CENTRE NATIONAL D'ETUDES SPATIALES

ASSOCIATION PLANETE SCIENCES

Secteur ESPACE

16 Place Jacques Brel - 91130 RIS ORANGIS

Téléphone : 01-69-02-76-10 / Télécopie : 01-69-43-21-43

E-Mail : espace@planete-sciences.org

Web: www.planete-sciences.org

Edition Septembre 2007

Protection HF des telemesures

Note technique

PROTECTIONS H.F. des télémesures

par J.M. Drevon

Qui n a jamais été confronté, lors de l ultime essai de la chaîne de télémesure, aux V.C. O. dont la fréquence est incompréhensiblement flottante, au mélangeur qui se sature et boude les signaux qu on lui applique, bref à une électronique qui défie tellement la loi d'Ohm que son dépannage relève plus d un sorcier que d'un technicien chevronné.

Tout cela à cause d'un émetteur et de son antenne dont les ondes électromagnétiques émises viennent malicieusement perturber les circuits de télémesures en y introduisant des courants parasites de fortes valeurs.

La haute fréquence demeurant l'une des branches les moins rigoureuses de l électronique, ce sont simplement quelques recettes que nous vous proposons pour remédier à ce problème, celles-là même qui nous ont données toute satisfaction sur la fusée RAAAH LOVELY en 1975.

1er remède : BLINDER

La principale protection contre le rayonnement H.F. parasite est le blindage : envelopper l objet par une structure métallisée la plus compacte possible (de la tôle épaisse ou du laiton par exemple) et la relier à la masse.

Cette opération doit donc tout d abord être effectuée au niveau des sources, c'est à dire l'émetteur et éventuellement la partie d'antenne à l'intérieur de la fusée.

De plus, l émetteur aura le moins de trous possible et l'antenne sera bien entendu isolée de toute partie de la fusée, même plastique, par des pièces en téflon.

Blindage également pour la case télémesure où les circuits traitant des signaux de faibles niveaux (amplificateurs, V.C. O., mélangeurs. .) seront enfermés soit individuellement, soit collectivement dans un boîtier métallique ouvert uniquement aux points de passage des liaisons électriques,

Par exemple, l intégration peut être introduite dans un tube métallique ou métallisé (peau de la fusée) et bouché par les bagues métalliques de l iaison aux autres cases.

Blindage encore, et pour les mêmes raisons, des capteurs.

Blindage enfin pour les liaisons filaires (câbles blindés ou coaxiaux), particulièrement pour les tensions de faibles niveaux (sortie des capteurs) ou les courants faibles (entrées hautes impédances des amplificateurs) Attention, on ne reliera à la masse par un fil qu une seule des extrémités du câble.

2ème remède : RELIER LES MASSES EN-ETOILE

Il existe deux types bien distincts de masse : la masse mécanique et la masse électrique .

- la masse mécanique est l*ensemble des structures mécaniques et métalliques reliées entre elles donc conductrices de la fusée.
- la masse électrique est par définition la référence au potentiel 0 pour tous les circuits électriques.

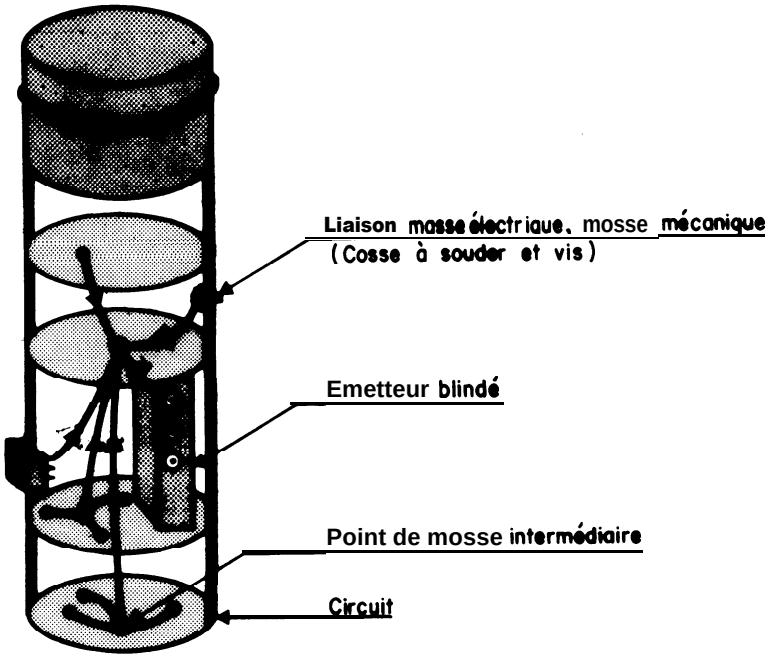
Relier ces deux masses signifie donc éviter le passage de courants perturbateurs dans la masse mécanique.

Si, à cause d une mauvaise liaison des masses, il apparaît des différences de potentiel donc des courants entre les diverses parties de cette masse métallique, dont les blindages font partie, les ondes électromagnétiques y induiront des variations qui, elles-mêmes, perturberont les circuits à l intérieur des boîtiers.

Ceci est également vrai pour les lignes de masse électrique mais pire encore puisque la masse électrique sert de référence entre les circuits et qu une tension induite entre deux points en principe au même potentiel peut décaler tous les réglages (amplificateurs saturés, fréquences d oscillations modifiées ...)

S il n est pas toujours possible de s assurer d une masse mécanique dont tous les points sont exactement au même potentiel (présence de trop d éléments disparates), il est indispensable que tous les circuits électroniques aient leur masse au même potentiel, ce qui revient pratiquement à les relier tous en un même point M de la masse mécanique.

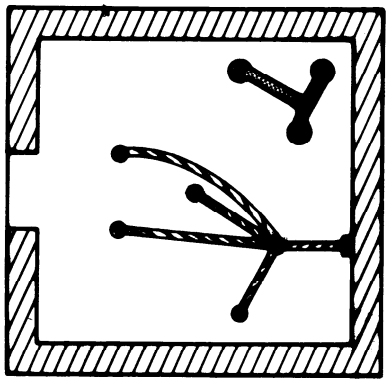
Il se crée ainsi un câblage de masse dit en étoile où les diverses masses électriques convergent vers le point M, où est également relié un seul point de la masse mécanique.



CONNECTION DES LIGNES DE MASSE

Ne pas respecter cette règle peut créer des boucles de masse, c'est à dire des circuits fermés dans lesquels les ondes électromagnétiques induiront divers signaux parasites.

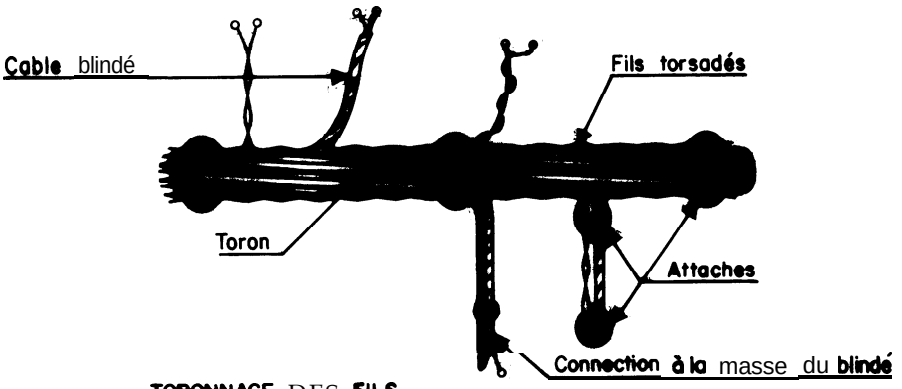
Il en sera de même pour les circuits imprimés où la distribution en étoile sera respectée.



DISTRIBUTION EN ETOILE

3ème remède : TORSADER LES CABLES

Pour améliorer sensiblement le blindage en évitant les inductions relatives entre les fils, il est nécessaire de torsader le maximum de fils non blindés entre eux et d aligner les câbles blindés pour constituer ainsi un toron de câbles dont la compacité et la symétrie relative des fils assure une excel lente protection .



TORONNAGE DES FILS

Par exemple, le principe des connexions entre plaques électroniques par un circuit imprimé est rigoureusement à proscrire.

4ème remède : ELIMINER LES COURANTS PARASITES

Malgré toutes les précautions précédentes, il pourra s avérer que par des chemins détournés et indéterminables, l onde électromagnétique créera des courants parasites dans un ou des circuits.

Si ceux-ci ne doivent pas être trop importants, il est possible dès la conception des circuits de les éliminer :

- d une part en plaçant des selfs de choc en aval, c est à dire entre l émetteur, le modulateur et le codeur pour éviter un retour H.F. vers les circuits de mesure,
- d autre part en découplant par un condensateur céramique (environ 1nF) tous les signaux continus susceptibles d être parasités : piles ou accus, alimentations des circuits intégrés (sur chaque boîtier), arrivées des capteurs ....

POUR LES CAS DESESPERES

Il peut hélas arriver qu après tous ces efforts et divers essais réalisés avec ces remèdes, la maladie soit incurable car inhérente à la conception d ensemble de l engin.

Il faut alors en dernière extrémité tenter l amputation : diminuer la puissance de l émetteur, par exemple en plaçant en parallèle avec l'antenne une résistance de 47Ω.

Cela nuira bien sûr à la qualité de la réception mais que vaut une bonne transmission sans mesures transmises ?

ESIEESPACE

et

L'ASSOCIATION NATIONALE SCIENCES TECHNIQUES JEUNESSE

PRESENTENT :



COMPATIBILITE ELECTROMAGNETIQUE DES CARTES ELECTRONIQUES

Méthode d'analyse de la CEM



- Foudre
- IEMN
- DES
- Emetteur hertzien
- Générateur HF puissant
- Logique rapide
- Alimentation statique
- Charges inductives
- etc...

- Champ à câble
- Champ à carte
- Carte à châssis
- Impédance commune
- Diaphonie (s)
- Désadaptation d'impédance
- Propagation
- + Blindage
- + Ecrêtage
- + Filtrage

- Circuit analogique
- Circuit numétique
- Récepteur optique
- Antenne champ E
- Antenne champ H
- Récepteur hertzien
- Etres vivants...

Pourquoi les décibels ?

Les décibels sont indispensables en CEM car:

- Les niveaux normalisés sont définis en dB
- Les appareils de mesure sont gradués en dB
- Les notices constructeurs utilisent les dB

Les décibels sont bien adaptés à la CEM car:

- Les ordres de grandeur y sont très variables
- Une précision de 1 dB est toujours suffisante
- Les multiplications deviennent des sommes

Par définition, **EN PUISSANCE** :

$$P_{dB} = 10.\log_{10}(P/P_0)$$

Très souvent P_0 = 1 mW: P_{dB} s'écrit alors dBm

Et **EN AMPLITUDE** :

$$X_{dB} = 20.\log_{10}(X/X_0)$$

Conversion en décibels

en amplitude	en puissance	décibels
x 1.12	x 1.25	+1
x 1.25	x 1.6	+2
x 1.4	x 2	+3
x 2	x 4	+6
x 3.16	x 10	+10
x 5	x 25	+14
x 10	x 100	+20
x 1000	x 10^6	+60

Exemples:

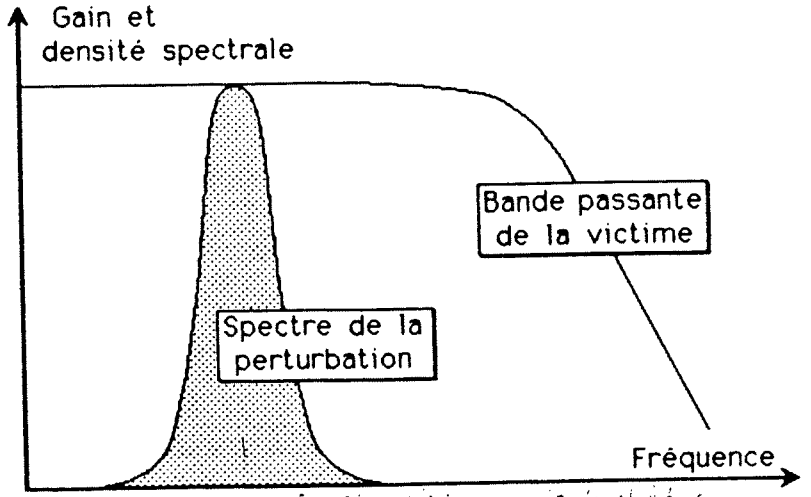
$1\mu V = 0\ dB\mu V$

$1 mV/m = 60\ dB\mu V/m$

$50\ \Omega = 34\ dB\Omega$

Attention !... 50 mW = 17 dBm

Perturbation à bande étroite



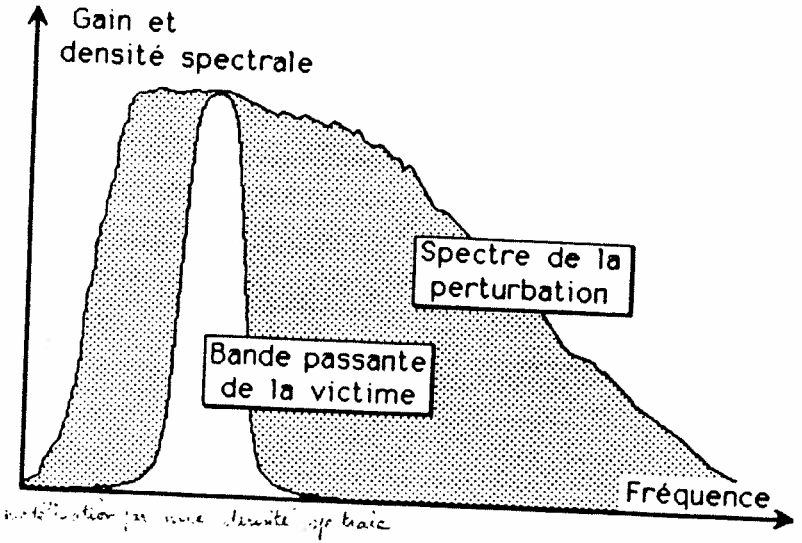
Lorsque le spectre fréquentiel de la perturbation est inclus dans la bande passante du circuit victime, son amplitude crête est directement prise en compte: la perturbation est dite à <u>bande étroite</u>.

<u>EN CONDUCTION :</u> V, A, mW (dans 50 Ω)

<u>EN RAYONNEMENT:</u> V/m, A/m, W/m^2

et aussi: pT et mW/cm^2

Perturbation à large bande

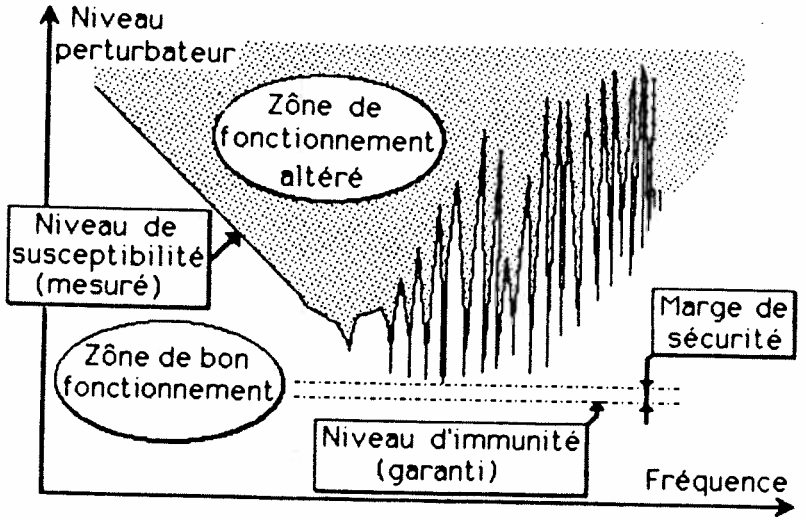


Lorsque le spectre de la preturbation est plus large que la bande passante de la victime, sa densité spectrale doit être pondérée par la largeur de bande de la victime: la perturbation est dite à large bande.

EN CONDUCTION : V/Hz (V/kHz, V/MHz)
A/Hz (A/kHz, A/MHz)

EN RAYONNEMENT : V/m.Hz (V/m.kHz, V/m.MHz)
A/m.Hz (A/m.kHz, A/m.MHz)

Marge d'immunité



Soit N le niveau ambiant de perturbations (ou à défaut le niveau normalisé) exprimé en décibels.

Soit S le seuil de susceptibilité de l'équipement (ou à défaut son niveau d'immunité) également en dB.

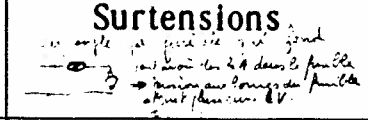
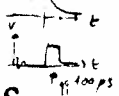
Par définition, la marge de CEM est la quantité:

$$M_{dB} = S - N$$

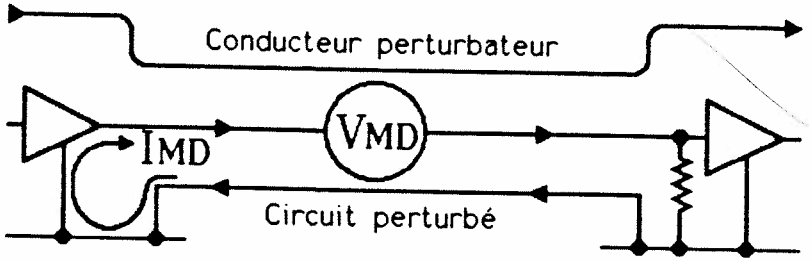
Pour assurer la CEM: M > 0, et en réalité M ≥ 10 dB

Par sécurité, on s'impose souvent M > 20 dB

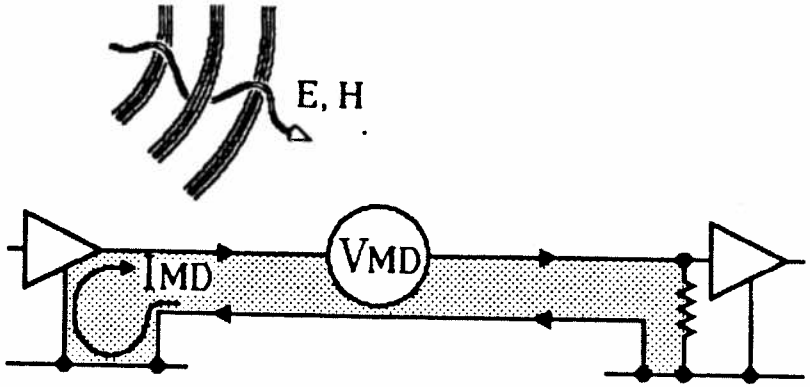
Principales sources de perturbations

	PERTURBATIONS IMPULSIONNELLES (domaine temps)	PERTURBATIONS RADIOELECTRIQUES (domaine fréquence)
CONDUIT	DES	Alimentations à découpage
	Foudre	Convertisseurs statiques
	Surtensions 	Modems
RAYONNE	 D E S	Emetteurs hertziens
	Foudre	Génés de puissance H F
	IEMN	Systèmes numériques

Mode différentiel

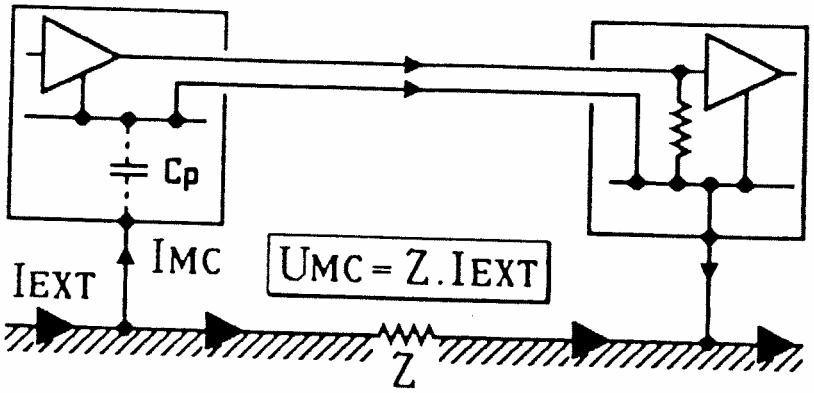


Diaphonie

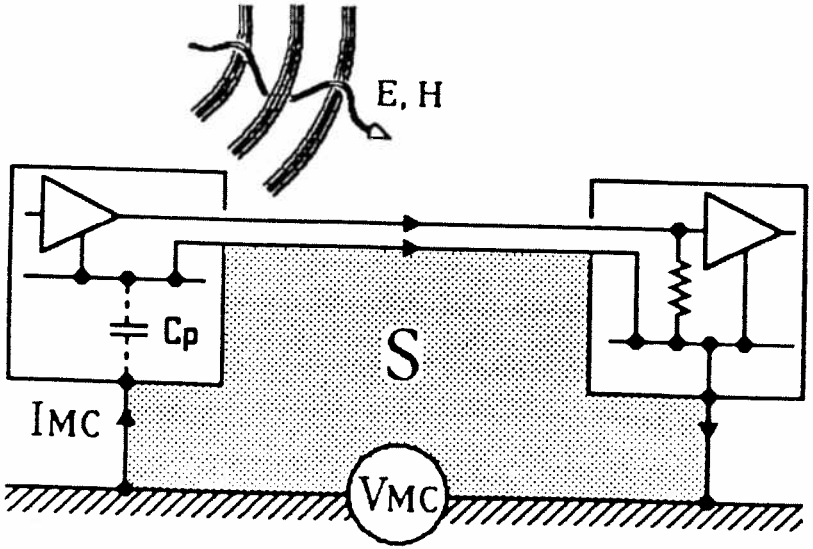


Couplage champ à circuit en mode différentiel

Mode commun

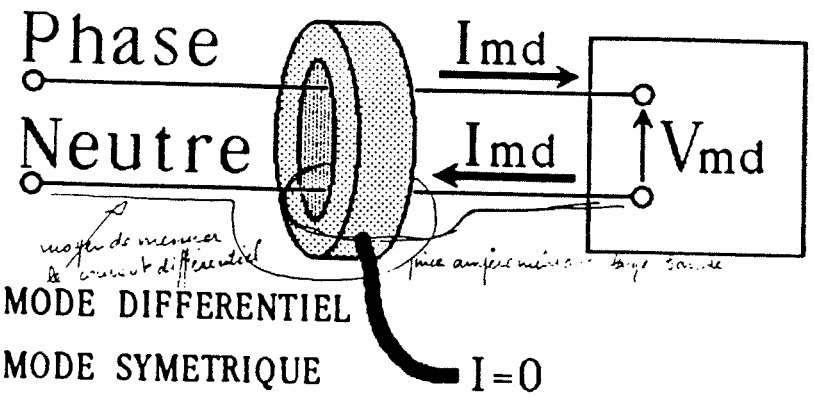


Couplage par impédance commune



Couplage champ à câble en mode commun

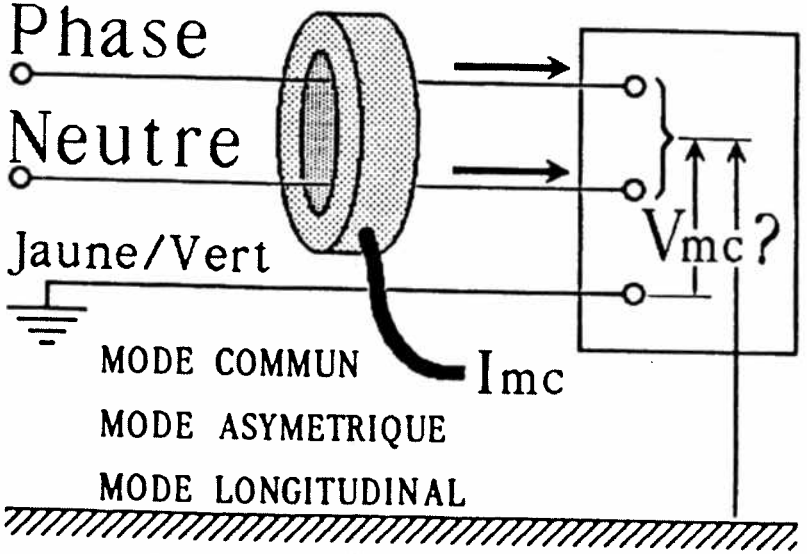
Perturbations secteur



MODE DIFFERENTIEL

MODE SYMETRIQUE

MODE TRANSVERSAL

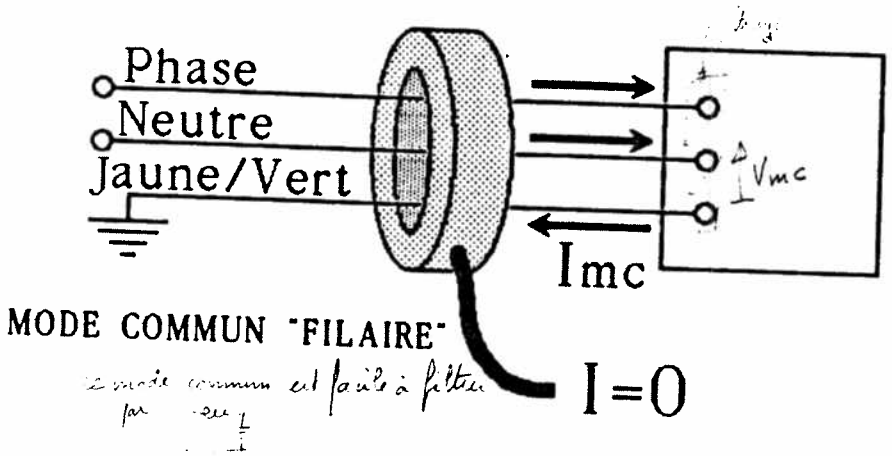


MODE COMMUN

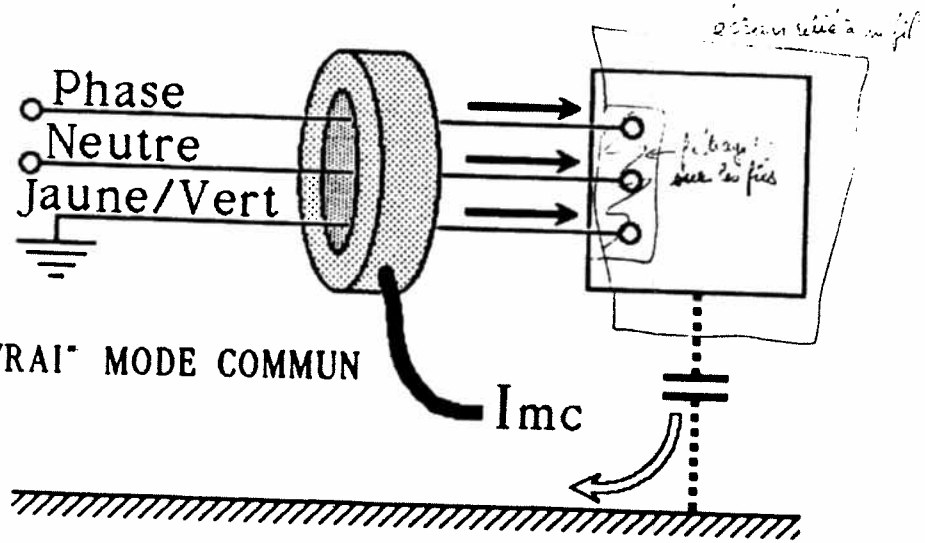
MODE ASYMETRIQUE

MODE LONGITUDINAL

Les 2 modes communs secteur



MODE COMMUN "FILAIRE"



"VRAI" MODE COMMUN

Pourquoi la représentation fréquentielle ?

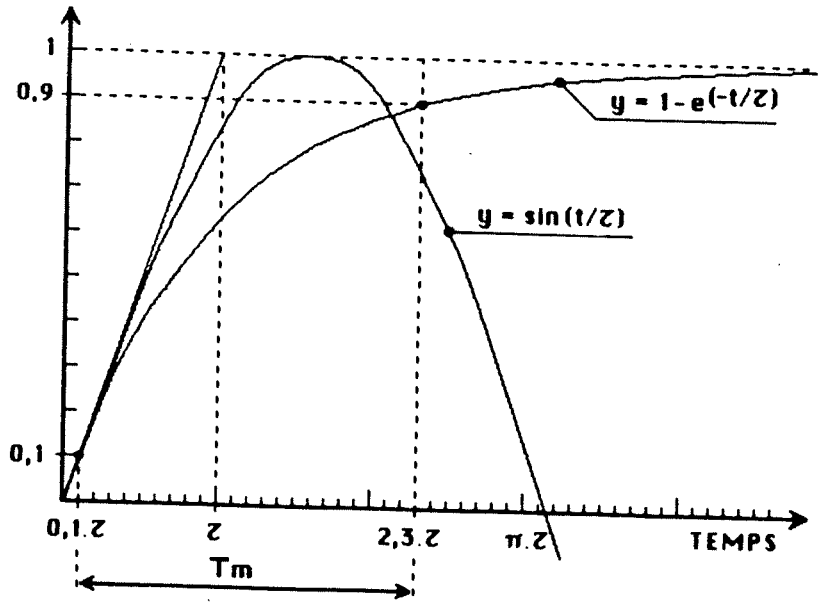
La représentation fréquentielle des perturbations est indispensable en CEM car elle est utilisée par:

- Les normes de CEM tant civiles que militaires,
- Les documentations fournisseurs de tous les écrans, filtres et composants antiparasites,
- La presque totalité des signaux analogiques.

La représentation fréquentielle est pratique car:

- Certains phénomènes (absorption, réflexion, pertes, effet de peau...) ne sont calculables "à la main" que dans le domaine fréquentiel,
- Les (nombreuses) perturbations à bande étroite se modèlisent directement par une sinusoïde,
- Une perturbation impulsionnelle soumise à un couplage croissant avec la fréquence (en dV/dt, dI/dt, dE/dt, dB/dt...) peut se modèliser simplement par une sinusoïde équivalente.

Conversion temps - fréquence



La sinusoïde de même pente à l'origine et même amplitude crête qu'un front de premier ordre a une fréquence: F = (2,3-0,1)/2π.Tm (de 10 à 90%)

Soit :

$$F_{eq} = \frac{0,35}{Tm}$$

la plage est donc variable en fonction de la fréquence

Utilisation de la conversion temps - fréquence

Application directe :

Un oscilloscope a un temps de montée (de 10 à 90% de l'amplitude finale) de 5 ns. Quelle est sa bande passante ?

Solution : $F = 0.35/5.10^{-9} = 7.10^{7}$

$F = 70$ MHz

si le temps de montée du front était non négligeable tout le temps de garnie du scop. il faudrait faire une somme quadratique pour avoir 1/1,5

$T_{mesuré} = \sqrt{T_{réel}^2 + T_{gênée}^2}$

Application en conversion temps-fréquence :

Un trapèze de courant montant de 0 à 30 mA en 5ns circule à travers une self d'une valeur de 100 nH. Quelle est la D.D.P. aux bornes de la self?

Calcul temporel :

$U = L \cdot dI/dt = L \cdot \Delta I/\Delta t = 0,1.10^{-6} \cdot 0.03/5.10^{-9}$

$U = 600$ mV

Calcul fréquentiel :

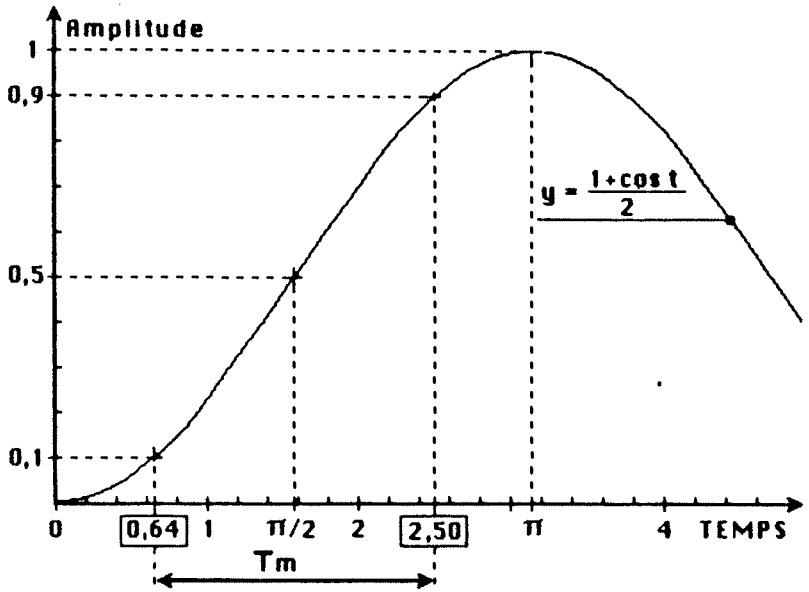
$U_{crête} = L \cdot 2\pi F \cdot I_{crête}$ avec F = 70 MHz

ATTENTION: I = Courant crête = 0,5. I crête à crête

d'où: $U = 0,1.10^{-6} \cdot 2\pi \cdot 70.10^{6} \cdot 0.015 = 660$ mV

(soit moins de 1 dB d'erreur sur le calcul exact)

Cas d'une sinusoïde



Un signal d'équation (1+cos t)/2 se couple comme le signal (cos t)/2. Ici, la relation de conversion temps-fréquence s'écrit: $F_{eq} = (2.50-0.64)/2\pi.Tm$

Soit : $$F_{eq} = \frac{0.30}{Tm}$$

On utilisera donc indifféremment les relations :

$$F_{eq} * \frac{0.35}{Tm} * \frac{1}{\pi.Tm} * \frac{0.3}{Tm}$$

Fréquence équivalente d'une logique

Quel est le temps de montée (de 10 à 90%) d'un amplificateur audio de 23 KHz de bande passante ?

Tm = 0.35 / Fc

Tm = 15 µs

Quelle est la fréquence équivalente d'une logique dont le temps de montée d'un front est de 10 ns ?

Feq = 0.35/ Tm

Feq = 35 MHz

Application: Un courant montant de 0 à 40 mA en 10 ns développera aux bornes d'une self une tension crête égale à celle d'un courant sinus de 35 MHz et de 20 mA crête. Ainsi, une logique est rapide lorsque ses temps de transition sont courts (et non lorsque la fréquence d'horloge est élevée).

Rapport signal / bruit

En absence de perturbation, le rapport signal/bruit d'un circuit analogique est le rapport $\frac{S}{B}$ en dB où :

S = Tension efficace du signal utile

B = Tension efficace du bruit ajouté au signal

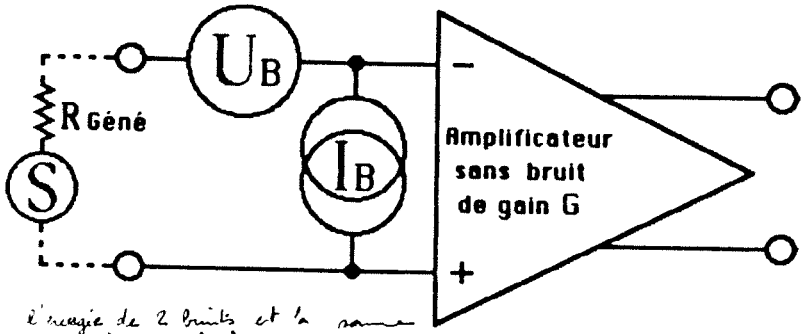
La dynamique est le rapport S/B pour le signal d'amplitude maximale (écrêtage ou compression)

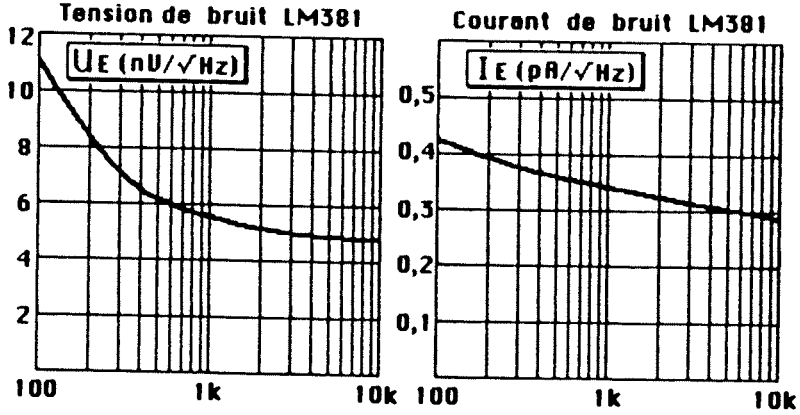
En présence d'une perturbation I (Interference en anglais) ce rapport devient :

$$R = \frac{S}{B + I}$$

En pratique on a souvent I >> B d'où $R \approx S / I$

Bruit des amplificateurs

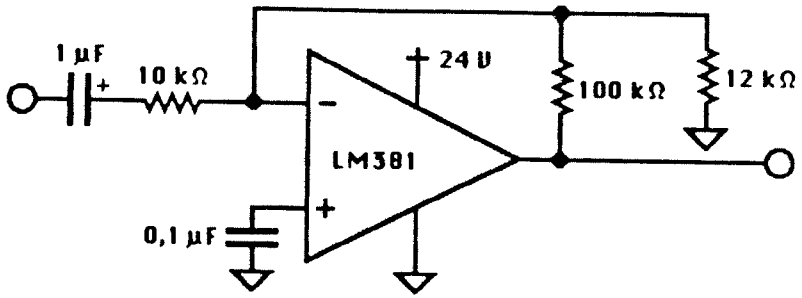




$$U_B = \overline{U_E} \cdot \sqrt{F_{max} - F_{min}}$$

$$I_B = \overline{I_E} \cdot \sqrt{F_{max} - F_{min}}$$

Calcul de dynamique



Sachant que la tension maximale en sortie de ce préamplificateur est de 3 Volts efficaces, quelle est sa dynamique dans la bande 20 Hz à 20 kHz ?

SOLUTION :

La résistance de polarisation 12 kΩ n'intervient ni pour le gain ni pour le bruit

Gain en tension = 100 kΩ / 10 kΩ = 10

Tension de bruit à l'entrée : $U_B = 5.10^{-9} . \sqrt{20\,000 - 20} = 5.10^{-9} . 140$

$U_B = 700$ nV eff.

Tension de bruit ramenée en sortie : $U_{S1} = U_B . \text{Gain} = 700.10^{-9} . 10$

$U_{S1} = 7$ µV eff.

Courant de bruit à l'entrée : $I_B = 0{,}3.10^{-12} . \sqrt{20\,000-20} = 0{,}3.10^{-12} . 140$

$I_B = 42$ pA eff.

Ce courant évacué par la seule résistance de 100kΩ se traduit en sortie par la tension de bruit : $U_{S2} = 42.10^{-12} . 100\,000$

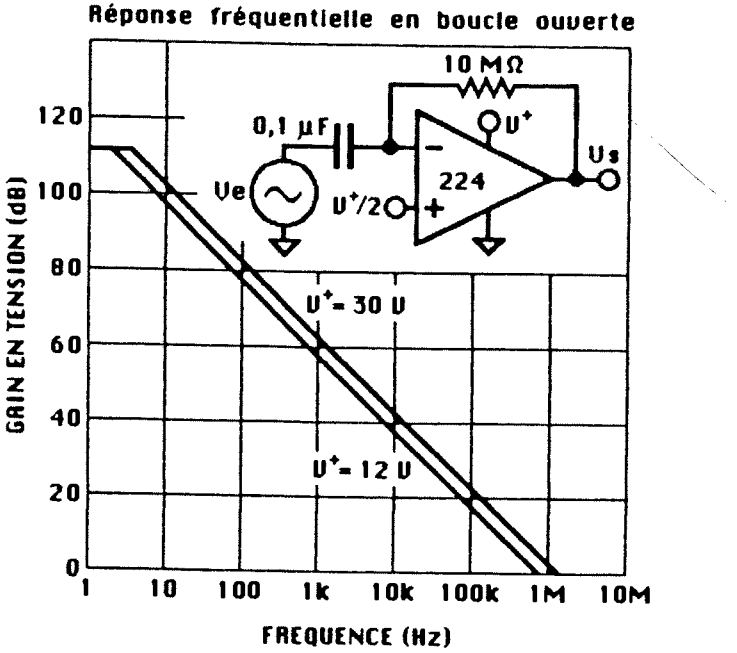
$U_{S2} = 4{,}2$ µV

Les bruits s'additionnent en puissance, d'où la tension de bruit en sortie :

$$U_S = \sqrt{(U_{S1})^2 + (U_{S2})^2} = 8{,}2 \text{ µV eff.}$$

D'où enfin la dynamique : $D = 20 . \log (3 / 8{,}2.10^{-6}) = 111$ dB

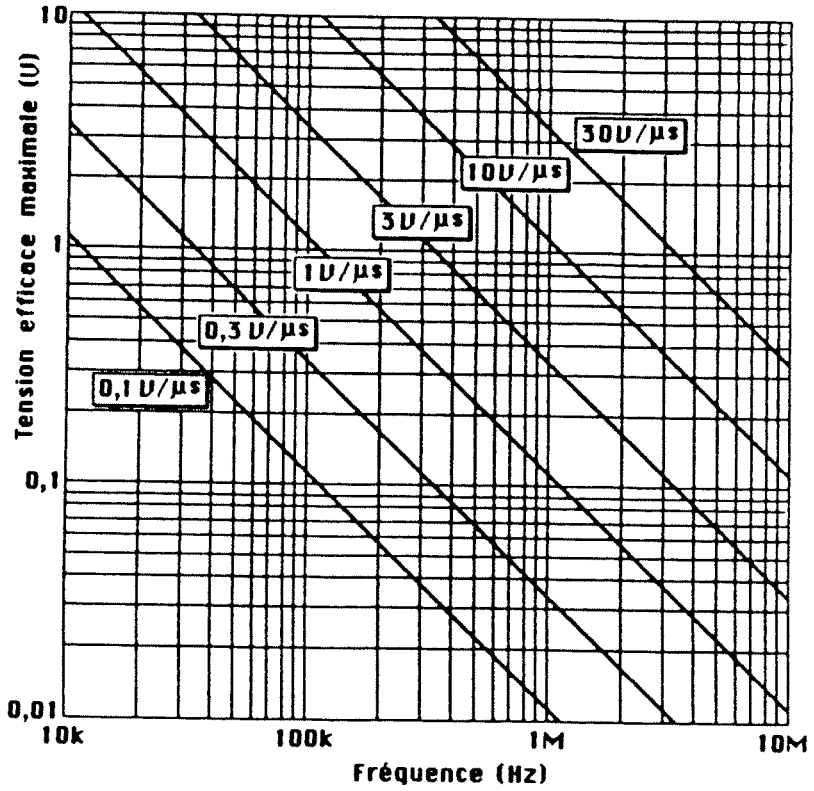
Bande passante



Le gain en fréquence (bande passante) d'un amplificateur n'a de signification que tant qu'il reste linéaire, c'est à dire:

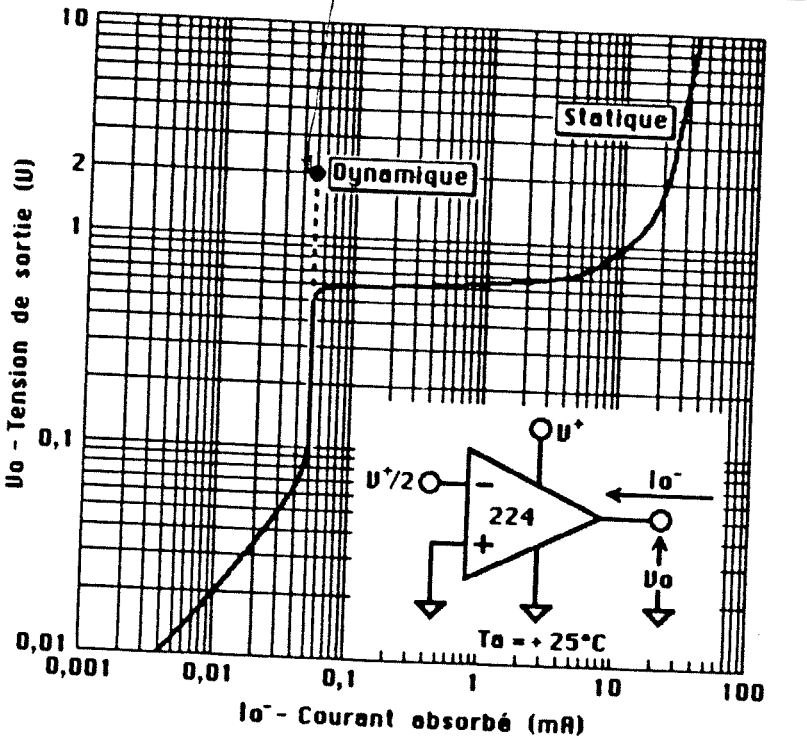
- en petits signaux,
- à courant de sortie inférieur à la limitation,
- aux fréquences inférieures au gain unité.

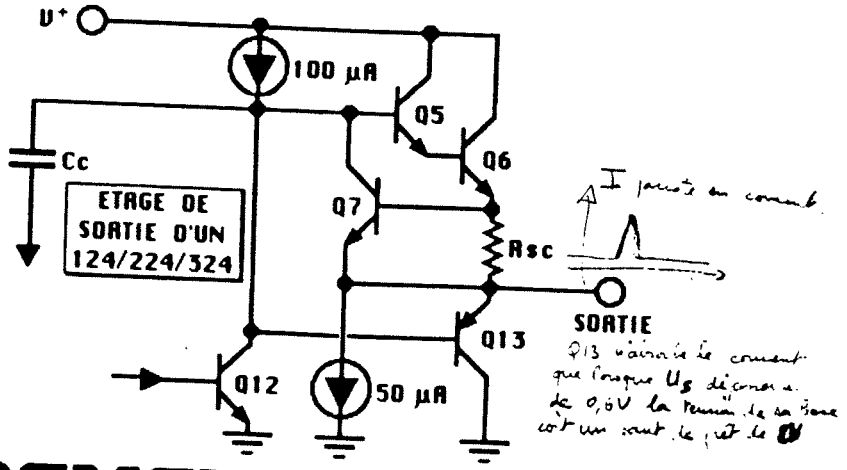
Vitesse de balayage



La vitesse de balayage (ou slew rate, en V/µs) transforme les signaux en triangles à pente limitée. La valeur crête de la tension (du triangle) est égale à $\pi/\sqrt{2}$ (soit 2,22 fois) la tension efficace de la sinusoïde d'amplitude maximale sans distorsion.

