

Cours CEM – Exercices – 2014-2015

1. Transformateur d'isolement – Transformateur à écran

Quelle est l'atténuation offerte par un transformateur ordinaire d'environ 500 VA contre :

- un transitoire de mode commun 600 V, $t_r = 10 \mu\text{s}$
 - un transitoire de mode commun 2 kV, $t_r = 100 \text{ ns}$
- (t_r est le rise time ou temps de montée).

Que devient l'atténuation si l'on utilise un transformateur simple écran correctement monté ?

Sur la figure fournie à la page suivante (performances typiques d'un transformateur à écran de bonne qualité), pour le transformateur ordinaire, on considère la courbe C et l'atténuation est de :

Pour $10 \mu\text{s}$ ($f = 32 \text{ kHz}$) $A = 54 \text{ dB}$ (1/500)

Pour 100 ns ($f = 3,2 \text{ MHz}$), $A = 3 \text{ dB}$ (0,7)

Le transformateur ordinaire sera dès lors efficace comme protection pour l'onde 600V/10 μs , mais rendra le circuit vulnérable à l'onde 2000V/100ns.

Pour le transformateur à écran, en mode commun, on doit considérer la courbe A, on obtient :

Pour $10 \mu\text{s}$ ($f = 32 \text{ kHz}$) $A = 136 \text{ dB}$ (1/6.10⁶)

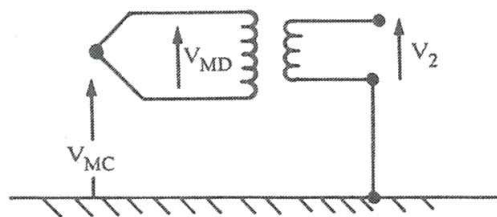
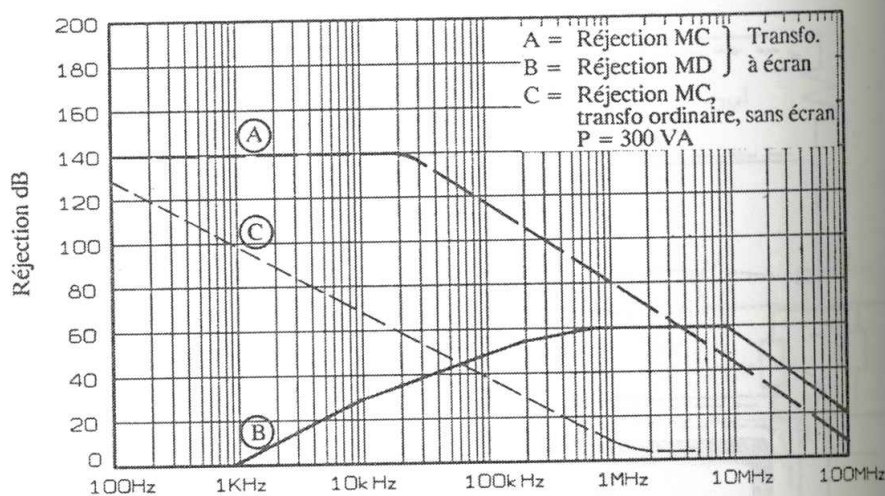
Pour 100 ns ($f = 3,2 \text{ MHz}$), $A = 60 \text{ dB}$ (1/1.000)

La figure 11.8 montre des performances typiques d'atténuations MC et MD pour un transformateur simple écran de bonne qualité (la capacité résiduelle primaire secondaire étant < 1 pF), par comparaison avec un transformateur identique sans écran.

Lorsqu'on désire un isolement plus élevé, on utilise des transformateurs à double écran (figure 11.9). Le premier écran, côté source, est relié à une des bornes primaires, le neutre de préférence. Il a son efficacité maximum contre les perturbations HF en MD (entre phase et neutre). Le second, relié au châssis, est optimisé contre le MC, en susceptibilité comme en émission.

Dans le transformateur dit à « ultra-isolation », avec triple-écran (figure 11.9), les deux écrans extérieurs sont montés en atténuation MD, l'écran central en atténuation MC.

