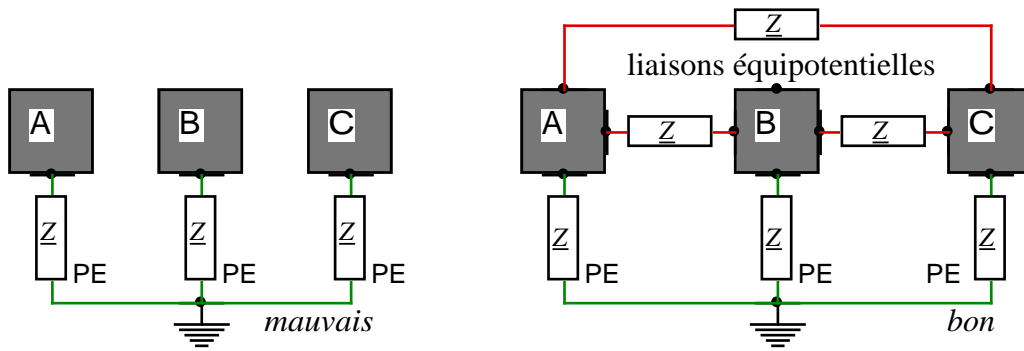
On montre qu'à l'intérieur d'un milieu conducteur, le champ électrique est nul \Rightarrow plus généralement, on appelle *cage de Faraday* une enceinte conductrice close, à l'intérieur de laquelle le champ électrique est nul.



On se rapproche de ce cas idéal en *maillant* les masses métalliques en volume par un câblage le plus serré possible. A défaut, on forme un *plan de masse* à l'aide d'une plaque ou d'une grille métallique : plus les conducteurs se situent près de ce plan, meilleure est la protection. On multiplie les connexions entre conducteurs, et on relie ce circuit à à une prise de terre unique :

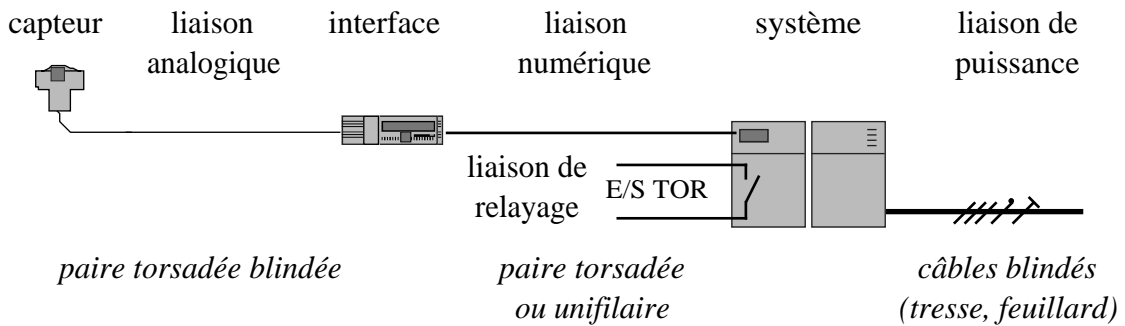


Un câblage en étoile est à proscrire : le maillage par des liaisons équipotentielles a pour effet de diminuer l'impédance équivalente entre les masses.