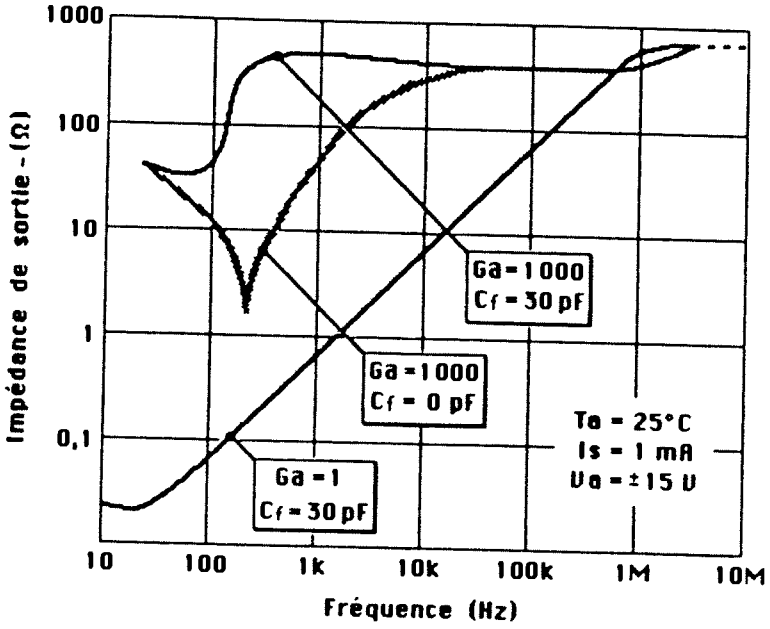
Courant de sortie

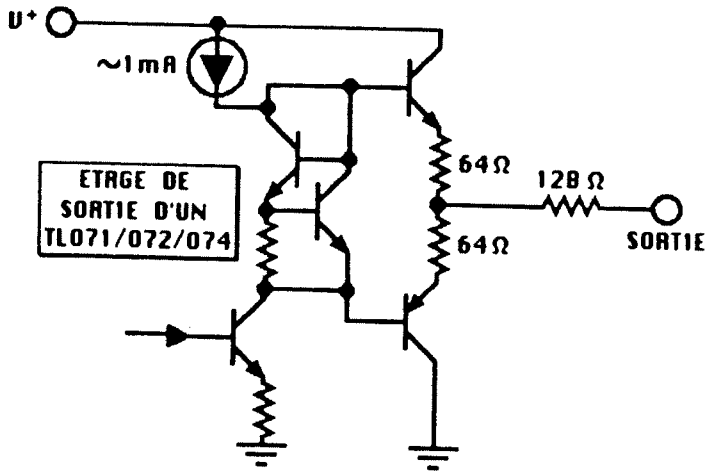




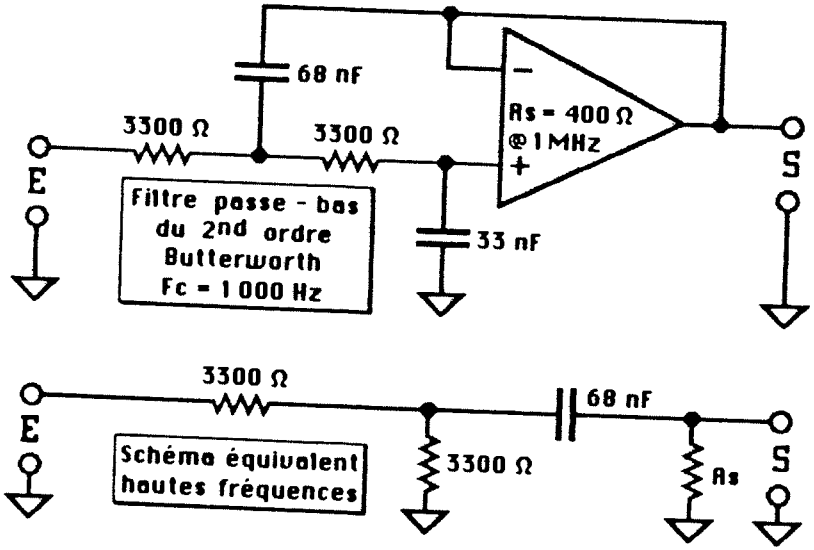
Impédance de sortie

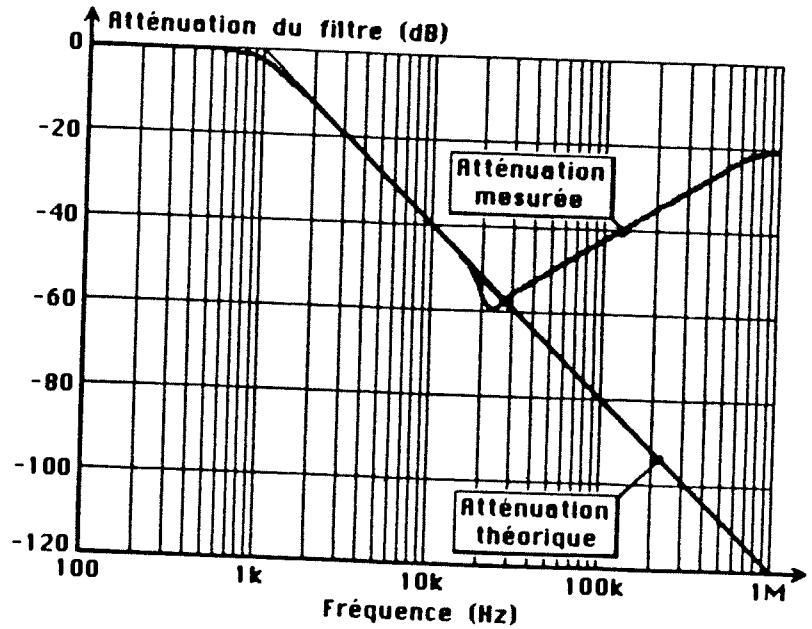
Impédance de sortie en boucle fermée d'un µA 108/208/308





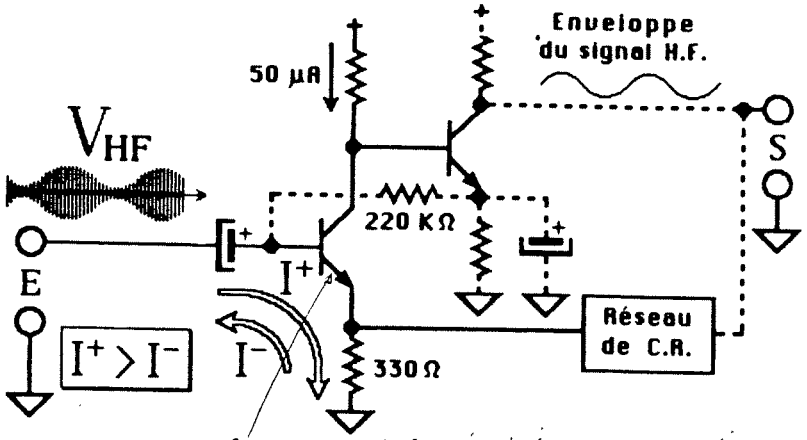
Effet de l'impédance de sortie





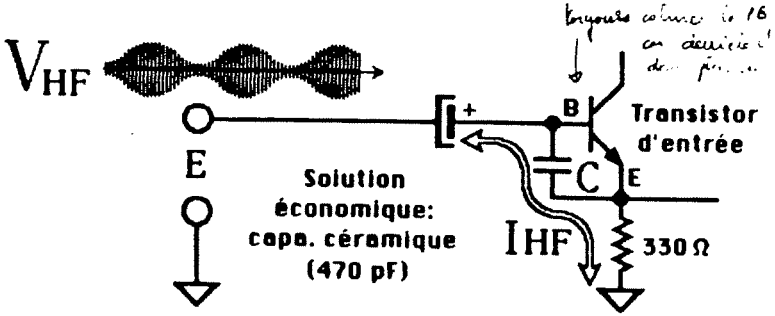
Détection d'enveloppe

(Audio Rectification)

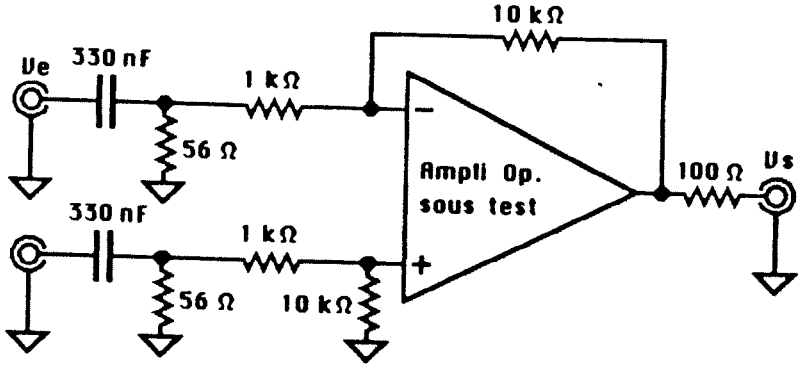


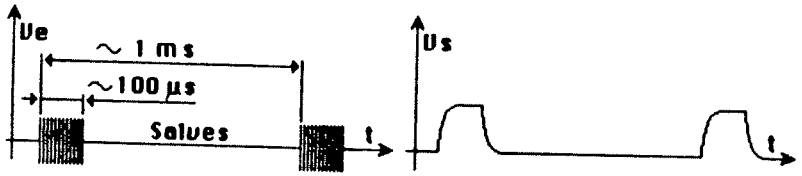
- Signal H.F. non modulé : déplacement du point de fonctionnement.

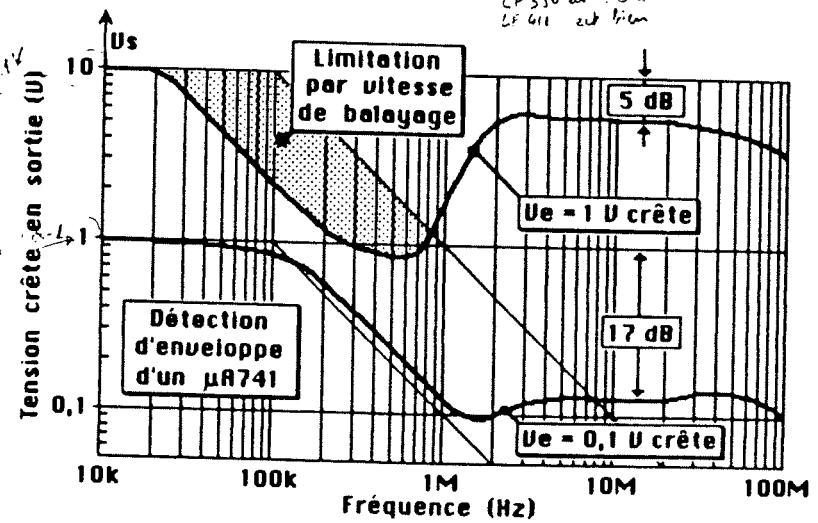
- Signal H.F. modulé en amplitude : détection de l'enveloppe du signal par la première jonction.



Proposition de montage de test







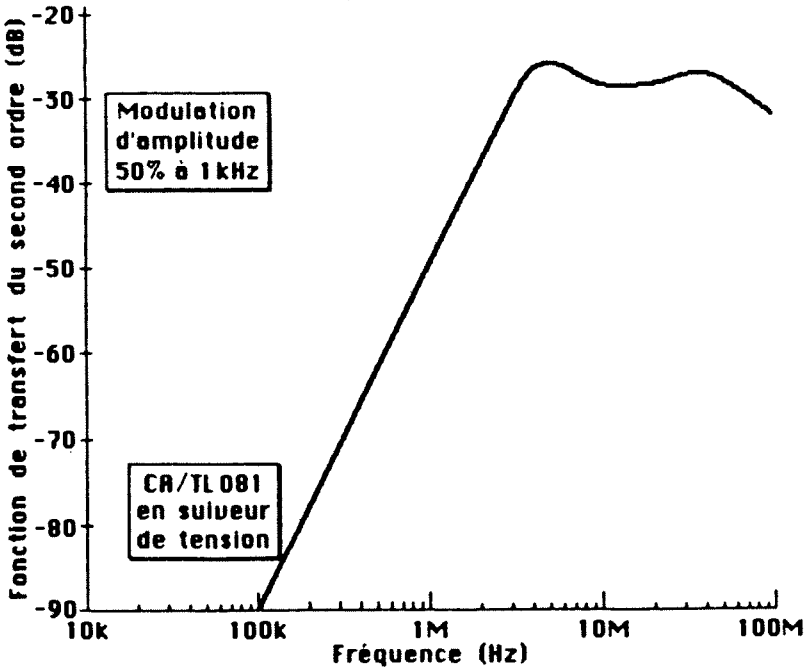
Fonction de transfert du second ordre

Un signal modulé en amplitude a pour équation:

$y = A . (1+ m. \cos(2\pi.f.t)) . \cos(2\pi.F.t)$, où :

- m coefficient (profondeur) de modulation (en %)
- f fréquence modulante
- F fréquence porteuse

Ce signal est la somme des 3 fréquences (voisines de F) : $F_1 = F$, $F_2 = F-f$ et $F_3 = F+f$. Le phénomène de détection d'enveloppe fait apparaitre la B.F. démodulée : $F_1 - F_2 = f$, appelée fonction de second ordre.

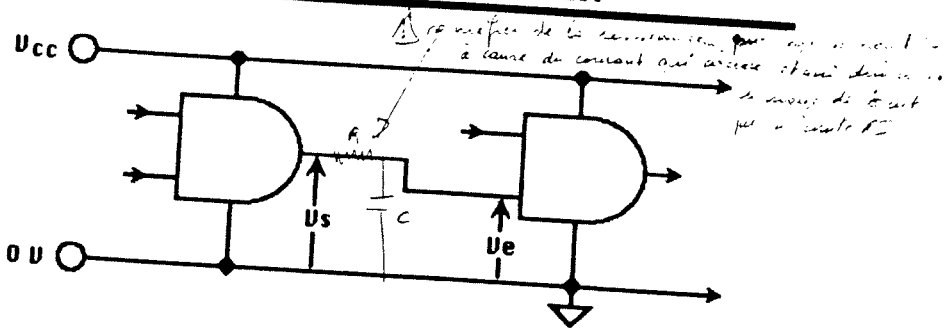


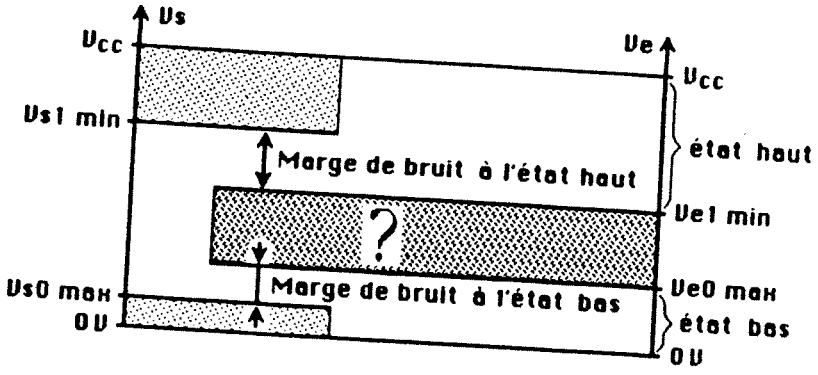
Comment réduire la détection d'enveloppe ?

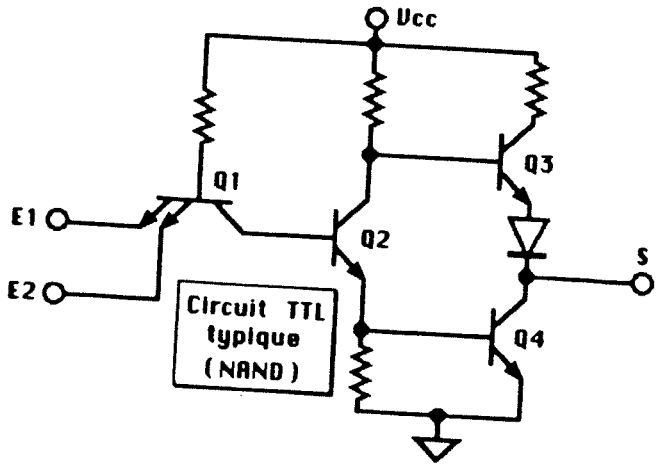
REGLE GENERALE : Ne pas appliquer de signaux H.F. hors bande aux composants actifs

- Réduire les couplages :
  - Blinder les cartes
  - Blinder les câbles / torons
  - Utiliser un plan d'alimentation (cuivre)
  - Filtre secteur de mode-commun
- Filtrer toutes les entrées par :
  - Connecteur filtre /condensateur de traversée
  - Condensateur céramique à la masse (≈1 nF)
  - Perle de ferrite (≈10 µH) + condensateur
  - Résistance en série (≈10 kΩ, si Ze élevée)
  - Matériaux absorbants (hyperfréquences)
- Découpler les jonctions :
  - Jonction B-E (transistors discrets, 381...)
  - Jonction P-N de diode (snubber ≈10 nF)
- Prier (si vous êtes croyant).

Marge statique de bruit







Marges statiques des logiques courantes

TYPE	Is+ / Is-	M bas / M haut
ECL - 10k	+ 8 / - 8 mA	0,1 / 0,15 V
S TTL	+ 20 / - 1 mA	0,3 / 0,5 V
FAST	+ 20 / - 1 mA	0,3 / 0,5 V
TTL classique	+ 16 / -0,8 mA	0,4 / 0,7 V
LS TTL	+ 8 / -0,4 mA	0,4 / 0,7 V
HCMOS compatible (HCT)	+ 4 / - 4 mA	0,7 / 2,9 V
HCMOS centrée (HC)	+ 4 / - 4 mA	0,9 / 1,4 V
CMOS (en 5 V)	+ 4 / - 4 mA	1,2 / 1,2 V
CMOS (en 15 V)	+ 4 / - 4 mA	4,5 / 4,5 V

Dissymétries des logiques

Les logiques (sauf les CMOS) sont dissymétriques :

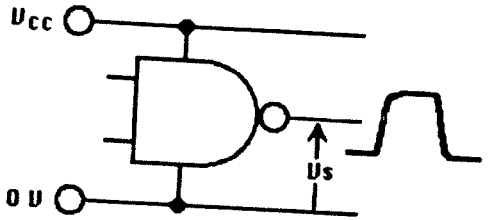
- Les tensions de déchet Vol $_{max}$ et Voh $_{min}$ sont sensiblement différentes (sans conséquence).
- Le courant absorbé ou fourni (en restant dans les tolérances de tension) est souvent très différent aux états hauts et bas (retenir le plus faible).
- Les marges statiques de bruit en tension sont différentes aux états haut et bas. Seule la plus faible (généralement à l'état bas) est à retenir.
- Les temps de montée et de descente sont souvent sensiblement différents (sauf ECL). La fréquence équivalente à retenir est celle de la transition la plus brève (généralement de l'état haut -> bas).

Fréquences équivalentes des logiques courantes

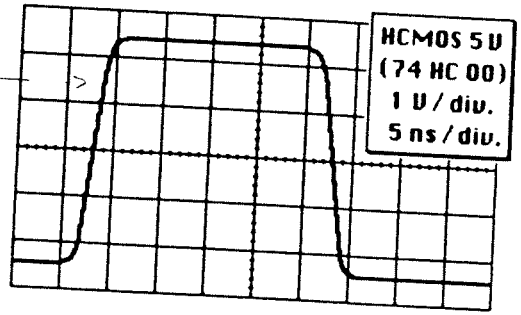
Famille de logique	Excursion en tension (V)	Temps de Mont./Desc. (ns)	Fréquence Equivalente (MHz)
CMOS 5 V	5	70/70	5
CMOS 12 V	12	25/35	12
TTL	3	10 /8	35
TTL - LS	3	10 /4	50
HCMOS	5	3.5/3.5	100
S -TTL	3	3 /2.5	125
FAST	3	3 /2.5	125
ECL - 10k	0,8	2 / 2	180

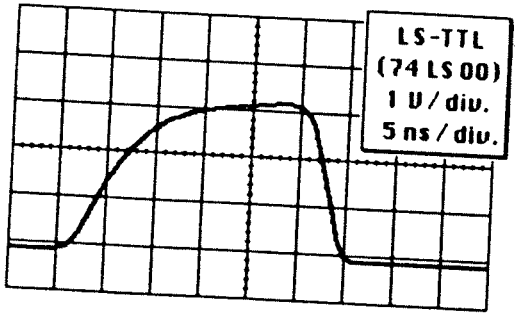
Le temps moyen de montée ≈ temps de propagation, donc la fréquence équivalente aux fronts d'une logique correspond sensiblement à la fréquence maximale de réponse d'une porte élémentaire.

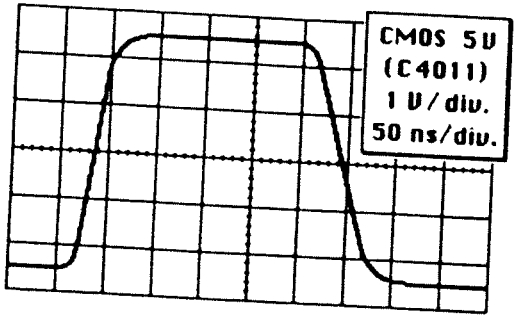
Forme d'onde des logiques courantes



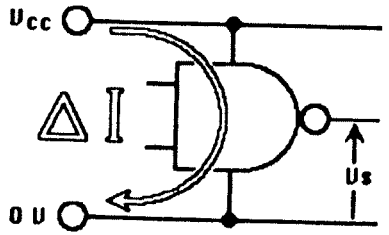
Le temps de basculement est plus rapide que celui donné par le constructeur dès qu'elle est chargée par une capa (entrée porte par exemple)

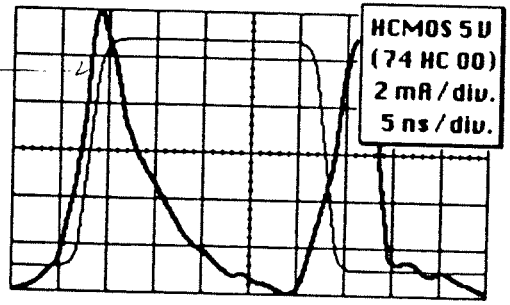


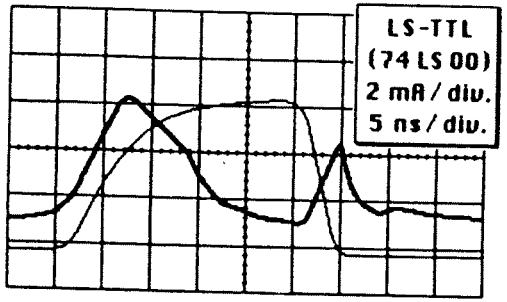


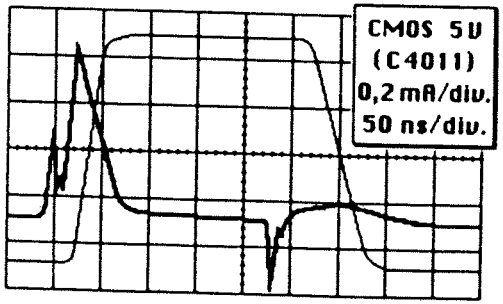


Surconsommation de transition

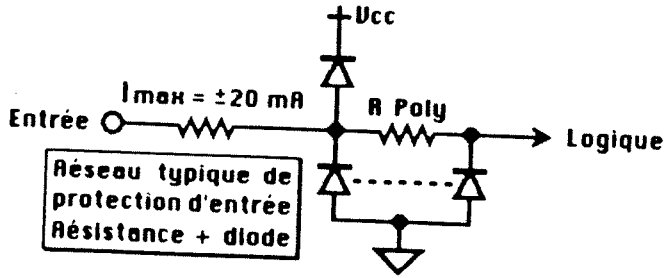


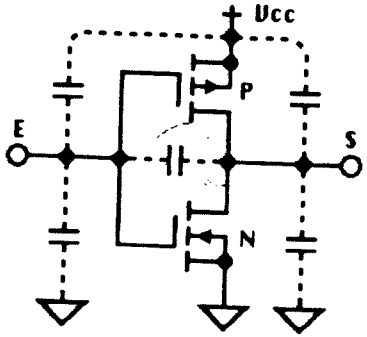


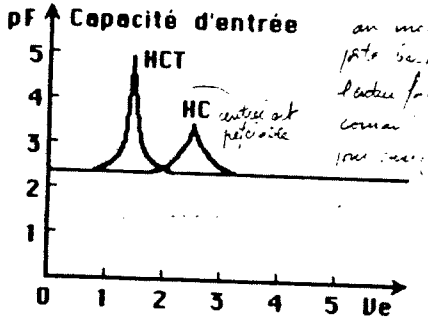




Impédance d'entrée d'une porte logique

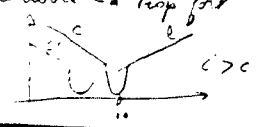






Type de logique	Capacité d'entrée (pF)
ECL-10k	3
HCMOS (HC)	3,5
S-TTL	4
FAST	4,5
HCMOS (HCT)	4,5
CMOS	5
TTL	5
LS-TTL	5,5

Capacité parasite d'une sortie en 3 états ≈ 2 × Capa. entrée



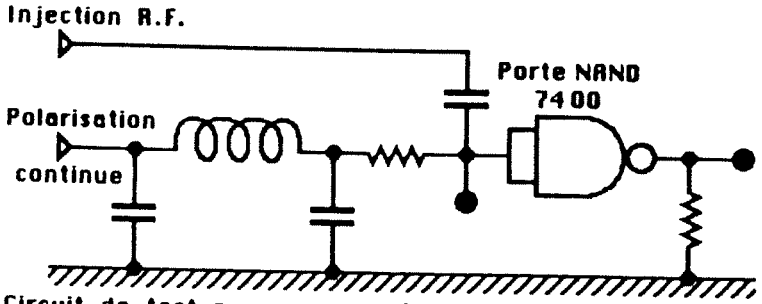
Condensateurs de découplage

Les condensateurs de découplage d'alimentation Ca servent à fournir aux circuits (1 porte) le courant de surconsommation de transition, plus le courant de charge de la capacité totale de la sortie Cs.

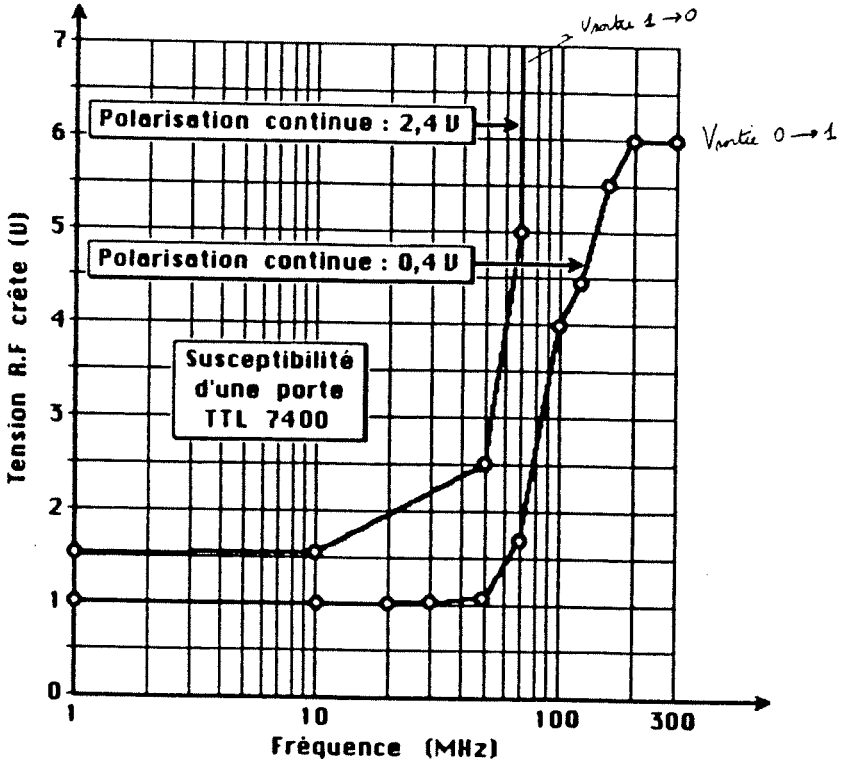
$$Ca = \Delta I.\ \Delta t/\Delta Ve + Cs.\ \Delta Vs/\Delta Ve$$

Famille de logique	ΔI	Δt	Cs (5 portes + 10 pF)	ΔVe (= 25% de la marge)	ΔVs	Ca
CMOS	1 mA	70 ns	35 pF	0.3 V	5 V	820pF
ECL-10K	1 mA	2 ns	25 pF	25 mV	0.8V	900pF
HCMOS	15 mA	3.5 ns	32 pF	0.18V	5 V	1.2 nF
LS TTL	6 mA	10 ns	38 pF	0.1 V	3 V	1.8 nF
FAST	15 mA	3 ns	32 pF	75 mV	3 V	1.9 nF
S TTL	30 mA	3 ns	30 pF	75 mV	3 V	2.4 nF
TTL	15 mA	10 ns	35 pF	0.1 V	3 V	2.6 nF

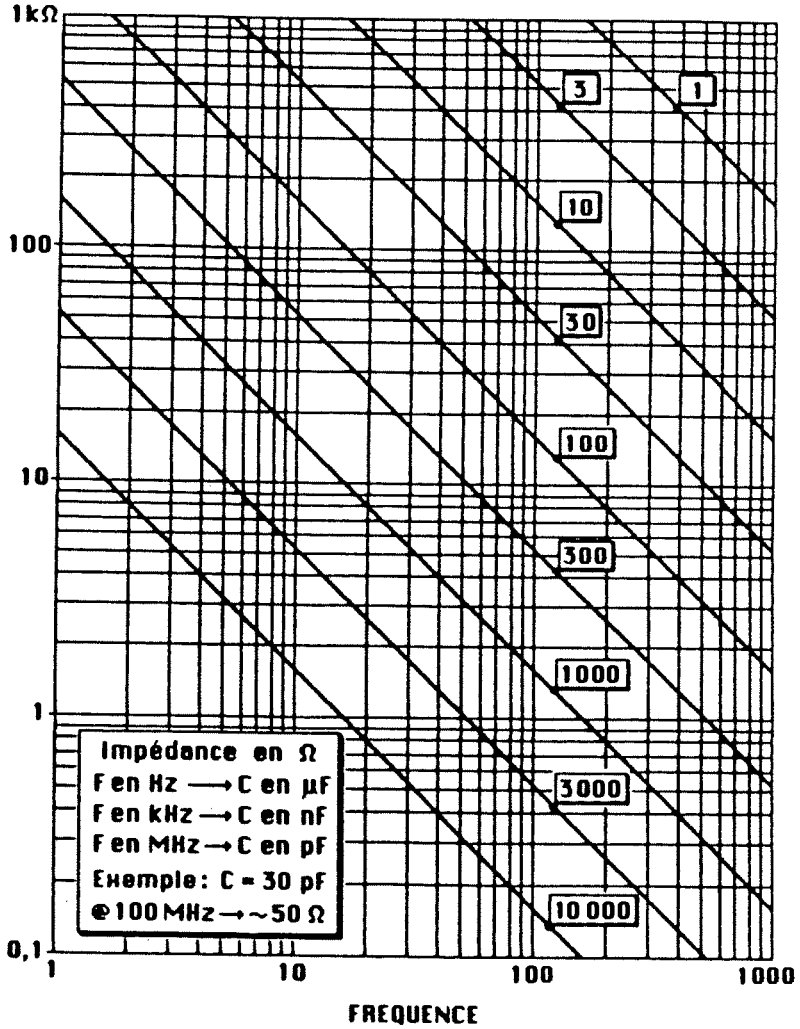
Comportement hors - bande



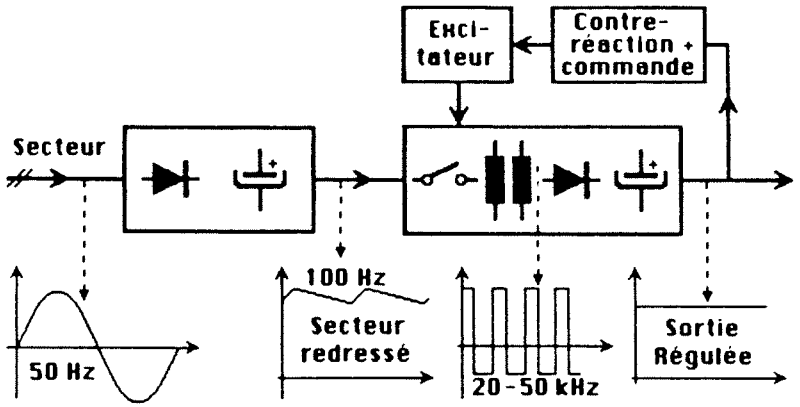
Circuit de test pour mesure de susceptibilité d'une porte



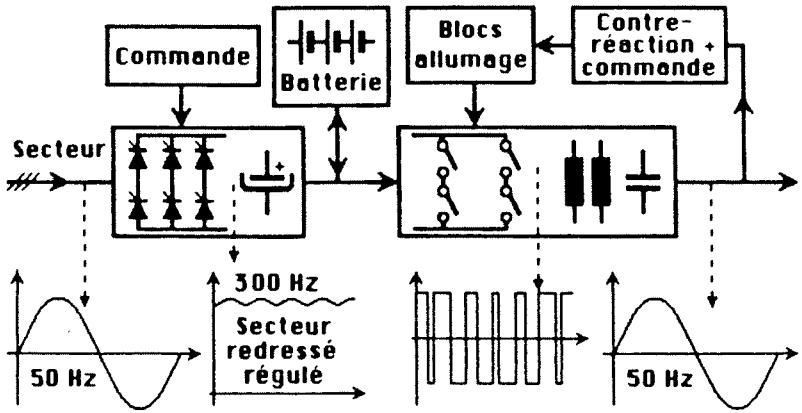
Impédance des condensateurs parfaits



Convertisseurs statiques

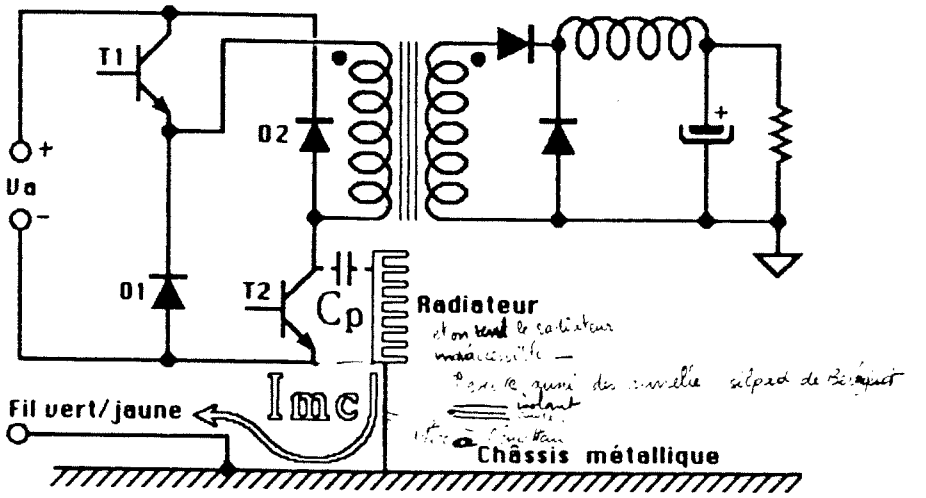


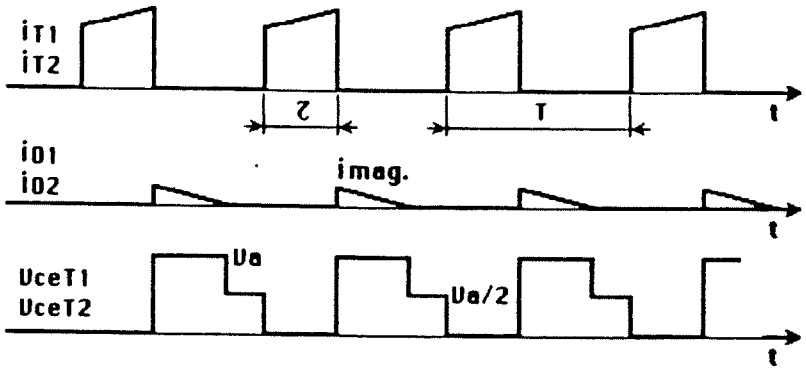
Principe d'une alimentation à découpage



Principe d'un onduleur de forte puissance

Mode commun d'une alimentation à découpage

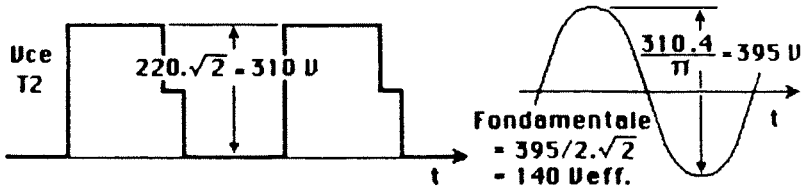




Rondelle isolante transistor TO3	Epaisseur mm	ε_r	Capacité pF
Mica	0,1	3,5	160
Plastique	0,2	4,2	95
Oxyde d'aluminium	2,0	9	22

Calcul du mode commun

Application numérique: Quelle est la perturbation en mode commun émise à 175 kHz par une alim. demi-pont 220-12 V de 120W découpant à 35 kHz avec une capacité transistor-radiateur de 150 pF ?



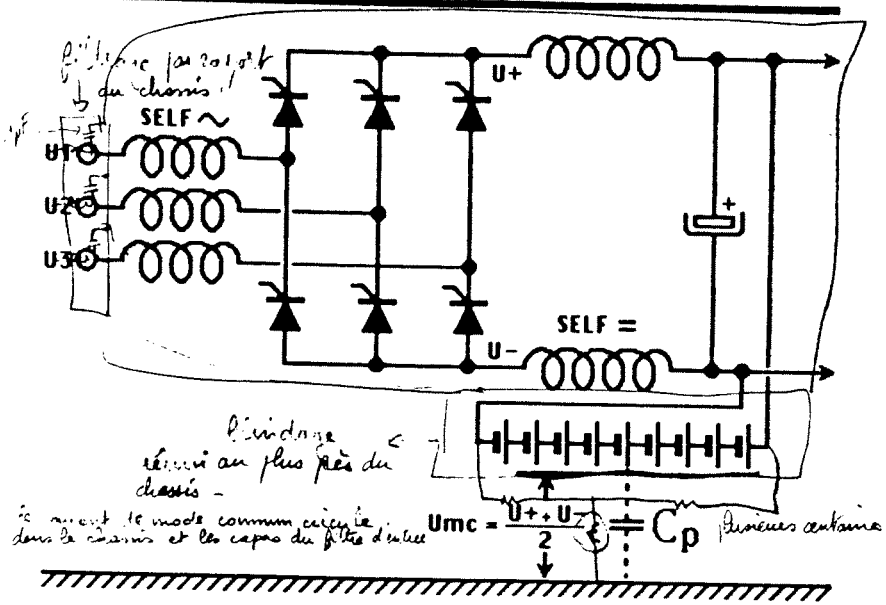
- Fondamentale (à 35 kHz) de Vce T2 ≈ 140 Veff.
- Harmonique 5 (à 175 kHz) ≈ 140/5 = 28 Veff.

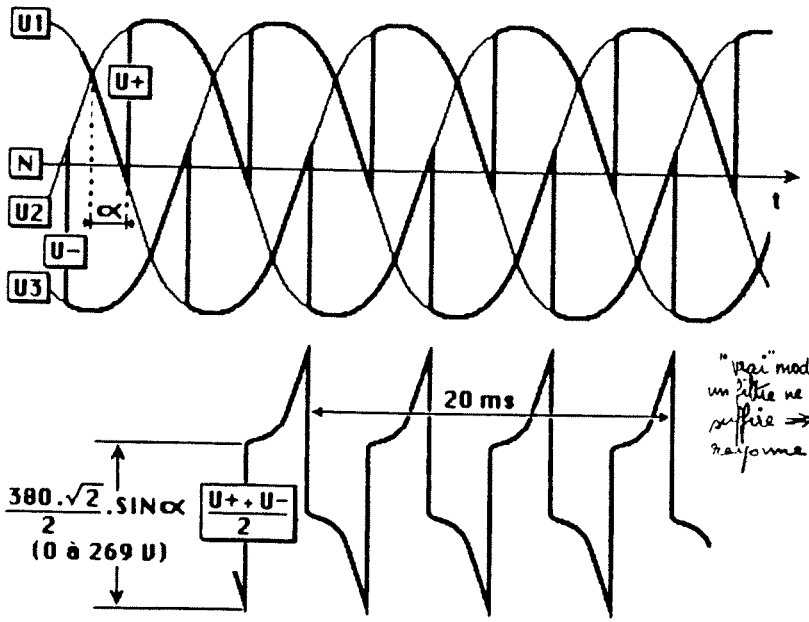
Courant de mode commun de l' $H_5 = U_{(H5)} \cdot 2\pi F. C$

$I_{mc(H5)} = 28. 6,28. 175\,000. 150. 10^{-12} = 4,6$ mA

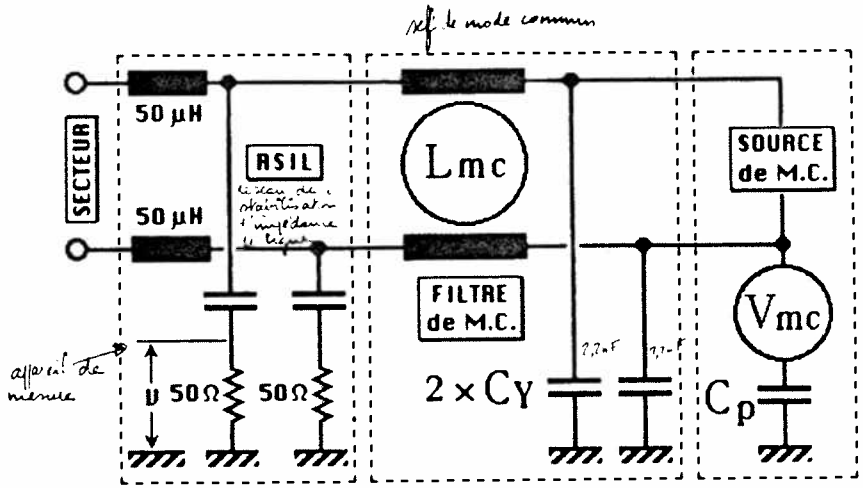
soit dans 50 ohms (RSIL) une tension de 230 mV (soit plus de 40 dB au dessus de la CEE 82/499)

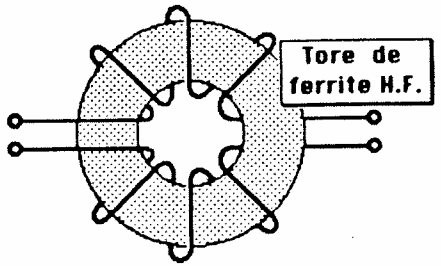
Mode commun d'un pont de Graetz





Filtrage du mode commun





condensateur vers Y

$C_Y \gg C_p$
mais
$C_Y < 6$ nF
(pour $I_{U/J} < 0{,}5$mA)

Self "2 fils en main"
⇒ non saturation en mode différentiel

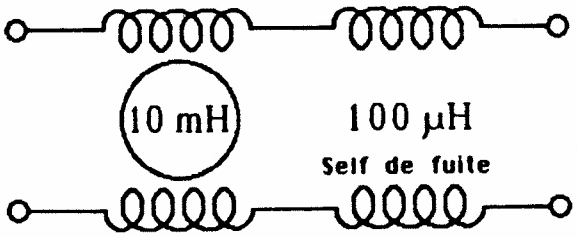


Schéma équivalent d'une self typique ≈ 2 A

Réduction du M.C. des circuits de commutation

Alimentations à découpage à transistors :

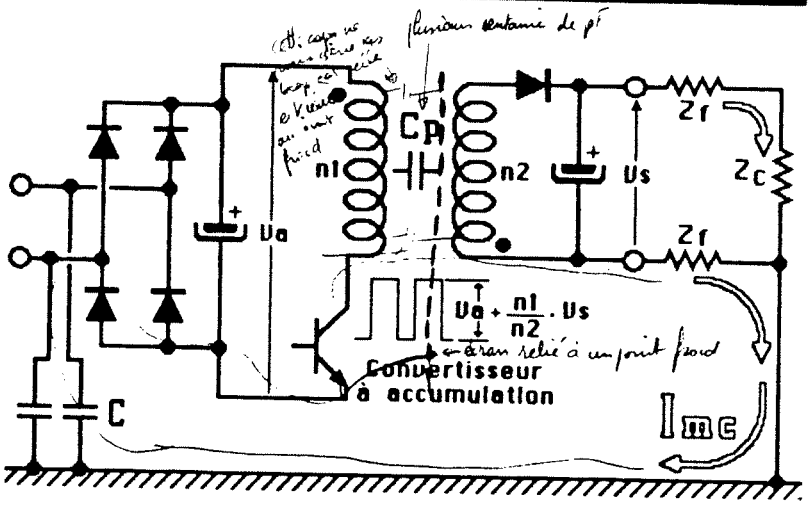
- Remplacer les rondelles isolantes en mica des "collecteurs chauds" par l'oxyde d'aluminium
- Ou faire flotter les radiateurs "électriquement chauds" par rapport au châssis.
- Ou connecter les radiateurs "électriquement chauds" à la tension continue (secteur redressé)
- Ou utiliser des "écrans Sil-pads" de Bergquist
- Filtrer le secteur par un filtre de mode commun

Alimentations ou chargeurs à pont de Graetz :

- Blinder la batterie / au châssis électronique
- Filtrer le secteur, l'utilisation et la batterie
- Ajouter un transformateur secteur d'isolement

à condition que la capacité du transfo soit inférieure à la capa Batterie/Terre.
L'écran n'est pas une solution car on ne sait pas trouver la vraie terre et le relié au chassis ne résout pas le PB.

Mode commun en sortie



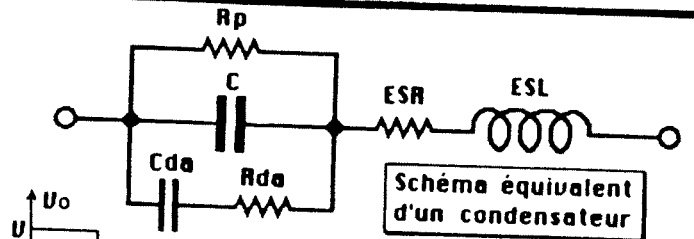
- si Zc << Zf, Zc est parcourue par le courant Imc/2
- si Zc >> Zf, la tension Zf . Imc s'ajoute à Vs

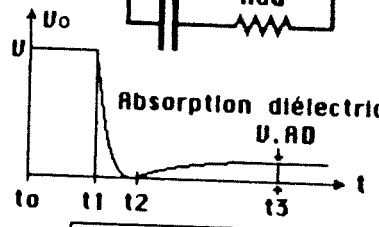
Application numérique :

Quelle est la tension parasite ajoutée à Vs pour une tension collecteur montant de 0 à 500 V en 500 ns, avec Cp = 100 pF, Lf = 300 nH et Zc = 0,2 Ω ?