D'autres variantes sont possibles, comme de relier les deux ou trois écrans à la masse mécanique de façon à avoir trois diviseurs capacitifs en cascade. Il faut bien voir, en effet, que l'écran est un diviseur C/L « passe-haut », dont l'atténuation se détériore comme F^2 (40 dB/décade).



$$\text{Réj. MC} = 20 \text{ Log } \frac{V_{MC}}{V_2}$$

$$\text{Réj. MD} = 20 \text{ Log } \frac{V_{MD}}{V_2}$$

Figure 11.8. Performances typiques d'un transformateur à écran de bonne qualité

EXEMPLE 11.1.- Quelle est l'atténuation offerte par un transformateur ordinaire d'environ 500 VA contre :

- un transitoire MC de 600 V, $t_m = 10 \mu s$,
- un transitoire MC de 2 kV, $t_m = 100 ns$.

Que devient l'atténuation si l'on utilise un transformateur simple écran correctement monté ?

Sur la figure 11.8 courbe C, on voit que l'atténuation vaut :

- pour $10 \mu s$ ($F_{\text{équ.}} = 32 \text{ kHz}$) : 54 dB soit 1/500,
- pour $100 ns$ ($F_{\text{équ.}} = 3,2 \text{ MHz}$) : 3 dB soit 0,7.

On est donc correctement protégé contre l'impulsion 600 V/10 μs , mais très vulnérable à l'impulsion 2 kV/100 ns.

Le transformateur à écran (courbe A) offrirait :

- pour $10 \mu s$ ($F_{\text{équ.}} = 32 \text{ kHz}$) = 136 dB soit $1/6 \cdot 10^6$;
- pour $100 ns$ ($F_{\text{équ.}} = 3,2 \text{ MHz}$) = 60 dB soit 1/1 000.

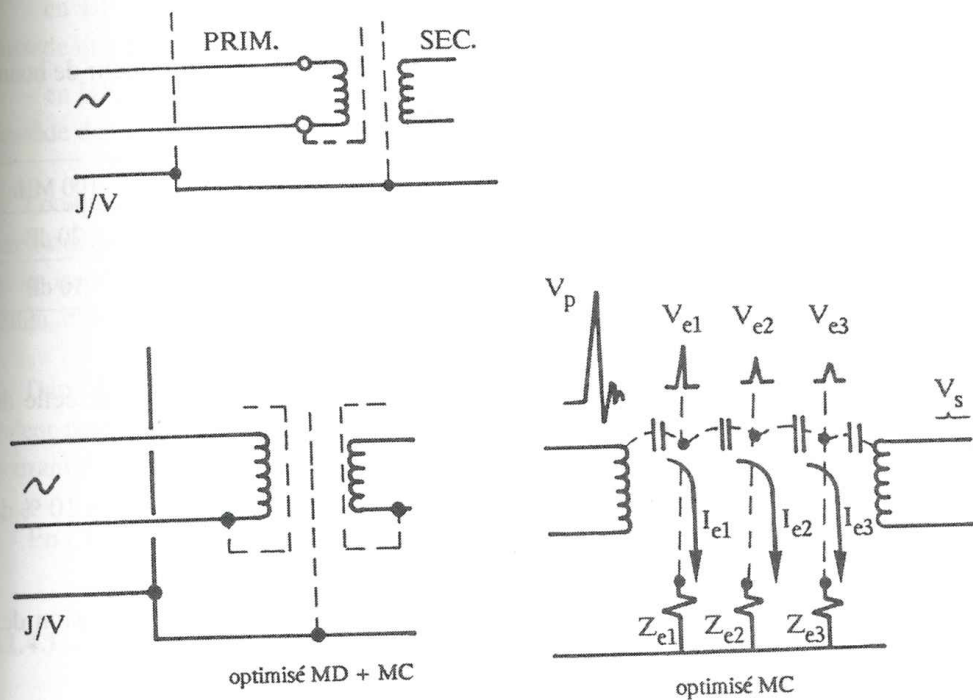


Figure 11.9. Transformateur à double et triple écran

2. Diaphonie inductive – diaphonie capacitive

2.3. Exercices sur le couplage inductif

Exercice 1

Calcul d'une tension perturbatrice induite par diaphonie inductive

Un câble de puissance (réseau EDF) est placé parallèlement à des câbles sensibles sur une grande longueur. Ces derniers forment une boucle de surface non négligeable et risquent fort d'être perturbés. On se propose de déterminer la tension perturbatrice V_{cp} recueillie sur la charge R_c de la ligne victime (fig. 2.2.2.8).