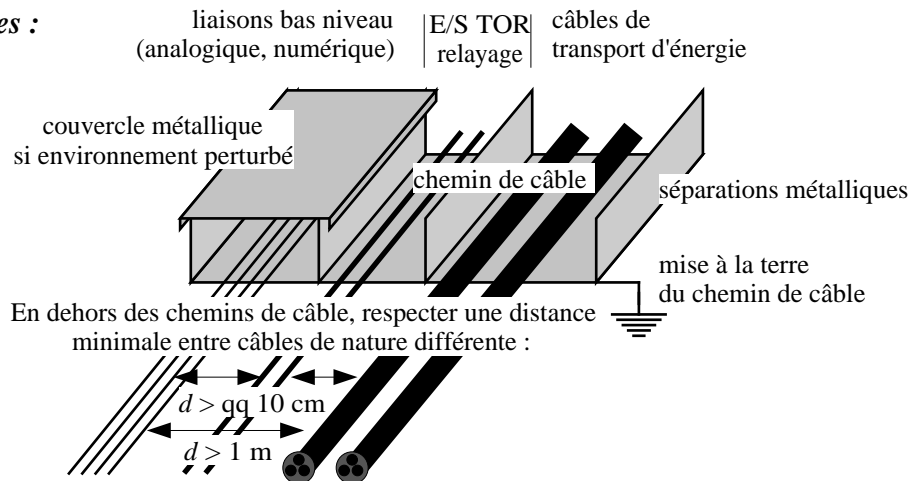


2- Câblage

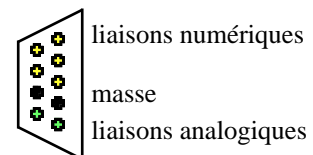
Choix du type de câble :



Séparation des câbles :



Séparation au niveau des connecteurs :

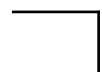


Diminution des boucles et inductances parasites :

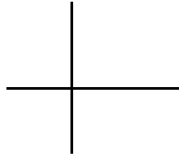
Certes, ceci est une spire...



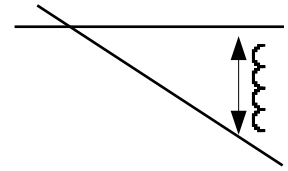
MAIS... ceci est un quart de spire !



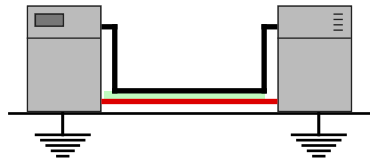
Ceci est une intersection sans connexion (champs magnétiques \perp , donc sans interaction) :



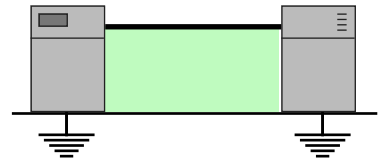
MAIS ceci est une inductance de couplage !



Ceci est une liaison avec ligne équipotentielle :



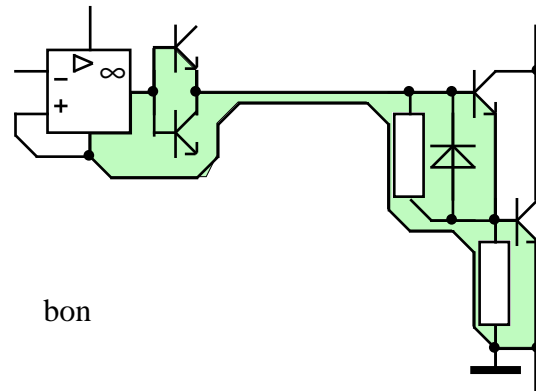
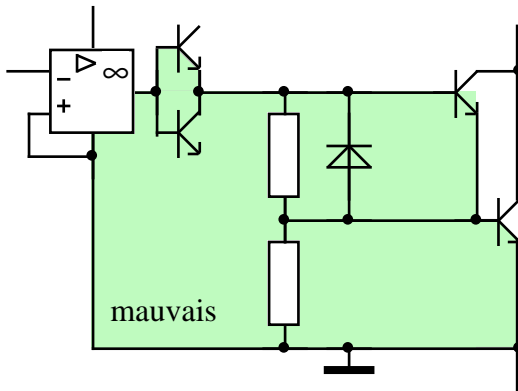
MAIS ceci est une boucle inductive ! :



⇒ *Conseils* : pour éviter la présence d'inductances parasites dans les circuits, on applique un certain nombre de règles de câblage : liaisons les plus courtes possibles, câblage à angles droit, boucles de surfaces minimales, séparation entre les circuits de puissance et les circuits sensibles.