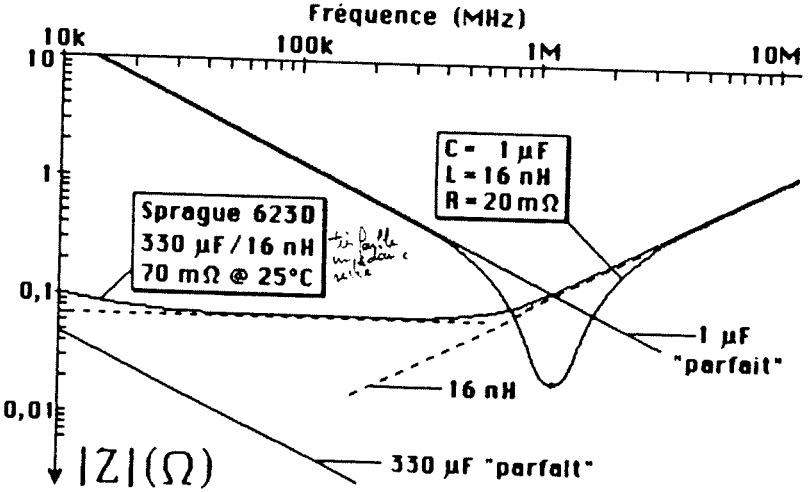
Imc = C. ΔV /Δt = 100.10^{-12}. 500/500.10^{-9} = 100 mA
Feq = 0,35 / 500.10^{-9} = 700 kHz d'où Zf > 1Ω
Vp = Zc. Imc /2 = 0,2. 100.10^{-3} /2 = 10 mV crête

Impédance des condensateurs





Ca/C=AD	Diélectrique
0,002 %	polystyrène spécifique
0,02 %	Téflon, polystyrène, polypropylène
0,2 %	Céramique courante, polycarbonate
0,5 %	Polyester
1 à 5 %	Mica argenté, verre, tantale
>10 %	Electrolytiques aluminium liquide



Mise en œuvre des condensateurs chimiques

La résistance série équivalente des condensateurs chimiques augmente avec l'épaisseur diélectrique

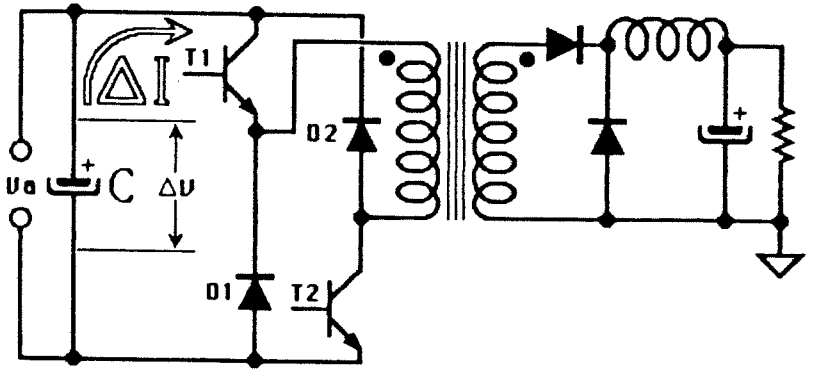
La puissance dissipée en chaleur (ESR . I_{eff}^2) dans les condensateurs doit être évacuée (ventilation !)

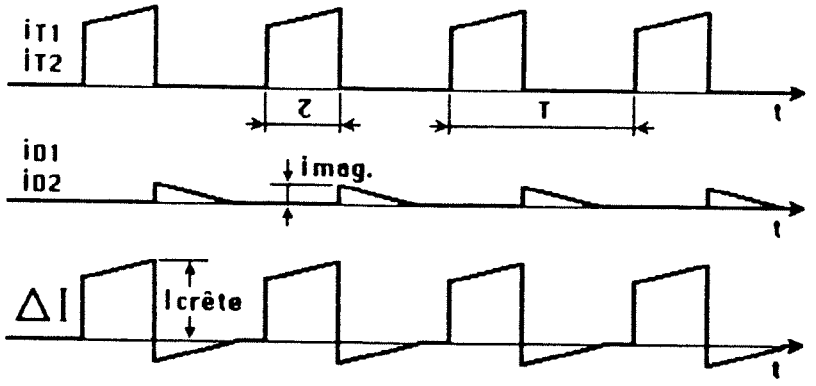
Même les meilleurs condensateurs B.T. présentent souvent une ESR et ESL (typ. 10 mΩ et 10 nH) insuffisants au bon filtrage des sorties continues

Lorsque l'on utilise de multiples condensateurs en parallèle, un filtrage en π est économiquement réalisé par une petite self (simple perle de ferrite)

Ne jamais utiliser de condensateurs au tantale pour le filtrage de courants supérieurs à 300 mA crête. Même pour les utilisations à faible I fuite et C stable, préférer le diélectrique aluminium solide

Mode différentiel d'alimentation à découpage





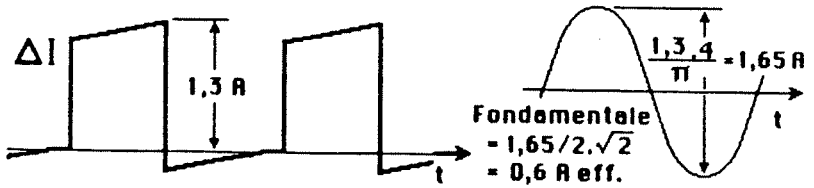
$$I\ crête \simeq \frac{Puissance\ fournie \times T}{Tension\ secteur \times \tau}$$

Cette formule pratique tient compte d'un courant magnétisant d'environ 25% ainsi que des pertes transformateur et secondaires estimées à 10%.

Calcul du mode différentiel

Application numérique: Quelle est la perturbation en mode différentiel émise à 175 kHz par une alim. demi-pont 220-12 V de 120W découpant à 35 kHz avec un rapport T/τ de 2,4 à pleine puissance et un condensateur secteur de 165 µF de 150 mΩ d'ESR ?

$\Delta I \approx 120 . 2.4 / 220 = 1.3$ A crête



- Fondamentale (à 35 kHz) de $\Delta I \approx 600$ mA eff.
- Harmonique 5 (à 175 kHz) $\approx 600/5 = 120$ mA.

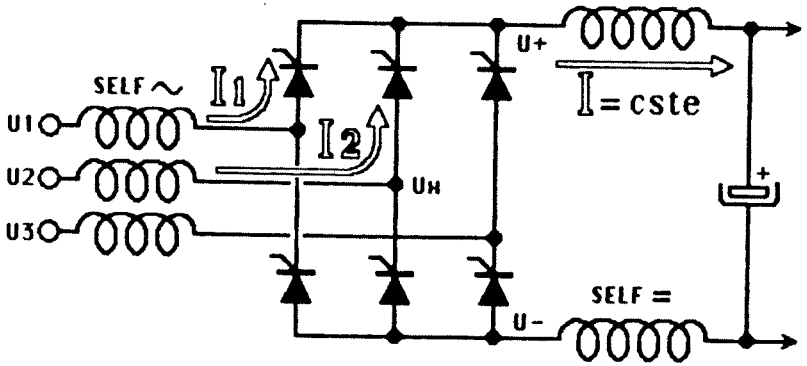
Tension de mode différentiel à l' $H_5 = I_{(H5)} . ESR$

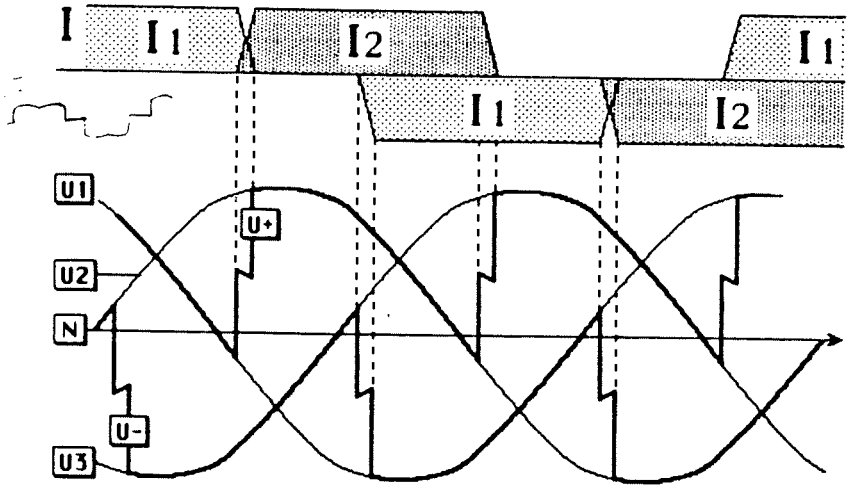
$U_{md(H5)} = 0,12 . 0,15 = 18\ mV_{eff.}$

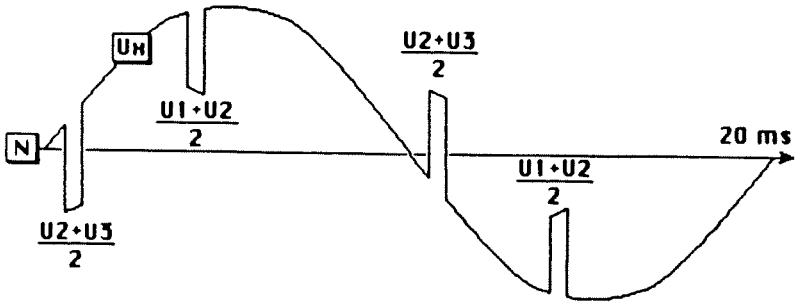
(soit environ 20 dB au dessus de la CEE 82/499)

→ mettre une self à air dont l'impédance à 175 kHz est supérieure à [illegible]

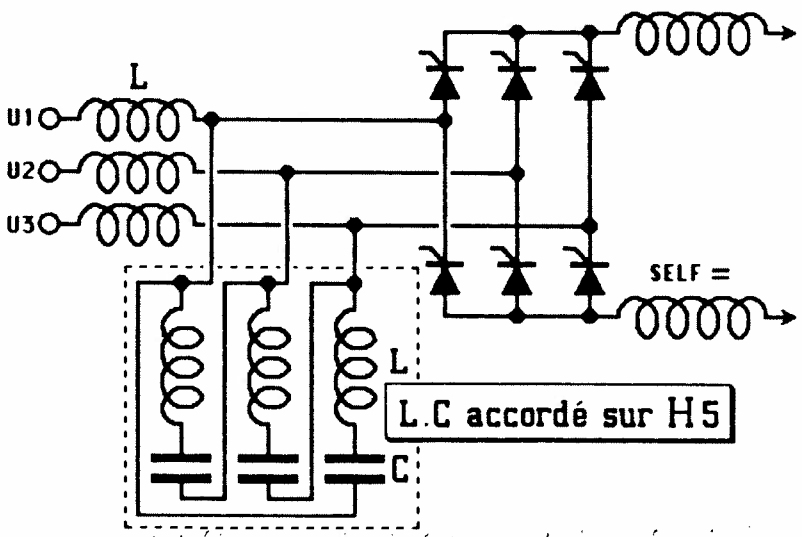
Encoches de commutation





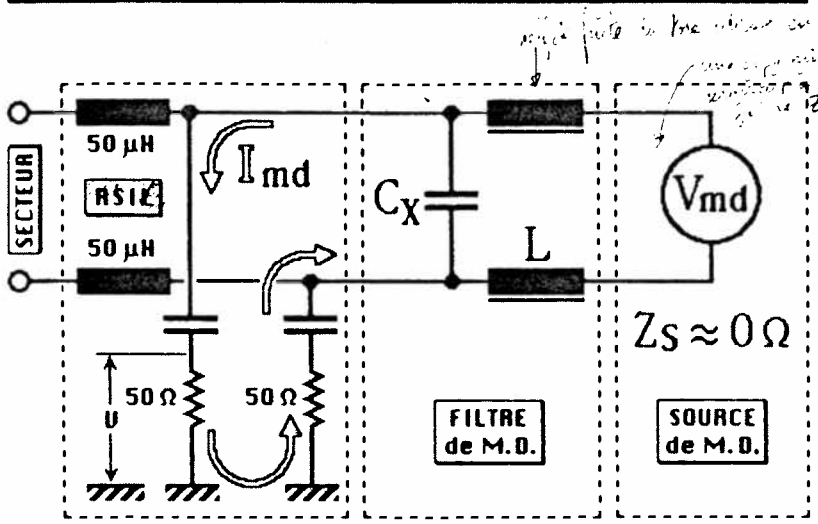


Filtre anti-harmoniques



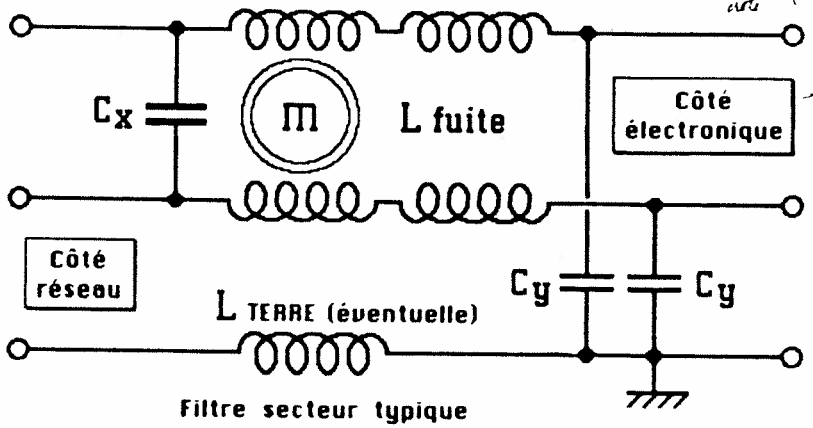
Courants harmoniques (I_H / $I_{FOND.}$)			
Harmonique	Fréquence	Sans filtre	Avec filtre
5	250 Hz	25 %	0
7	350 Hz	14 %	4.5 %
11	550 Hz	9 %	4 %
13	650 Hz	8 %	3.5 %
17	850 Hz	6 %	3 %
19	950 Hz	5 %	2.5 %

Filtrage H.F. en mode différentiel



- Une fois le condensateur secteur choisi, la seule façon de réduire les perturbations de M.D. est de filtrer la ligne secteur.
- La self série des filtres peut être insuffisante.
- On ajoute alors une self (non compensée) sur chacun des fils de phase et de neutre pour éviter la conversion du M.C. en M.D. par dissymétrie.

Filtres secteur commerciaux



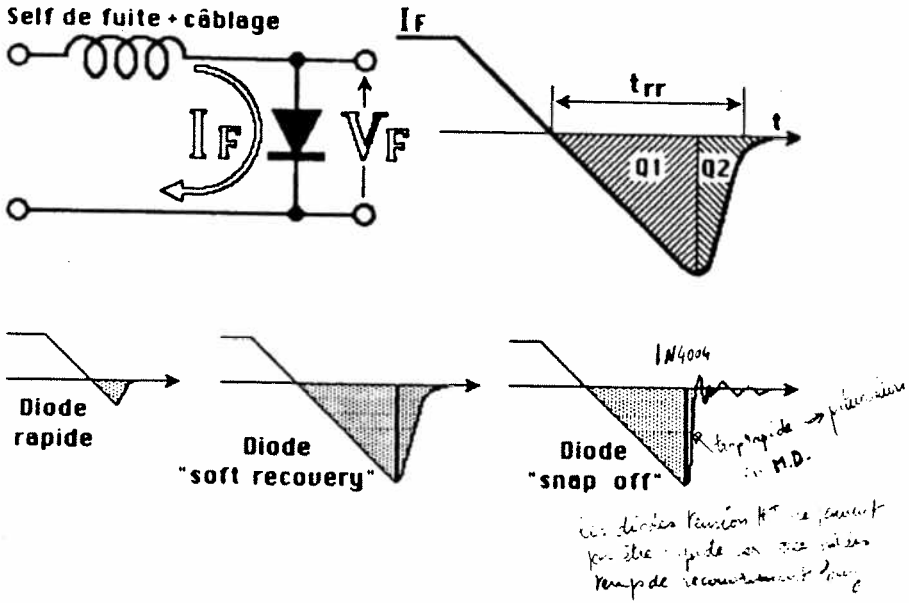
Filtre secteur typique

Courant de fuite selon la norme ASE 1000	
Appareils double isolation de Classe II (2 P)	0,25 mA * 3,5 mA **
Appareils portatifs simple isolation de classe I (2 P + T)	0,5 mA *
Appareils mobiles ou scellés simple isolation de classe I (2 ou 3 P + N + T)	3.5 mA *

* **Courant de fuite entre parties métalliques accessibles du boîtier et la terre**

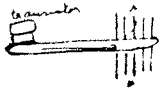
** **Courant de fuite entre parties métalliques internes inaccessibles et à isolation renforcée et les conducteurs**

Recouvrement des diodes de redressement

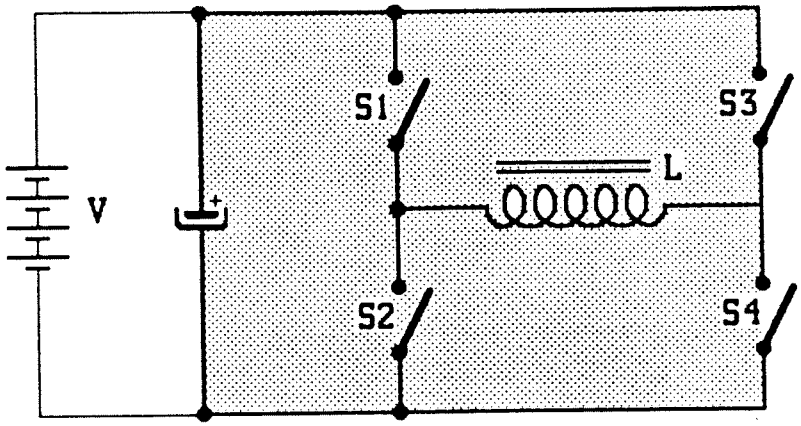


La surtension au blocage dépend essentiellement du type de diode. Son spectre large bande (atténué de 5 à 15 dB en quasi-crête / mesure crête) s'étend typiquement jusque 3 MHz. Les diodes secteur sont efficacement amorties par des "snubbers" (≈10 nF). Les diodes de redressement B.T. en sortie doivent être très rapides (schottky).

possibilité de disposer l'évacuation des cavités à l'aide d'un conducteur à base de cuivre rempli de fréon



Réduction de la surface des boucles



1- Identifier les chemins supportant un fort dI/dt

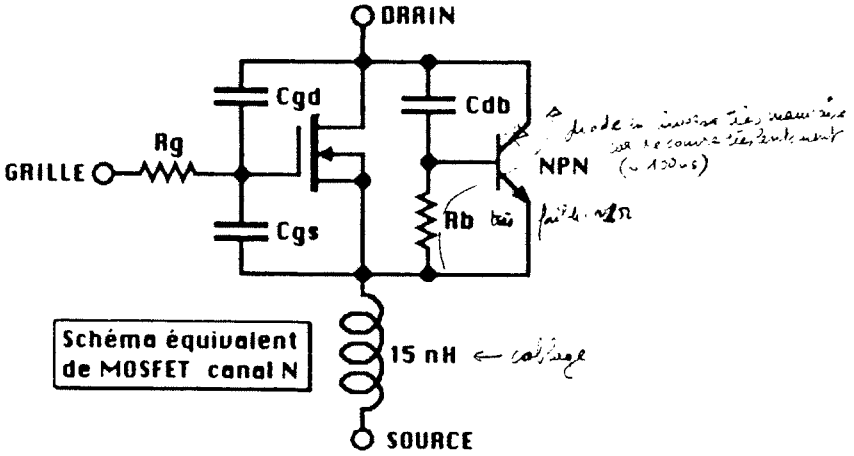
2- Réduire les surfaces de ces boucles par :

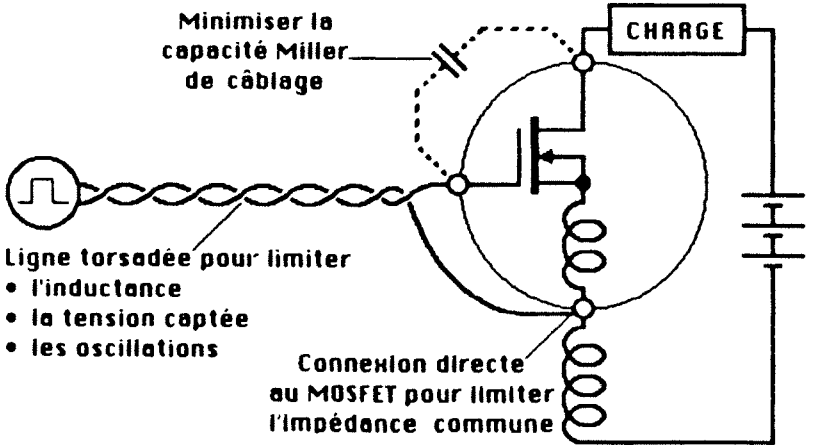
- Réduction des distances entre les composants
- Amélioration du tracé des circuits imprimés
- Implantation maximale sur circuit imprimé
- Torsadage des conducteurs (en cas contraire)

Afin de réduire :

- les dV/dt à l'amorcage
- les surtensions au blocage
- l'émission en rayonnement
- les oscillations parasites

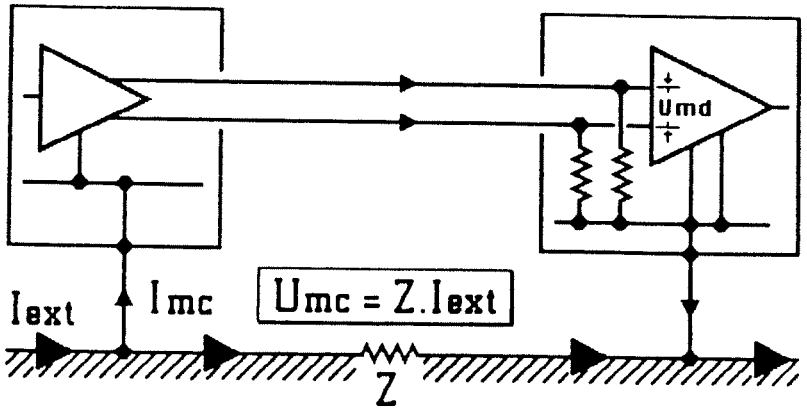
Mise en œuvre des MOSFET



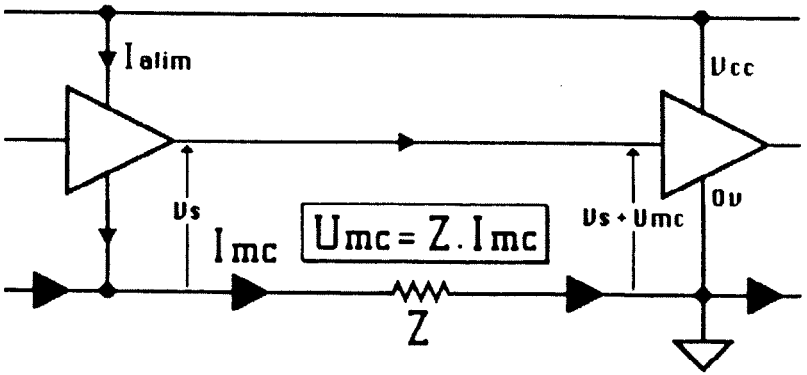


voir 360, et feuille 359

Principe du couplage par impédance commune

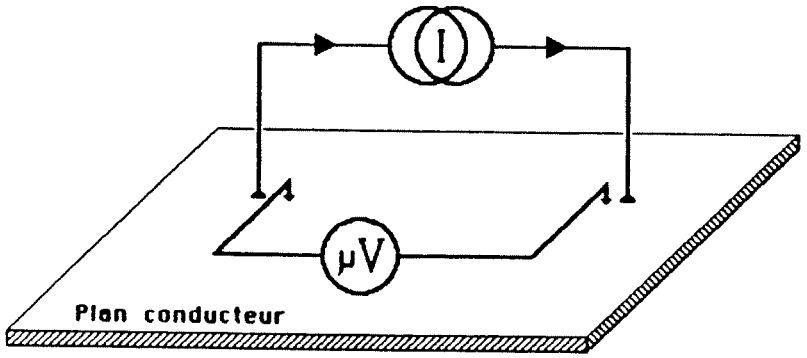


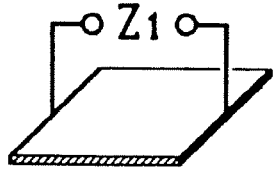
Couplage par impédance commune avec réjection du M. C.

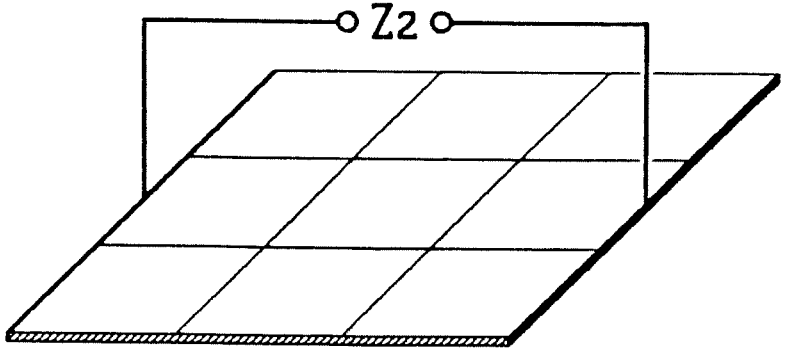


Couplage par impédance commune sans réjection du M. C.

Impédance d'un plan de masse







$Z_1 = Z_2 = Z_\square$: Impédance par maille

Calcul de l'impédance par maille

En (très) basse fréquence :

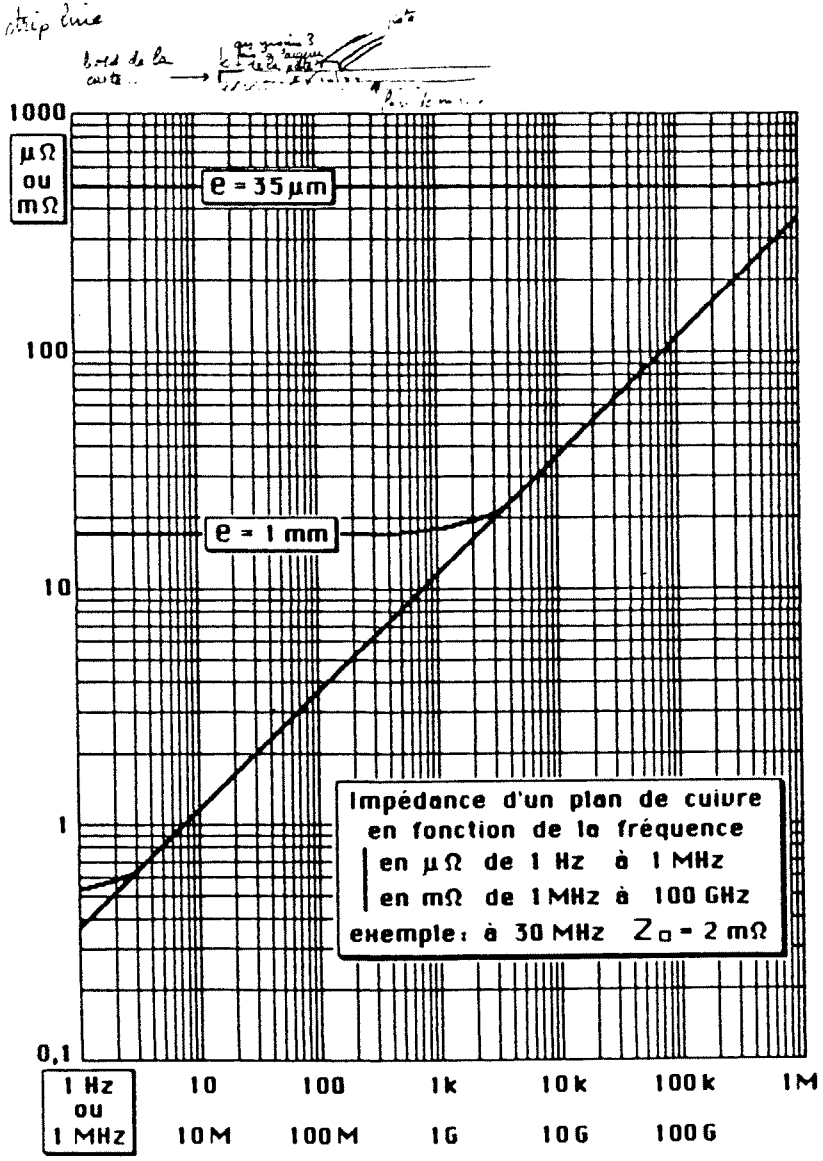
$$Z\square\ (\mu\Omega) = \frac{17.2}{\sigma r.\ e\ mm}$$

En haute fréquence :

$$Z\square\ (\mu\Omega) = 370 \cdot \sqrt{\frac{F_{MHz}.\mu r}{\sigma r}}$$

Métal	σr	μr (en B.F.)
Acier silicium 4%	0.02	1000
Acier inoxydable 18/8	0.03	1
Aluminium (ménager)	0.6	1
Aluminium trempé	0.4	1
Argent	1.06	1
Bronze phosphoreux	0.18	1
Cadmium	0.23	1
Cuivre (solide, à 25° C)	1.000	1
Etain	0.15	1
Fer commercial	0.17	200
Laiton (60%Cu - 40%Zn)	0.26	1
Mumétal (ou Conetic AA)	0.03	20 000
Nickel	0.22	100
Or	0.7	1
Plomb	0.08	1
Supermalloy	0.03	100 000
Zinc	0.29	1

Impédance d'un plan de cuivre



Impédance des conducteurs

RESISTANCE en continu :

- Fil cylindrique de longueur L_m, diamètre d_{mm} :

$$R_{(m\Omega)} = \frac{22 \cdot L_m}{d^2_{mm}} = \frac{17 \cdot L_m}{S_{mm^2}}$$

- Piste de cuivre (35 µm) longueur L. largeur d :

$$R_{(m\Omega)} = \frac{0{,}5 \cdot L}{d}$$

IMPEDANCE en alternatif :

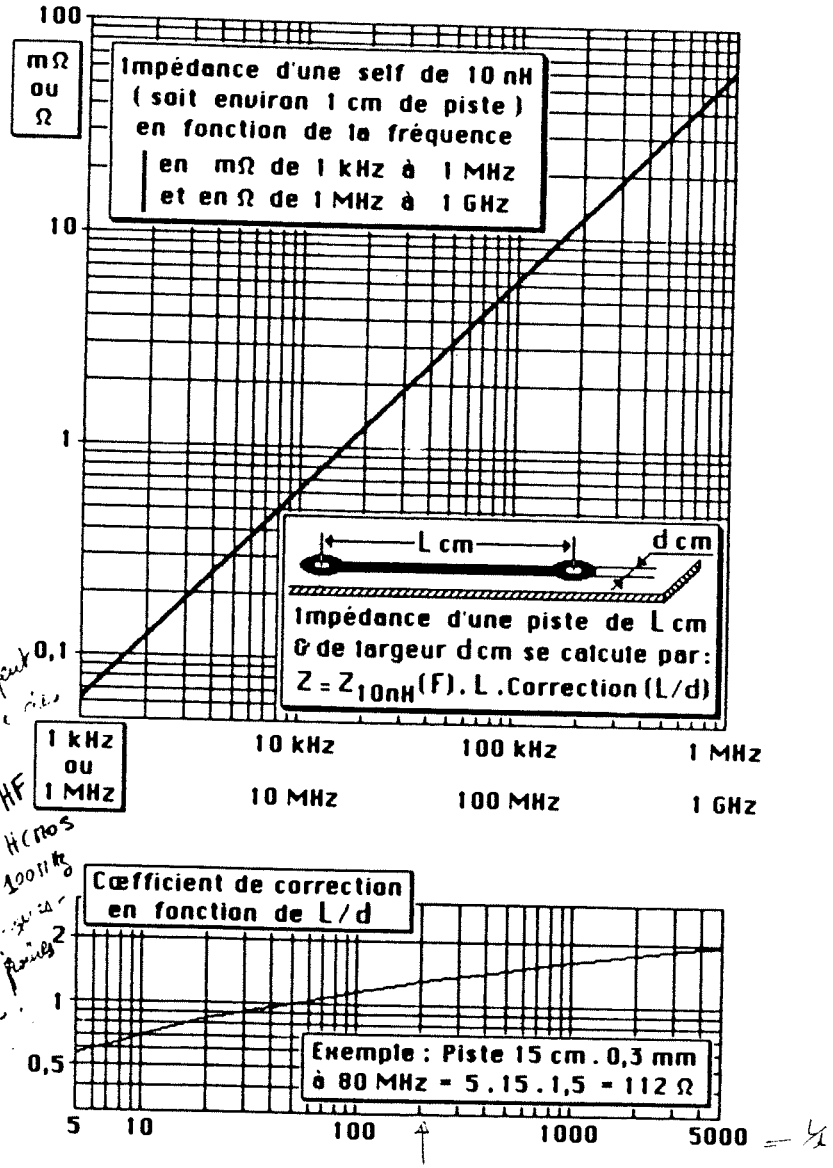
- Conducteur cylindrique (L et d en m) :

$$Z_{(\Omega)} \approx 1{,}25 \cdot L \cdot [\mathrm{Ln}(L/d) + 0{,}64] \cdot F_{MHz}$$

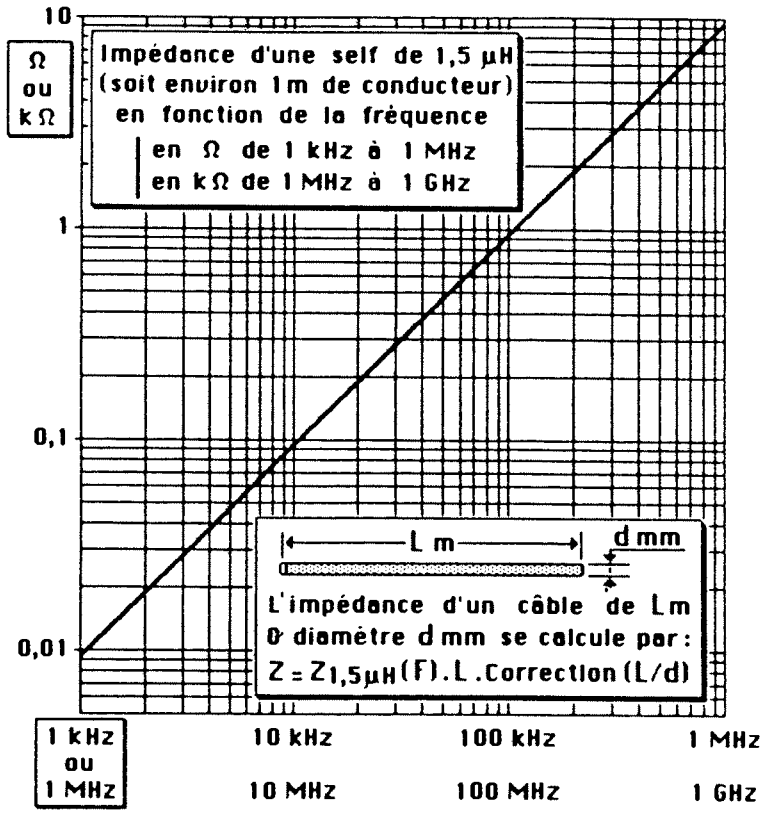
- Piste de Circuit Imprimé (L et d en m) :

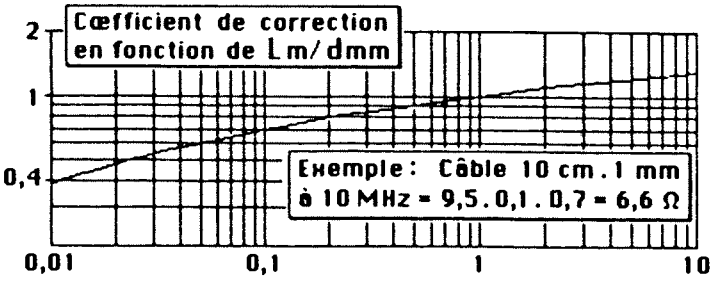
$$Z_{(\Omega)} \approx 1{,}25 \cdot L \cdot [\mathrm{Ln}(L/d) + 1{,}2 + 0{,}22 \cdot d/L] \cdot F_{MHz}$$

Impédance des pistes de circuit imprimé



Impédance des conducteurs circulaires





Mise à la masse en étoile

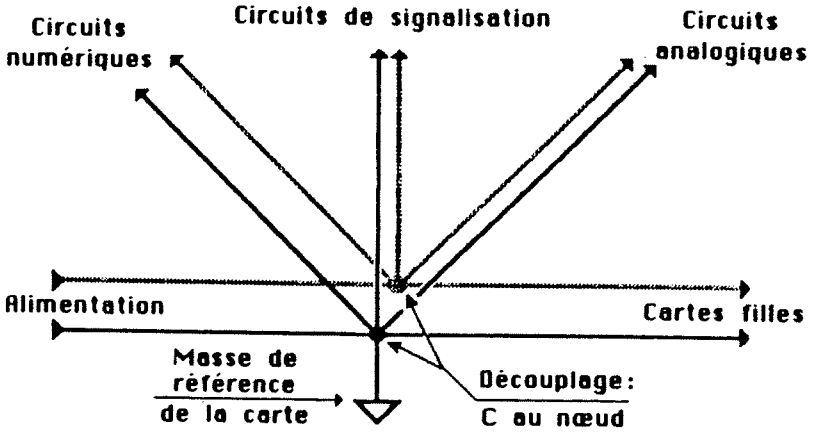
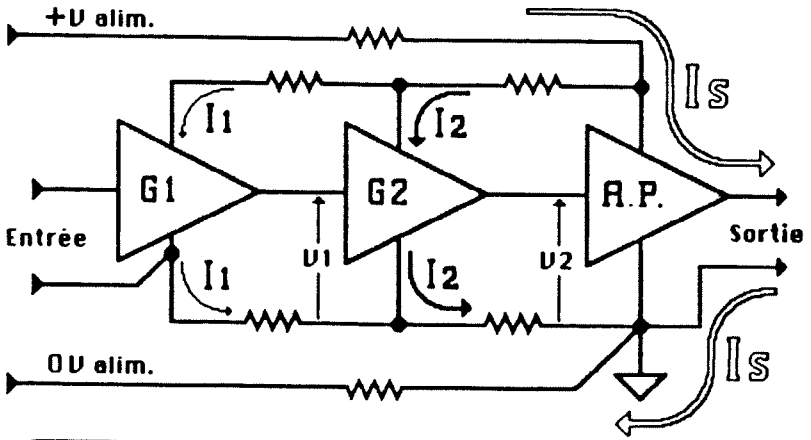


Schéma d'une distribution en étoile



Distribution de l'alimentation des chaînes d'amplification

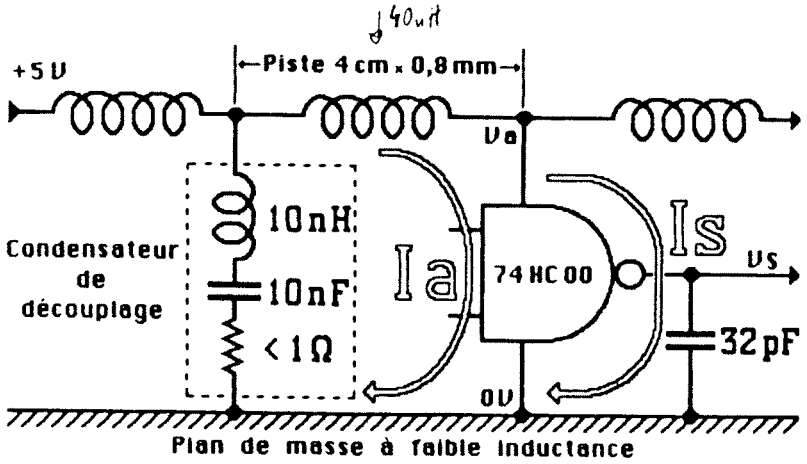
Comparaison analogique / numérique

Caractéristique	analogique	numérique
Z entrée	KΩ à GΩ	300 à 1000 Ω
Z sortie	mΩ à kΩ	30 à 300 Ω
Bande-passante	Hz à MHz	5 à 300 MHz
Sensibilité	µV à mV	100 mV à 1V
di/dt alim.	0 à mA/µs	-> 10 mA/ns

Mais surtout, les topologies sont très différentes :

- en analogique, la structure est unidirectionnelle de l'entrée à la sortie (maîtrise des courants)
- en numérique, la structure est maillée (multiples "équipotentielles" sur toute la surface de carte)

Calcul du bruit d'alimentation



Bruit du courant de surconsommation :

- dIa/dt = 4 mA/ns (15 mA en 3.5 ns)

Bruit du courant de sortie :

Chargée par 32 pF, la porte bascule de 5 V en ≈ 5 ns

Is = C. dV/dt = 32. 10^{-12}. 5 / 5.10^{-9} = 32 mA

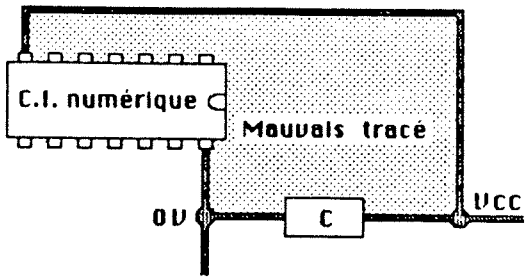
- dIs/dt ≈ 32. 10^{-3} / 3.5. 10^{-9} = 9 mA/ns

dI/dt total ≈ 4+9 = 13 mA/ns, soit un bruit d'alim. :

$\Delta V_{alim} = L_{alim} . dI/dt$, avec L_{alim} = 10+40 = 50 nH

ΔV_{alim} = 50. 10^{-9}. 13. 10^{6} = 650 mV

Réduction de l'impédance d'alimentation

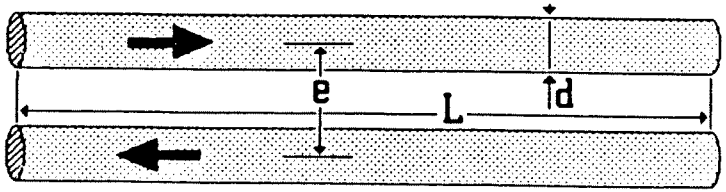




Tracé recommandé

Une méthode pour réduire l'impédance des alimentations est de tirer les pistes d'alimentation contre les pistes de masse (pistes de retour)

$$Z(\Omega) \approx 2,5.\ L.\ [Ln(e/d) - e/L + 0,94].\ F_{MHz}$$



Calcul de la capacité de découplage

Une mémoire RAM dynamique 64 k^{mos} consomme 75 mA pendant son rafraîchissement d'une durée de 500 ns. Quelle doit être la capacité minimale de découplage devant être allouée à ce boîtier ?