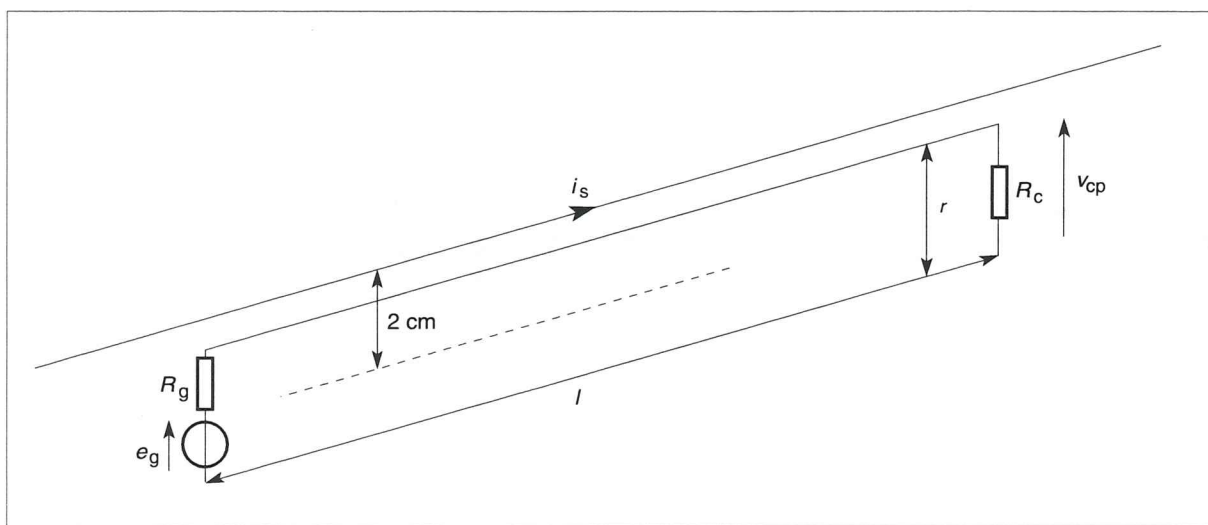


Fig. 2.2.2.8 – Couplage par diaphonie inductive. Apparition d'une tension perturbatrice $v_{cp}(t)$ aux bornes de la résistance de charge R_c .

- signal perturbateur : $i_s(t) = I_s \sqrt{2} \cos \omega t = 10\sqrt{2} \cos \omega t$ (EDF : $f = 50$ Hz),
- caractéristiques de la boucle victime : $R_g = 50 \Omega$ et $R_c = 1 \text{ k}\Omega$,
- e_g fournit un signal analogique de faible amplitude,
- longueur : $l = 100$ m,
- largeur : $r = 2$ cm,
- distance moyenne du câble perturbateur : 2 cm,
- section des conducteurs : $0,09 \text{ mm}^2$,
- permittivité relative de l'isolant : $\epsilon_r = 2,3$,
- perméabilité relative de l'isolant et de l'air : $\mu_r = 1$.

On considère que la ligne victime est sans perte et on néglige les capacités linéiques. L'impédance de la ligne victime est donc équivalente à une inductance L .

1° Calculer la mutuelle inductance M exprimant le couplage magnétique entre le fil perturbateur et la boucle victime. (On considérera que le fil perturbateur a une longueur infinie.)

2° Calculer la self-inductance L équivalente à la boucle victime. On donne l'inductance linéique pour une ligne bifilaire symétrique (deux conducteurs identiques et parallèles) (fig. 2.2.2.9) :

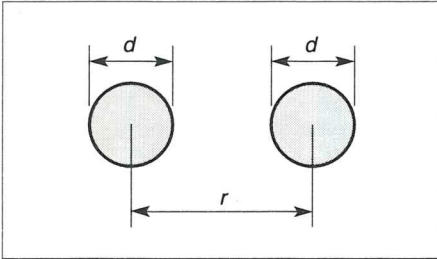


Fig. 2.2.2.9 – Ligne bifilaire symétrique.

$$L = \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \text{Argch} \frac{r}{d} = \frac{\mu_0 \mu_r}{\pi} \ln \left(\frac{r}{d} + \sqrt{\frac{r^2 - d^2}{d^2}} \right)$$

avec $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$, r : distance séparant les conducteurs, d : diamètre des conducteurs.