D'une manière générale, on cherche à diminuer la surface des spires que forme le câblage, car celles-ci sont le siège de phénomène électromagnétiques proportionnels à leur surface (fem induite $e = -d\Phi/dt$, avec flux $\Phi = BS$ proportionnel à la surface : cf §C31)

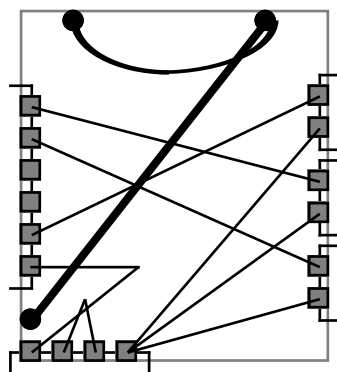
- exemple 1 : routage d'un circuit imprimé de puissance :



- exemple 2 : câblage d'une armoire électrique :

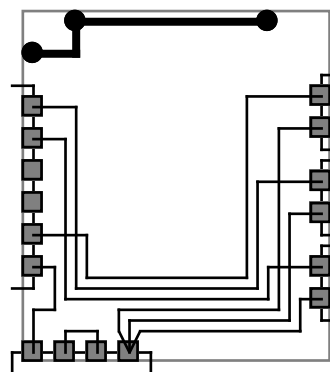
mauvais :

- angles d'intersections quelconques
- nombreuses boucles
- courants faibles et courants forts mélangés

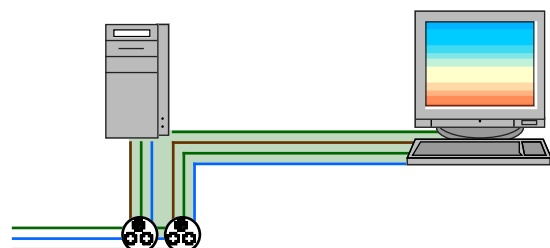
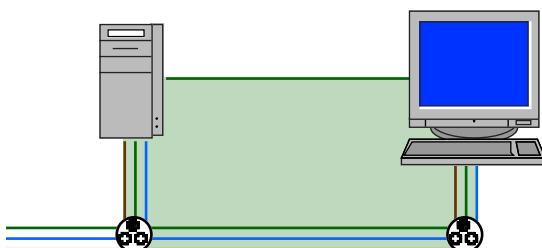


bon :

- angles droits
- boucles de surfaces minimales
- courants faibles et courants forts séparés (éventuellement par une séparation métallique)

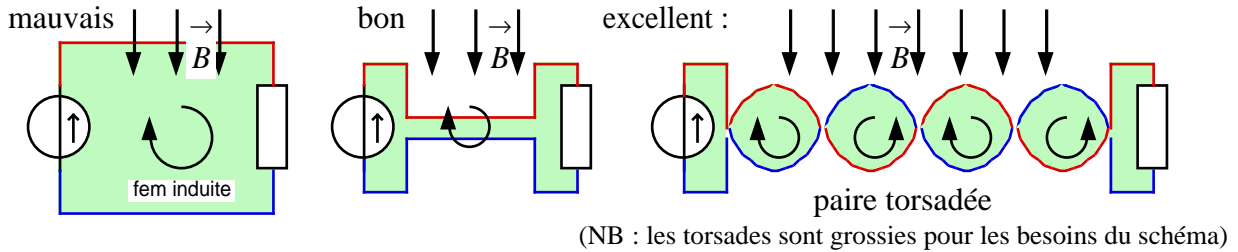


- exemple 3 : distribution électrique des postes informatiques



Les écrans couleur sont des éléments par nature inductifs et perturbateurs. Une boucle de masse s'établit entre le blindage du câble analogique qui relie l'écran à l'UC et les cordons d'alimentation. Il faut diminuer au maximum la surface de cette boucle.

- *exemple 4 : câble pour réseau informatique en "paire torsadée" : les spires étant torsadées alternativement dans un sens et dans l'autre, les fem induites dans chaque spire s'annulent.*

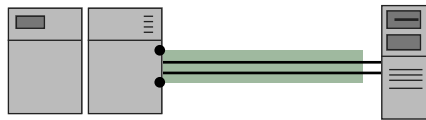


3- Connectique

Règle de raccordement des écrans ou tresses des câbles blindés :

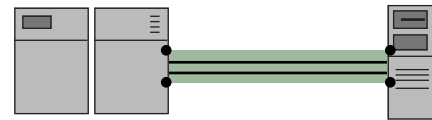
En BF (ex. : Hi-Fi)

Raccordement à une seule extrémité du câble (évite la "ronflette" à 50 ou 100 Hz)



En HF (CEM)