1- Se fixer un échelon maximal de tension (par ex. 25 % de la marge de bruit d'alimentation)

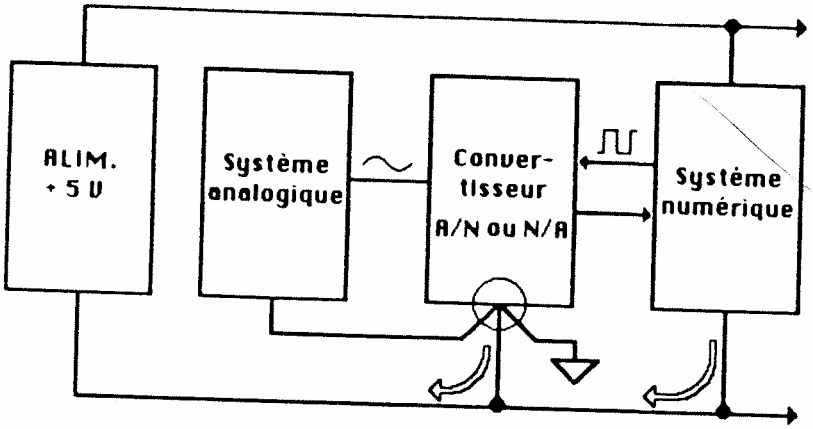
2- $C = (I_{rafraichissement} - I_{continu}).\ \Delta t / \Delta V$

Pour $\Delta V = 125$ mV: $C = 70.\ 10^{-3}\ .\ 500.\ 10^{-9} / 0,125$

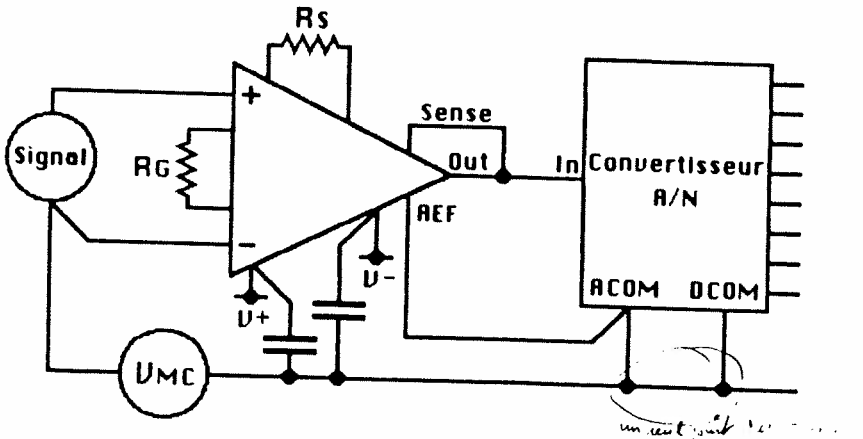
$C = 280$ nF donc choisir 330 nF

(470 nF si céramique Z5U à 10°C et non X7R, film plastique ou autres techno. stables en température)

Cartes mixtes analogiques / numériques

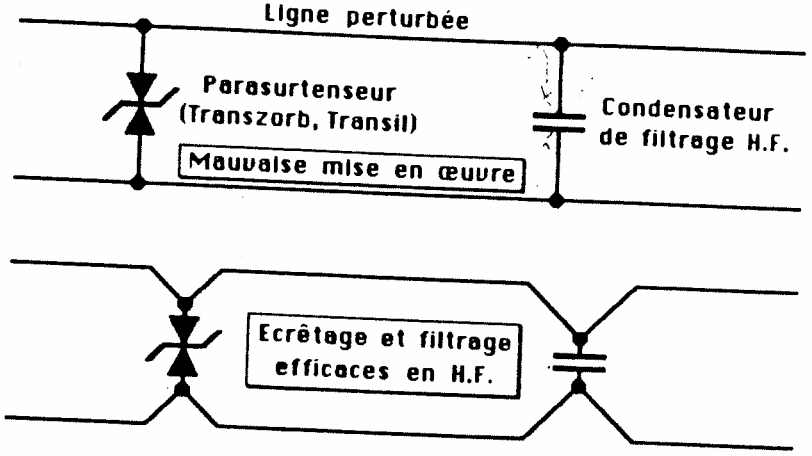


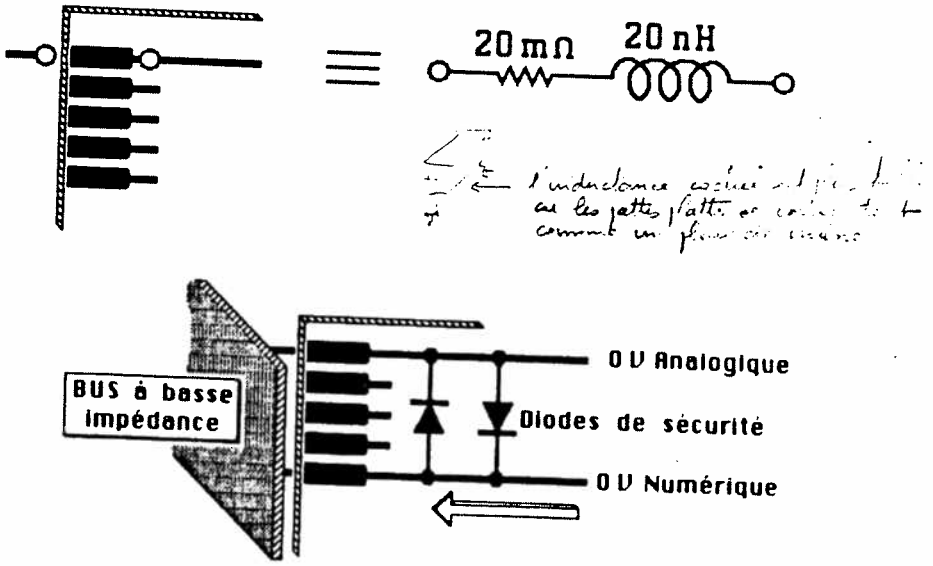
Masses analogiques et numériques en étoile



Câblage d'un amplificateur d'instrumentation

Attention aux impédances "cachées"





Réduction de l'impédance par maillage

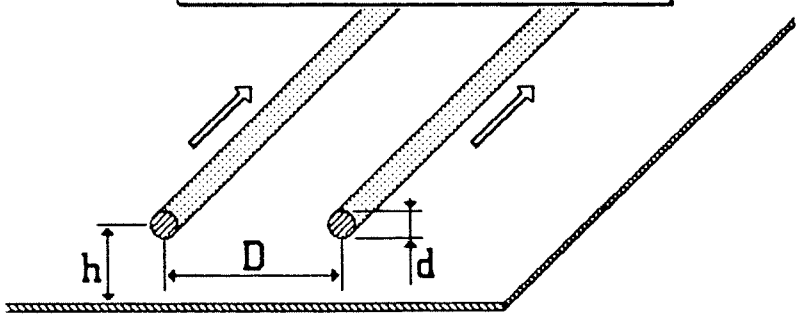
utile pour CI numériques

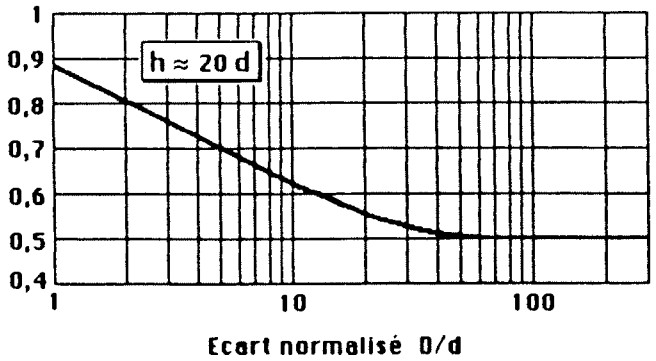
$$L_t = \frac{L + m}{2}$$

$m \xrightarrow{D \to d} L$

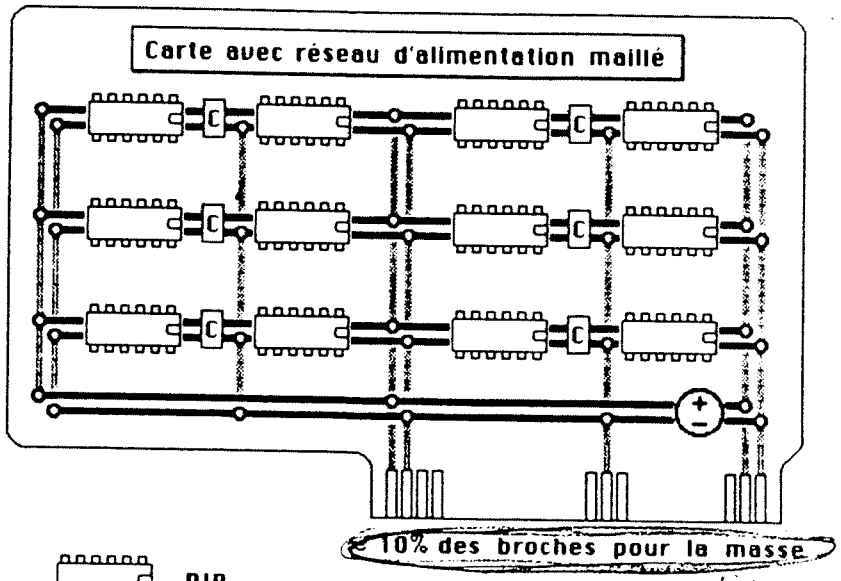
$m \xrightarrow{D \to \infty} 0$

$$L \approx 2 . Ln (4.h/D) \quad nH/cm$$





Réseaux d'alimentation maillés



DIP

Condensateur électrochimique

Condensateur de découplage

Piste d'alimentation côté composants

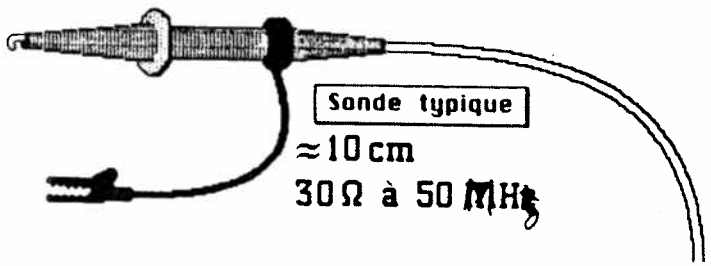
Piste d'alimentation côté "cuivre"

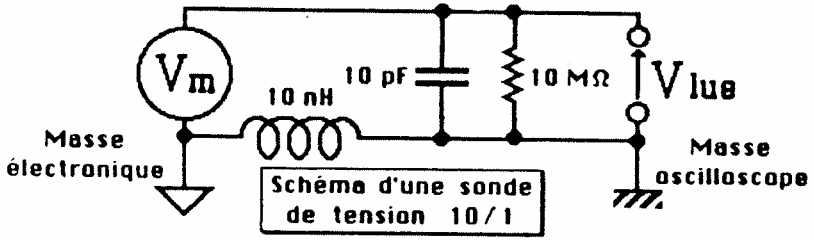
on divise par 4 environ le bruit par les pistes en multipliant par le nombre de la carte

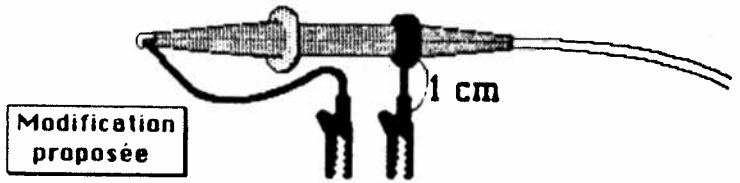
Critère de bonne conception :

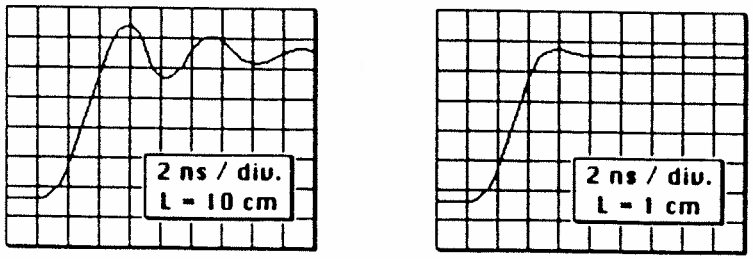
La D.D.P. crête grille : 150 à 300 mV

Sonde de tension d'oscilloscope









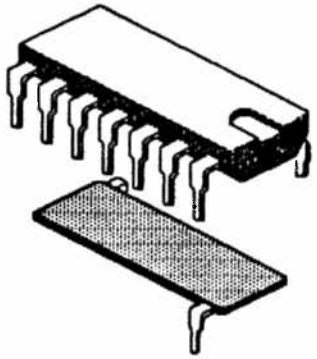
Alimentation en wrapping

Diamètre et résistance des fils de jauge AWG :

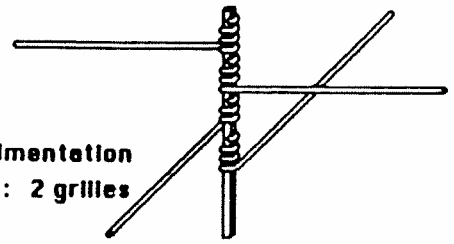
$$d_{mm} = 8.18.\ 10^{-(AWG/20)}$$

$$R_{m\Omega/m} = 0.33.\ 10^{(AWG/10)}$$

#AWG	diamètre mm	R mΩ/m
2	6,5	0,52
10	2,6	3,3
22	0,65	52
28	0,32	210
32	0,21	520



Découplage des DIP par condensateur faible ESL



Maillage de l'alimentation et de la masse : 2 grilles

Alimentation par plan de masse

Un plan de masse :

- Réduit les couplages par impédance commune
- Réduit le rayonnement de la carte
- Réduit la susceptibilité aux champs E.M.
- Stabilise l'impédances des lignes

Un plan d'alimentation ajouté à un plan de masse :

- Réduit l'impédance de l'alimentation
- Permet de "Blinder" la carte sur ses deux faces

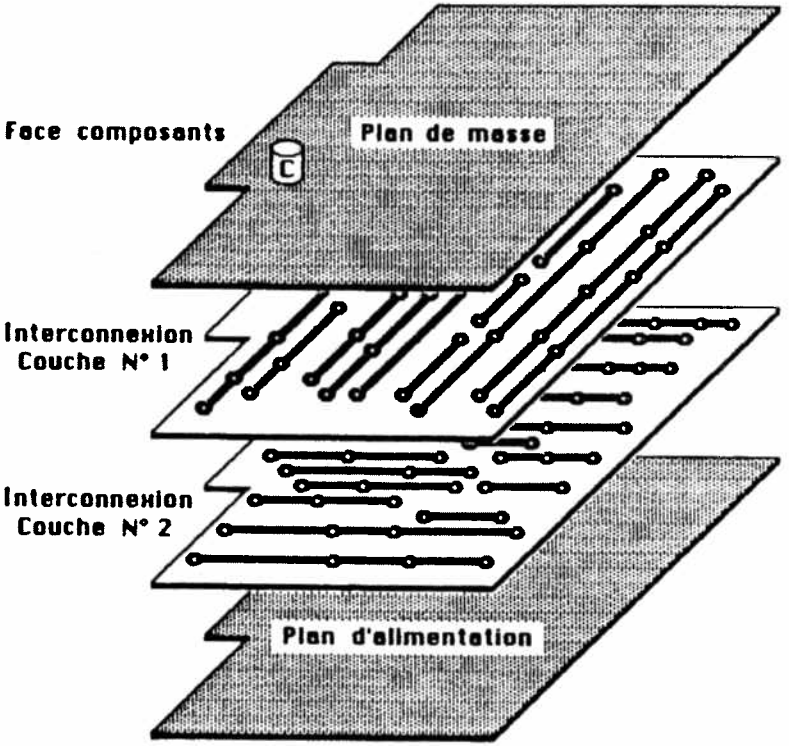
En B.F. $Z \approx$ impédance de tous les condensateurs de découplage en parallèle

En H.F. $$Z \approx \frac{377 \cdot e}{d \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}$$

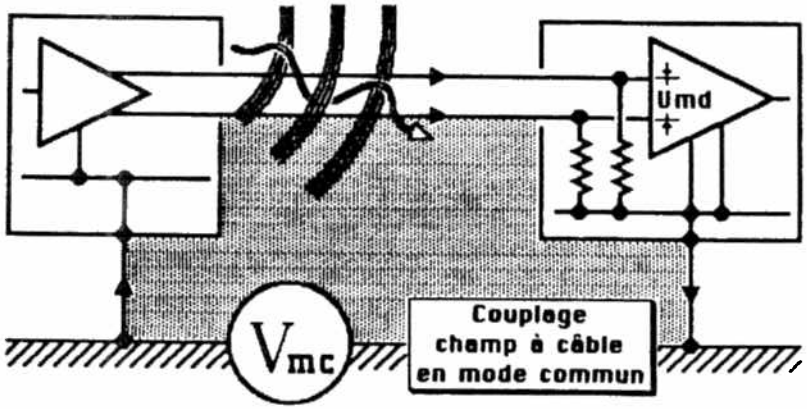
e	épaisseur du diélectrique
d	largeur de la carte
ε_r	permittivité diélectrique du substrat

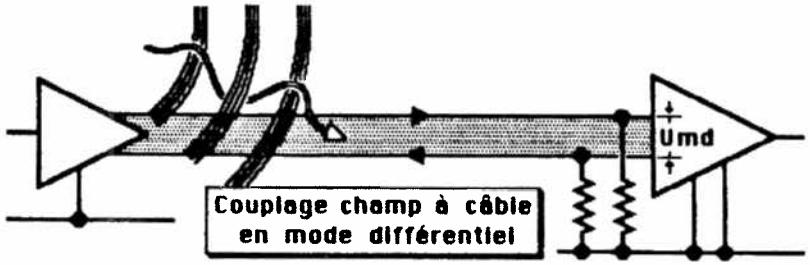
Par défaut, on prendra $\varepsilon_r = 4$ (soit $\sqrt{\varepsilon_r} = 2$)

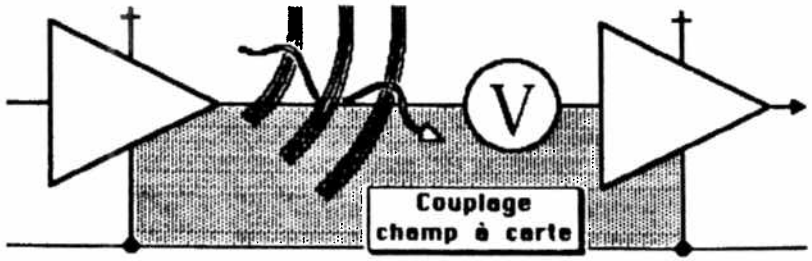
Solution optimale



- **10% des broches (espacées) à la masse**
- **Condensateur électrochimique 1 µF + condensateur céramique HF 10 nF**
- **Circuits rapides et / ou de puissance proches du connecteur**







La tension induite dans une boucle se calcule par :

$$V = \frac{2\,\pi.\,L.\,H.\,E}{\lambda.\sqrt{[1+(4.L/\lambda)^2].[1+(4.H/\lambda)^2]}}$$

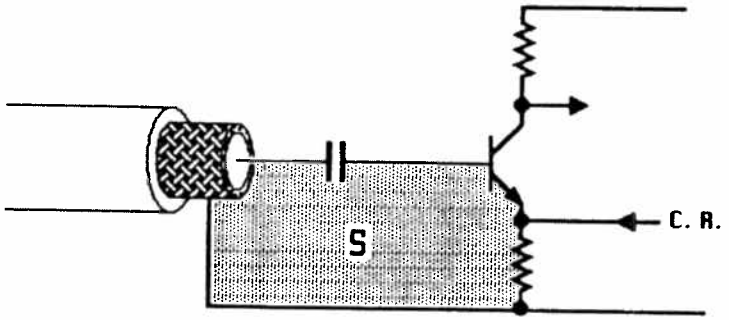
- L Longueur de la boucle, en mètre
- H Hauteur de la boucle, en mètre
- E Champ électrique, en volt par mètre
- λ Longueur d'onde, en mètre

Lorsque la plus grande dimension de la boucle n'excède pas λ/4, cette formule se simplifie :

$$V = \frac{2\,\pi.\,S.\,E}{\lambda} = \frac{S.\,E.\,F_{MHz}}{48}$$

- S Surface de la boucle, en m^2

Exemple de susceptibilité



Un amplificateur de microphone a une sensibilité de 10 mV avec un rapport S/B de 60 dB. Pour des dimensions de boucle sur CIP de 5 x 2,5 cm, entrée court-circuitée y a t-il risque de parasitage par un champ de 1 V/m modulé en amplitude à 27 MHz ?

SOLUTION :

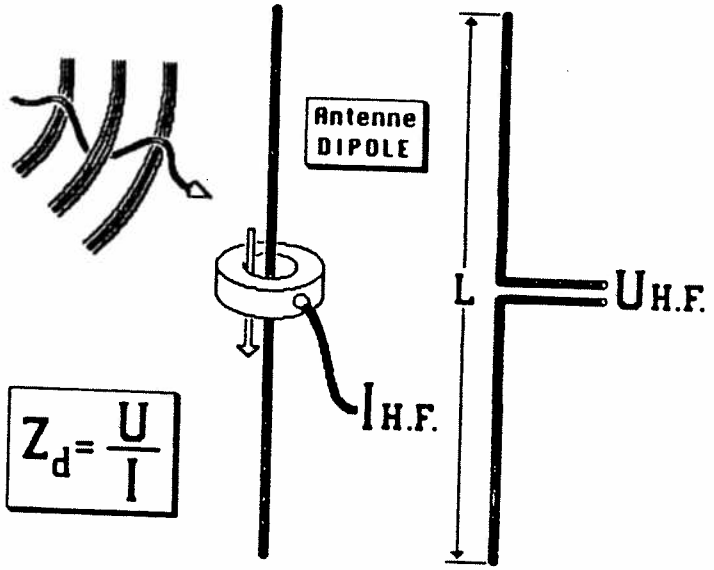
Tension de bruit = 60 dB sous 10 mV = 0,01 mV

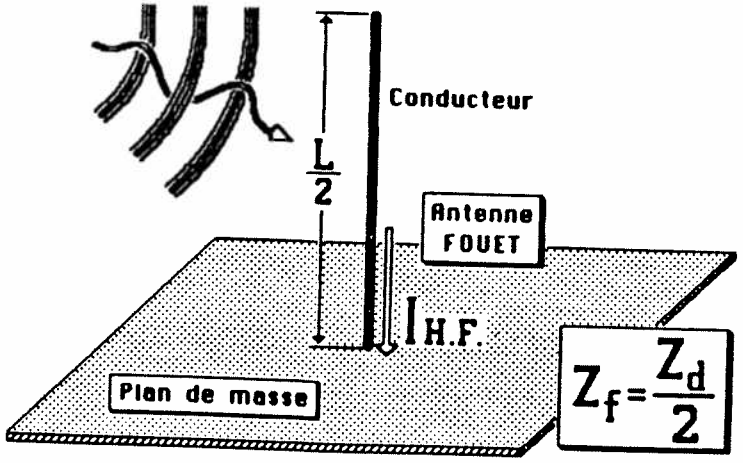
$\lambda/2$ = 11m donc : $V = 12{,}5.\ 10^{-4}.1\ .\ 27\ /\ 48$

$V = 0{,}7$ mV

A moins de bénéficier d'une détection d'enveloppe meilleure que 37 dB, il y aura perturbation audible

Antennes fouet et dipôle





Courant d'antenne

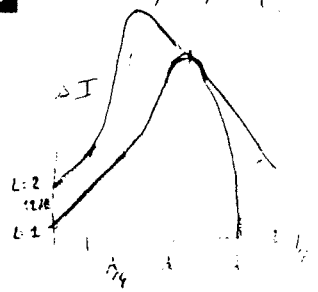
Le courant d'antenne d'un dipôle se calcule par :

- $L \leq \lambda/4$

$$I = \frac{E.L^2}{80.\lambda.Ln(L/2d)}$$

- $L \geq \lambda/2$

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



I	Courant induit sur le conducteur, en ampère
E	Champ électrique, en volt par mètre
L	Longueur totale du dipôle, en mètre
λ	Longueur d'onde, en mètre = $300/F_{MHz}$
d	diamètre du conducteur ou du toron, en mètre

Exemple de courant induit

Un câble de microphone de 1 m (diamètre = 5 mm) est illuminé par un champ de 1 V/m à 27 MHz. Quel sera le courant induit sur le blindage du câble ? Même question pour un câble de 5,5 m de longueur.

SOLUTION :

La longueur L du dipôle équivalent est égale au double de celle du fouet (câble) soumis au champ.

$\lambda = 300/27 = 11m$

- pour L/2 = 1 m $(L < \lambda/4)$

$I = 1 . 4 / [80. 11. Ln(2/.01)] = 0,85 mA$

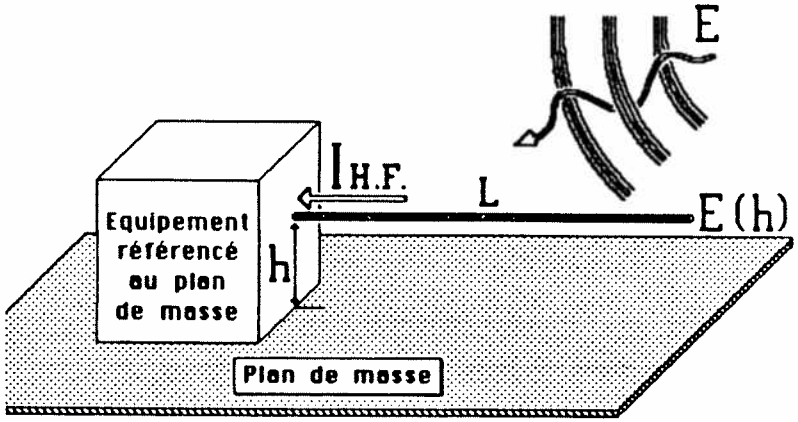
- pour L/2 = 5,5 m, en supposant le câble à la résonance (et la direction du champ // au câble)

$I = 1 . 11 / 240 = 45 mA$

En pratique, même à la résonance, on peut réduire forfaitairement ce résultat de quelques dB (4 dB):

$I \approx 30 mA$

Reduction du champ par plan de masse



Pour $h \leqslant \lambda/4$

$$E(h) \approx E.\frac{4.h}{\lambda}$$

Pour $h \geqslant \lambda/4$

$$0 \leqslant E(h) \leqslant 2.E$$

Couplage champ à câble en mode différentiel

La tension induite en mode différentiel dans un câble illuminé par un champ E.M. se calcule par :

$$V \approx \frac{\pi.\ L.\ H.\ E.\ F_{MHz}}{150.\sqrt{1+(L.F_{MHz}/75)^2}}$$

L	Longueur du câble, en mètre
H	Distance entre les conducteurs, en mètre
E	Champ électrique, en volt par mètre
F_{MHz}	Fréquence du champ, en mégahertz

soit encore :

$$V \approx \frac{2\ \pi.\ L.\ H.\ E.}{\lambda.\sqrt{1+(4.L/\lambda)^2}}$$

λ	Longueur d'onde, en mètre

Torsade des conducteurs



- L'équation générale de l'efficacité des torsades :

$$E.T. = \frac{2.n.L + 1}{1 + 2.n.L.\sin[3\pi/(4.n.\lambda)]}$$

n	Nombre de torsades par mètre
L	Longueur du câble soumise au champ, en m
λ	Longueur d'onde en mètre

La tension avec torsades est égale à : $\frac{V \text{ sans torsade}}{E.T.}$

- En B.F. l'efficacité des torsades avoisine 2.n.L+1
- En H.F. si n. λ < 1, l'efficacité se réduit à l'unité

Exemple de tension induite

Quelle est la tension induite en M.D. à 100 MHz sur une paire de 3 m illuminée par un champ de 5 V/m? (écartement H = 5 mm et n = 20 torsades par mètre)

SOLUTION :

- Tension induite sans torsade:

$\lambda = 300 / F_{MHz} = 300/100 = 3m$

$Vs = 2\pi . 3 . 0{,}005 . 5 / 3 . \sqrt{(1+16)} = 38$ mV

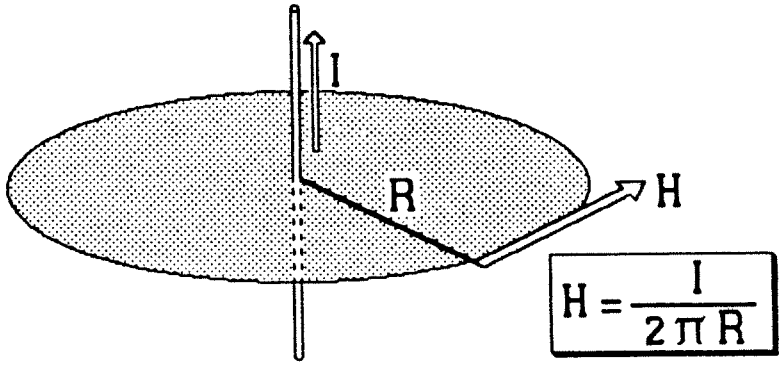
- Efficacité des torsades :

$E.T. = (2.20.3 + 1)/[1 + 2.20.3 . \sin(3.\pi/4.20.3)] = 21$

- D'où la tension Vt induite en mode différentiel :

$Vt = Vs / E.T. = 1{,}8$ mV

Cas du champ magnétique



Lorsque l'on ne dispose que de l'amplitude du champ magnétique H, il suffit de le multiplier par 377 pour obtenir le champ électrique E équivalent. Utiliser alors les équations en champ électrique.

Le théorème d'Ampère permet de calculer le champ magnétique créé par un courant impulsionnel. Pour calculer les tensions crête induites en utilisant les équations définies en champ électrique il suffit de

- Diviser le champ crête à crête calculé par 2
- Convertir ce champ magnétique H en E = 377. H
- Appliquer les équations à la fréquence 0,35/Tm

Application du théorème d'Ampère

Un choc de foudre monte de 0 à 25 kA en 1 µs. Quelle est la tension induite à 100 m dans la plus grande boucle (25 cm x 4 cm) d'un fond de panier?

SOLUTION :

- H = 25 000/6,28.100 = 40 A/m, soit 20 A/m crête
- Champ E équivalent : 377. 20 = 7500 V/m crête
- Fréquence équivalente : 0,35/ 1.10^{-6} = 350 kHz

D'où la tension crête induite : $V = S. E. F_{MHz} / 48$

V = 0,25. 0,04. 7500. 0,35 / 48 = 0,55 volts crête

L'application de la loi de Lenz aurait donné, pour un flux orthogonal à la surface : $V = S. \mu_0. dH / dt$

$V = 0,25 . 0,04. 4.\pi.10^{-7}. 40 / 1.10^{-6} = 0,5$ volts

Techniques de réduction

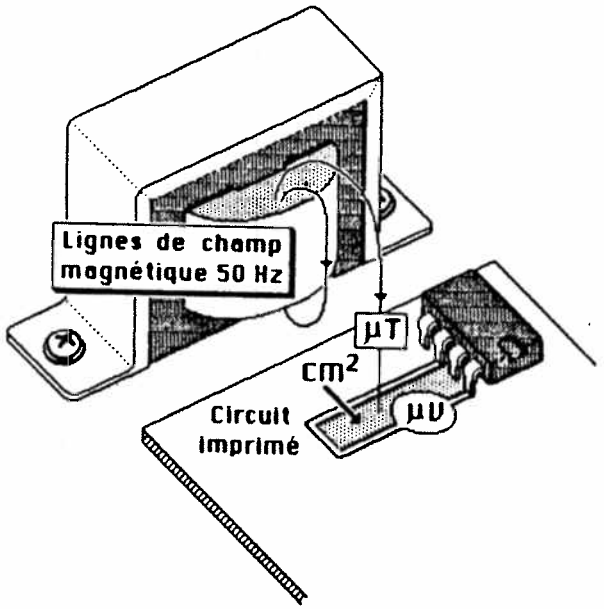
Réduction des perturbations captées par les câbles:

- Plaquer les câbles contre plan de masse (M.C.)
- Raccourcir les câbles inutilement longs (M.C.)
- Torsader les conducteurs aller/retour (M.D.)
- Blinder les câbles, écran au coffret (M.C.+ M.D.)
- Utiliser des câbles coaxiaux (M.C.+ M.D.)
- Faradiser le local

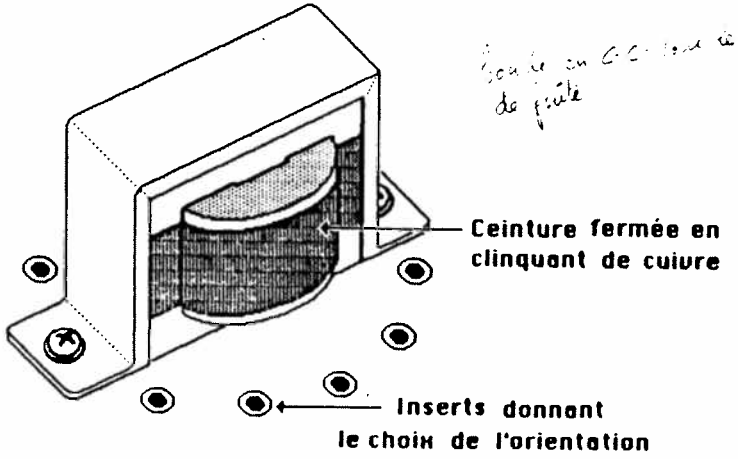
Réduction des perturbations captées par les cartes:

- Réduire la surface des cartes et des boucles
- Tirer un fil de retour par conducteur aller long
- Réserver une couche comme plan de masse
- Blinder le coffret et filtrer les entrées/sorties
- Faradiser le local

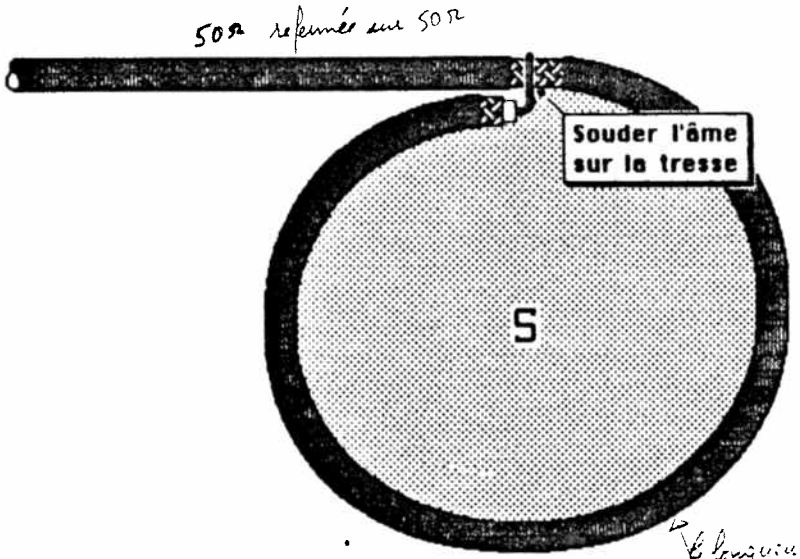
Champ de fuite des transformateurs



50pT dans 20 m² → 1mV



Sonde de Moëbius

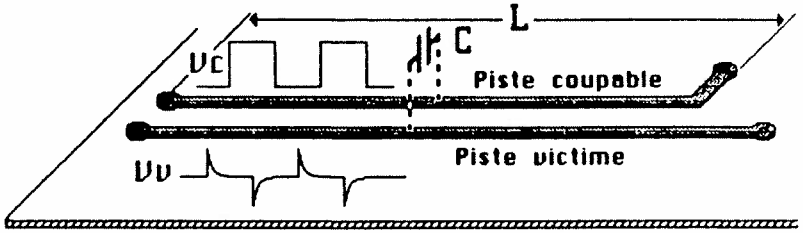


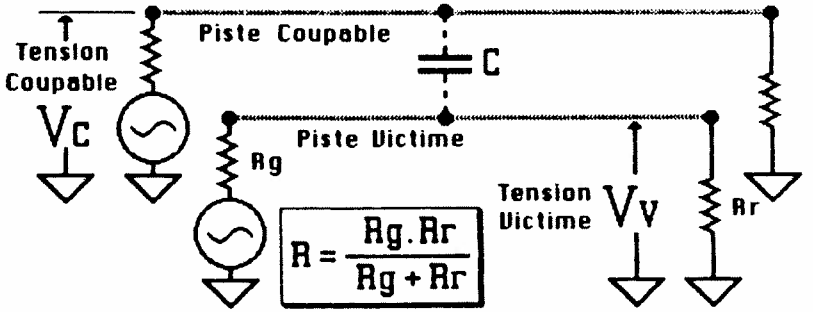
Une sonde de Mœbius fournit directement l'image des tensions perturbatrices telles qu'elles seront induites dans les boucles des câbles et des cartes.

A la fréquence F_{MHz}, cette sonde de surface S permet le calcul de l'amplitude efficace du champ électrique E_{eff} à partir de la tension crête V_c :

$$E_{eff} = \frac{34 \cdot V_c}{S \cdot F_{MHz}}$$

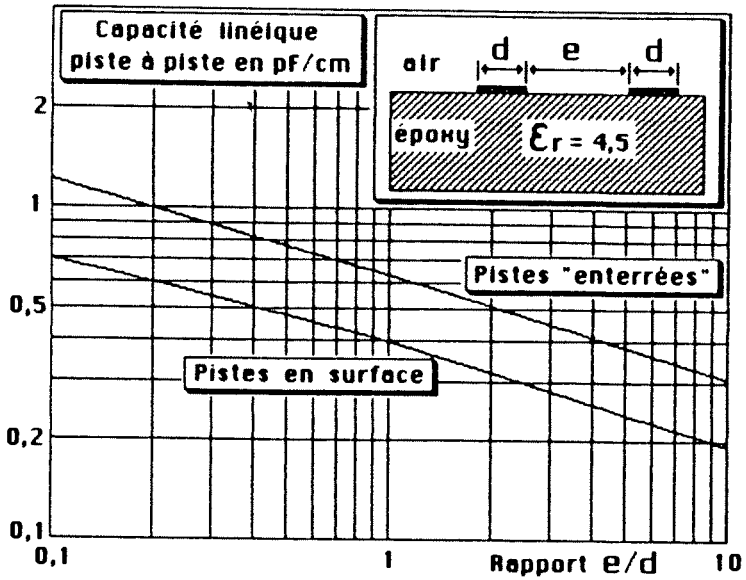
Diaphonie piste à piste





$$D_{dB} = \left(\frac{V_v}{V_c}\right)_{dB} = -10 \log\left[1+\left(\frac{1}{2\pi F.R.C}\right)^2\right]$$

Capacité linéique piste à piste



EXEMPLE :

Quelle est la capacité parasite entre deux pistes en surface de circuit, distantes de 2,5 mm, larges de 1 mm chacune, et de 10 cm de longueur commune ?

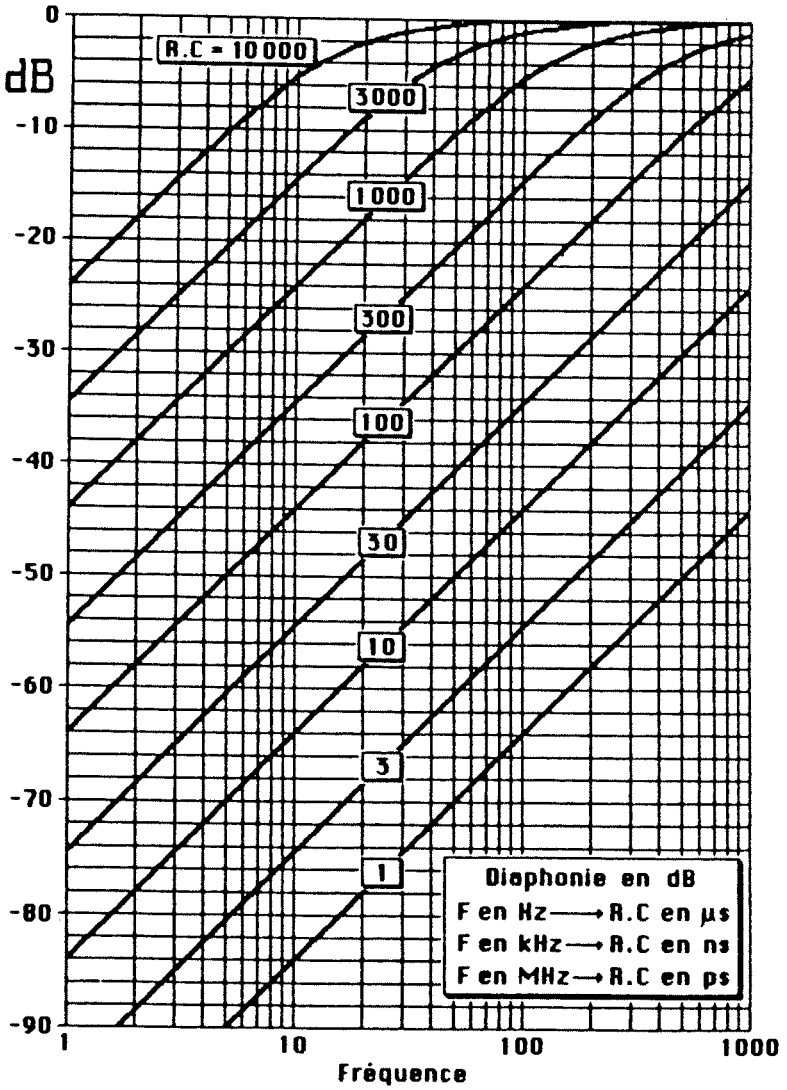
SOLUTION :

- e/d = 2,5 Dans la table : C_L = 0,3 pF/cm

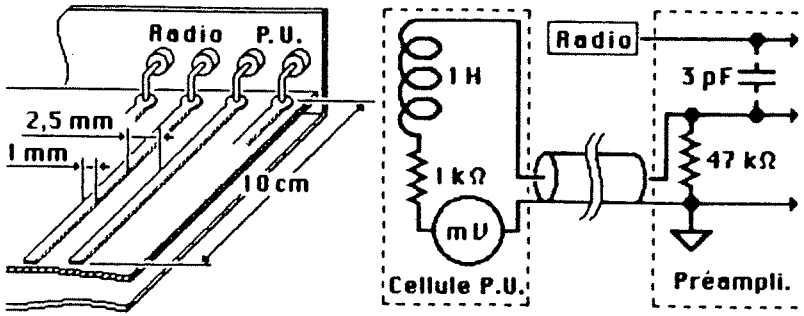
  Capacité totale = C_L . L = 0,3 x 10 = 3 pF

en éloignant les pistes de 1cm on aurait trouvé 2pF → ....

Diaphonie entre deux circuits



Exemple de diaphonie piste à piste



Quelle est la diaphonie à 3 kHz entre les entrées radio ($U_{nom.}$ = 300 mV eff.) et pick-up (15 mV eff.)

SOLUTION :

Z victime = Z cellule // R préampli

= (1000 + j.2π.3000.1) // 47 000 Ω

$|Zv| \approx 17{,}5$ kΩ

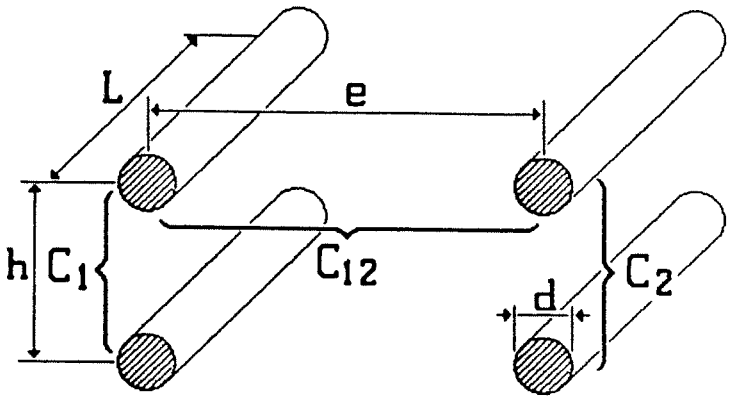
$R.C = 17\,500 \cdot 3.10^{-12} = 52$ ns

Diaphonie (3 kHz. R.C = 52 ns) = - 60 dB /coupable

- Tension induite = 60 dB sous 300 mV
- Référence P.U. = 15 mV = 26 dB sous 300 mV

donc diaphonie = 60 - 26 = 34 dB (sous 15 mV)

Couplage capacitif fil à fil



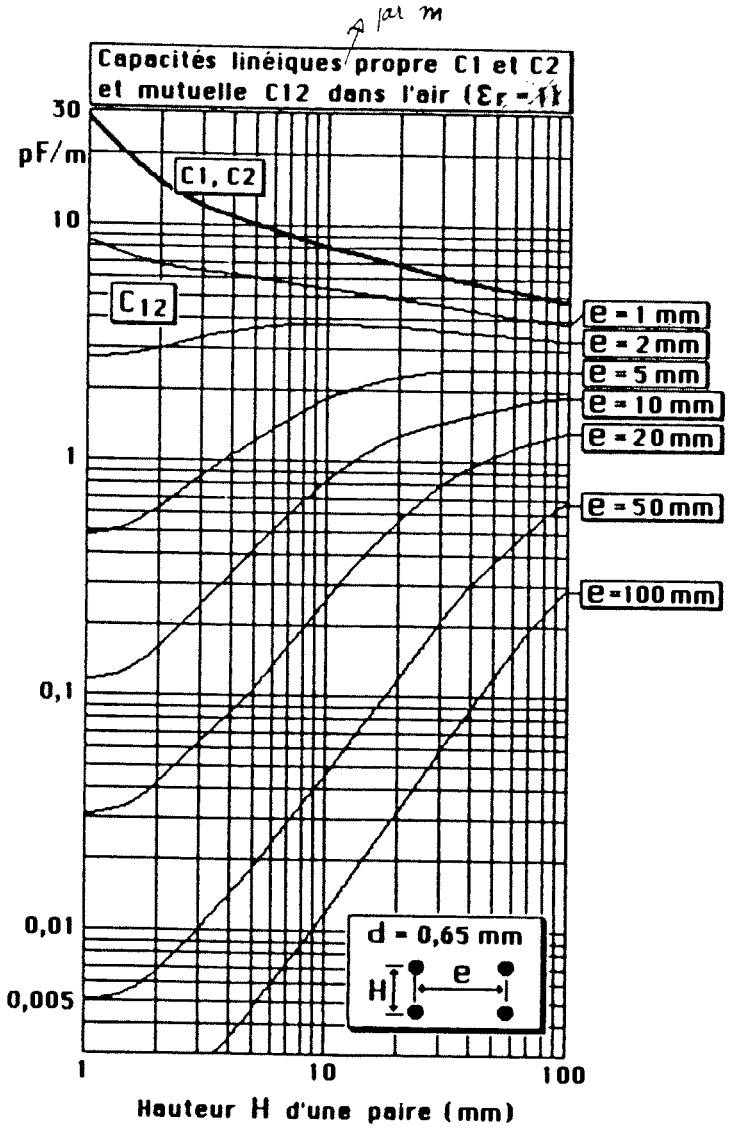
$$C_1 = C_2 \simeq \frac{27{,}8 \cdot \varepsilon_r \cdot L \ (pF)}{Ln\left(\frac{h}{d} + \sqrt{\left(\frac{h}{d}\right)^2 - 1}\right)}$$

$$C_{12} \simeq C_1 \cdot \frac{Ln\left(1 + \left(\frac{h}{e}\right)^2\right)}{2 \cdot Ln\left(\frac{2h}{d}\right)}$$

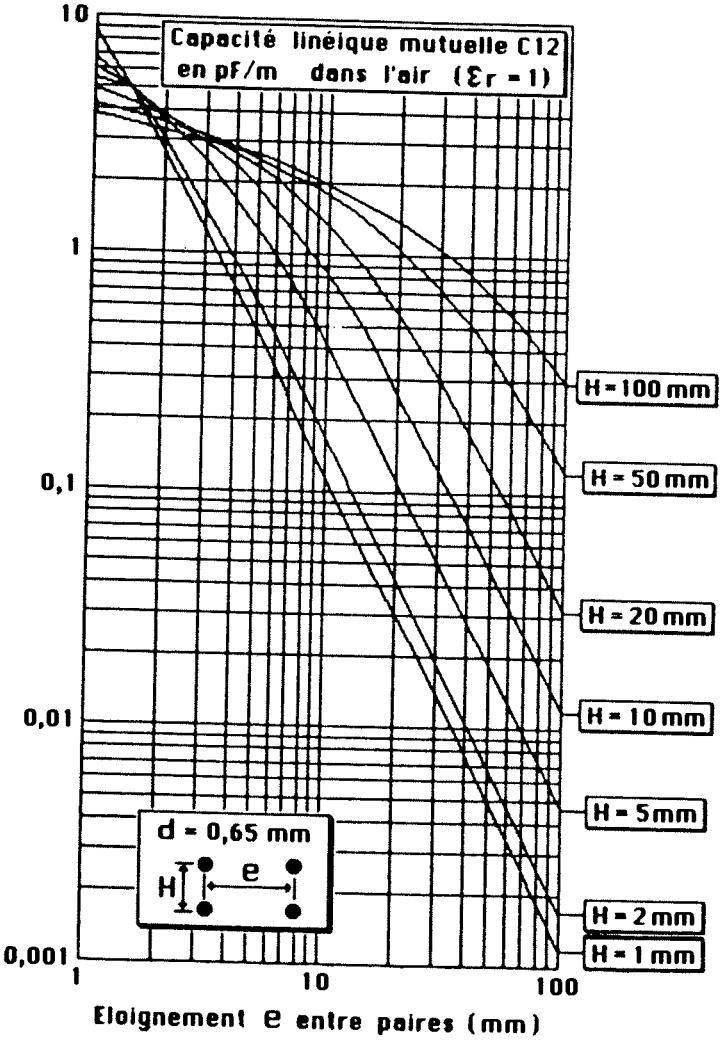
bonne en E
peu précise en + E

Isolant	ε_r
Bakélite	5
Polyéthylène	2,3
PVC G Nylon	~ 3,5 à 1 MHz
Teflon	2,2
Verre Epoxy	4,5

Capacité linéique fil à fil



Effet de l'éloignement



Exemple de couplage capacitif fil à fil

Un câble en PVC de 2 m contient 4 conducteurs de 0.65 mm de diamètre, espacés de h = 5 mm. Une paire véhicule des signaux d'horloge de 3,2 V crête à crête et de 17 ns de temps de montée. Quelle est la tension induite sur la seconde paire (e = 5 mm) chargée au total ($Z_{Générateur}$ // $Z_{Récepteur}$) par 110 Ω?