- 3° Donner le schéma électrique équivalent.
- 4° Calculer la valeur efficace V_{cp} de la tension perturbatrice $v_{cp}(t)$.
- 5° Étude fréquentielle : Établir la fonction de transfert

$$\frac{V_{cp}(j\omega)}{I_s(j\omega)}$$

puis tracer le diagramme de Bode. Conclure.

Solution :

1° En considérant que le fil de puissance est de très grande longueur, le champ magnétique créé par le courant i_s à une distance r vaut :

$$B = \mu_0 H = \frac{\mu_0 i_s}{2\pi r}$$

La tension perturbatrice récupérée sur la boucle victime de surface S vaut :

$$e_p = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{\mu_0 S}{2\pi r} \times \frac{di_s}{dt}$$

Cette tension sera d'autant plus perturbatrice que le courant perturbateur a une fréquence élevée.

Calcul de la mutuelle inductance M^* (fig. 2.2.2.10) :

* **Mutuelle inductance** : voir inductance mutuelle paragraphe 2.2.2.

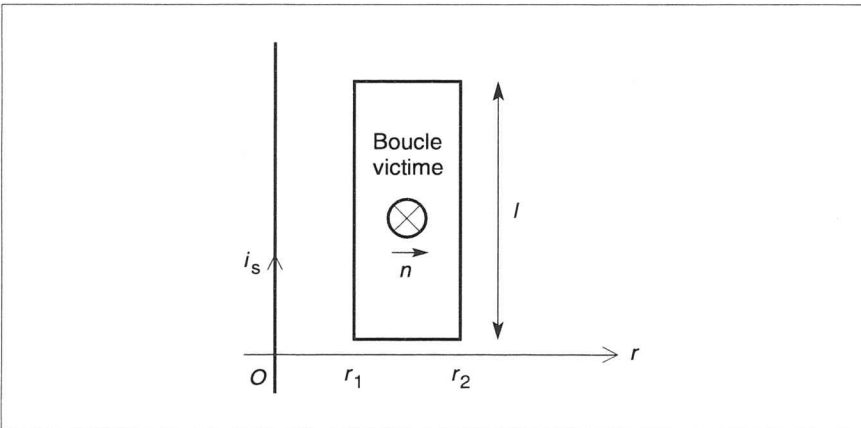


Fig. 2.2.2.10 – Calcul de la mutuelle inductance.

Le flux coupé par la boucle victime vaut :

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot \vec{n} \cdot dS = \int_S \frac{\mu_0 i_s}{2\pi r} dS$$

avec

$$dS = l dr \quad \Rightarrow \quad \phi = \frac{\mu_0 l i_s}{2\pi} \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r} = \frac{\mu_0 l i_s}{2\pi} \times \ln \frac{r_2}{r_1}$$

La fém induite dans la boucle victime vaut :

$$e_p = -\frac{d\phi}{dt} = -\frac{\mu_0 l}{2\pi} \times \ln \frac{r_2}{r_1} \times \frac{di_s}{dt} = -M \frac{di_s}{dt} \quad \Rightarrow \quad M = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \times \ln \frac{r_2}{r_1}$$

avec $r_1 = 1 \text{ cm}$, $r_2 = 3 \text{ cm}$, $l = 100 \text{ m}$, d'où $M = 2 \mu\text{H}$.

2° Section = $(\pi d^2)/4$, d'où $d = 0,3385 \text{ mm}$, ce qui donne $L = 1,91 \mu\text{H/m}$ et, en considérant que la ligne a une longueur de 100 m, on a $L = 0,191 \text{ mH}$.

L'impédance de ligne à 50 Hz vaut donc $Z_L = L\omega = 0,6 \text{ m}\Omega$, on peut donc la négliger pour cette fréquence.