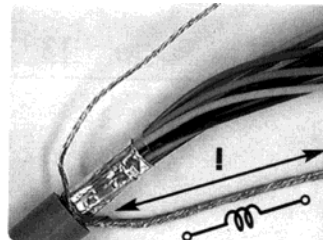
Raccordement aux **deux** extrémités (évite les perturbations HF)



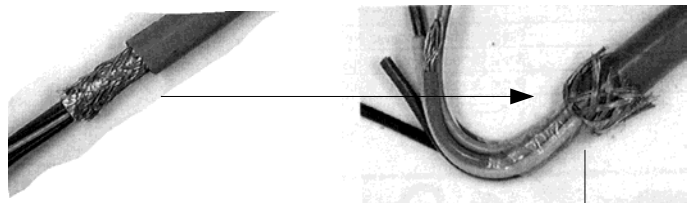
NB : conducteurs inutilisés : reliés à la masse.

Reprise des tresses de blindage des câbles (d'après documentation Radialex)

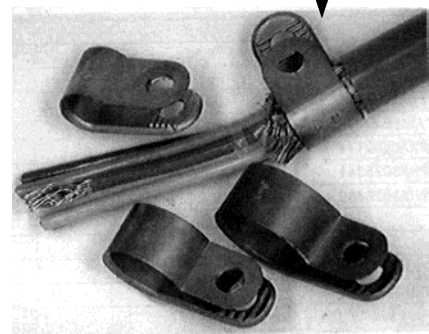
Les "queues de cochon" habituellement réalisées se comportent comme des antennes : l'inductance que présente une telle connexion réduit – voire annule – l'efficacité du blindage du câble lui-même .



La reprise de blindage doit être faite sur 360° pour les câbles ou sur la totalité du périmètre pour les connecteurs.

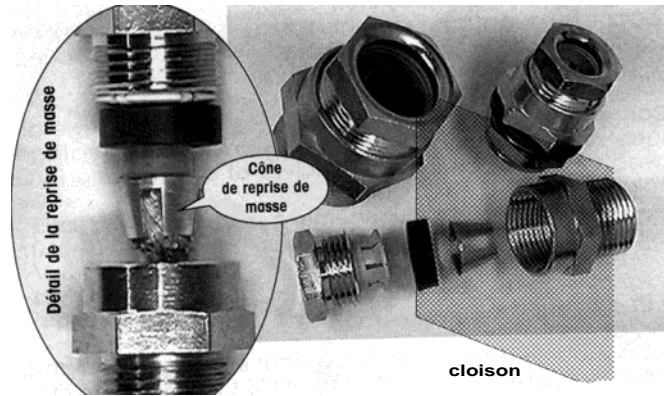


On fixe la reprise au châssis métallique ou au plan de masse à l'aide d'un collier ou d'une bride à ressort.



Traversées de cloison :

Câbles blindés : dans le cas d'une traversée de blindage ou de coffret, il faut utiliser un presse étoupe.



Câbles non blindés : insérer un filtre (voir ci-dessous)

4- Blindage : protection contre les perturbations rayonnées

On évalue l'efficacité d'un blindage en mesurant l'atténuation (en dB) du champ électromagnétique qui règne dans l'équipement protégé par rapport au même équipement dépourvu de blindage.

Blindage Haute fréquence : problème des ouvertures

L'efficacité d'un blindage est fortement dégradée par les ouvertures qui y sont pratiquées, particulièrement les ouvertures en forme de fente.

Pour une fente de longueur l , l'efficacité du blindage est égale à :

$$E_{\text{dB}} = 20 \log \frac{l}{\frac{\lambda}{2}} = 20 \log \frac{l \cdot f}{1,5 \cdot 10^8} \quad (l \text{ en m}, f \text{ en Hz}).$$

$l = 40 \text{ mm}$	$f \text{ (MHz)}$	$E \text{ (dB)}$
	1	-71
	10	-51
	100	-31
	1000	-11

Exemple ci-contre : ouverture pratiquée pour l'insertion d'un connecteur Sub-D 9 broches : $l \approx 40$ mm. On constate qu'en très haute fréquence, l'efficacité du blindage est faible \Rightarrow dans ce cas, il faut associer au connecteur un filtre éliminant les hautes fréquences indésirables.