SOLUTION :

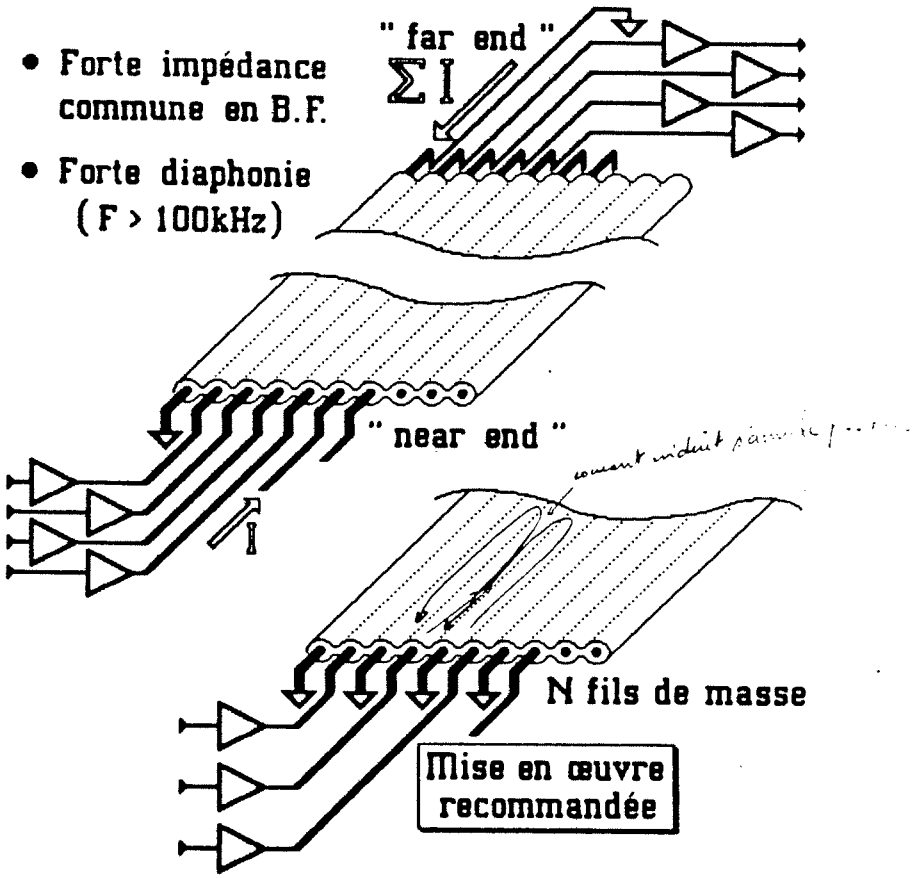
- C_{12} (h=5mm, e=5mm) = 1.3 pF/m dans l'air

Pour le PVC: $\varepsilon r \approx 3.5$ donc $C_{12} = 1.3 . 3.5 = 4.5$ pF/m

- C_{12} câble = C_{12} linéique x Longueur = 4.5. 2 = 9 pF
- R.C = 9.10^{-12}. 110 = 1000 ps
- Féquivalente = 0,35 / 17.10^{-9} = 20 MHz
- Diaphonie (20 MHz, 1000ps) = -18 dB = $1/8^{ème}$
- Tension crête coupable: 0.5 Vcc = 0.5. 3.2 = 1.6 V
- Tension crête sur paire victime = 1.6 / 8 = 0.2 V

- forcer une paire victime par l'autre
- blinder
- mettre les 4 fils en extrémité de la victime ensemble avec les 4 fils en court-circuit

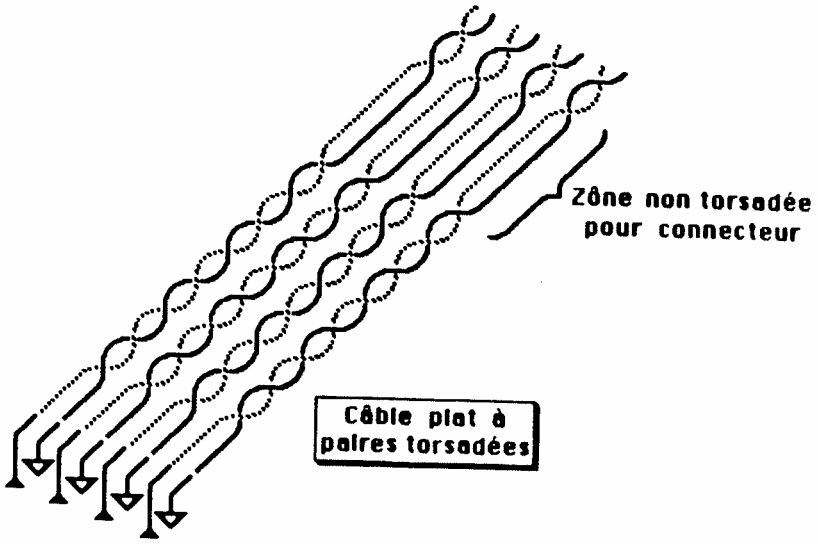
Diaphonie des câbles plats

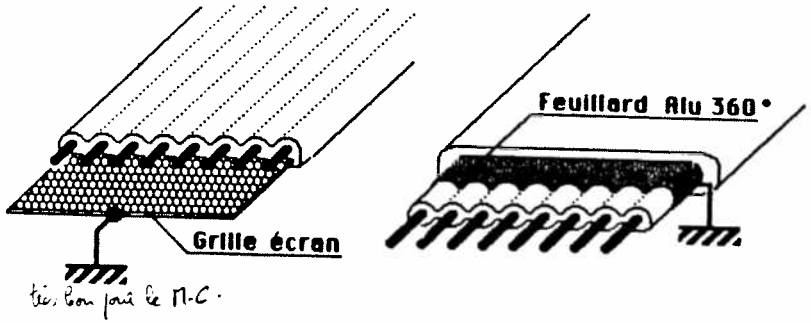


- Forte impédance commune en B.F.
- Forte diaphonie (F > 100kHz)
- Division de l'impédance commune par N
- Réduction de la susceptibilité aux champs > N
- Réduction de la diaphonie → 1,5 % F.E. @ 7 ns

l'impédance commune est la clé pour tout le fil

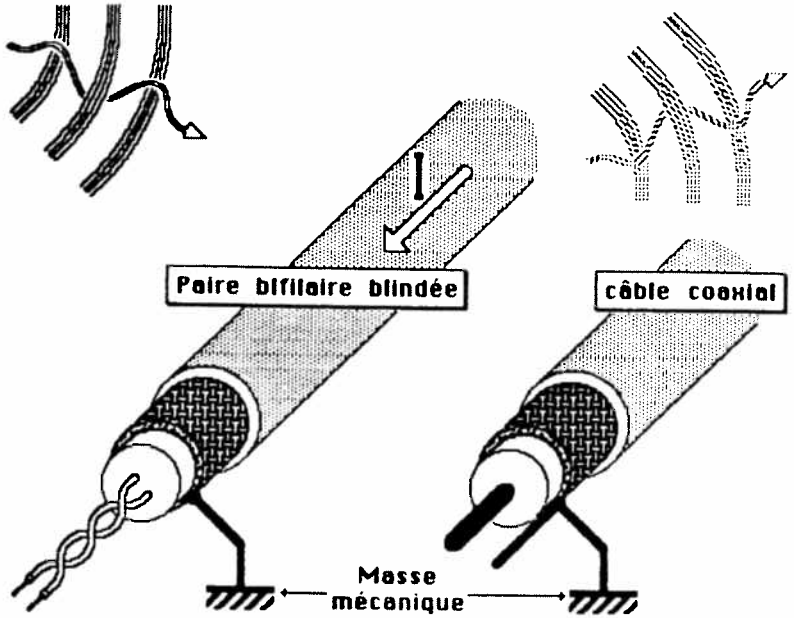
Câbles plats antiparasites





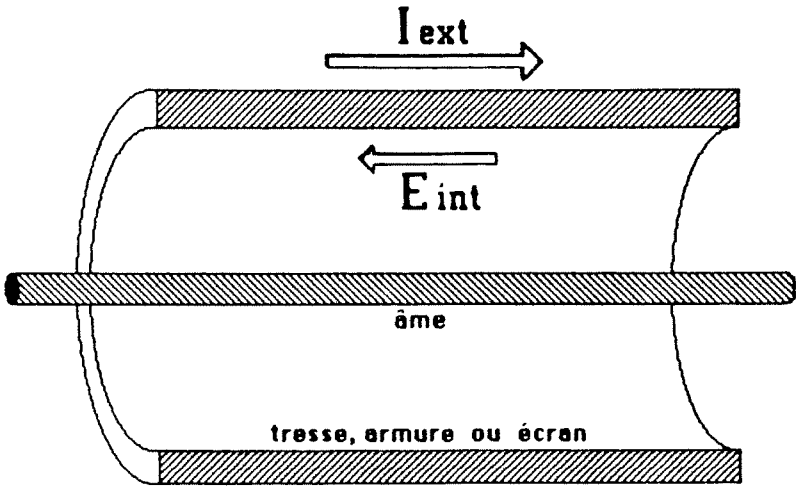
Attention à la mise en œuvre !..

Câbles blindés et coaxiaux



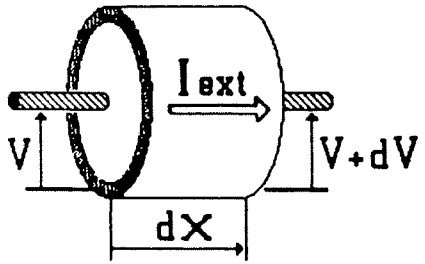
Réduire le champ	Contre l'effet de
Vu par les conducteurs actifs	Diaphonie
Rayonné par les conducteurs actifs	Champ E.M.

Impédance de transfert



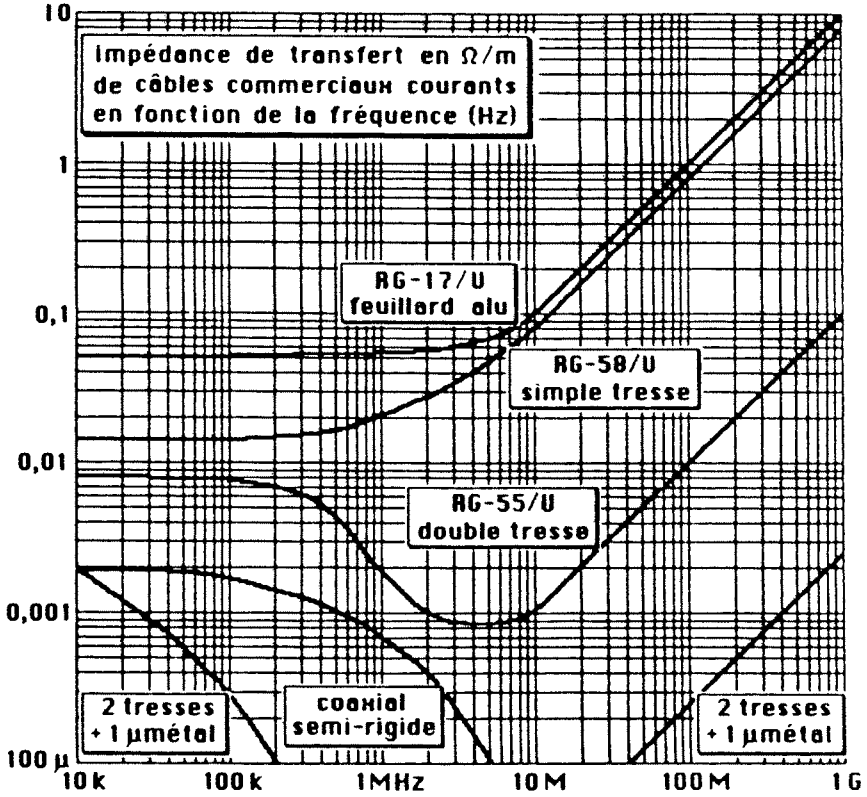
$$Zt = \frac{E\,int}{I\,ext} \quad (\text{en } \Omega/m)$$

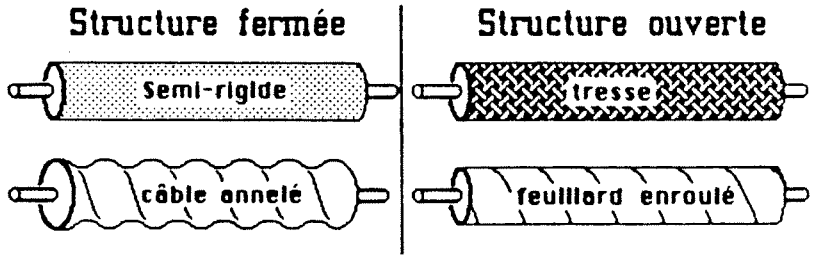
en continu c'est la résistance linéique de la tresse



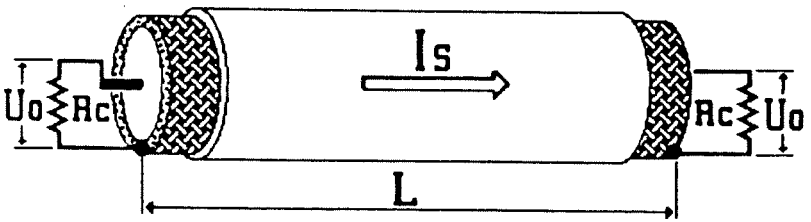
$$dV = Zt \cdot I\,ext \cdot dX$$

Zt des câbles courants





Calcul de la tension induite



- Si la longueur du câble est inférieure à $\lambda/2$:

$$U_o = \frac{Z_t . I_s . L}{2}$$

- Si la longueur du câble est supérieure à $\lambda/2$, la propagation devient guidée :
  - Vitesse^{-1} du courant sur l'écran ≈ 3.5 ns/m
  - Vitesse^{-1} du signal induit ≈ 5 ns/m

  (pour un diélectrique polyéthylène ou Téflon)

La tension maximale se calcule alors par :

$$U_o \approx 0.7 . Z_t . I_s . \lambda$$

Application numérique N° 1

Un câble coaxial RG 58/U long de plus de 2 m est illuminé par un champ de 8 V/m à 100 MHz. Quelle y est la tension perturbatrice maximale induite ?

SOLUTION :

- à 100 MHz, $\lambda = 3$ m
- $L > \lambda/2$ donc le courant induit se calcule par la formule :

$$I_s = E . \lambda / 240$$

$$I_s = 8 . 3 / 240 = 0.1 \text{ A}$$

- $L > \lambda/2$ donc la tension induite (dans le pire des cas) se calcule par la formule :

$$U_o = 0.7 . Z_t . I . \lambda$$

- Dans l'abaque, RG 58 à 100 MHz : $Z_t = 0.8\ \Omega/m$, d'où:

$$U_o = 0.7 . 0.8 . 0.1 . 3$$

$$U_o \approx 0.17 \text{ Volts}$$

Application numérique N° 2

Une sonde de tension d'oscilloscope de 2 m est le siège d'un courant de tresse de 10 mA à 30 MHz. Comparer la perturbation générée le long de la tresse à celle créée par le fil de masse de 10 cm.

SOLUTION :

- à 30 MHz, $\lambda = 10$ m, donc $L < \lambda/2$
- La tension induite dans le câble se calcule par :

$$U_o = Z_t . I_s . L$$

(**ATTENTION** : $U_o = Z_t . I_s . L$ et non $0,5 . Z_t . I . L$ car la sonde n'est pas chargée côté oscilloscope)

- Dans l'abaque, le plus mauvais câble présente une impédance de transfert de 0,3 Ω/m à 30 MHz, d'où:

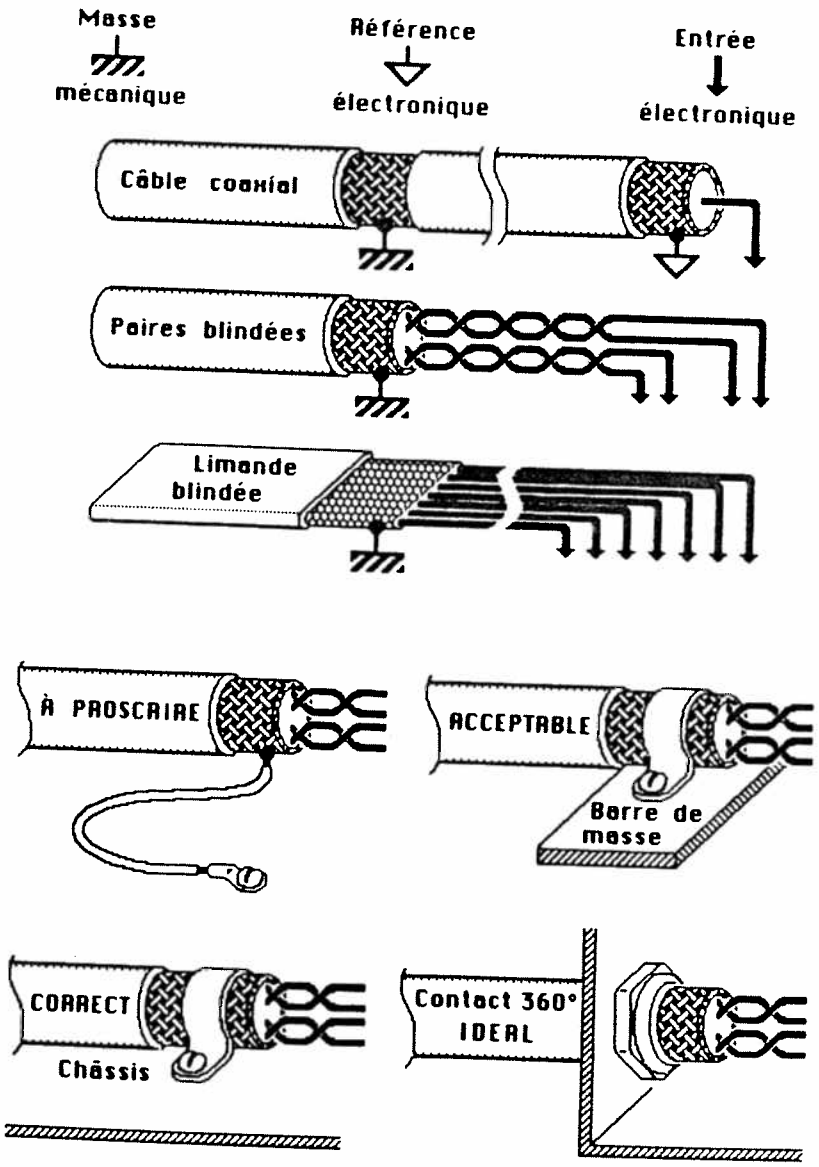
$$U_{o\ câble} = 0,3 . 0,01 . 2 = 6\ mV$$

- L'impédance d'un conducteur de 10 cm à 30 MHz avoisine 20 ohms, d'où :

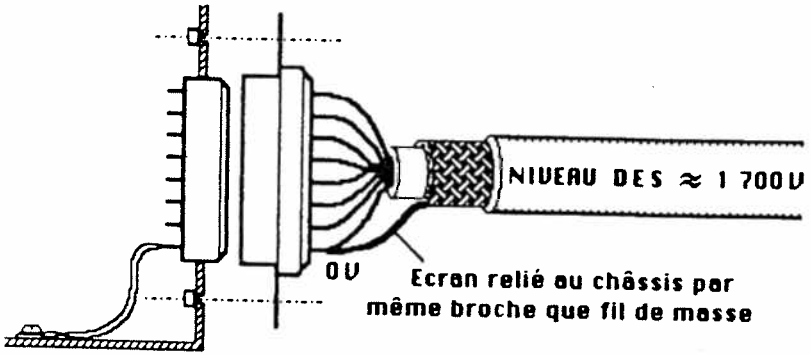
$$U_{fil\ de\ masse} = 20 . 0,01 = 200\ mV$$

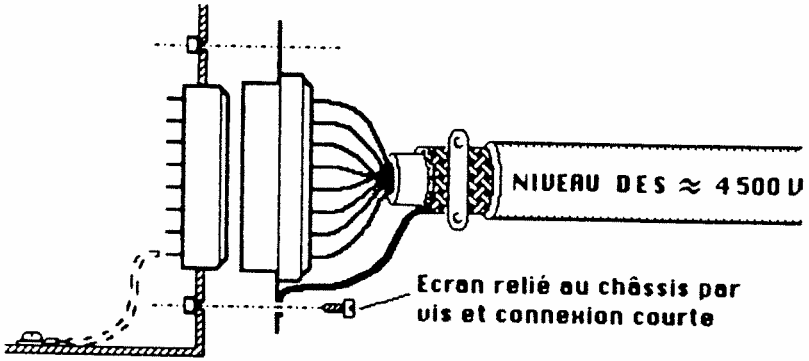
Soit **plus de 30 fois** la tension due au câble !...

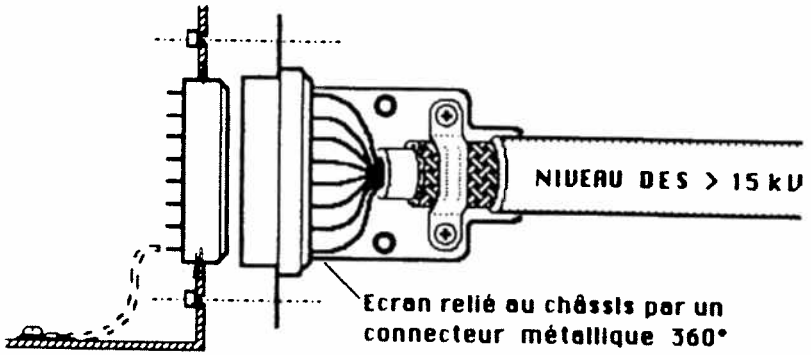
Terminaison des blindages



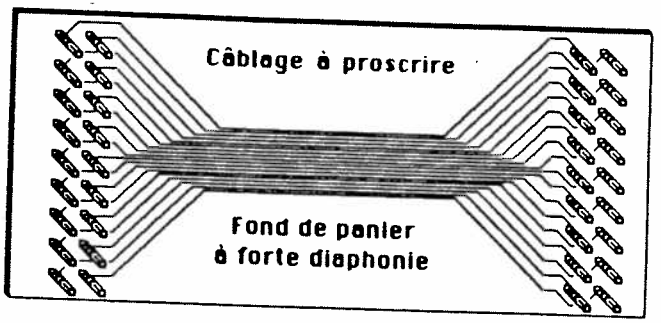
Connecteurs blindés

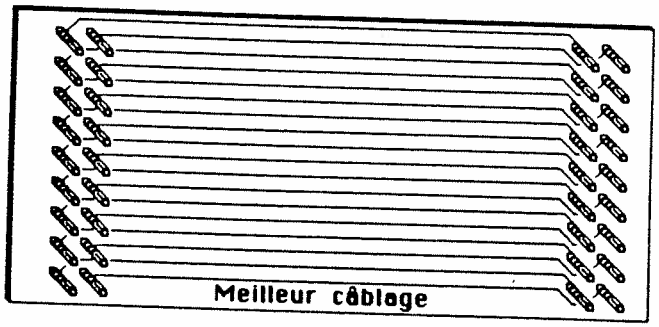


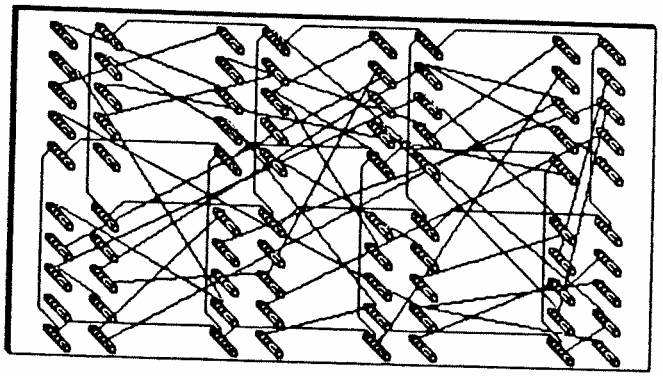




Câblage en wrapping

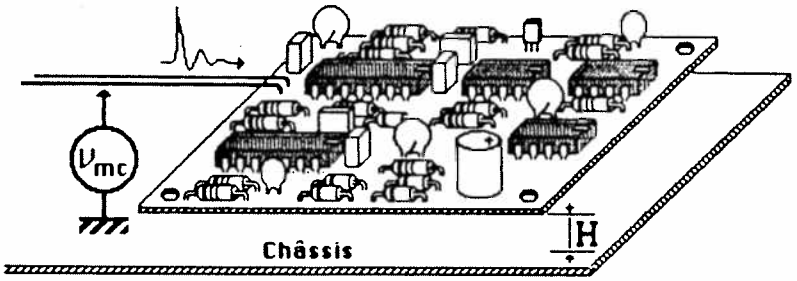


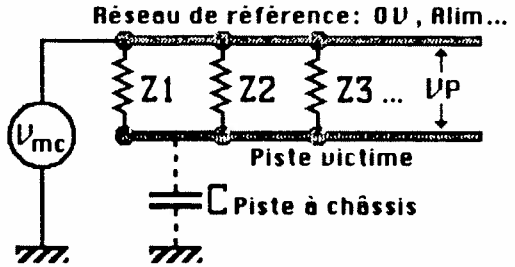




Câblage de carte limitant la diaphonie

Couplage capacitif carte à châssis

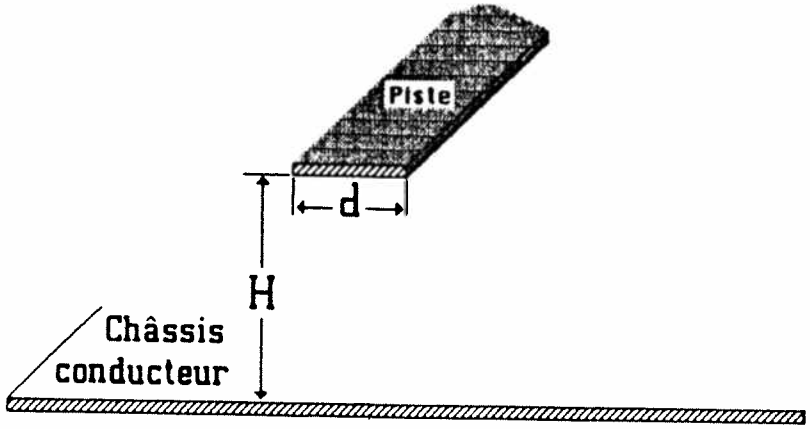


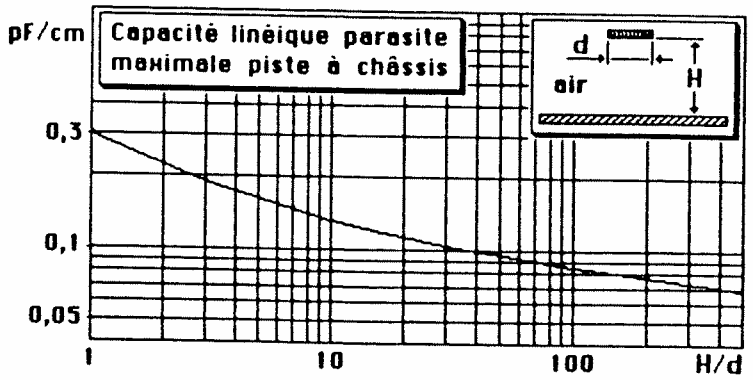


$$D_{dB} = \left(\frac{V_P}{V_{mc}}\right)_{dB} = 20 \log (2\pi F.Z.C)$$

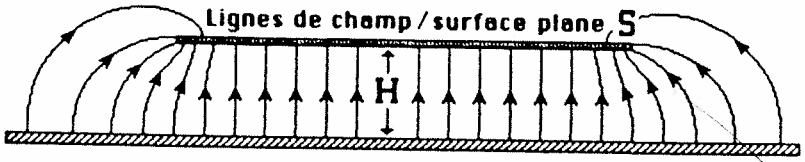
avec: $Z = Z1 // Z2 // Z3 \cdots$

Capacité d'une piste isolée

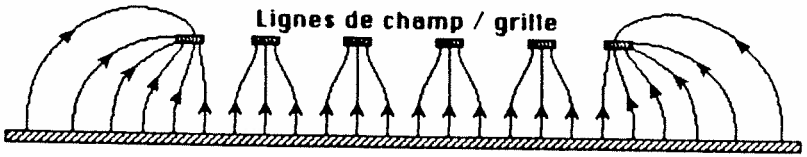


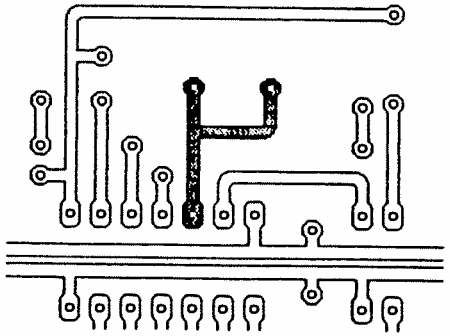


Effet de masque par proximité

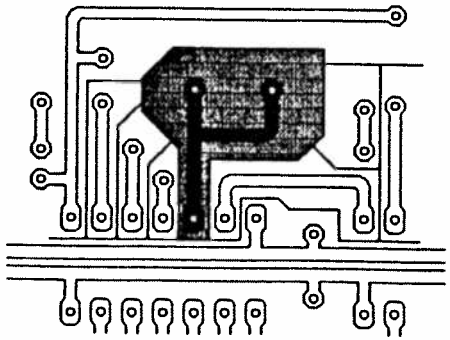


$C_{pF} \approx 0,1.S/H$ (S en cm^2, H en cm)

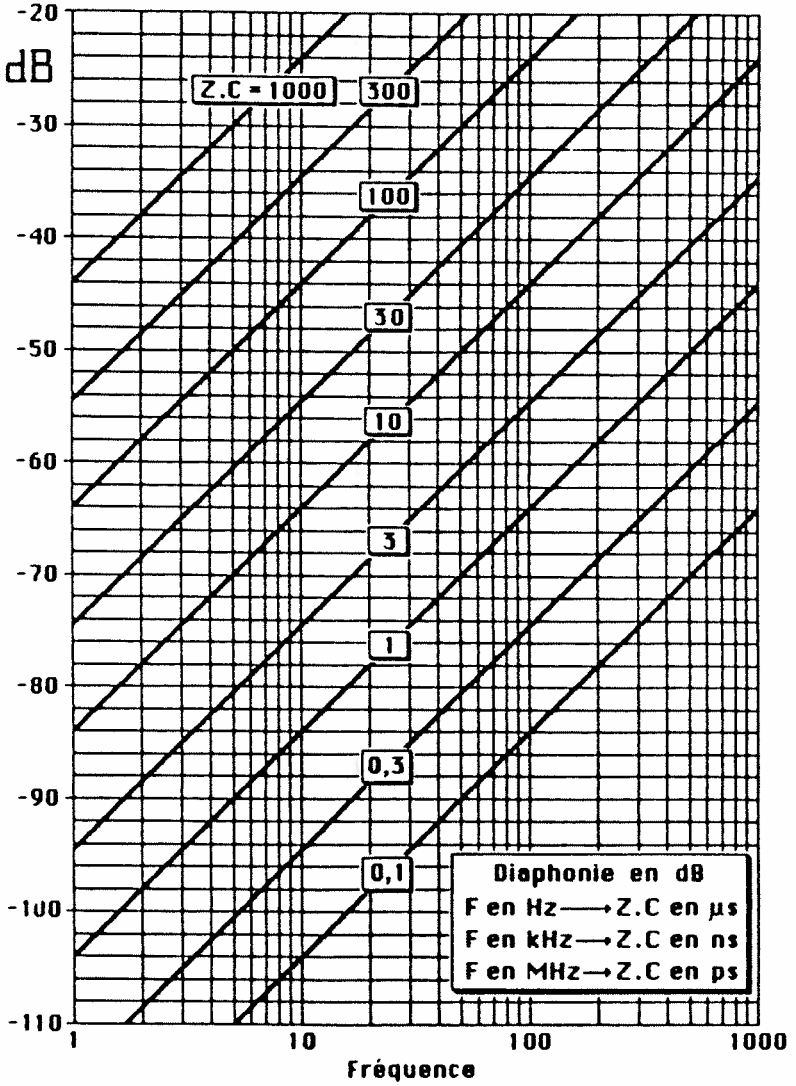




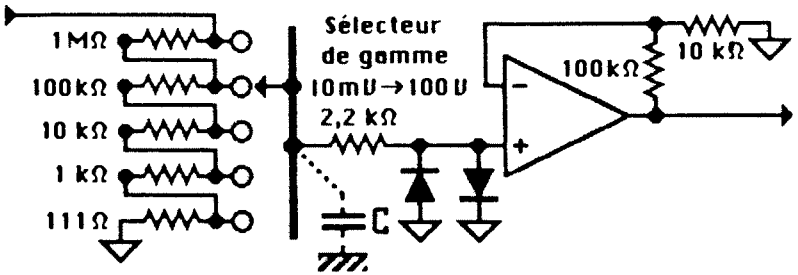
Surface équivalente



Réjection de la tension de mode commun



Exemple de couplage piste à châssis



En entrée d'amplificateur, une piste chargée par 100 kΩ présente une surface équivalente de 5 cm^2 sur un circuit à 1 cm du châssis. Quelle est la tension induite quand le circuit est soumis à une tension de mode commun de 100 volts à 100 kHz ?

SOLUTION :

- Capacité piste à châssis = 0,1. 5 /1 = 0,5 pF
- Constante de temps Z.C = $100.10^3. 0,5. 10^{-12}$

Z.C = 50 ns

- Dans l'abaque, à 100 kHz, la réjection d'un circuit de 100 ns = 24 dB, donc 30 dB pour 50 ns.

Vp = 3 volts...

Masse mécanique / masse électrique

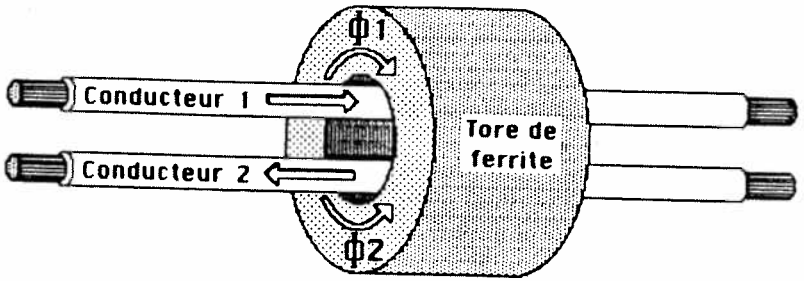
- MASSE MECANIQUE :

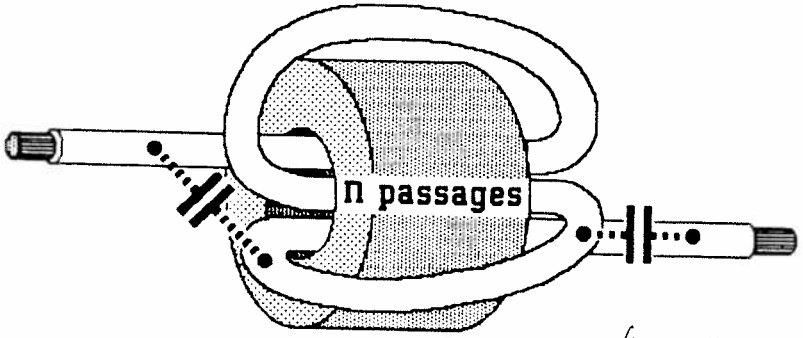
  - Masse de toutes les structures métalliques interconnectées entre elles et mise à la terre
  - Référence de potentiel HF pour tous les écrans
  - Si la masse des structures est correctement maillée, peu importe sa D.D.P. à la "vraie" terre

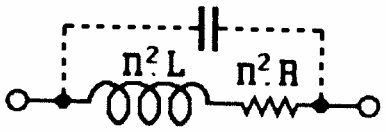
- MASSE ELECTRIQUE :

  - Référence de potentiel. Y limiter à la fois le courant injecté et la tension appliquée / châssis
  - A relier, si possible, au châssis conducteur
  - Sinon blinder les cartes par un plan (écran "électrostatique") relié court à l'alimentation
  - Si possible, utiliser un plan de masse comme écran en le plaçant à l'extérieur de la carte
  - En numérique, mailler l'alimentation en grille

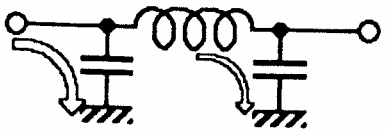
Filtres de mode commun



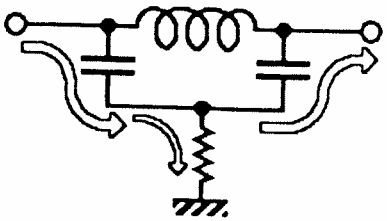




faire attention au [illegible] car la capa [illegible] diminue la [illegible] mettant s'il y a [illegible] de tours

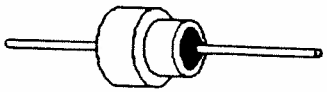


Filtre idéal en π

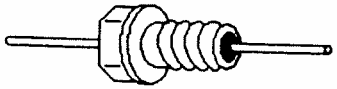


Effet d'impédance de mise au châssis

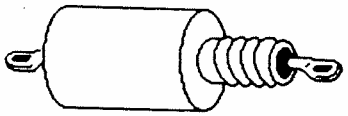
Filtres de traversée



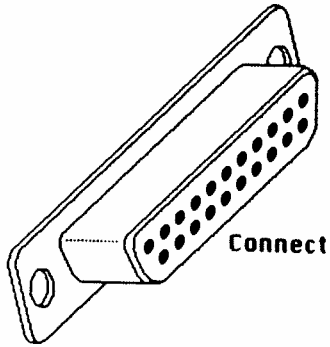
Condensateur de traversée à souder



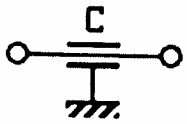
Condensateur de traversée à visser

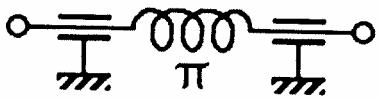


Filtre de traversée en L, π ou T



Connecteur filtre multibroches en L, π ou T



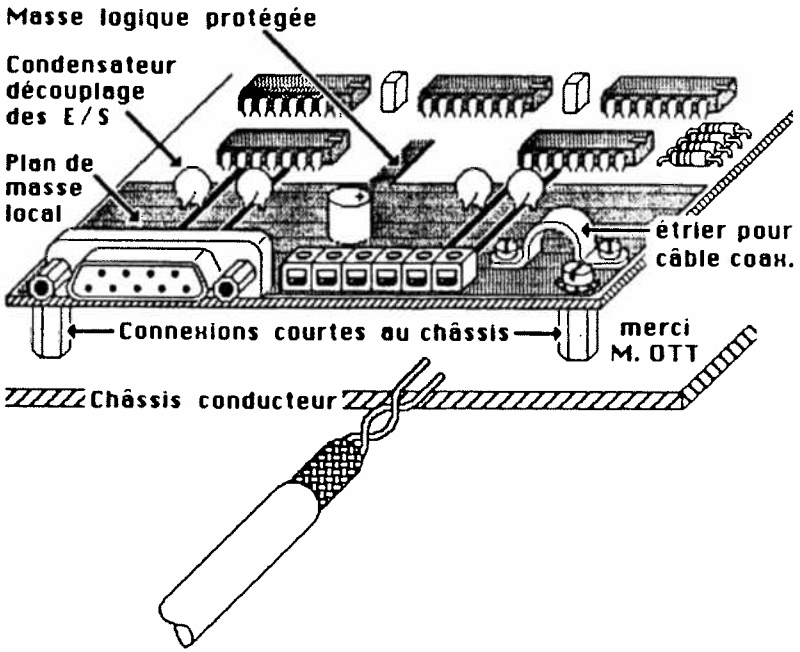


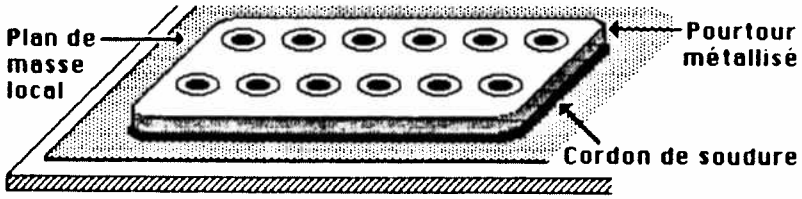


Structure en L



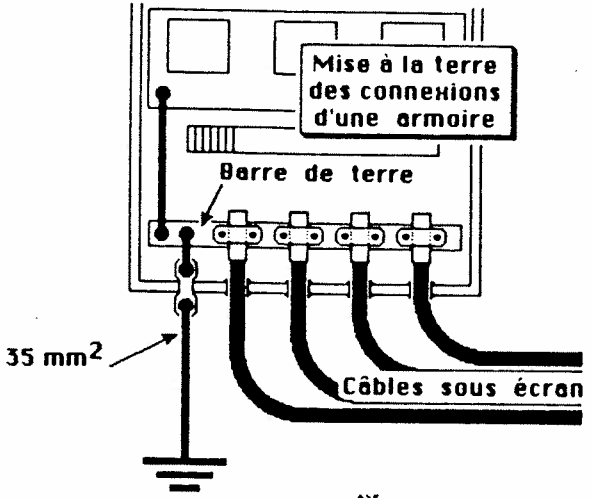
Plan de masse local

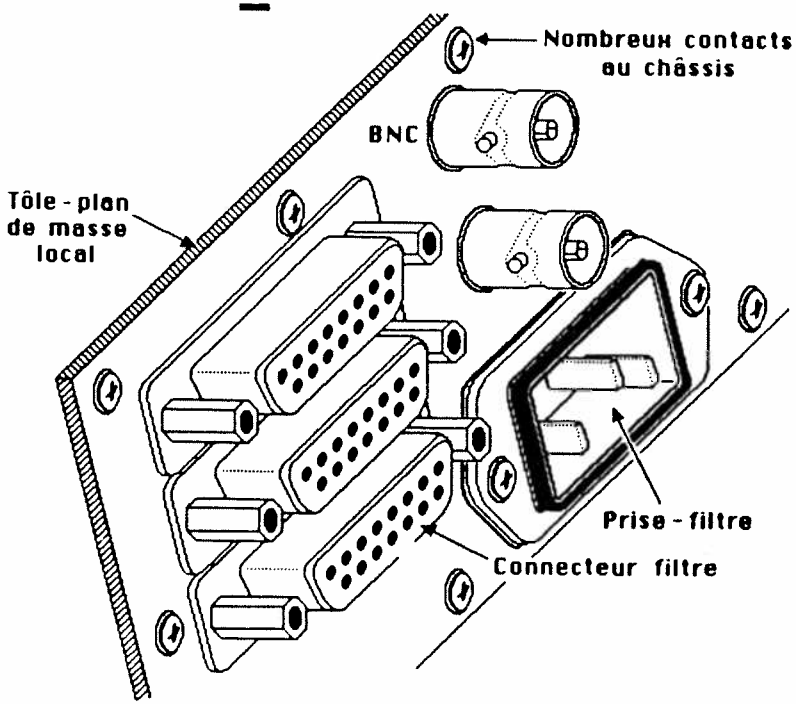




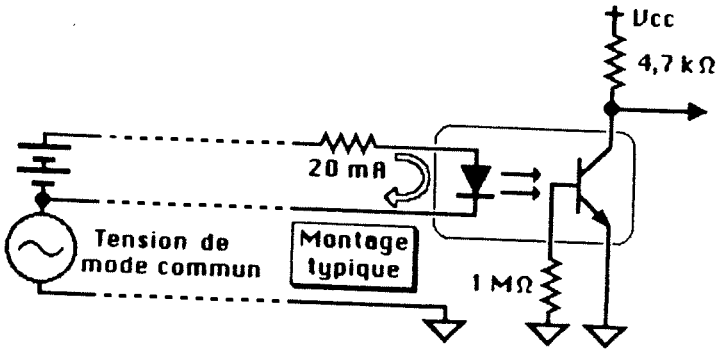
Réseau de condensateurs planar

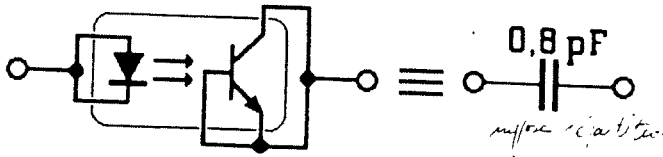
Regroupement des entrées / sorties





Capacité parasite des optocoupleurs





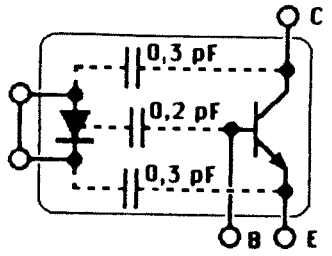
Quelle est la tension en sortie, en supposant que 1/3 de la capacité parasite (0,8 pF) s'applique au collecteur du phototransistor chargé par 4,7 kΩ, lorsque la tension de M.C. est de 300 V à 4 MHz ?

SOLUTION :

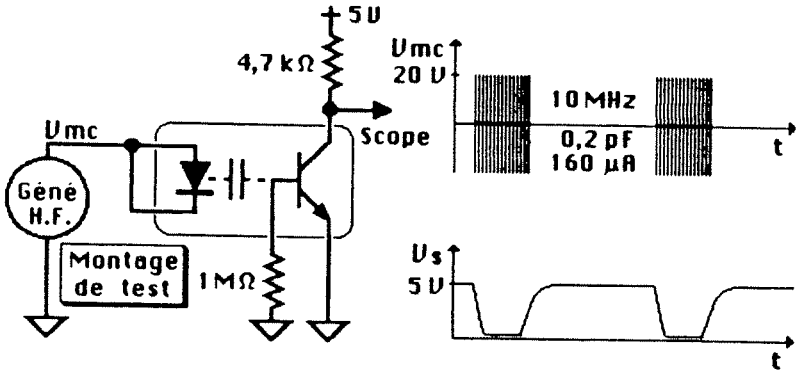
- Produit R.C = 4700. 0,8.10^{-12}/3 = 1250 ps
- Pour Z.C = 1000 ps, à 4 MHz, nous lisons dans l'abaque une réjection de 32 dB
- 1,25 = 2 dB, soit ici (1250ps) : Réjection = 30 dB

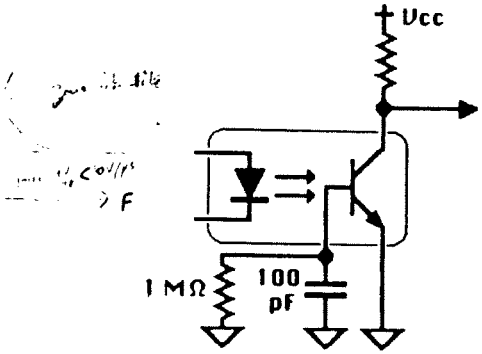
Vsortie ≈ 10 V

Détection d'enveloppe des optocoupleurs

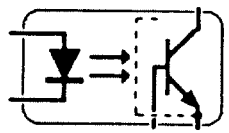


Répartition possible des capacités parasites





Filtrage anti-détection

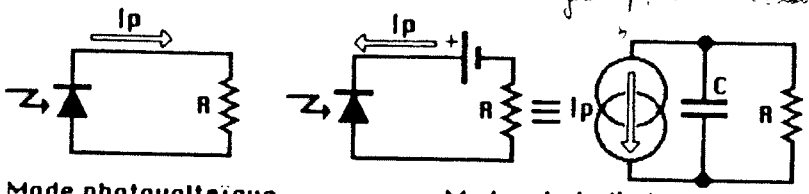


Optocoupleur à écran : forte réjection du M.C.

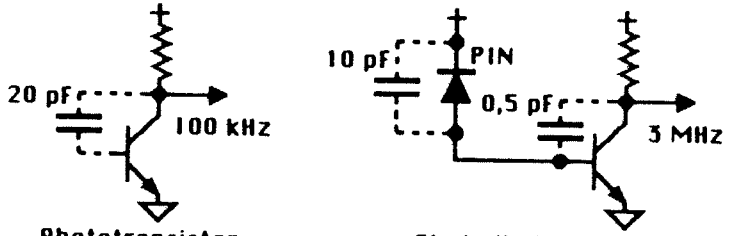
Intérets des fibres optiques

- Parfaitement isolantes, donc:
  - Pas de problème de boucle de masse (en M.C.)
  - Pas de problème de couplage champ à fibre
  - Pas de problème de diaphonie fibre à fibre
  - Pas de problème de rayonnement (normes, anti-compromission, allocation de fréquence)
  - Pas de risque de combustion (ni d'étincelles)
- Large à très large bande-passante
- Faibles pertes (économie sur les répéteurs)
- Légères, fines, résistantes et flexibles
- Bien adaptées aux transmissions numériques
- Pas de filtre en entrée des blindages
- Faible coût linéique

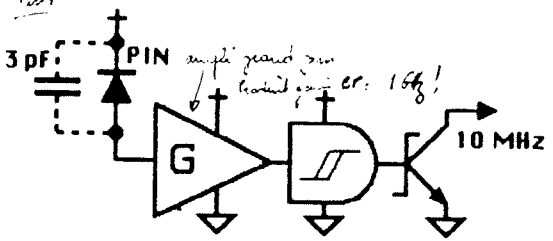
Cas des récepteurs de fibres optiques



Mode photovoltaïque — Mode photodiode

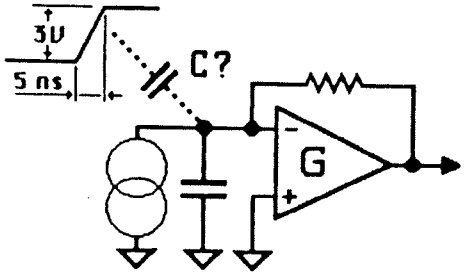


Phototransistor — Photodiode - transistor



Récepteur rapide

Exemple



Montage transimpédance

Sensibilité 300 nW

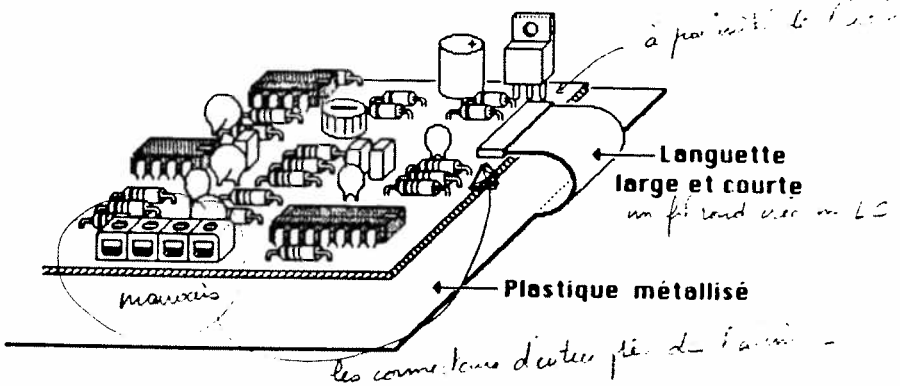
Photodiode 0,5 A/W

$\Rightarrow I_{seuil} = 150\ nA$

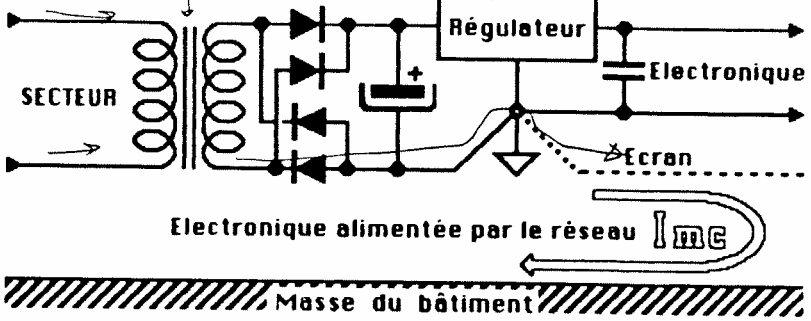
$C_{max} = I_{seuil} \cdot \frac{dt}{dV}$

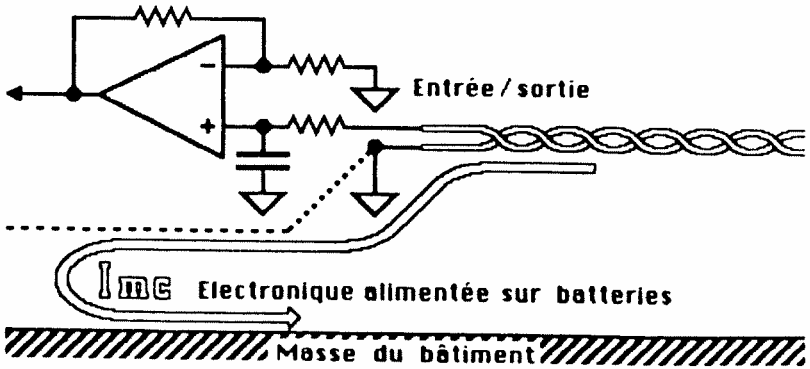
$C_{max} = 0{,}00025\ pF$!..