3° Schéma équivalent de la boucle victime (fig. 2.2.2.11) :

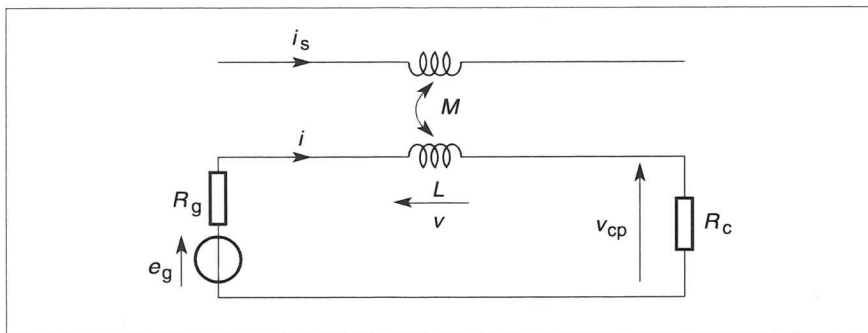


Fig. 2.2.2.11 – Schéma équivalent du couplage par diaphonie inductive.

$$e_g(t) = R_g i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + M \frac{di_s(t)}{dt} + R_c i(t)$$

Un courant perturbateur $i_p(t)$ superposé au courant fourni par le générateur e_g prend naissance dans la boucle victime (fig. 2.2.2.12). Pour calculer ce courant perturbateur dû à $i_s(t)$, on écrit $e_g(t) = 0$. On a

$$v(t) = L \frac{di_p(t)}{dt} + M \frac{di_s(t)}{dt} = L \frac{di_p(t)}{dt} - e_p(t)$$

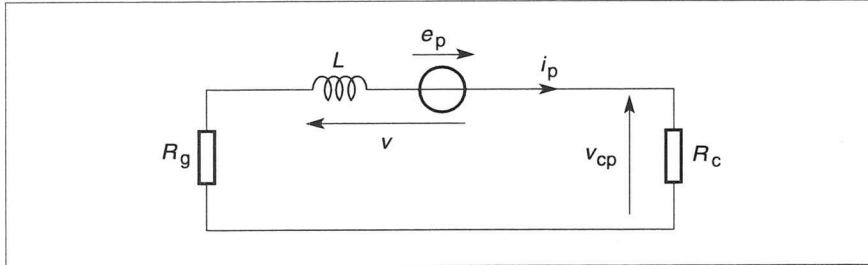


Fig. 2.2.2.12 – Schéma équivalent simplifié du couplage par diaphonie inductive.

4° La tension induite perturbatrice vaut :

$$e_p = -M \frac{di_s}{dt} = \mu_0 I I_s f \sqrt{2} \ln \frac{r_2}{r_1} \sin \omega t$$

en valeur efficace

$$E_p = \mu_0 I I_s f \ln \frac{r_2}{r_1} = 69 \text{ mV}$$

donc pour calculer le courant perturbateur i_p , il suffit de faire $e_g(t) = 0$.

La valeur efficace de ce courant perturbateur s'écrit alors :

$$I_p = \frac{E_p}{|R_g + R_c + Z_L|} \approx \frac{E_p}{R_g + R_c}$$

l'impédance de la ligne étant négligeable.

Ce courant est d'autant plus grand que l'impédance totale de la boucle est petite. Pour le cas considéré, il vaut $I = 66 \mu\text{A}$. On peut ensuite en déduire la valeur efficace de la perturbation aux bornes de la charge :

$$V_{cp} = R_c I_p = 66 \text{ mV}$$

Cette tension n'est pas perturbatrice pour l'électronique numérique, mais elle peut être très gênante pour les faibles signaux analogiques comme c'est le cas ici ; elle représente la « ronflette » 50 Hz et vient se superposer au signal utile.

5° Étude fréquentielle : Calcul de la fonction de transfert :

$$0 = R_g I_p + jL\omega I_p + jM\omega I_s + R_c I_p \quad \text{avec} \quad I_p = \frac{V_{cp}}{R_c}$$

d'où

$$\frac{V_{cp}(j\omega)}{I_s(j\omega)} = \frac{R_c}{R_g + R_c} \times \frac{-jM\omega}{1 + j \frac{L\omega}{R_g + R_c}} = K \times \frac{jM\omega}{1 + j\omega\tau}$$

En posant $\tau = L/(R_g + R_c)$ (constante de temps du montage).