Conseils : limiter la dimension des ouvertures à $\lambda/2$; soigner les entrées/sorties de câbles (traversées, cf plus haut) ; pour la ventilation de l'équipement, préférer des grilles constituées de trous circulaires (et non de fentes) de quelques mm de diamètre au plus ; installer des écrans métalliques reliés au reste du blindage sur les afficheurs, commandes manuelles, etc...

Basse fréquence

En BF, les champs électriques ne posent pas beaucoup de problèmes : ils sont facilement maîtrisables. Il n'en est pas de même des champs magnétiques : en milieu perturbé (par ex. : présence d'un gros transformateur), il se manifestent notamment sur les écrans de visualisation par des déformations ou des ondulations de l'image. Pour éliminer ce problème, il faut éloigner l'écran de la source de perturbation (plusieurs dizaines de cm pour un champ magnétique de l'ordre du Gauss) ou utiliser un écran métallique réalisé dans un alliage à forte perméabilité (alliages Fe-Ni appelés *permalloys*, dont le *mumétal* : 74% Ni - 20% Fe - 5% Cu - 1% Cr, $\mu_r = 30000$)



Remarque : l'utilisation de fibres optiques (cf §B33), insensibles par nature aux perturbations électromagnétiques rayonnées, est une autre solution envisageable, excellente, pour l'acheminement de signaux analogiques ou numériques.

5- Filtrage : protection contre les perturbations conduites HF

Le but du filtrage est d'éliminer les perturbations conduites (le plus souvent en mode commun) par les lignes de transport d'énergie, les lignes de télécommunication, les fils de liaisons analogiques ou numériques etc.

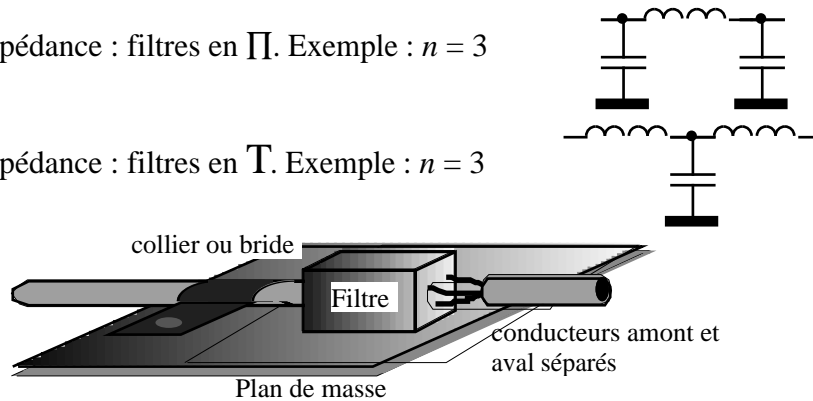
Filtres asymétriques passe-bas d'ordre n

Filtrage des perturbations de mode commun ; atténuation : $20n$ dB/décade. *Conseil* : si t_m est le temps de montée maximal des signaux utiles, on choisit une fréquence de coupure $f_c \approx 0,4/t_m$.

Liaison basse impédance : filtres en Π . Exemple : $n = 3$

Liaison haute impédance : filtres en T . Exemple : $n = 3$

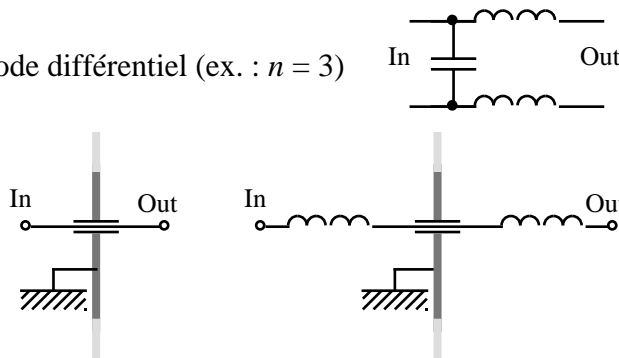
Montage :



Filtres symétriques passe-bas

Filtrage des perturbations en mode différentiel (ex. : $n = 3$)