Mise à la masse des écrans

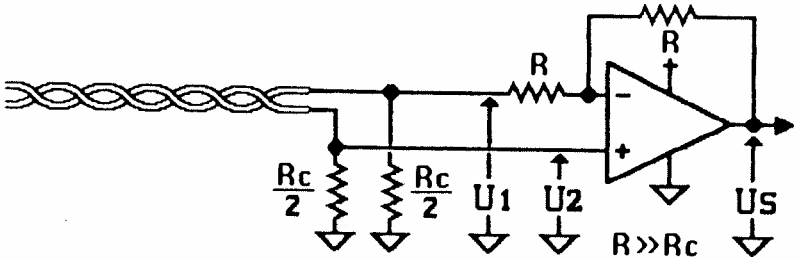


Où relier l'écran ?





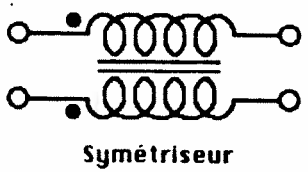
Lignes bifilaires symétriques

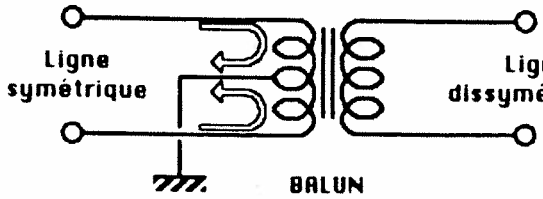


$$US \approx U2 - U1$$

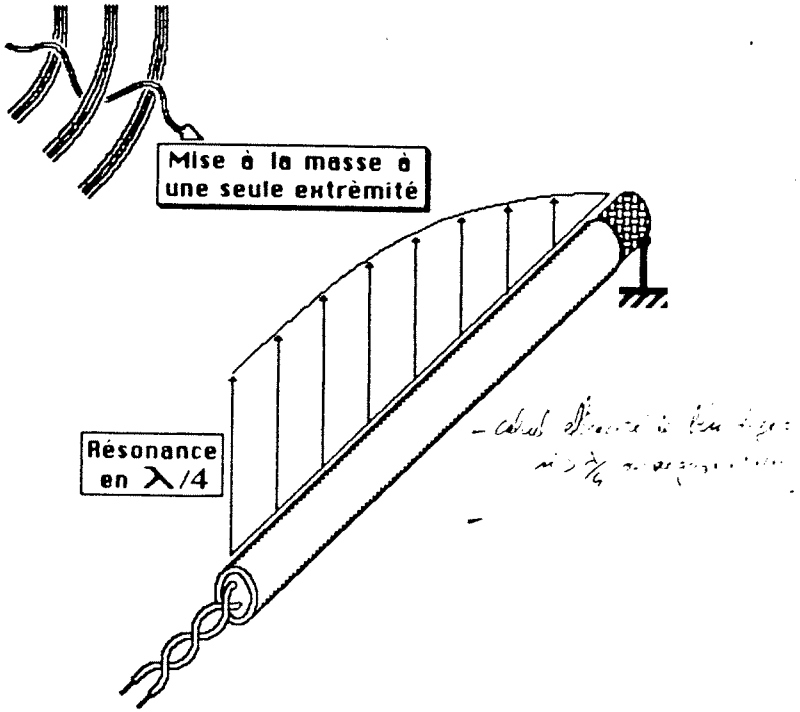
Dissymétrie d'une paire typique : 10 %

Dissymétrie d'une paire bien équilibrée : 3 %





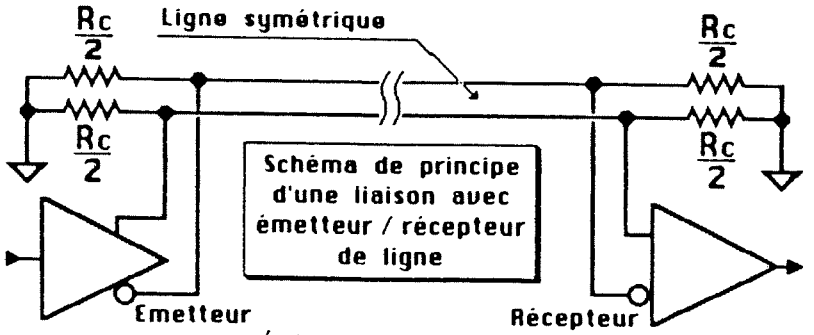
Ecrans des paires torsadées blindées

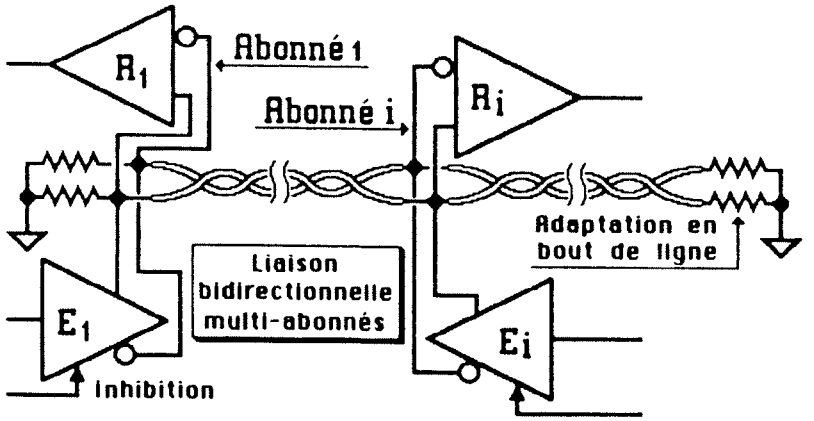


En cas de mise de l'écran d'une paire à la masse des châssis à ses deux extrémités (recommandé), pour calculer la tension induite en mode différentiel :

- Calculer la tension induite en mode-commun par l'impédance de transfert, comme pour un coaxial
- Multiplier cette tension par la dissymétrie de la paire (10% par défaut)

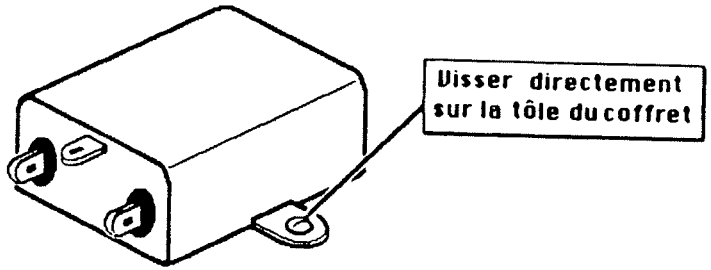
Emetteurs / récepteurs de ligne

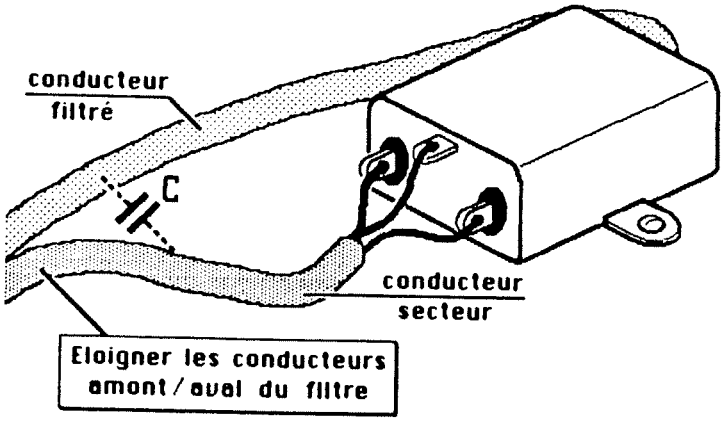


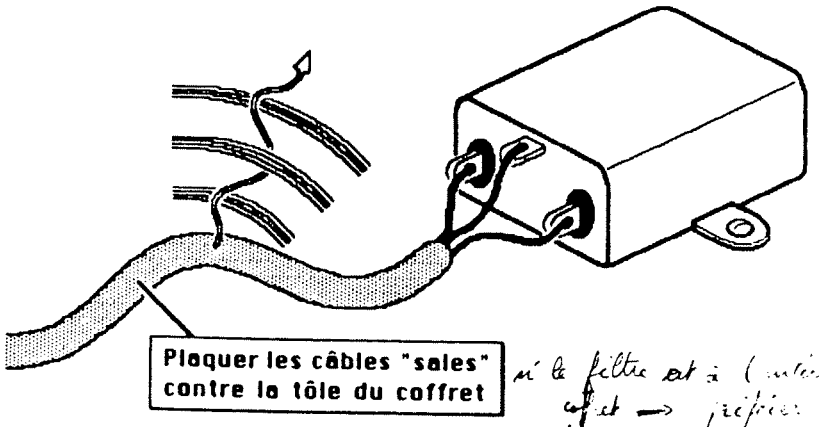


Récepteur 7820 :
Accepte ± 25 Volts de M.C.
Erreur < 300 mV sous ± 15 V

Montage des filtres secteur

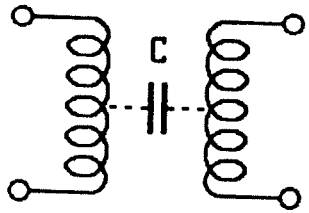




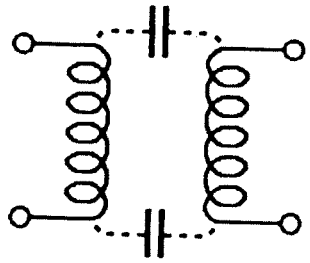


si le filtre est à l'intérieur du coffret → préférer un filtre traversant.

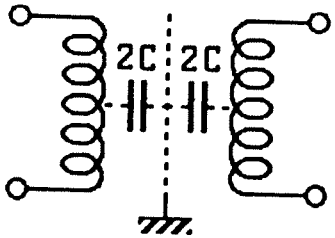
Transformateurs à écrans



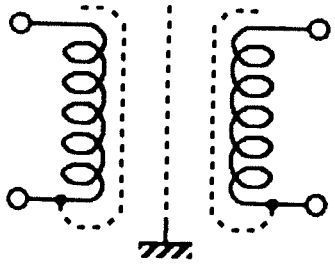
Capacité de mode commun



Capacités de mode différentiel

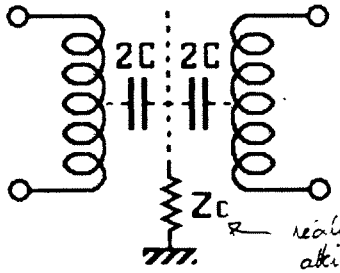


Ecran de mode commun

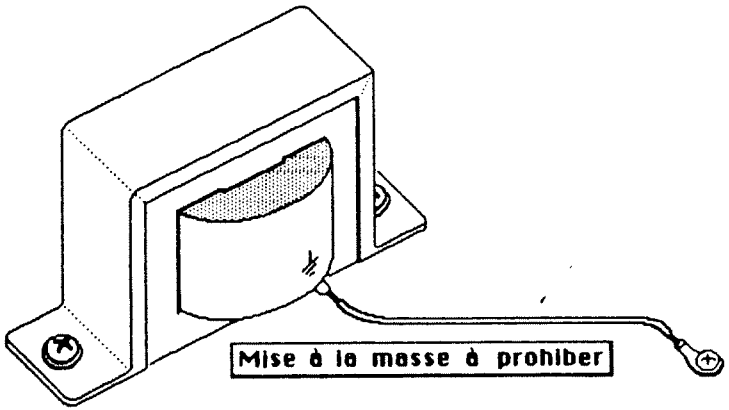


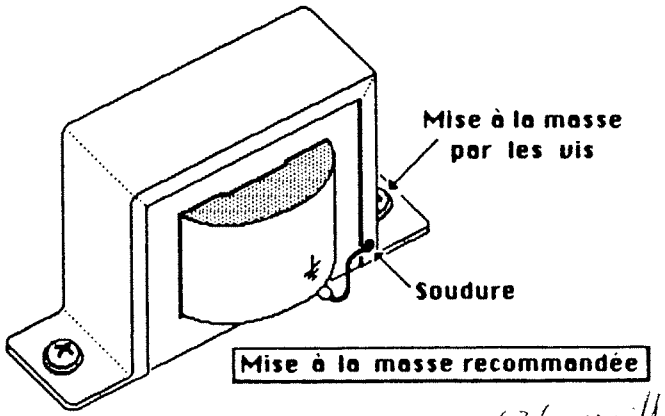
1 écran de mode commun
+ 2 écrans de mode différentiel

Mise à la masse des écrans de transfos



Impédance de mise au châssis





436 feuille 394

Qu'est - ce qu'une logique rapide ?

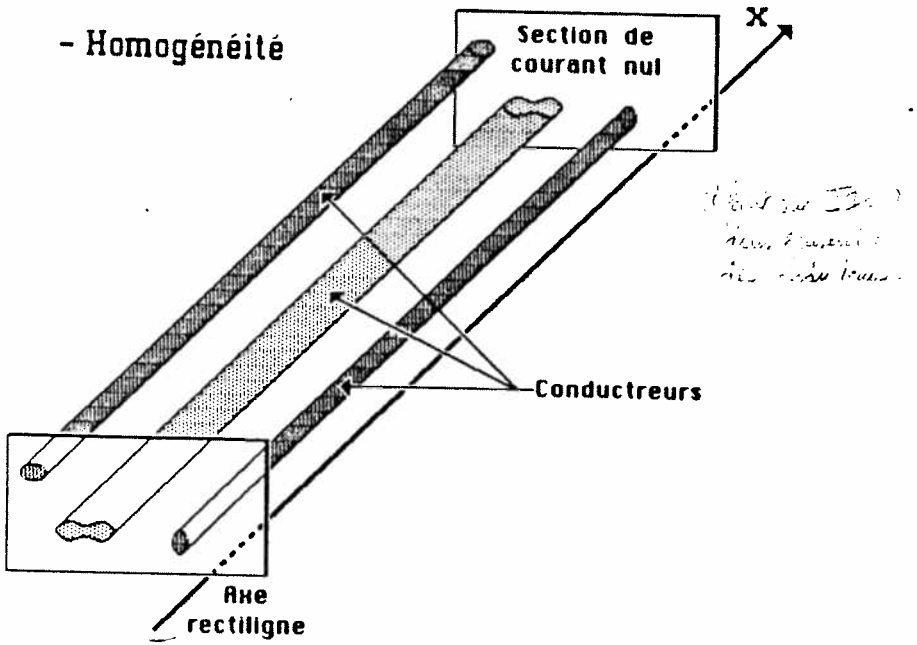
Les logiques commerciales les plus rapides : HCMOS, Schottky, FAST (Fairchild), AS, ALS (Texas Instruments), ECL 10k, MECL 10kH (Motorola), ECL 100k (Fairchild), etc...

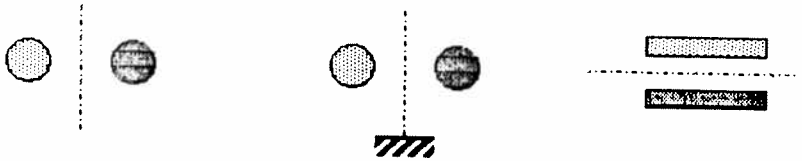
Dès que le retard de propagation le long d'un conducteur excède la moitié du temps de montée de la logique, apparaissent, outre un retard à prendre en compte lors de la conception, des distorsions de forme d'onde (risques de mauvais fonctionnement)

Les câbles, même adaptés, génèrent eux-même de la distorsion et, à longueur donnée, limitent la fréquence maxi des échanges de signaux binaires.

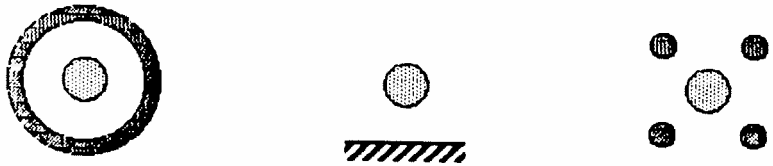
Qu'est-ce qu'une ligne de transmission ?

- Pas de rayonnement – distance inférieure à λ/4
- Homogénéité



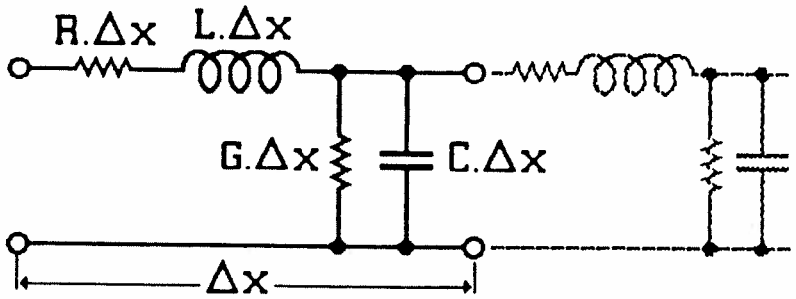


Exemples de lignes symétriques



Exemples de lignes dissymétriques

Paramètres linéiques

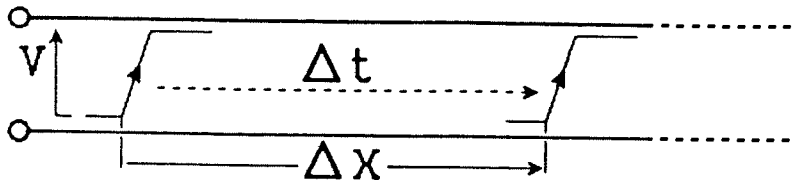


- R Résistance linéique, en ohm par mètre
- L Self-inductance linéique, en henry par mètre
- G Perditance linéique, en siemens par mètre
- C Capacité linéique, en farad par mètre

Equation des télégraphistes :

$$\partial^2 v/\partial x^2 = R.G.\, v + (R.C + L.G)\, \partial v/\partial t + L.C\, \partial^2 v/\partial t^2$$

Propagation dans une ligne sans perte



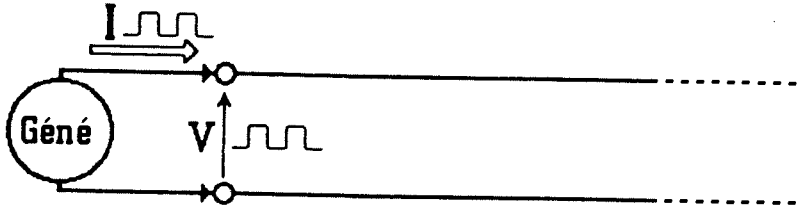
1 - Ligne sans perte (R=0, G=0): l'onde de tension se propage sans déformation ni affaiblissement

2 - La vitesse de propagation : $\Delta x/\Delta t = 1/\sqrt{L.C}$

• Si l'isolant est homogène, de permittivité diélectrique relative εr, alors $\sqrt{L.C} = \sqrt{\varepsilon r}/c$ (La vitesse ne dépend pas de la géométrie)

	εr moyen entre 0 et 1000 MHz	Retard de propagation (ns/m)
Téflon	2.25	5
Polyéthylène	2.30	5
Polystyrène	2.55	5.3
P V C	3	5.8
Verre époxy	4.5	7
Céramique	9	10

Impédance caractéristique



L'impédance caractéristique d'une ligne, Zc, est le rapport V/I (pour une ligne infinie, ou aux premiers instants si la ligne est désadaptée)

$$Zc = \sqrt{(R + jL\omega) / (G + jC\omega)} \quad \rightarrow \quad Zc \approx \sqrt{L/C}$$

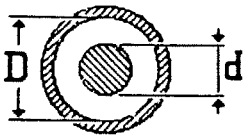
Zc est pratiquement indépendante de la fréquence

Ligne	Zc
Câble coaxial	50 à 80 Ω
Piste de C. I.	50 à 150 Ω
Paire torsadée	75 à 150 Ω
Câbles plats	100 à 200 Ω
2 fils wrapping	80 à 500 Ω

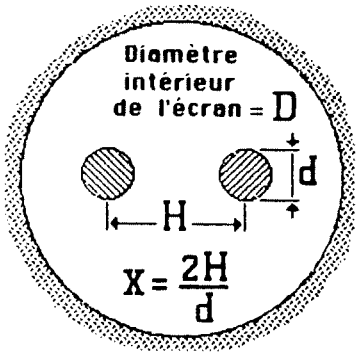
Rc des lignes de géométries courantes

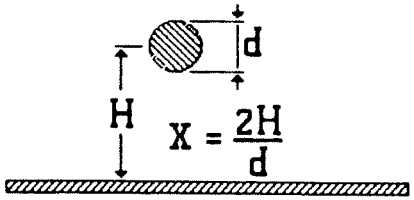


$$Rc = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot Ln\left[\frac{H}{d} + \sqrt{\left(\frac{H}{d}\right)^2 - 1}\right]$$



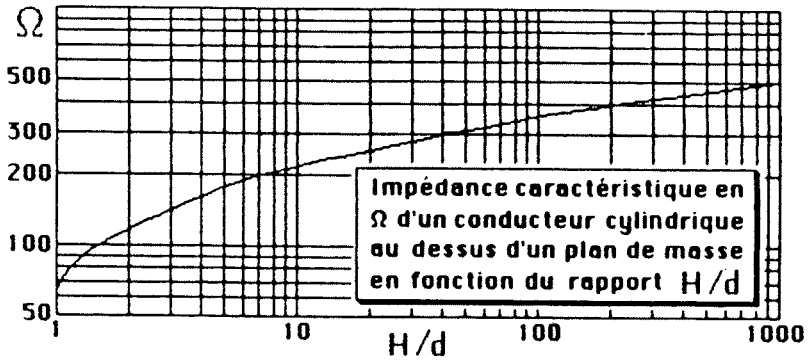
$$Rc = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot Ln\frac{D}{d}$$



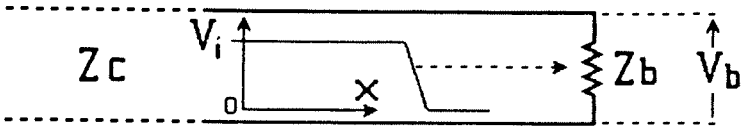


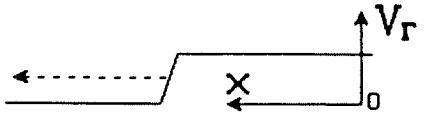
$$Rc = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon_r}} Ln\left[X \cdot \frac{D^2 - H^2}{D^2 + H^2}\right]$$

$$Rc = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} Ln\left[X + \sqrt{X^2 - 1}\right]$$



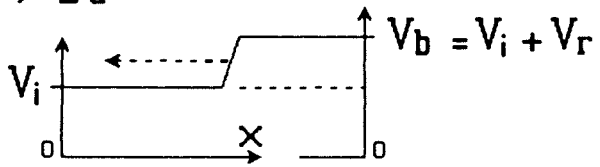
Lignes en impulsion : réflexion des fronts



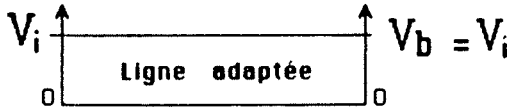


$$V_r = \frac{Z_b - Z_c}{Z_b + Z_c} \cdot V_i$$

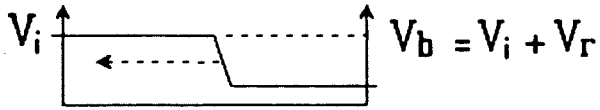
- $Z_b > Z_c$



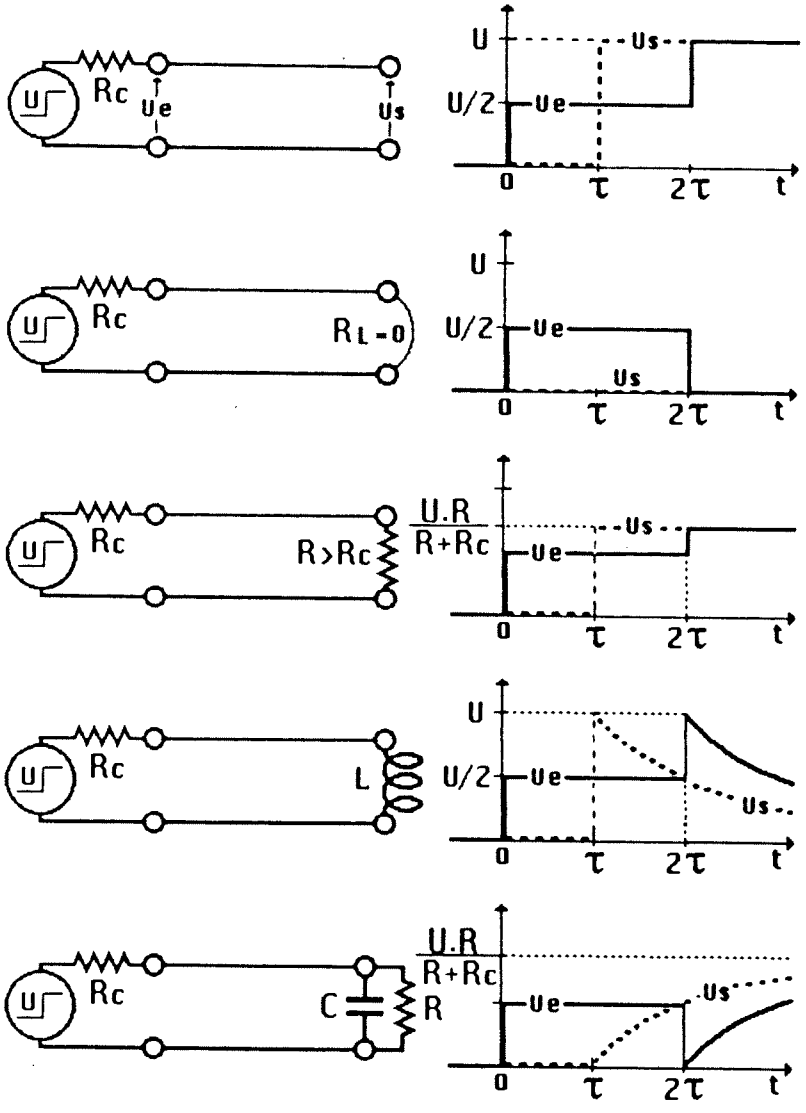
- $Z_b = Z_c$



- $Z_b < Z_c$



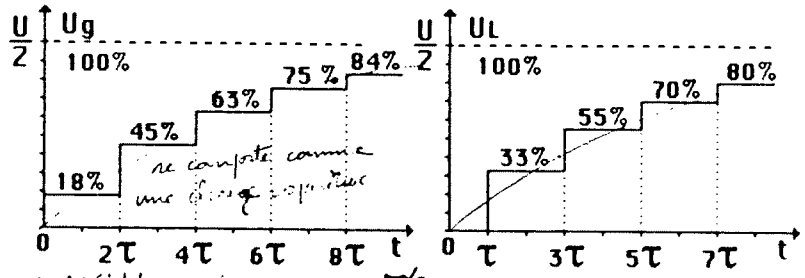
Déformation des fronts



Désadaptation du générateur

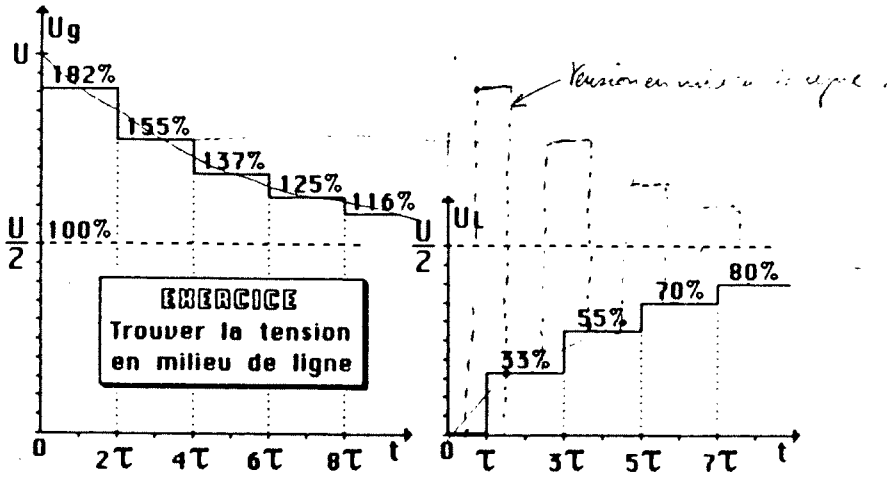


1 - Charge capacitive : $R_g = R_L = 1000\ \Omega$ ($= 10 R_L$)

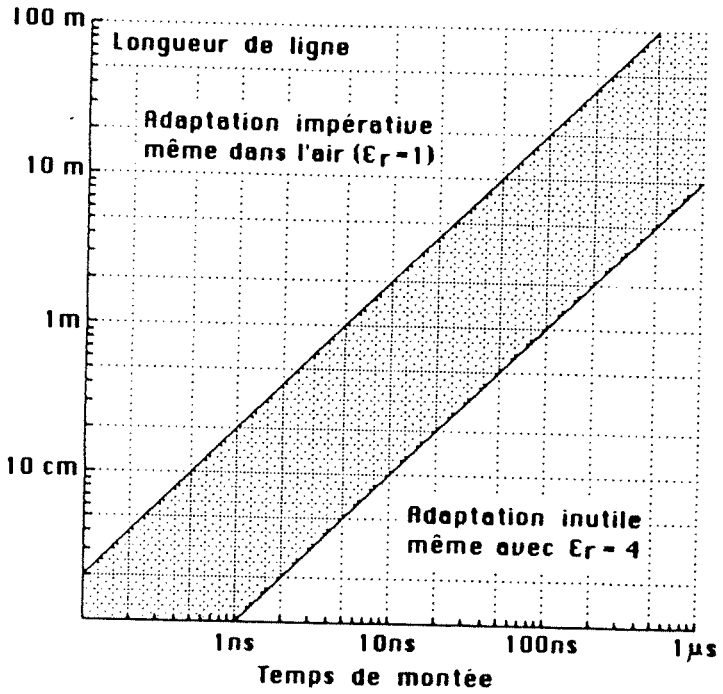


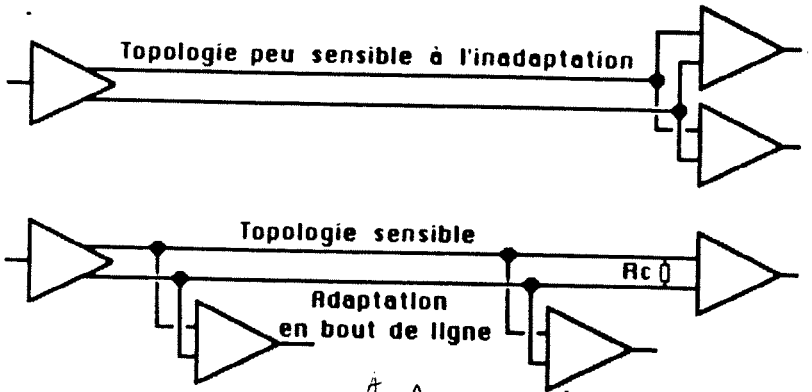
Capacité totale présente $C \Delta t = \tau / R_c$

2 - Résonance inductive : $R_g = R_L = 10\ \Omega$

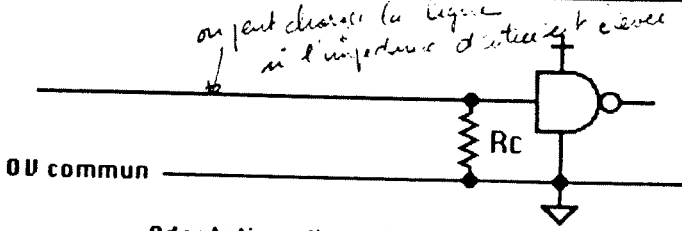


Quand doit-on adapter une ligne ?

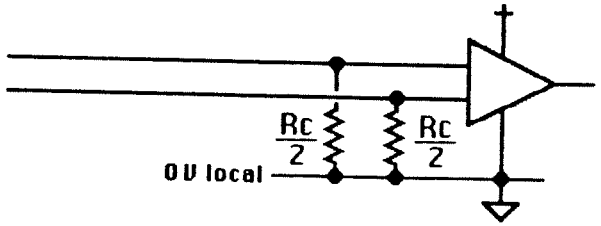




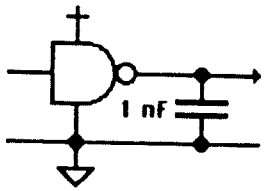
Techniques d'adaptation



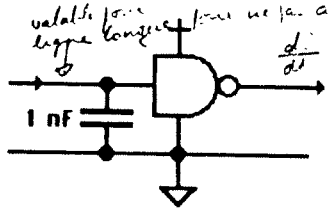
Adaptation d'une ligne assymétrique



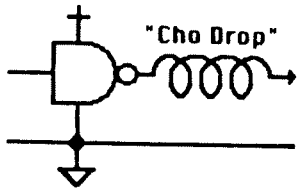
Adaptation d'une paire différentielle



Couchage du front émis



Couchage + Filtrage du front reçu



Couchage méthode "douce"

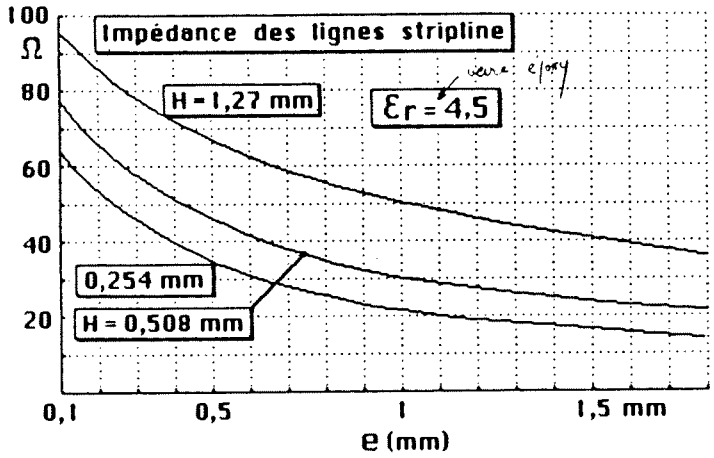


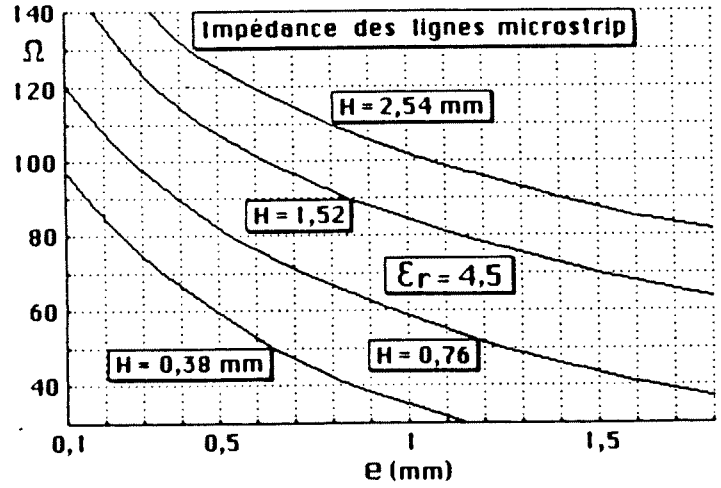
Connecteur filtre

Cas des circuits stripline

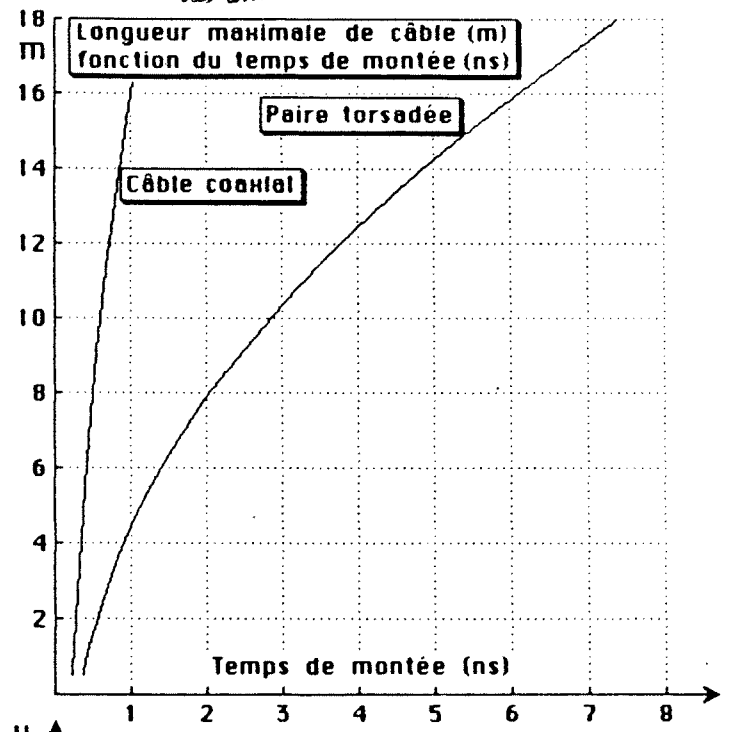


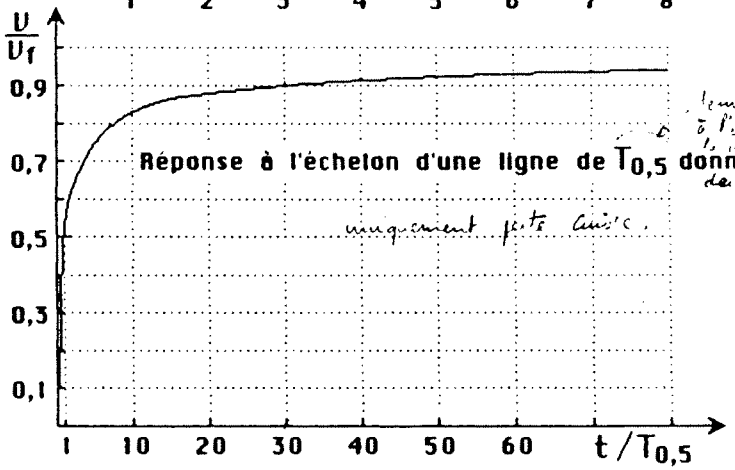
STRIPLINE Cuivre 35 µm MICROSTRIP



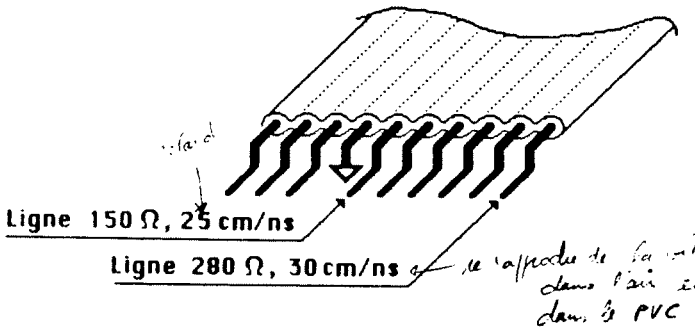


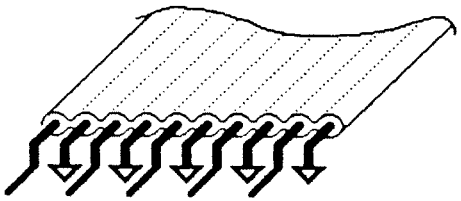
Fréquence maximale de travail



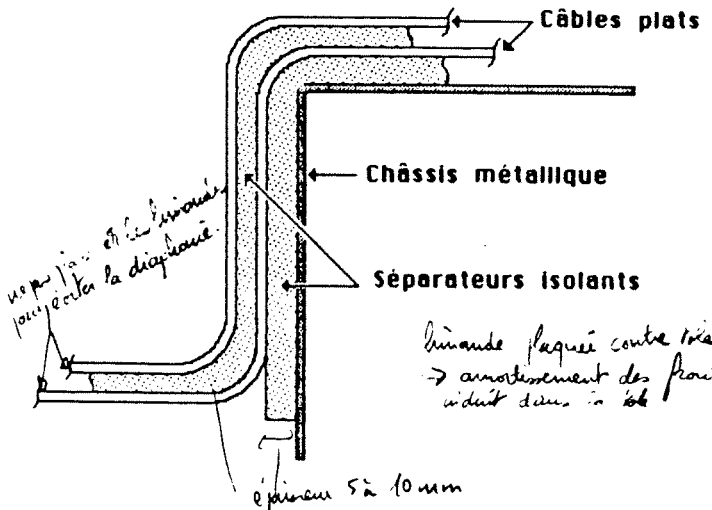


Cas des câbles plats

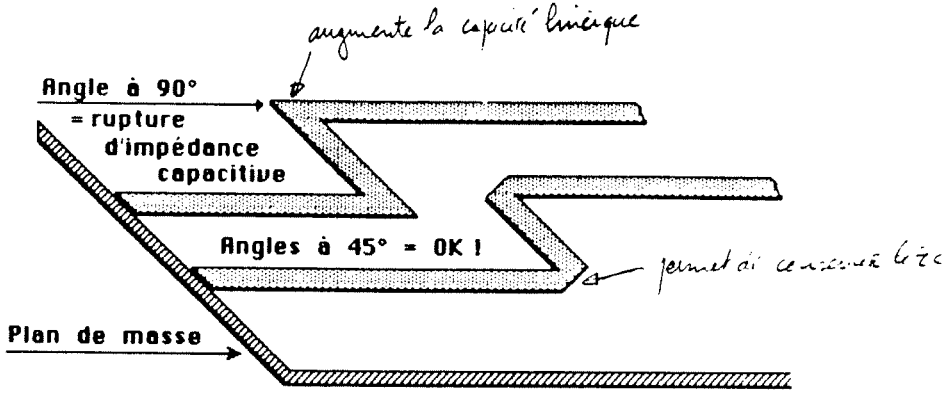


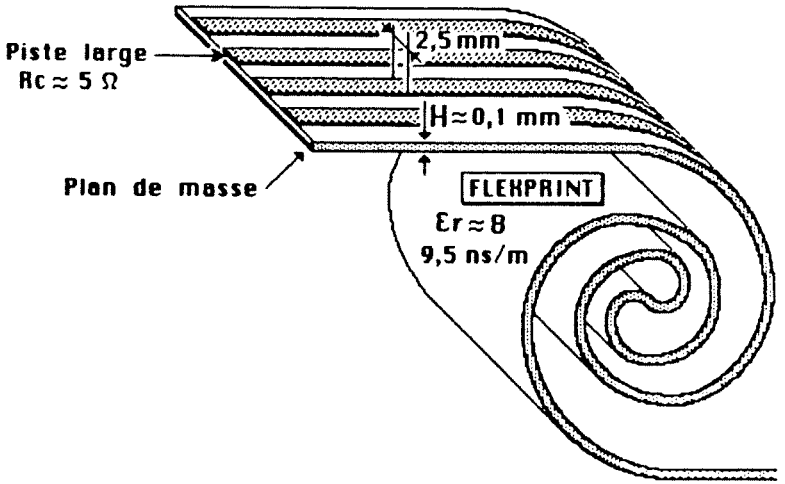


Toutes lignes 120 Ω, 25 cm/ns



Ruptures d'impédance en microstrip



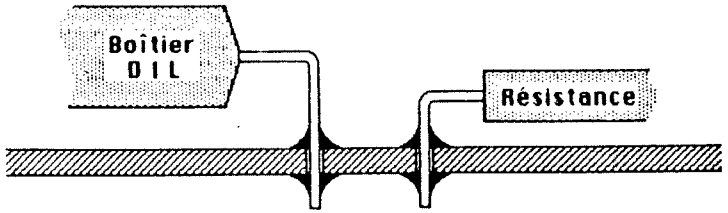


Ligne à basse impédance formant filtre: C = τ / Rc $\quad \tau \ll Tm$

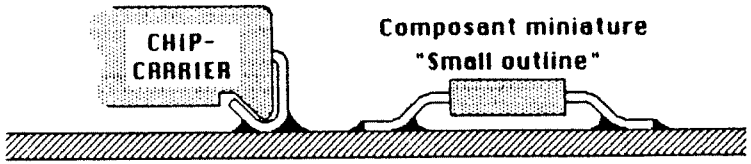
A.N. : L = 30 cm $\quad \tau$ = 2,8 ns $\quad$ C = 560 pF

Montage en surface → dans 10 ans 70% des composants

Composants à montage en surface



Montage classique sur C.I. avec trous métallisés



Broche en "J" Pattes "Gull-wing"

Source Dan Rose Associates 1983	Japon	Europe	U.S.A.
Premiers consommateurs	Grand-public	Télécom.	Informatique
Motivation première	Taille réduite	Fiabilité	Coût réduit
% des C. Intégrés en CMS	15	0,8	2,1
C.I. en CMS (avec chip-on-board)	500 millions	12 millions	130 millions