Il s'agit d'un dispositif passe-haut*. Plus la fréquence du signal perturbateur $i_s(t)$ est élevée, plus la perturbation $v_{cp}(t)$ est importante. En basse fréquence, ce

* Dispositif passe-haut : voir paragraphe 2.4.1.2.

dispositif est équivalent à un circuit dérivateur. Le maximum de la perturbation se situe au-delà de la fréquence de coupure f_c :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = 875 \text{ kHz}$$

Ce maximum vaut :

$$V_{cpMAX} = K \frac{M}{t} = \frac{R_c M}{L} I_s = 115 I_s \text{ (gain de 41 dB)}$$

Le diagramme de Bode* consiste à représenter le gain G et la phase ϕ en fonction de la pulsation ω ou de la fréquence f (fig. 2.2.2.13) :

$$G = 20 \lg \left(\left| \frac{V_{cp}(j\omega)}{I_s(j\omega)} \right| \right) \quad \text{et} \quad \phi = \arg \left(\frac{V_{cp}(j\omega)}{I_s(j\omega)} \right)$$

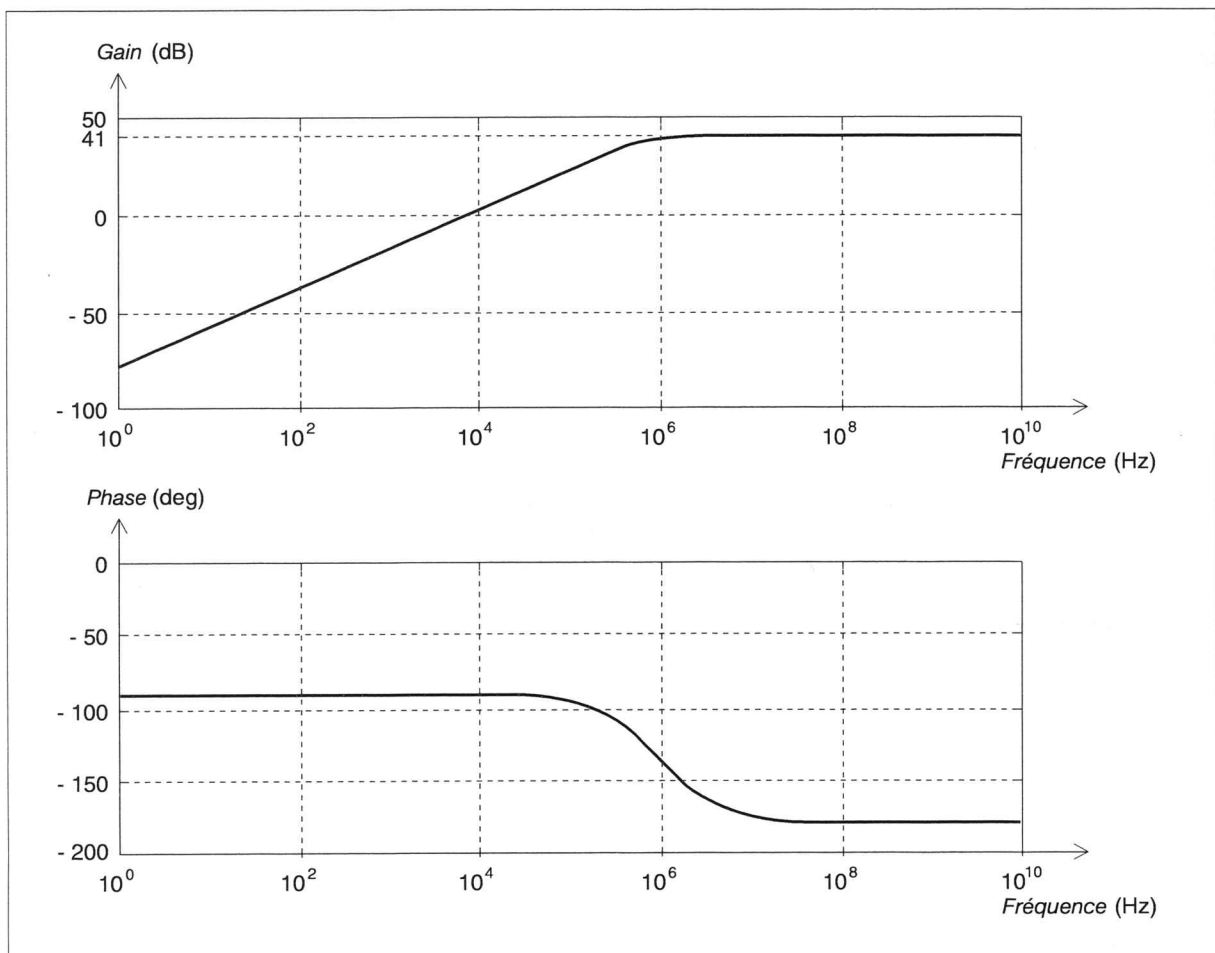


Fig. 2.2.2.13 – Couplage inductif. Représentation de Bode (réponse fréquentielle) de la fonction de transfert $\frac{V_{cp}(j\omega)}{I_s(j\omega)}$.