Condensateur et filtre de traversée



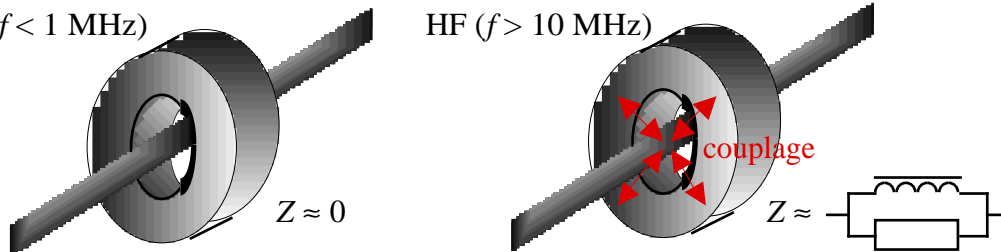
Ferrites

Céramiques magnétiques permettant de réaliser simplement des filtres en émission ou en immunité, pour éliminer des parasites conduits en mode commun. Grâce à sa perméabilité magnétique importante aux hautes fréquences, un tore de ferrite placé autour d'un conducteur se comporte comme un circuit inductif et résistif, absorbant les perturbations HF par effet Joule.

Conseil : placer le tore au plus près de l'équipement concerné.

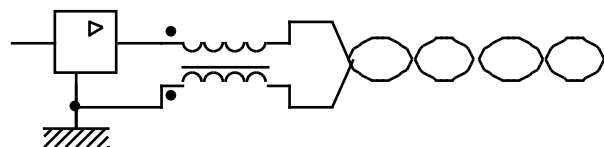
BF ($f < 1$ MHz)

HF ($f > 10$ MHz)

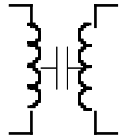


Transformateur longitudinal

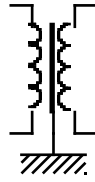
Filtrage des perturbations de mode commun



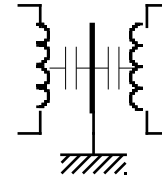
Transformateur à écran



Un transfo ordinaire transmet les perturbations HF par couplage capacitif



transfo à écran



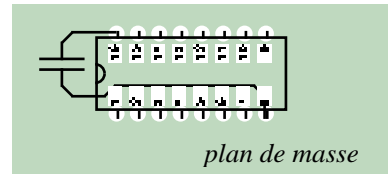
Le couplage capacitif s'exerce via l'écran : les perturbations HF sont conduites vers la masse

6- Suppression des surtensions transitoires conduites

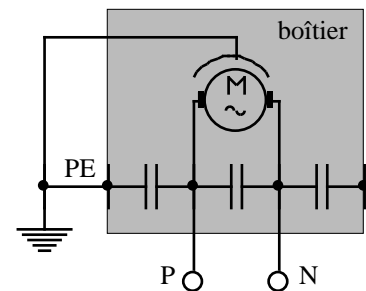
Écrêteur de surtensions rapides (\leq ms) de faible ou moyenne énergie

Notamment : DES (décharges électrostatiques), surtensions d'origine électromécanique (commutation industrielle), commutation de bobine coupée par un contact sec, etc

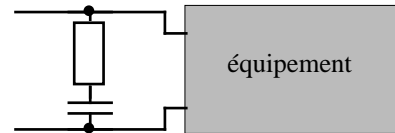
Écrêteurs simplifiés : condensateur de découplage des CI numériques (placé à proximité immédiate du boîtier)



condensateurs d'antiparasitage

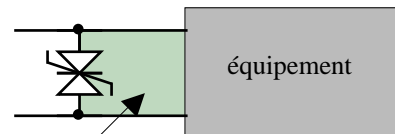


filtre RC sur machines CA

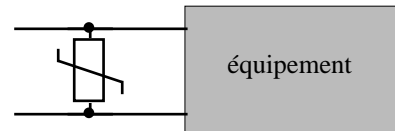


Diode écrêteuse (transil, trisil...)

connexions très courtes, surface de boucle minimale



Varistance (VDR, MOV, ZNO...)



branchement, schéma TT et TN-S :