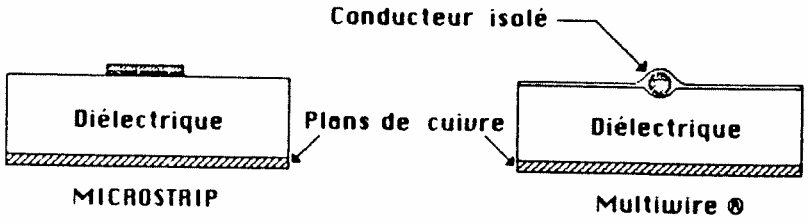
Intérêts des CMS

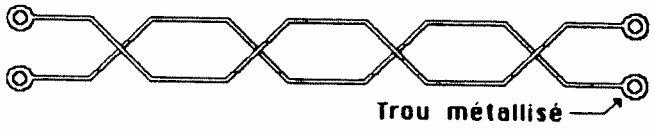
- Amélioration de la fiabilité
- Réduction du coût des systèmes
- Augmentation de la densité, avec pour effets:

en posant α = réduction des longueur ($\approx$ 2 en CMS)

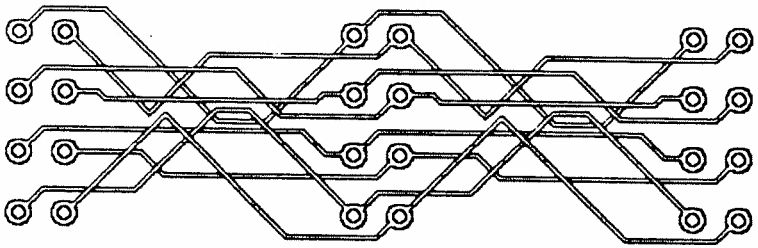
→ Réduction de la surface des circuits en α^2
→ Réduction des retards en α par gain de longueur
→ Réduction de la diaphonie piste à piste en α par gain de longueur
→ Réduction des inductances parasites $\approx \alpha$ la self linéique reste la même, longueur divisée par 2
→ Réduction du couplage champs à carte en α^2 diminution surface de boucle
→ Réduction du couplage carte à châssis $\approx \alpha^2$
Pas de modification des impédances de lignes
Pas de modification des couplages champ à câble
→ Réduction de l'émission en M.D. en α^2 réduction des longueurs divisée
→ Réduction de l'émission en M.C. $\approx \alpha$
(le courant de rayonnement de câble servent les plus petites)

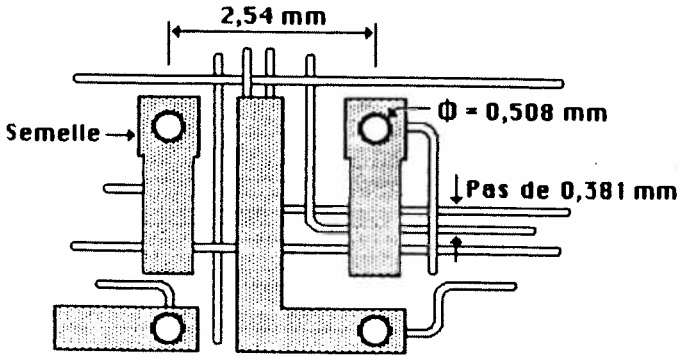
Multiwire





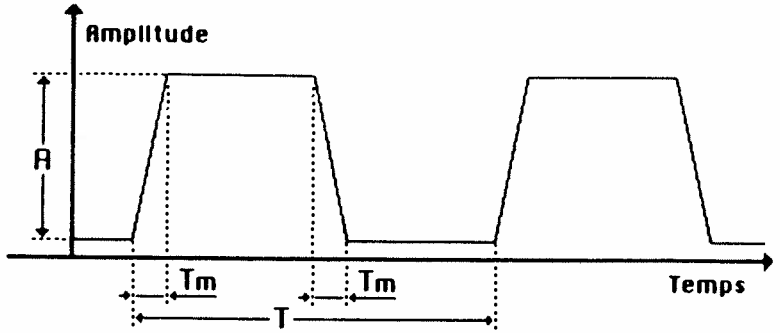
Câblage en "paires torsadées"



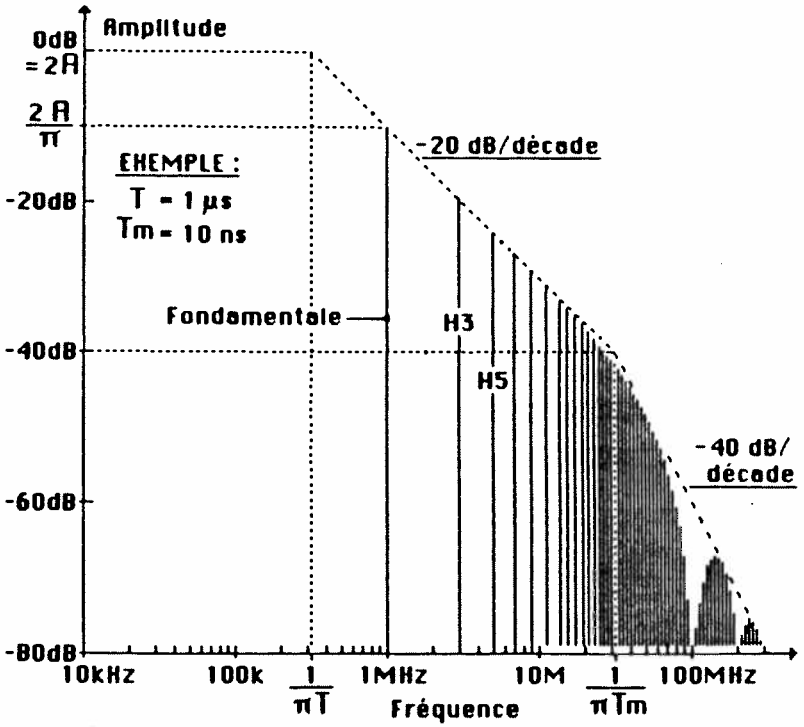


Interconnexion typique pour chip carrier

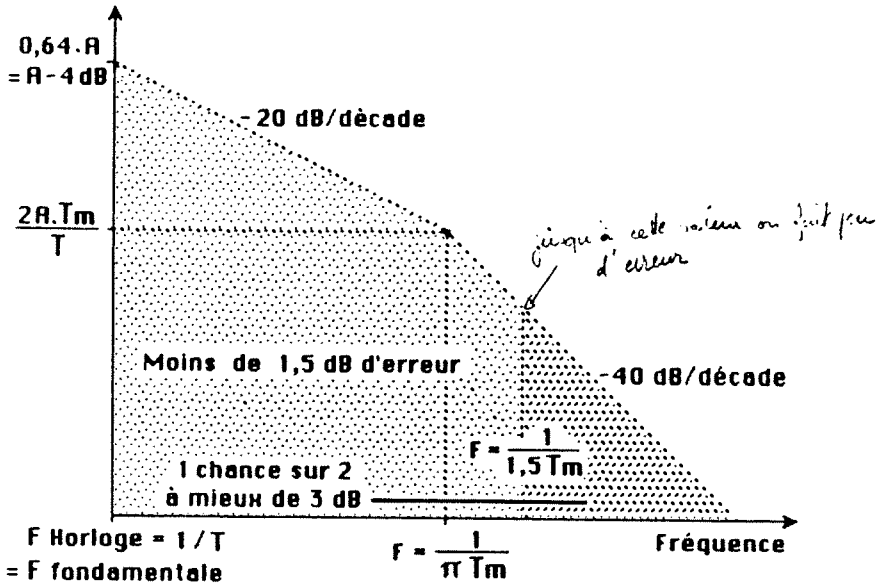
Spectre d'un train trapézoïdal



$$A_n = A \cdot \frac{\sin(0{,}5.\pi.n)}{0{,}5.\pi.n} \cdot \frac{\sin(\pi.n.Tm/T)}{\pi.n.Tm/T}$$



Méthode simplifiée des asymptotes

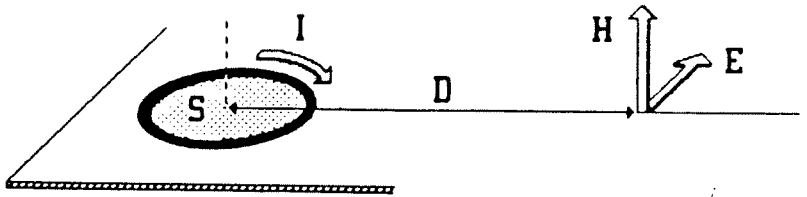


Quelles sont les amplitudes des harmoniques 5 et 29 d'une horloge à 10 MHz (A = 3,5 V, Tm = 4,5 ns)

SOLUTION :

- 2nde fréquence de coupure = 1 /π.Tm = 71 MHz
- H_5 = Fondamentale/5 = 0,64. 3,5 /5 = 0,45 V crête
  (Soit 450 . 0,7 = 320 mV eff.)
- Amplitude à 71 MHz = 2. 3,5. 4,5/100 = 0,32 V
- $H_{29} = 0,32.(71/290)^2 \approx 20$ mV
  (Soit 20 . 0,7 = 14 mV eff.)

Rayonnement d'une petite boucle



- $|E| = \frac{\pi . Zo . I . S}{\lambda^2 . D} \sqrt{1+(\lambda/2\pi D)^2}$
- $|H| = \frac{\pi . I . S}{\lambda^2 . D} \sqrt{1 - (\lambda/2\pi D)^2 + (\lambda/2\pi D)^4}$

Avec $Zo = \sqrt{\mu o/\varepsilon o} = 120\pi = 377\Omega$.

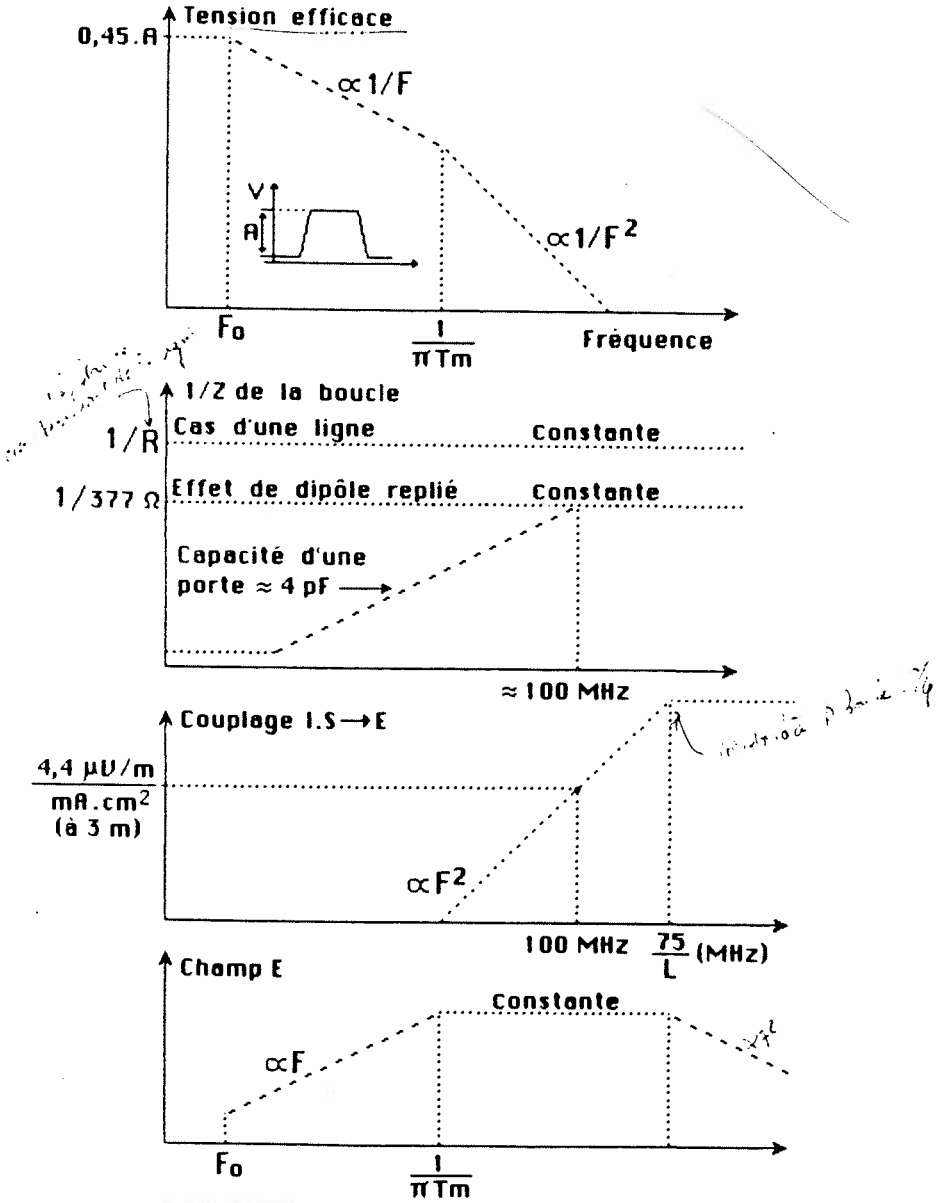
- Formule pratique, pour F ≥ 30 MHz et D = 3m :

$$E_{\mu V/m} = 0,44 . I_A . S_{cm^2} . F_{MHz^2}$$

- Formule générale :

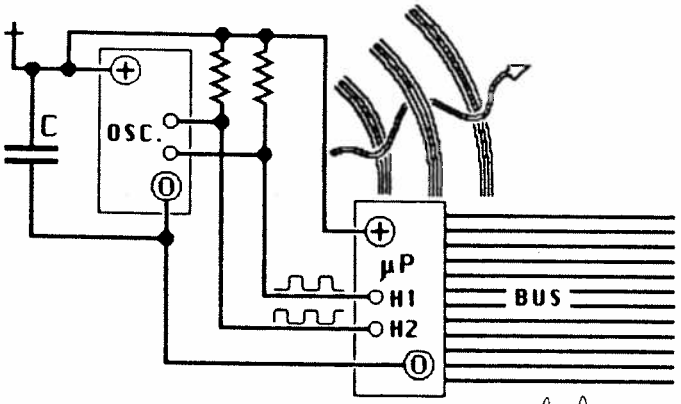
$$E_{\mu V/m\ eff.} = \frac{0,93 . S_{cm^2} . V_{crête} . F_{MHz^2}}{R\Omega . D_m}$$

Spectre rayonné en mode différentiel

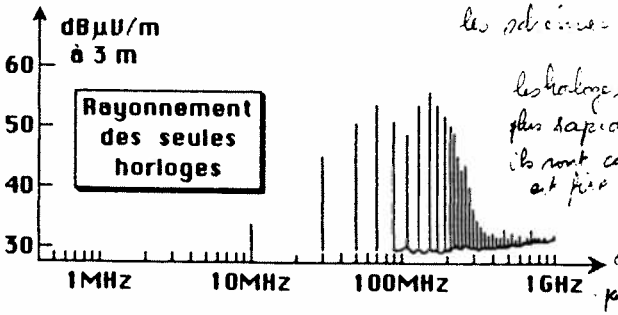


le rayonnement en diff est HF (30 à 1500 MHz)

Pourquoi se méfier des horloges ?



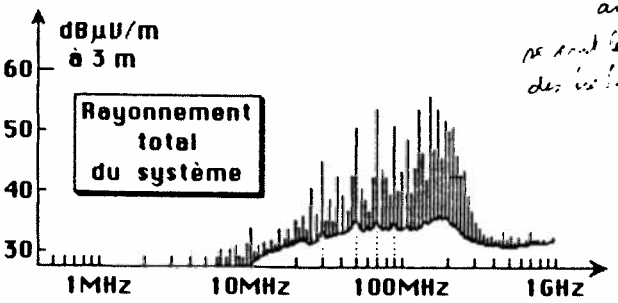
les bus rayonnent aussi les horloges d'horloge



les horloges sont les signaux les plus rapides et les + hautes ils sont cause de l'émission et fixe

le bus est visible car il rayonne pour → plus large bande mais faible amplitude

ne sont les seuls rayonnants des horloges



Exemple de rayonnement d'une horloge

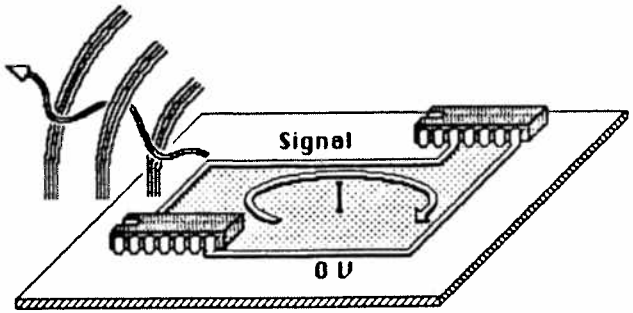
L'horloge à 10 MHz d'un calculateur personnel est distribuée à plusieurs circuits. Les fronts montent de 3 V en 3 ns et la surface totale de boucle est de 25 cm². En supposant que l'impédance de charge avoisine 100 Ω à 150 MHz, calculer autour de cette fréquence le champ rayonné à la distance de 3 m.

SOLUTION :

- V fondamental: 0,64 . 3 = 1,9 V crête
  (ou encore $I_{fond.}$: 0,45 . 3 /100 = 14 mA eff.)
- 2nde fréquence de coupure = $1/\pi Tm$ = 106 MHz
- $V_{théorique}$ à 106 MHz = 1,9. 10 /106 = 0,18 V crête
- Rayonnement maxi à 3 m à partir de 106 MHz :
  $E_{\mu V/m}$ = 0,93. 25. 0,18. 106² /100. 3 = 160 µV/m
  E = 44 dBµV/m

En ajoutant 6 dB pour la réflexion du sol, le champ émis crêve les limites (niveau B) des VDE et FCC.

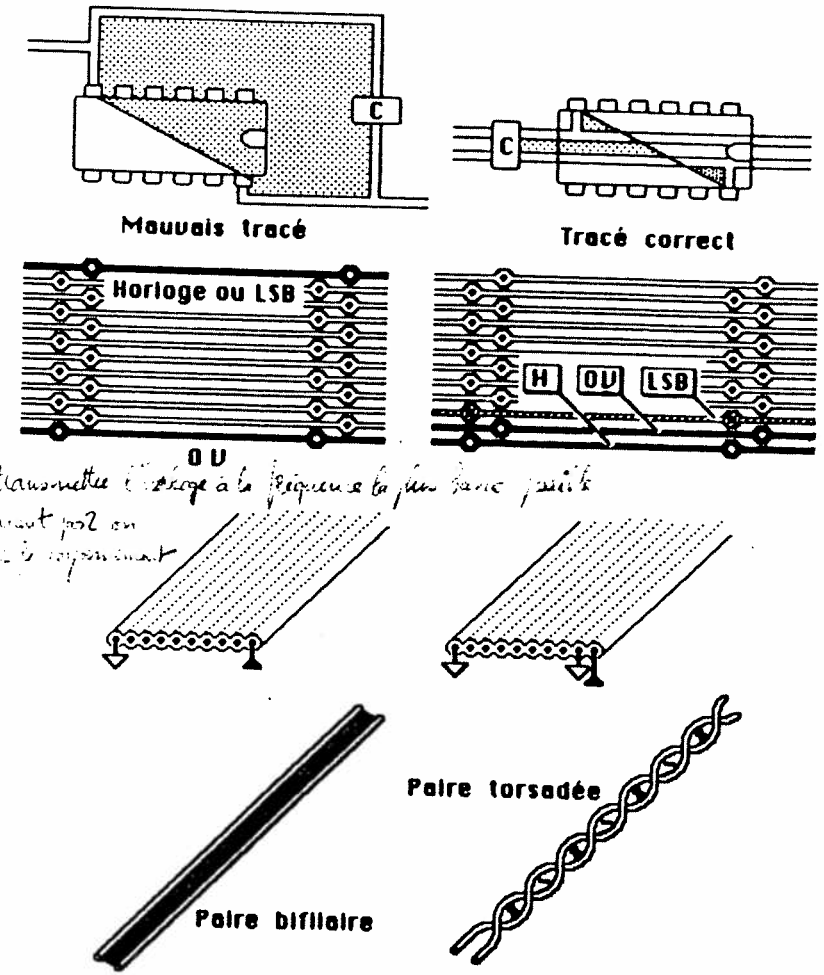
Effet d'un plan de masse



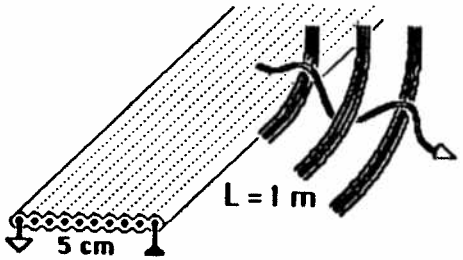
Un PLAN DE MASSE :

- Assure une impédance commune (0 V) minimale
- Stabilise l'impédance des lignes
- Masque la capacité carte à châssis
- Fournit la référence de potentiel aux filtres d'E/S
- Blinde la carte contre les champs E.M.
- Annule à la fois la composante normale du champ magnétique et les composantes tangentielles du champ électrique (de loin les plus importantes).

Surfaces rayonnantes



Exemple de rayonnement d'un câble plat



Un câble plat 1 m supporte entre 2 conducteurs distants de 5 cm un signal d'horloge de 1 MHz avec un temps de montée de 8 ns. Sachant que la tension de 3 V crête à crête est chargée par 150Ω, calculer le rayonnement de ce câble vers 30 MHz à 3 m.

SOLUTION :

- Tension crête du fondamental = 0,64. 3 = 1,9 V
- Harmonique 31 : 1,9 / 31 = 62 mV
- Surface de la boucle : 5 . 100 = 500 cm²
- $E_{\mu V/m}$ = 0.93. 500. 0.062. 31^2/150. 3 = 62 µV/m

E = 36 dBµV/m

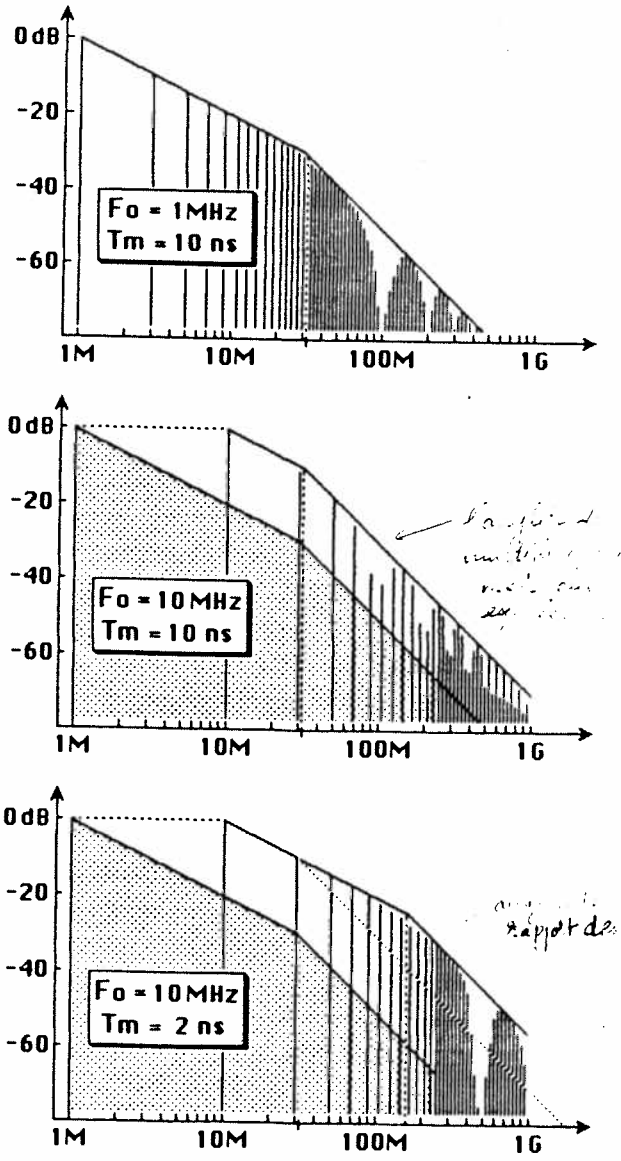
En ajoutant les 6 dB de la réflexion du sol, on frôle la limite des niveaux B des normes VDE et FCC.

Implantation et tracé des pistes

- Les boucles supportant l'horloge système sont toujours les plus critiques: réduire leur surface.
- Tirer au moins une ligne de masse par groupe de 8 lignes d'adresses ou de données - attention aux fonds de paniers (sauf s'il y a un plan de masse)
- Tirer cette piste le long de la ligne de poids faible, ou à défaut au milieu du groupe de lignes.
- Une grille d'alimentation réduit le rayonnement
- Placer les drivers de ligne près des connecteurs
- Placer les condensateurs de découplage aussi près des boîtiers que possible.
- Utiliser un plan de masse (fonds de paniers)

Une carte qui satisfait au critère 150-300 mV (de bruit d'alim.) "passe" généralement les normes.

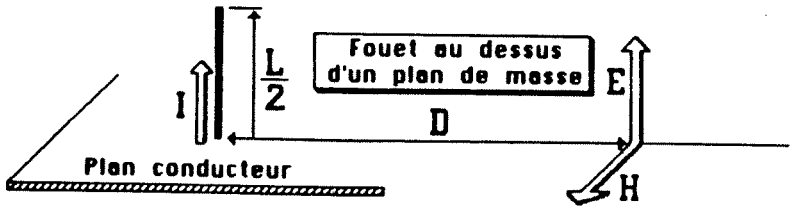
Comparaison de spectres

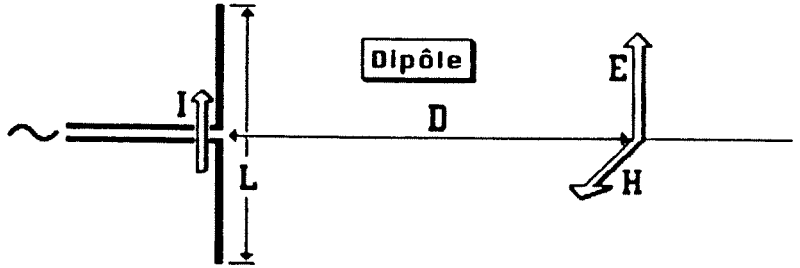


Techniques de réduction du rayonnement M.D.

- N'utiliser les logiques rapides (t_m <10 ns) que lorsqu'elles sont strictement nécessaires
- Sinon coucher les fronts émis (par petites capas)
- Ne transmettre les signaux d'horloge qu'à la fréquence minimale (et non à fréquence double)
- Re-générer sur chaque carte les horloges utiles
- Préférer deux horloges multiphases (et à flancs couchés) à une horloge de fréquence double
- Utiliser des paires torsadées (blindage superflu)
- Blinder la carte ou l'équipement

Rayonnement d'un petit fouet



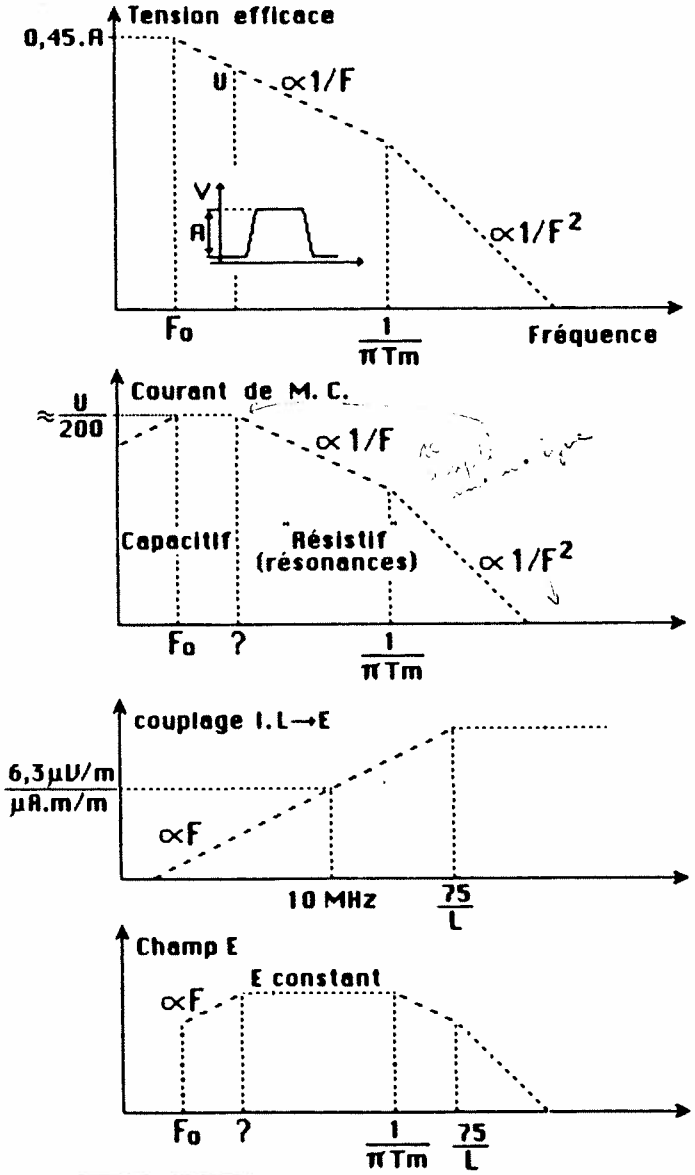


- $|E| = \frac{Zo.\ I.\ L}{2\lambda.\ D} \sqrt{1 - (\lambda/2\pi D)^2 + (\lambda/2\pi D)^4}$
- $|H| = \frac{I.\ L}{2\lambda.D} \sqrt{1 + (\lambda/2\pi D)^2}$
- Formule générale pour $F \geq 30$ MHz et $D > 1$ m

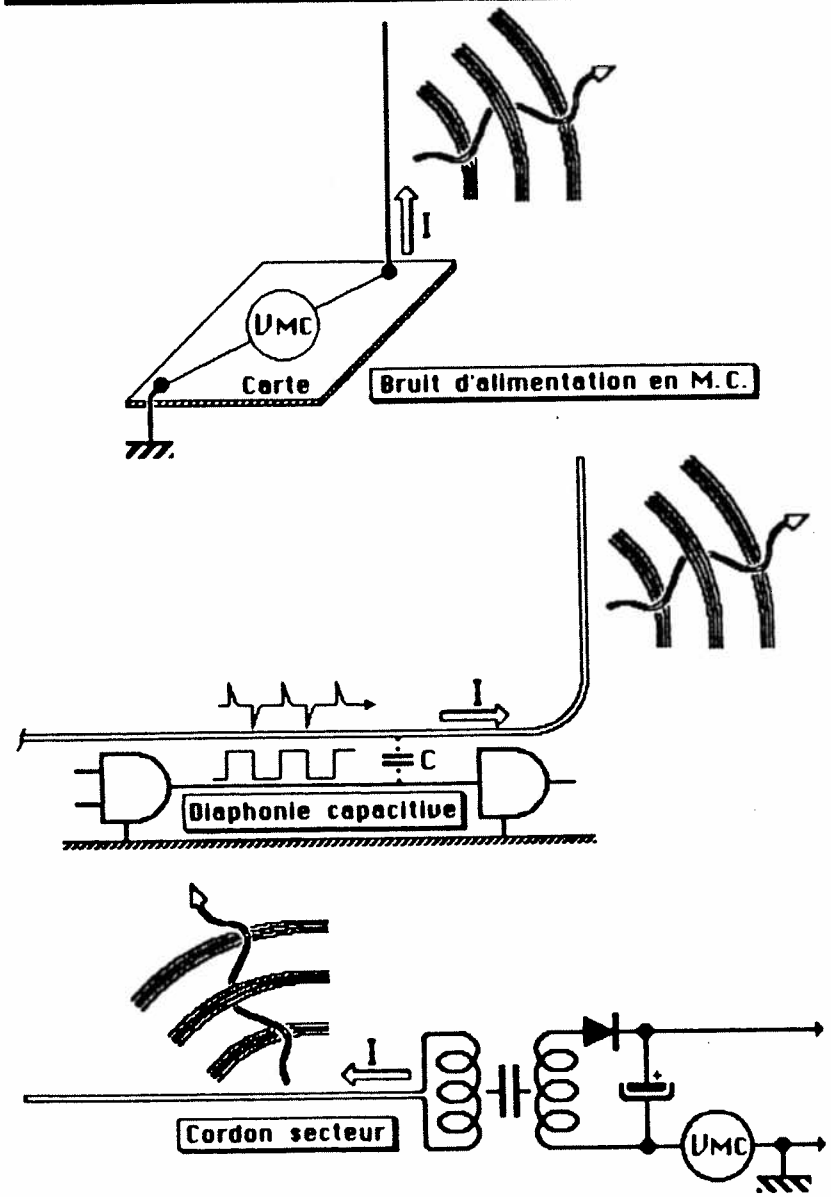
$$E_{\mu V/m} = \frac{0.63.\ I_{\mu A}.\ L_m.\ F_{MHz}}{D_m}$$

donne un "ordre" de grandeur

Spectre rayonné en mode commun



Origines du courant de mode commun



Exemple du rayonnement d'un câble

Un câble de données long de 1.5 m supporte une harmonique de 100 µA à 35 MHz. Calculer le champ rayonné à 30 m.

SOLUTION :

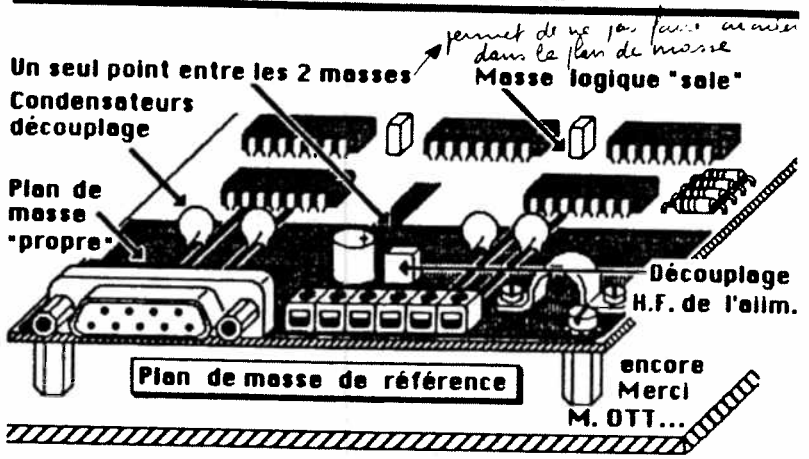
- 1.5 m < λ/4 : la formule s'applique directement sans correction
- $E_{\mu V/m} = 0.63 . 100 . 1.5 . 35 / 30 = 110\ \mu V/m$

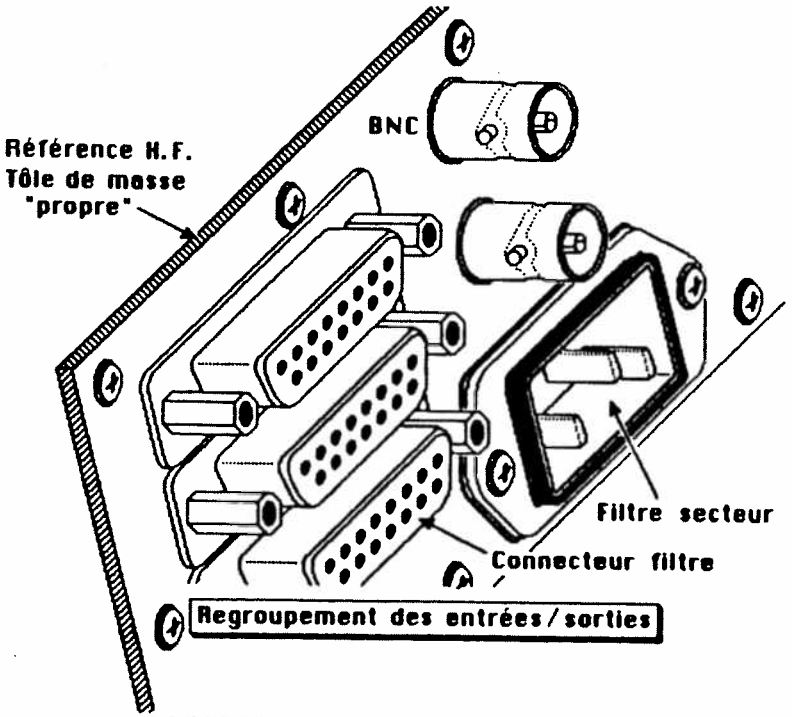
$$E = 41\ dB\mu V/m$$

La classe A de la FCC est dépassée de 11 dB (et la classe B de 21 dB !...)

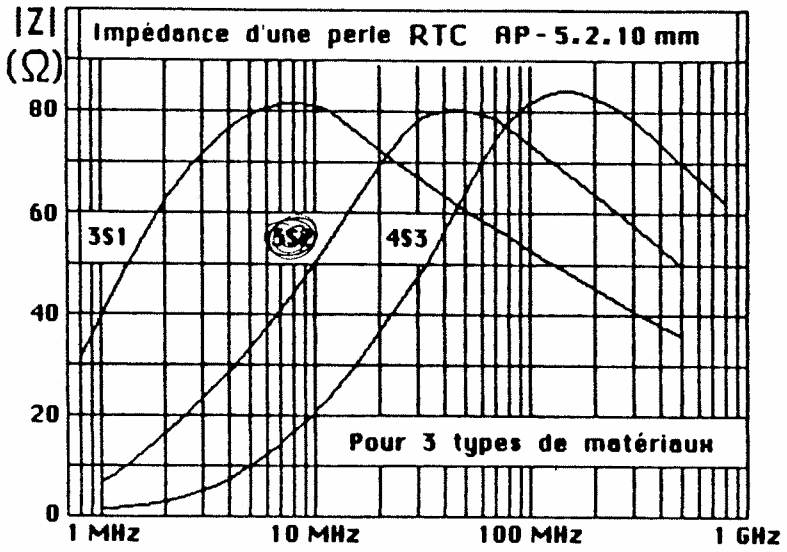
⟶ Il faut faire quelque chose ...

Masse de référence





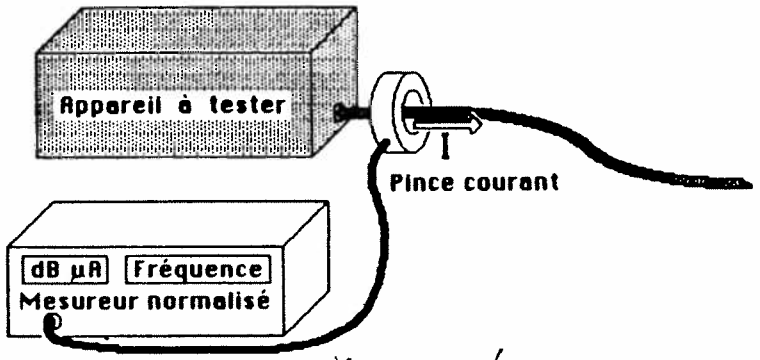
Perles de ferrite



Les perles de ferrite :

- Peuvent être ajoutées après conception (elles n'exigent pas de reprise du réseau de masse)
- Ne dégradent pas les signaux utiles, même aux fréquences élevées (contrairement aux filtres)
- Sont d'autant plus efficaces que l'impédance est faible (effet de "lissage" des raies)
- Sont d'un bon rapport efficacité / coût

Alerte avant la mesure du rayonnement



Utile pour faire de la mesure rapide

Pour respecter les normes VDE ou FCC classe B :

- $I_{M.C.} < 1\ \mu A$: Pas de problème, ça devrait passer...
- $1\ \mu A < I_{M.C.} < 3\ \mu A$: Faire la mesure et prier...
- $I_{M.C.} > 3\ \mu A$: ALERTE !

Pour la FCC classe A:

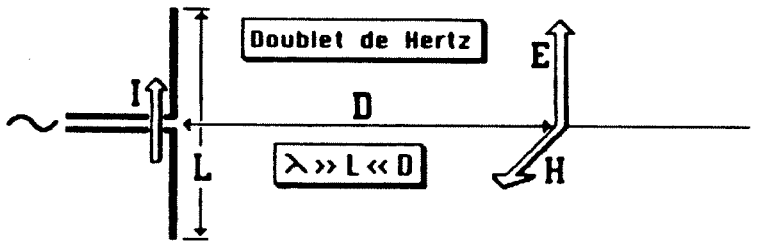
- $I_{M.C.} < 10\ \mu A$: Mesurons le champ sans crainte
- $10\ \mu A < I_{M.C.} < 30\ \mu A$: Les soucis arrivent...
- $I_{M.C.} > 30\ \mu A$: Il faut faire quelque chose !

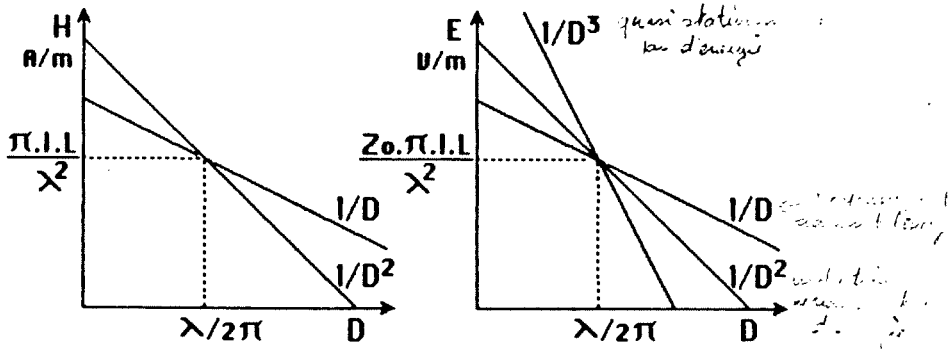
Techniques de réduction du rayonnement M.C.

- Filtrer toutes les entrées/sorties par rapport au même plan de masse (lui-même relié au châssis)
- Utiliser des émetteurs et récepteurs de ligne qui sont symétriques.
- Enfiler un nombre suffisant de perles de ferrite
- Eloigner les conducteurs "volants" des circuits d'horloge et les plaquer contre le châssis
- Regrouper les liaisons internes et externes en des torons séparés (distants d'au moins 10 cm)
- Si le cordon d'alimentation rayonne, ajouter un filtre secteur ou un transformateur à écran
- Utiliser des câbles blindés, écrans au châssis

Rayonnement du doublet de Hertz

petit devant $\lambda/2$





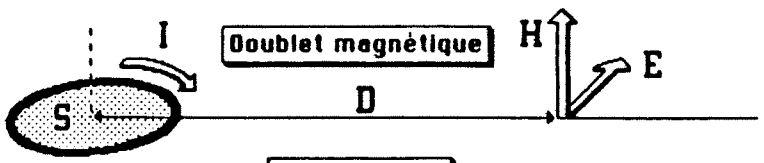
- Champ électrique d'un petit doublet (de Hertz) :

$$|E\theta| = \frac{Zo.I.L}{2\lambda.D}\sqrt{1-(\lambda/2\pi.D)^2+(\lambda/2\pi.D)^4}$$

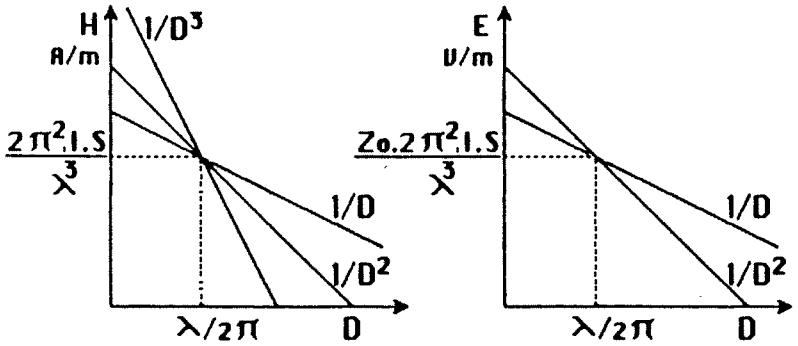
- Champ magnétique d'un petit doublet (de Hertz) :

$$|H\phi| = \frac{I.L}{2\lambda.D}\sqrt{1+(\lambda/2\pi.D)^2}$$

Rayonnement d'une ~~doublet~~ boucle magnétique



$\lambda \gg \sqrt{S} \ll D$



- Champ électrique d'un petit doublet magnétique :

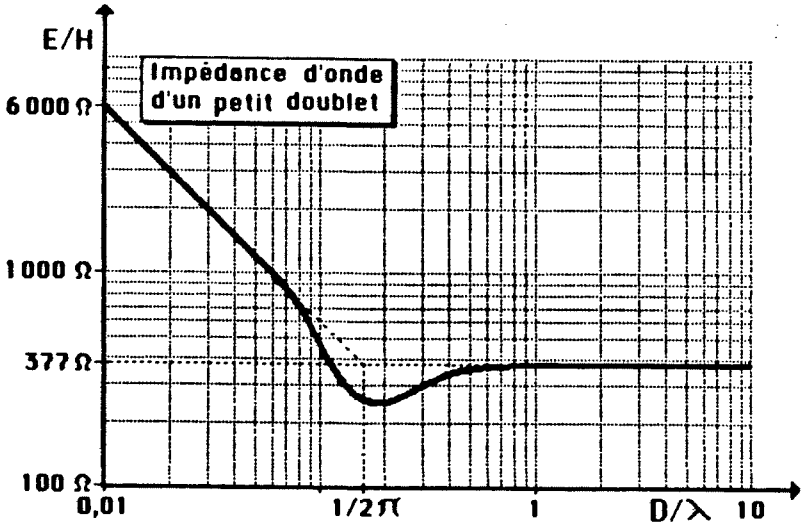
$$|E_\phi| = \frac{Zo.\pi.I.S}{\lambda^2.D}\sqrt{1-(\lambda/2\pi.D)^2+(\lambda/2\pi.D)^4}$$

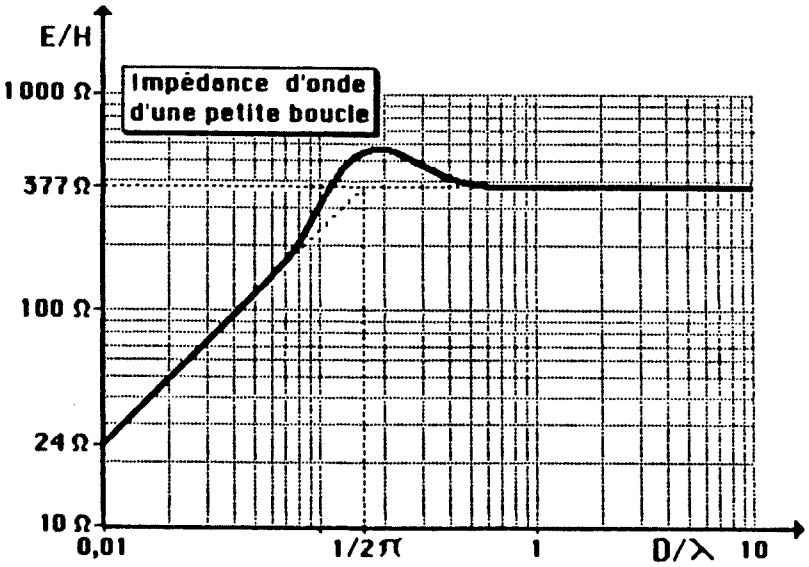
à inverser voir p 35457

- Champ magnétique d'un petit doublet magnétique:

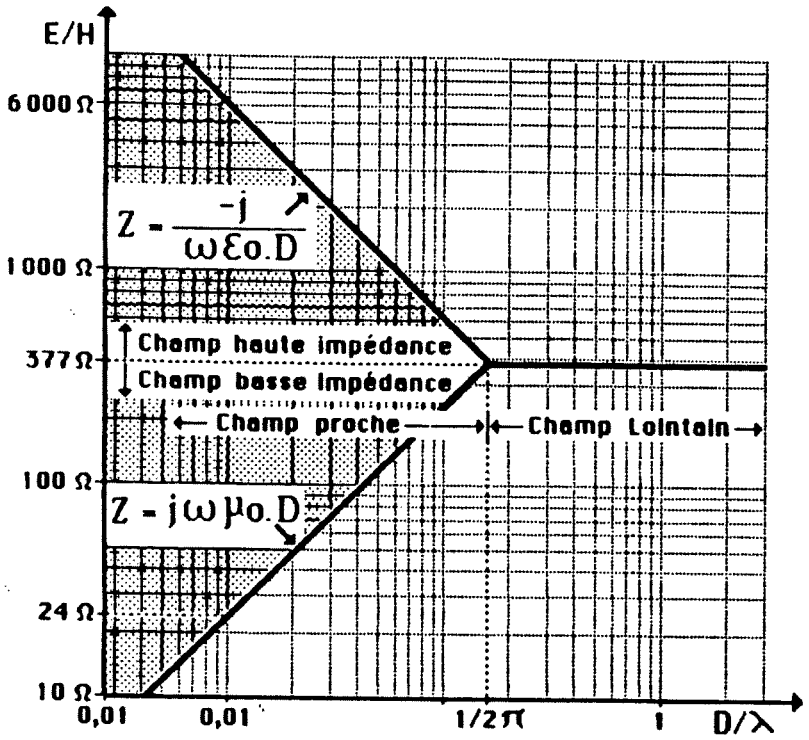
$$|He| = \frac{\pi.I.S}{\lambda^2.D}\sqrt{1+(\lambda/2\pi.D)^2}$$

Impédance d'onde





Champ proche / champ lointain



Si D < λ/2π : l'observateur est en CHAMP PROCHE

- E > 377.H : Champ dit "à haute impédance"
- E < 377.H : Champ dit "à basse impédance"

Si D > λ/2π : l'observateur en CHAMP LOINTAIN

- E = 377. H quelle que soit la source

(ONDE PLANE si dimensions de l'antenne << D)

Impédance intrinsèque / impédance de barrière

L'impédance intrinsèque d'un matériau homogène est la quantité (en ohm) : $\sqrt{(P+j\omega\mu)/(\sigma+j\omega\varepsilon)}$, où:

- P : Perdittivité diélectrique (généralement négligeable) en $\Omega.m^{-1}$
- μ : Perméabilité magnétique = $\mu_o.\mu_r$ en $H.m^{-1}$
- σ : Conductivité = $\sigma_{cu}.\sigma_r$ en $Si.m^{-1}$
- ε : Permittivité diélectrique = $\varepsilon_o.\varepsilon_r$ en $F.m^{-1}$

Avec :

$\mu_o = 4\pi.10^{-7}\ H.m^{-1} \approx 1{,}25\ \mu H/m$

$\sigma_{cu} = 5{,}8.10^{7}\ \Omega^{-1}.m^{-1}$

$\varepsilon_o = 8{,}85\ pF/m$

Pour tous les conducteurs (même mauvais et aux hyperfréquences) : $\sigma \ggg \omega.\varepsilon$ et $P = 0$, d'où:

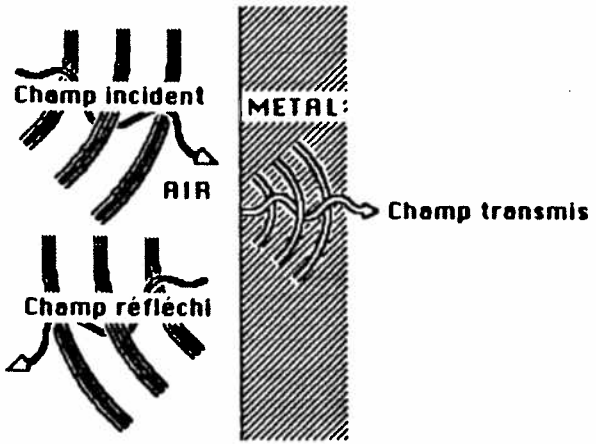
$$Zi = \sqrt{j\omega\mu/\sigma}$$

$$|Zi| = 370.10^{-6}\sqrt{F_{MHz}.\mu_r/\sigma_r}$$

Zb : Impédance de barrière $\approx Zi/(1-e^{-d/\delta})$

Si $d > \delta$ (épaisseur de peau), alors $Zi = Zb$

Réflexion



Petit Larousse : METAL n. m. Corps simple, doué d'un éclat particulier appelé *éclat métallique*...

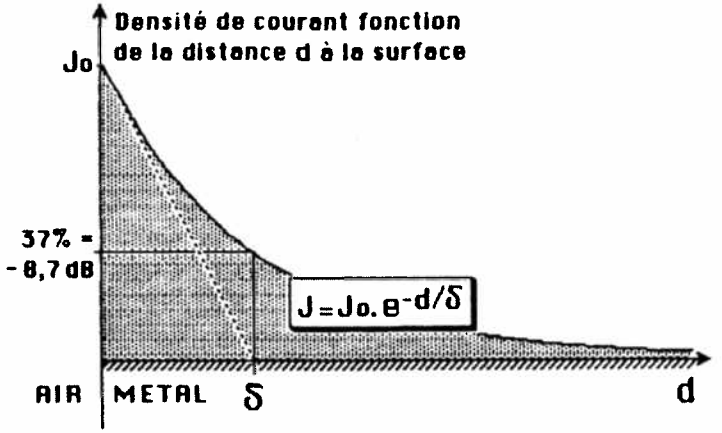
Une champ d'impédance Zc arrivant sur une paroi métallique d'impédance de barrière Zb subit une réflexion : $R = \frac{Zb - Zc}{Zb + Zc}$ comparer p35443

$E_{réfléchi} = R \cdot E_{incident}$

Champ transmis = (1+R). E

Transmission air → métal : $Tam = 1+R = \frac{2 \cdot Zb}{Zb+Zc}$

Effet de peau



L'effet de peau (ou pelliculaire) est un phénomène de conduction : le courant alternatif circule préférentiellement en surface des conducteurs.

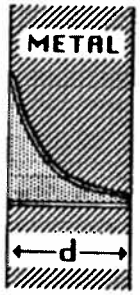
En fait, l'affaiblissement de la densité de courant est exponentiel, de constante d'espace δ, appelée "épaisseur de peau".

$$\delta_m = \frac{66.10^{-6}}{\sqrt{\sigma_r . \mu_r . F_{MHz}}}$$

Pour du cuivre, à 50 Hz : δ = 9,3 mm

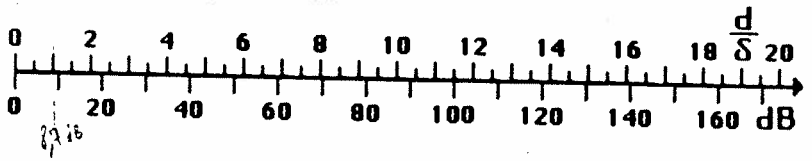
1MHz δ = 66 µm

Absorption



$$\delta = \frac{66(\mu m)}{\sqrt{\sigma r . \mu r . FMHz}}$$

E et H décroissent de la même façon



L'absorption est un phénomène de rayonnement. L'onde transmise à travers la paroi conductrice y est dégradée en chaleur: l'atténuation est donnée très simplement en dB par la relation : $A = 8,7.d/\delta$

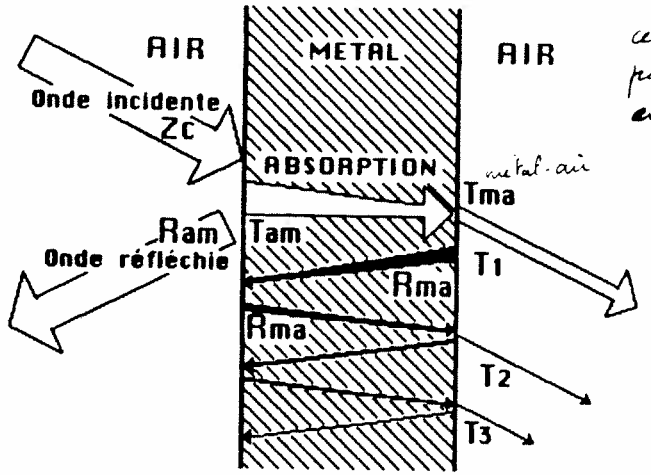
Quelle est l'absorption à 2 MHz à travers une tôle d'aluminium ($\sigma_r = 0,6$) de 0,7 mm d'épaisseur ?

SOLUTION :

- $\delta = 66.10^{-6}/\sqrt{0,6.\ 1.\ 2} = 60.10^{-6}$m = 0,06 mm
- $d/\delta = 0,7/\ 0,06 = 11,5$
- Atténuation (lue sur l'abaque) = 100 dB (!...)

les fers magnétiques sont encore meilleurs: acier : $\sigma_r = 0,15$ $\mu_r = 200$ → 715dB

Réflexions multiples



ce phénomène se produit en particulier en BF

Posons : $k = Zc/Zb$ et Absorption : $A = e^{-d/\delta}$

- $Tam = 2.Zb/(Zb+Zc) = 2/(1+k)$
- $Tma = 2.Zc/(Zb+Zc) = 2k/(1+k)$
- $T_1 = Tam.\ A.\ Tma = A.\ 4k/(1+k)^2 \approx 4A/k$ si $k>>1$
- $T_i = T_{i-1}.\ A^2.\ Rma^2$
- $Rma = (Zc-Zb)/(Zc+Zb) = (k-1)/(k+1)$
- avec : $B = A^2.(k-1)^2/(k+1)^2$, alors : $T_i = B.T_{i-1}$
- $\Sigma\,|T_i| = T_1.\ (1 + B + B^2 + B^3 + \ldots) = T_1/(1-B)$

$$\Sigma T_i = T_1/[1 - A^2.(k-1)^2/(k+1)^2] \lesssim T_1/(1-A^2)$$

Efficacité de blindage

Posons : • $A = e^{-d/\delta}$

• $R = 4k/(1+k)^2$ avec $k = Zc/Zb$

• $C = 1/[1-A^2.(k-1)^2/(k+1)^2]$

Le champ total transmis à travers l'écran E_t en fonction du champ incident E_i s'écrit :

$$E_t = R.\ A.\ C.\ E_i$$

L'efficacité de blindage Eb est le produit R.A.C

Pour exprimer Eb de façon agréable, par un nombre positif de décibels : $Eb_{dB} = -20.\log(R.\ A.\ C)$

$$Eb_{dB} = 20.\log[(k+1)^2/4k] + 8{,}7.\ d/\delta - C_{dB}$$

Si k > 5, alors C peut être lu dans la table :

A db	1	2	3	5	7	10	12	>12
C dB	13,5	8,5	6,0	3,5	2,0	1,0	0,5	0

Choix du matériau de blindage

Le matériau de blindage idéal est épais (A élevée) et très bon conducteur (R et A élevées). Un fort μ améliore A (sensiblement) mais réduit R (en $\sqrt{\mu}$).

• Blindage de champ haute impédance (électrique)

Très facile : la réflexion est toujours excellente

→ Tout convient; un vernis graphité peut suffire

• Blindage d'une onde plane (généralement H.F.)

Assez facile : La réflexion est bonne

L'absorption croit très vite avec la fréquence

→ Attention à toutes les ouvertures en H.F.

• Blindage de champ basse impédance (magnétique)

Difficile: La réflexion est mauvaise à nulle

L'absorption est faible en basse fréquence

→ Choisir un matériau à fort μ pour déflecter les lignes de champ en continu ou TBF et bénéficier d'une forte absorption si la fréquence s'élève.

Matériaux non magnétiques

Matériau (25°C)	σr	μr
Aluminium	0,61	1
Aluminium trempé dural	0,4	→ 1
Acier inoxydable	0,028	1
Argent	1,08	1
Bronze phosphoreux	0,18	1
Cadmium	0,23	1
Chrome	0,66	1
Cuivre	1,00	1
Etain	0,15	1
Laiton (66 Cu - 34 Zn)	0,26	1
Magnésium	0,38	1
Monel (67 Ni-30 Cu-Fe-Mn)	0,04	1
Nickel (en H.F.)	0,22	→ 1
Or	0,75	1
Platine	0,17	1
Plomb	0,08	1
Tantale	0,11	1
Zinc	0,30	1

Matériaux magnétiques

Les matériaux à fort μ perdent leurs propriétés magnétiques (résistivité inchangée) dans deux cas :

- Saturation par champ ou courant conduit élevé
- Lorsque la fréquence croit (typ. quelques kHz)

Matériau (25°C)	σr	μr → 1 kHz
Acier SAE	0,1	1000
Acier silicium 4%	0,025	500
Acier commercial	0,15	200
Fer électrolytique	0,17	5000
Conétic AA	0,032	20000
Hypernick	0,035	4500
Mumétal	0,028	20000
Nichrome	0,02	18
Nickel	0,22	100
Ni-Fe 50	0,12	3200
Permalloy 45	0,035	2500
Permalloy 78	0,11	8000
Supermalloy	0,03	100000

Application numérique

Quelle est l'efficacité de blindage à D = 3m d'un émetteur C.B. (27 MHz, λ = 11m) d'une feuille d'aluminium ménager d'une épaisseur d = 18 µm ?

SOLUTION :

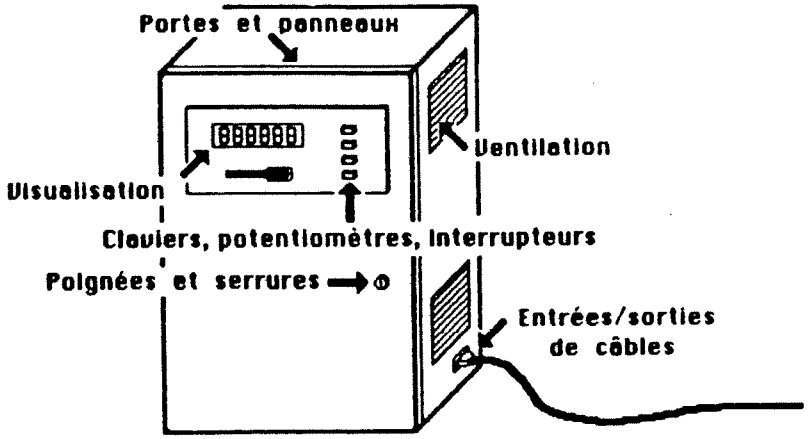
- $\lambda/2\pi = 11/6{,}28 = 1{,}8$ m < D, donc $Zc \approx 377\ \Omega$
- $Zl = 370.\ 10^{-6}.\ \sqrt{27.1/0{,}6} = 2{,}5\ m\Omega$
- $\delta = 66.\ 10^{-6}/\sqrt{0{,}6.\ 1.\ 27} = 16\ \mu m$
- $AdB = 8{,}7.\ 18/16 = 10$ dB
- $Zb = Zl/(1-e^{-d/\delta}) = 2{,}5/0{,}67 = 3{,}7\ m\Omega$
- $k = 377/\ 0{,}0037 = 10^6 \gg 1$ donc :
- $R_{dB} = 20.\log(\ k\ /\ 4\ ) = 120 - 12 = 108$ dB
- $C_{dB} = 1$ dB

Ainsi : $Eb_{dB} = R_{dB} + A_{dB} - C_{dB} = 108 + 10 - 1$

Eb = 117 dB

Ce qui constitue déjà un excellent écran ...

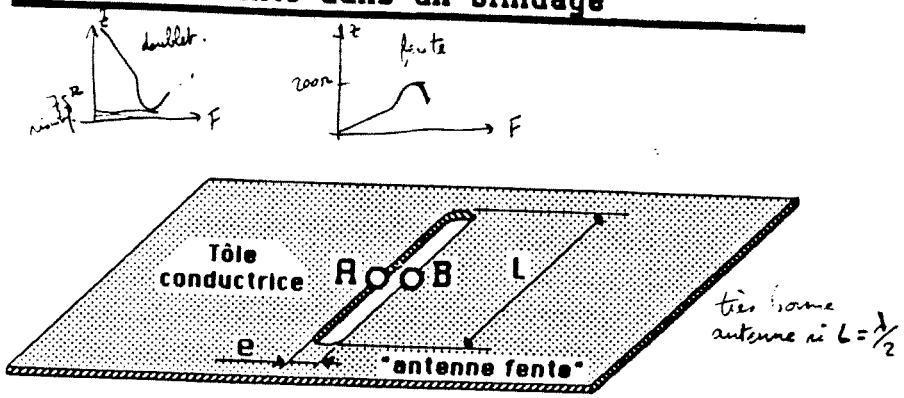
Nécessité des ouvertures



Pour la plupart des équipements, de nombreuses ouvertures sont inévitables. Une méthode d'analyse de l'efficacité globale de blindage est nécessaire :

- Recenser toutes les fuites (sans en oublier !..)
- Evaluer une à une leur atténuation (en dB)
- Effectuer le Σ en amplitude de toutes les fuites
- Comparer ce résultat à l'objectif à atteindre
- Traiter alors si nécessaire les fuites excessives

Fente dans un blindage



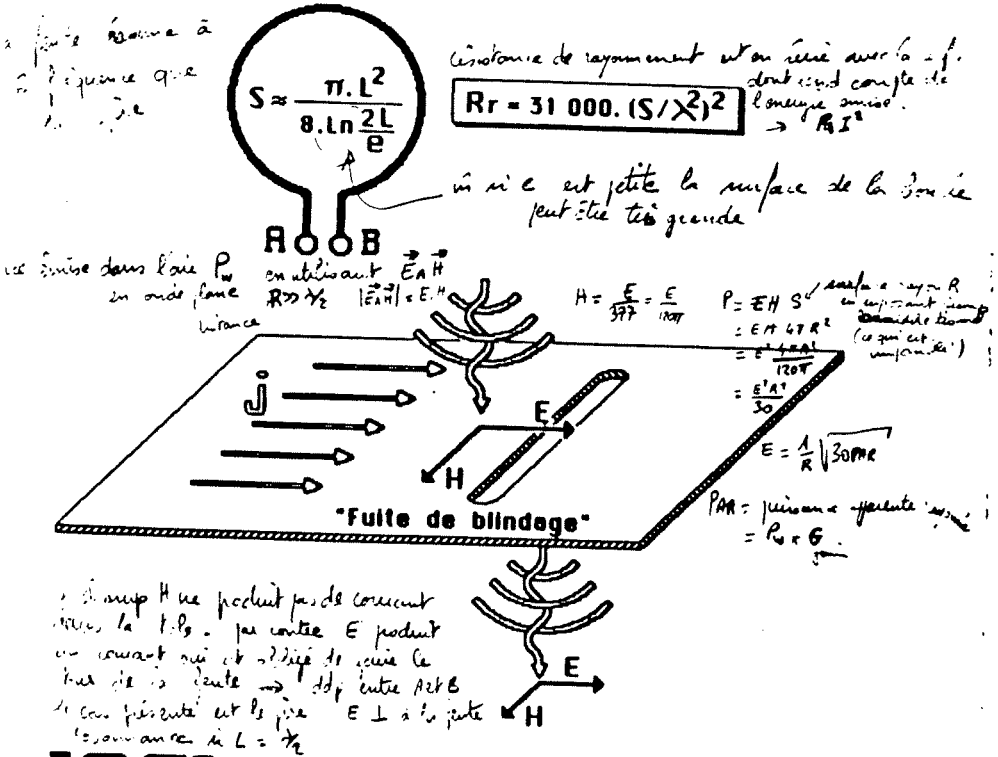
très bonne antenne si $L = \lambda/2$

$$S \approx \frac{\pi . L^2}{8 . \ln \frac{2L}{e}}$$

résistance de rayonnement est ramené avec la f^2 dont il faut tenir compte de l'énergie émise → $R_R I^2$

$$Rr = 31\,000 . (S/\lambda^2)^2$$

si e est petite la surface de la boucle peut être très grande



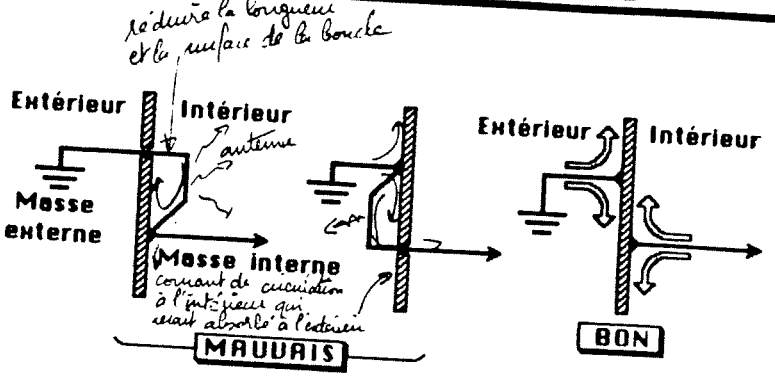
$$H = \frac{E}{377} = \frac{E}{120\pi}$$

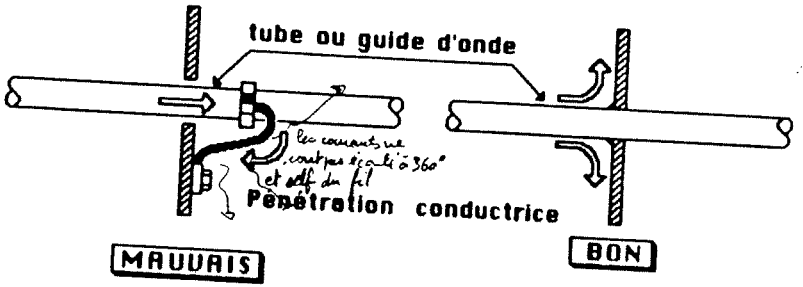
$$P = EH\,S = EH\,4\pi R^2 = \frac{E^2 4\pi R^2}{120\pi} = \frac{E^2 R^2}{30}$$

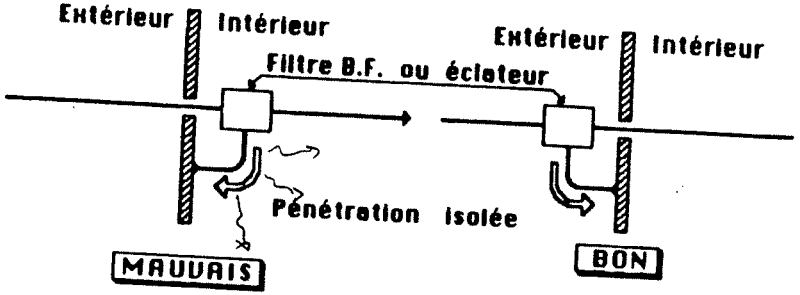
$$E = \frac{1}{R}\sqrt{30 P_{AR}}$$

P_{AR} = puissance apparente rayonnée = $P_{ém} \times G$

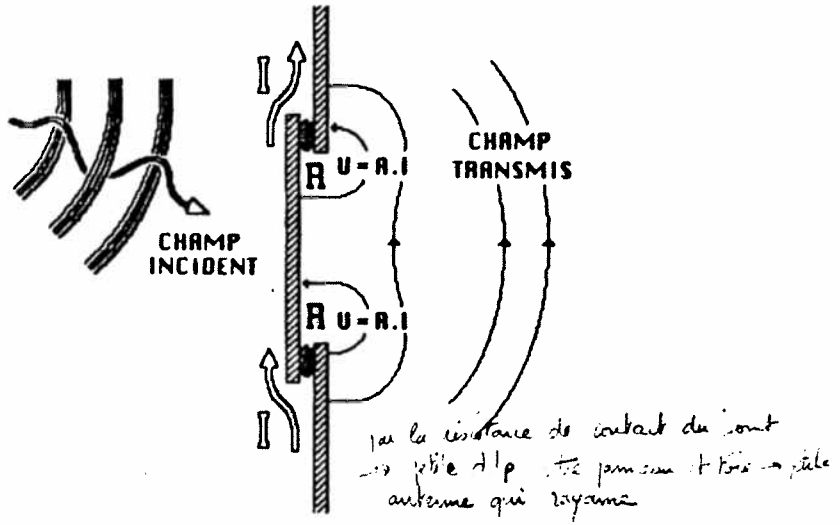
"Laisser les courants dehors"

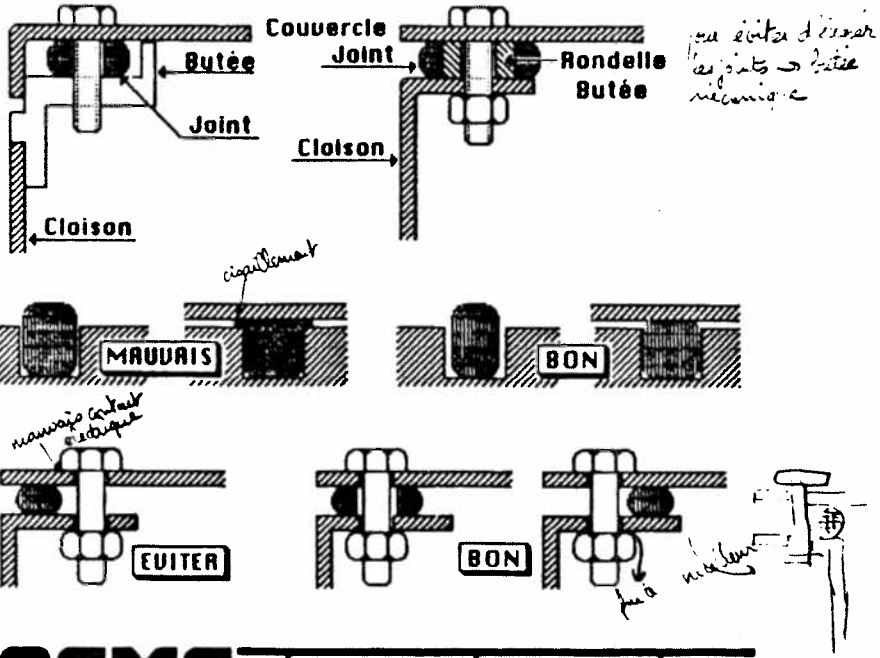






Joints conducteurs





Couples électrochimiqes

La règle des 300 mV de tension galvanique, excellente en mécanique (dommages profonds), est insuffisante en C.E.M. (résistance de contact).

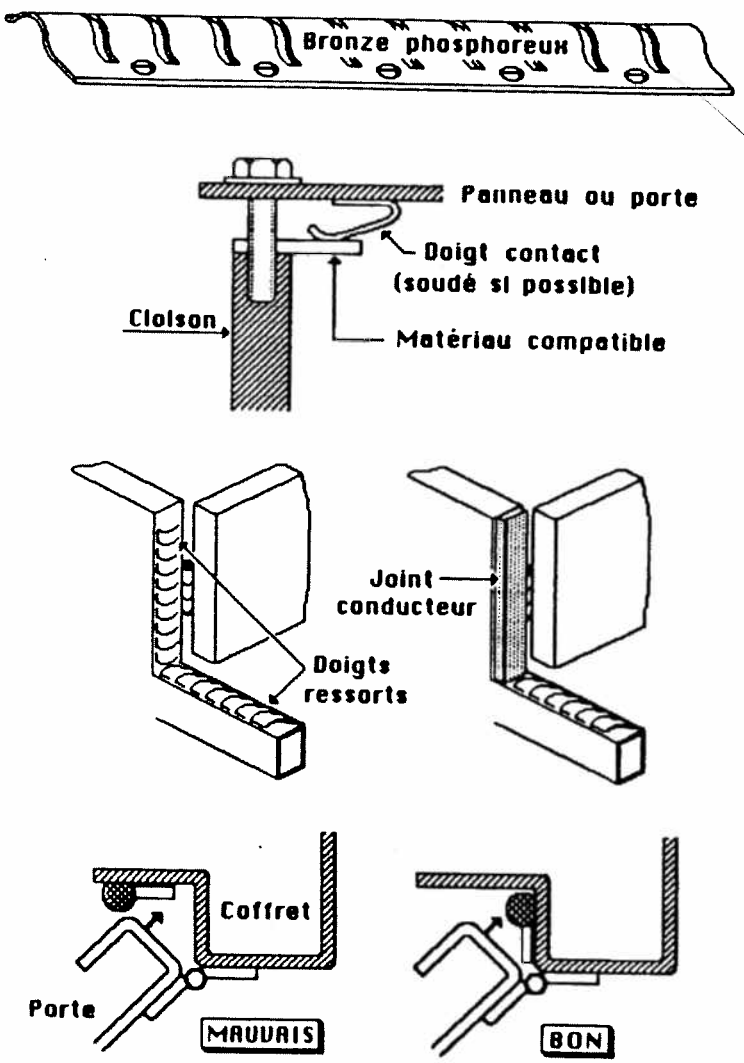
Le cadmiage et zingage supportent électriquement mal l'humidité. Le chromatage convient mal à l'alu.

L'étamage, excellent, est compatible avec l'acier, le cuivre, l'aluminium et même le magnésium.

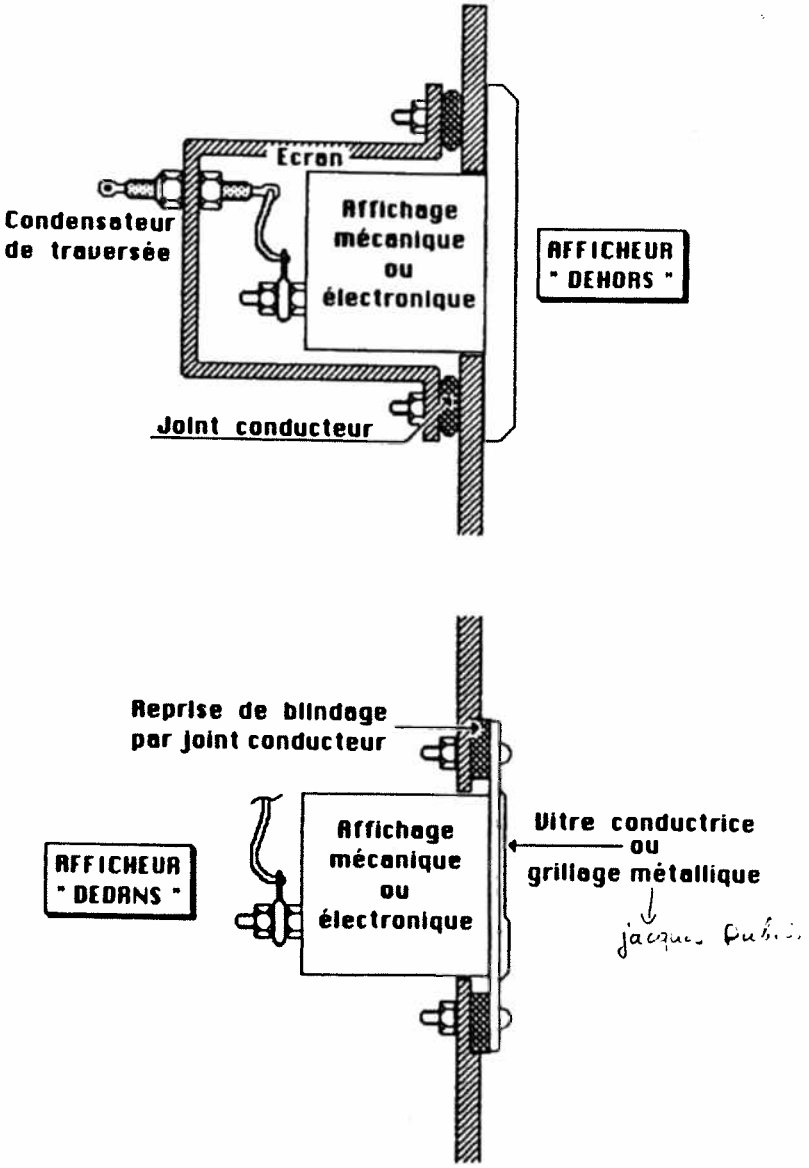
Le nickelage en épaisseur suffisante (75 µm) donne de bons résultats (12 µm sur acier inox suffisent).

L'argentage est satisfaisant (attention au soufre). Sur du cuivre un vernis chargé à l'argent doit rester à θ < 150°C. On peut protéger un chromatage sur aluminium par résine époxy chargée à l'argent.

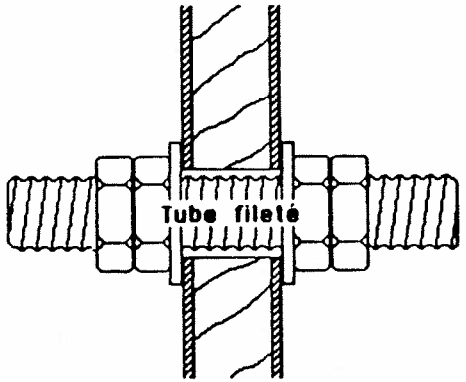
Doigts ressorts

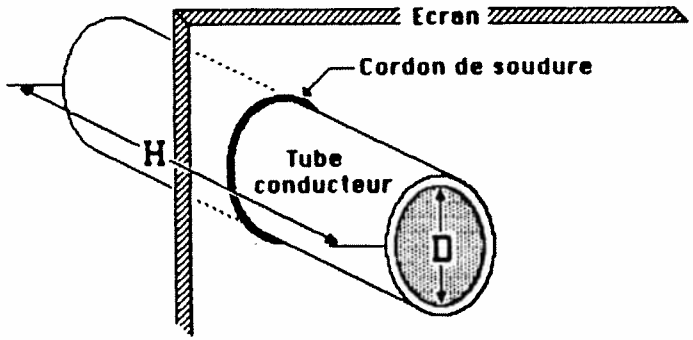


Les 2 topologies pour visualisation



Passages de fluides

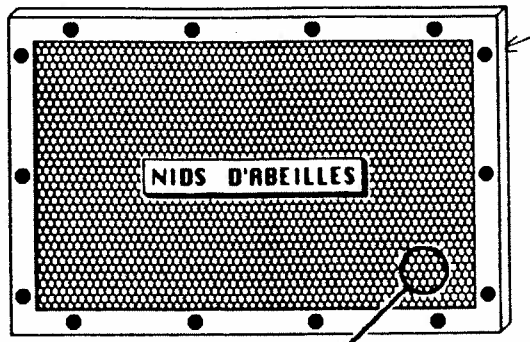


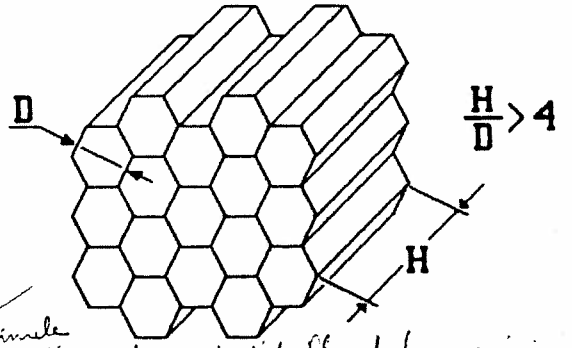


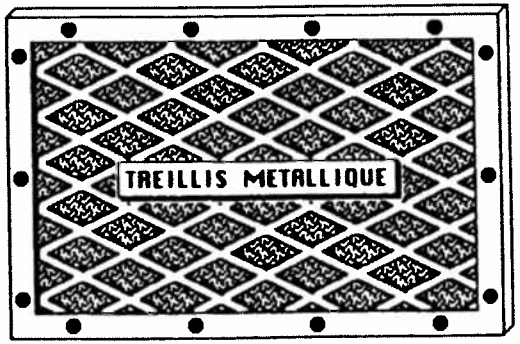
Un tube conducteur, tant que sa plus grande dimension (ou diamètre) reste inférieure à $\lambda/6$, présente une atténuation aux champs indépendante de la fréquence : (onde évanescente)

$$Eb_{(dB)} = 27{,}3.H/D$$

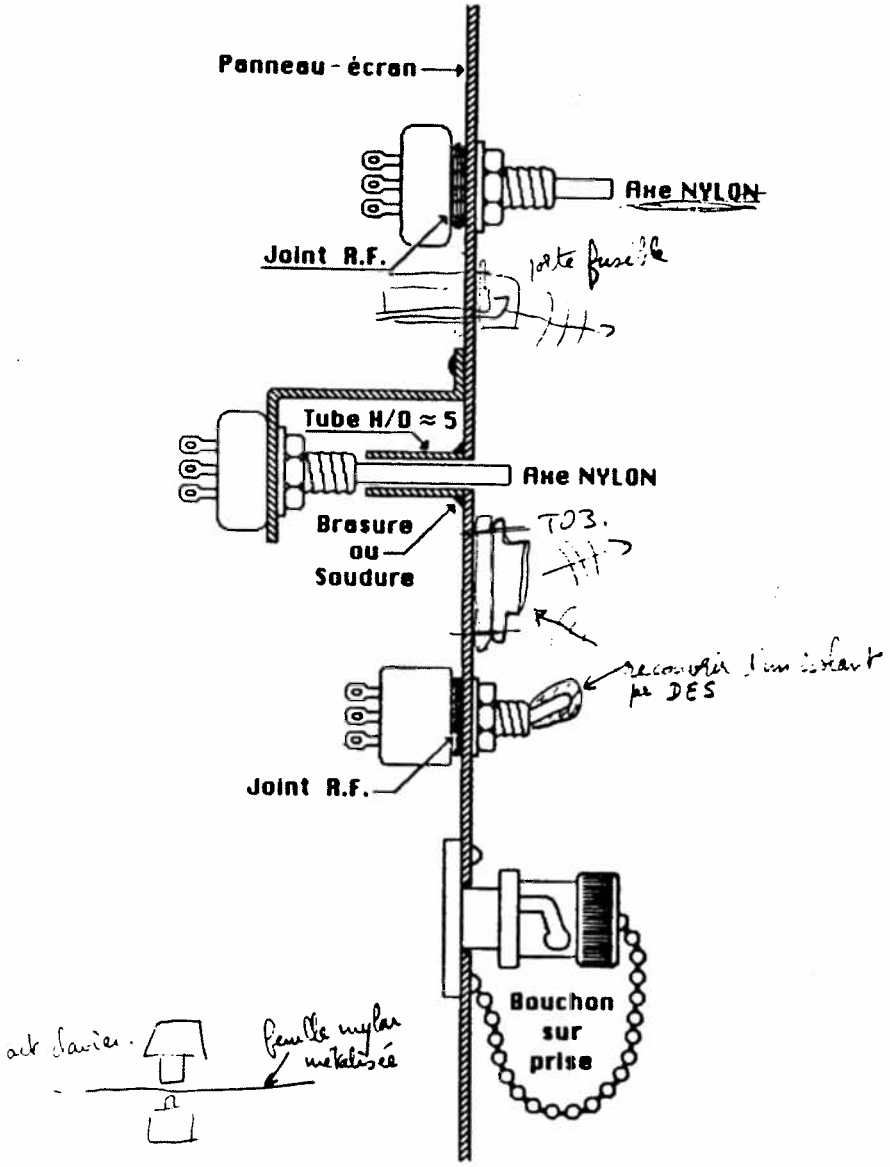
Ecrans de ventilation



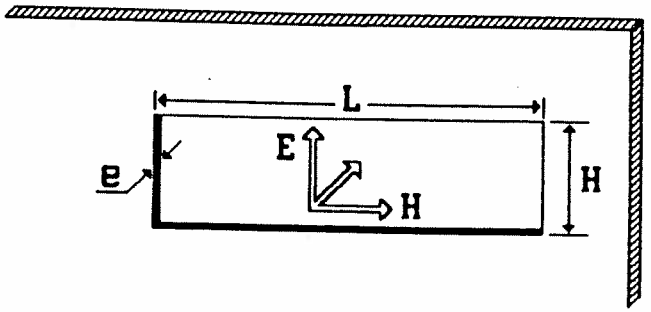




Interrupteurs et axes de potentiomètres

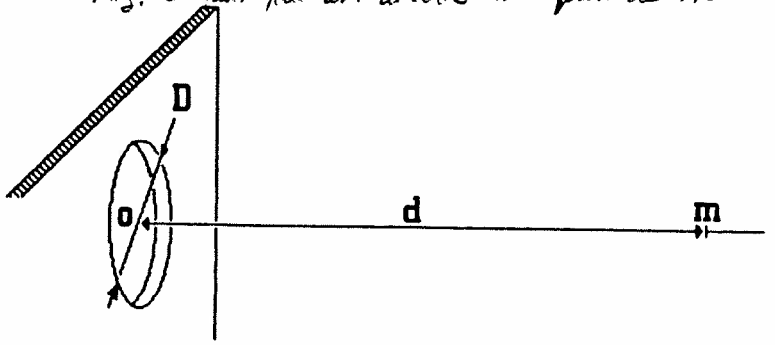


Fuites de blindage



• si e << L, alors

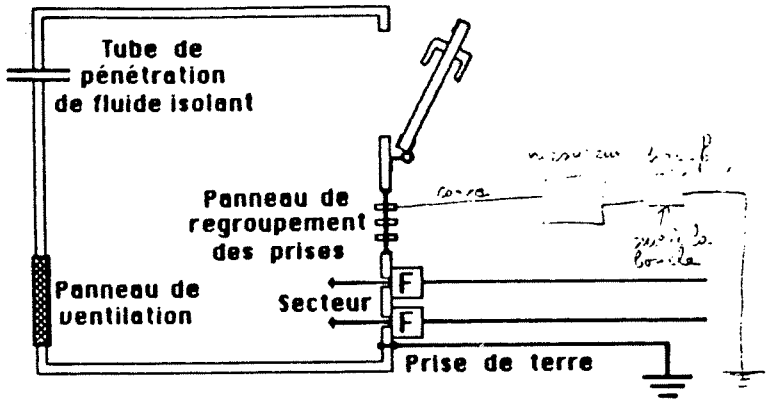
$$Eb_{dB} \approx 20.\log(\lambda/2L)$$



En champ E : $Eb_{E\,dB} \approx 37.5 + 60.\log(d/D)$

En champ H : $Eb_{H\,dB} - Eb_{E\,dB} - 6$ dB

Regroupement des conducteurs en traversée



- La mise à la terre d'une enceinte blindée ne sert qu'à la sécurité du personnel
- Mise à la terre en un seul point (pas de circulation de courant B.F. dans l'écran)
  - → Poser l'enceinte sur un plancher isolant
  - → Attention aux boucles non intentionnelles
  - → Prise de terre à proximité des filtres
- Connecter au plus court à la masse du bâtiment

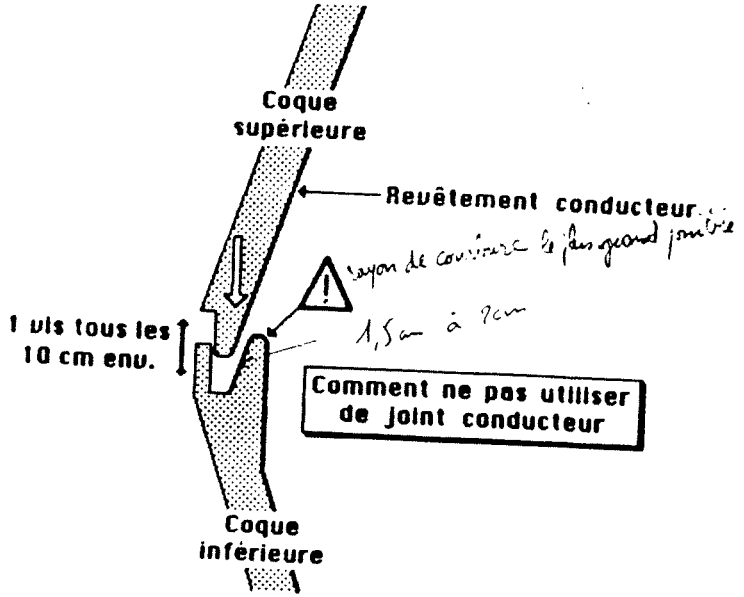
Vernis conducteurs

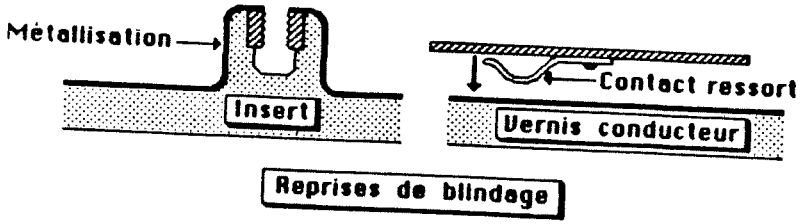
- Les vernis conducteurs (graphite, cuivre, nickel, argent...) sont déposés en épaisseur trop mince pour présenter une absorption significative. Ils opèrent essentiellement par réflexion.
- Leur performance est donc fortement correlée à leur impédance de surface (de barrière, en ohm/□).

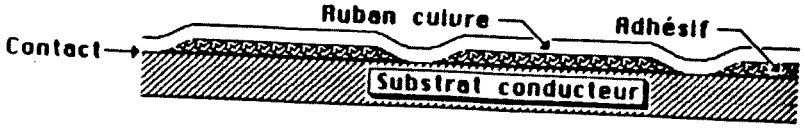
• Avantages:	Peu coûteux
	Dépose par moyens conventionnels
• Problèmes:	Adhérence (fonction du support)
	Tenue dans le temps (craquelage)
	Oxydation aux cycles climatiques
	Attention aux rayures (manutention)

- Pour les pièces de forme très complexe, choisir la métallisation "Electroless" (très uniforme) de cuivre, de nickel/bore ou de nickel/phosphore.

Coffrets plastiques métallisés







Métallisation des plastiques

AVANTAGES	INCONVENIENTS
Métallisation sous vide	
Sur tout plastique	Investissement lourd
Excellente atténuation	Taille limitée
Epaisseur contrôlable	Enduit d'accrochage
Toutes formes possibles	Corrosion aluminium
Zincage par arc/ à la flamme	
Bonne conductivité (>0,1σ_r)	Equipement coûteux
Revêtement épais possible	Risque de déformation
Efficace → hyperfréquences	Sablage nécessaire
	Risque de décollage
	Perte de granules

Qu'est-ce que le F.C.C. ?

• Le F.C.C. (Federal Communication Commission) est une agence gouvernementale des USA dont la responsabilité est le contrôle de l'espace hertien.

• La Part 15 (réglementation) des F.C.C. Rules and Regulations (Radio Frequency Devices) classe les équipements, donne les niveaux limites (Docket 20780) et fixe les conditions de mesure (Docket 80-284).

• Subpart J (Norme) (Computing Devices) est le document final d'application. C'est une Loi Fédérale.

• On peut tester soi-même ses produits. (on est réputé conforme jusqu'à présentation d'une plainte)

• Certification : envoi des résultats de test au F.C.C. pour approbation → certificat. (ordinateurs grand public)

• Verification : conservation des résultats de test comme preuve de respect de la loi.

• De façon générale la Vérification suffit, mais la Certification est exigée dans certains cas (produits de grande diffusion).

Règles du F.C.C.

Subpart J.

• "Computing Devices" : sont concernés tous les produits contenant une électronique utilisant des signaux numériques de fréquence ≥ à 10 kHz.

• Les mesures sont effectuées en conduction sur le cordon secteur et en rayonnement. (en champ libre)

• Matériels déjà fabriqués au 1/1/81 avaient jusqu'au 1/10/83 pour satisfaire → étiquette !...

• Les matéreils fabriqués depuis le 1/1/81 et mis en vente aux USA doivent respecter les F.C.C.

• Pas d'effet rétroactif.

• A chaque modification significative du produit, celui-ci doit être retesté.

• Etiquetage obligatoire + mention dans la notice.

• Pour la classe A : avertissement obligatoire.