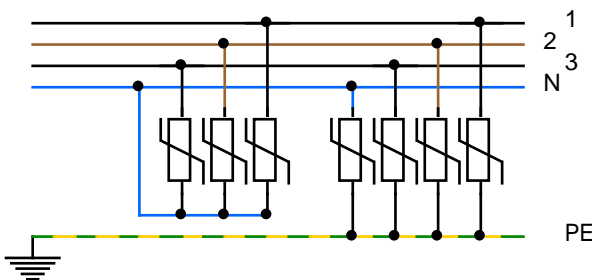
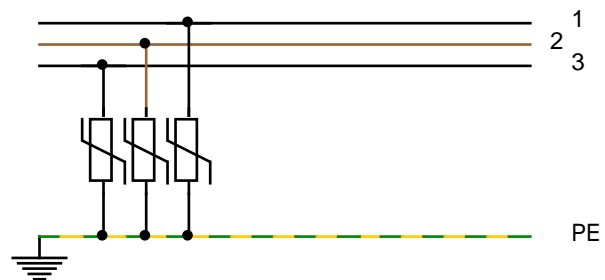
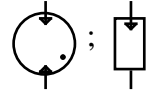


schéma IT :

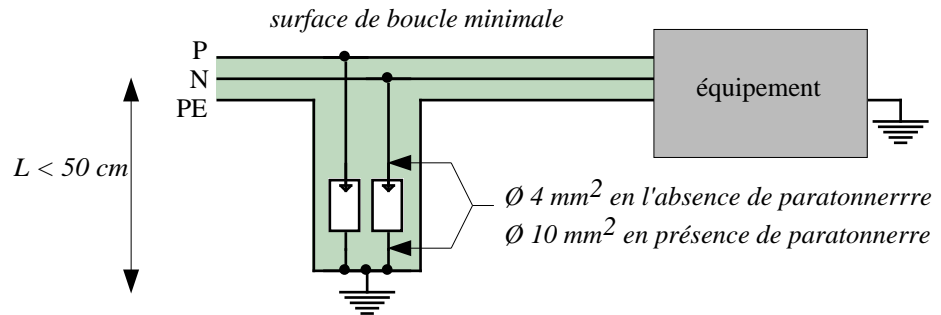


Écrêteur de surtensions de forte énergie (surtensions d'origine atmosphérique)

Tubes à gaz rare (éclateur, parafoudre...) : très fort pouvoir d'écoulement (> kA)



Branchement :



7- Normes pour la protection des personnes (radiofréquences)

En HF, norme européenne du 12 juillet 1999 (1999/519/CE)

Gamme de fréquence	Champ électrique E (V/m)	Champ magnétique H (A/m)	Champ magnétique B (µT)	Densité de puissance S (W/m²)
10 - 400 MHz	28	0,074	0,093	2,1
400 - 2000 MHz	1,375 √f	0,0037 √f	0,0046 √f	f/200
400	27,50	0,073	0,092	2,0
900	41,25	0,109	0,137	4,5
1800	58,34	0,155	0,194	9,0
2 - 300 GHz	61	0,162	0,203	10

$$Z_0 = \frac{E}{H} = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 377 \Omega \quad \text{impédance caractéristique du vide (calcul effectué en zone de champ}$$

lointain, valable également dans l'air)

$$B_{\text{(Tesla)}} = \mu_0 \cdot H$$

$$S_{\text{(W/m}^2\text{)}} = E \cdot H = E^2 / 377 \quad \text{densité de puissance (= puissance rayonnée par unité de surface).}$$

Pour une sphère de rayon r et de surface $s = 4\pi r^2$, on a : $S = \frac{P}{s}$, où P est la puissance de la source d'émission HF mesurée en watts.

Remarque : cette puissance est souvent exprimée en dBm, définie par : $P_{\text{dBm}} = 10 \log \frac{P}{P_0}$

où P_0 est une puissance de référence conventionnellement égale à 1 mW.

En BF : il existe plusieurs normes. A titre d'exemples, on donne ici les recommandations courantes de valeurs limites pour l'utilisation des écrans à tubes cathodiques :

champ	B (nT)		E (V/m)	
	MPR II	TCO	MPR II	TCO
norme (définie à une distance de 50 cm)				
5 - 2000 Hz	200	200	25	10
2 - 400 KHz	25	25	2,5	10