Ce diagramme de Bode* fait apparaître le gain positif de 41 dB au-delà de la fréquence de coupure f_c . Ce qui voudrait dire que si le courant perturbateur de 10 A possède une fréquence de 10 MHz par exemple, la tension V_{cp} serait de 1 150 V ! Heureusement, il sera très difficile (mais pas impossible avec la foudre par exemple) de faire passer un courant de 10 A, les impédances du câble de puissance passant par-là !

Tous les résultats précédents doivent être pris avec précaution. En effet, nous avons négligé les capacités linéiques et le couplage capacitif*. De plus, dans les hautes fréquences, les inductances linéiques des câbles de forte section ne restent pas constantes à cause de l'effet de peau (diminution de L quand la fréquence augmente). N'oublions pas également la condition sur le modèle des lignes à constantes réparties, la longueur l de la ligne doit être faible devant la longueur d'onde du signal perturbateur ; dans notre cas, cela correspond à :

$$l \ll \frac{c}{f} \Rightarrow f \ll \frac{3 \times 10^8}{100} \Rightarrow f \ll 3 \text{ MHz} .$$

* **Diagramme de Bode** : voir paragraphes 2.6.1.2 et 2.2.2.3.

* **Couple capacitif** : voir paragraphe 2.2.3.3.

Exercice 2

Principe du blindage magnétique (diminution de la diaphonie inductive)

Soient deux câbles parallèles sur une grande longueur. Le câble 2 est perturbé par diaphonie inductive par le câble 1. Pour réduire le couplage, on décide de placer un cylindre métallique (blindage) autour du câble victime (fig. 2.2.2.14).

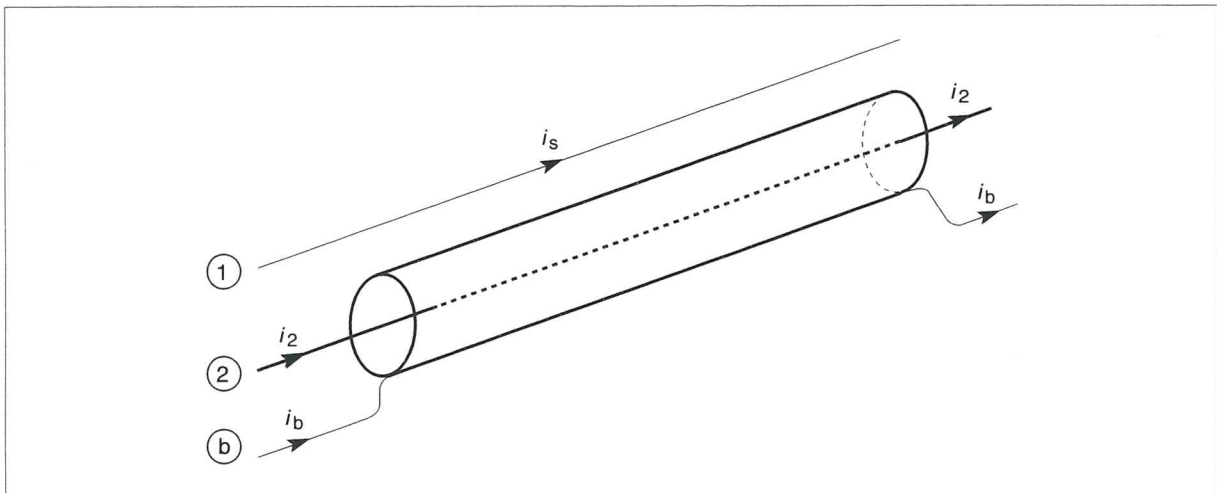


Fig. 2.2.2.14 – Principe du blindage magnétique : montage.

L'impédance complexe équivalente du blindage vaut :

$$\underline{Z}_b = R_b + jL_b\omega$$

soit

$M_{12} = M_{21}$: mutuelle inductance fil 1 à fil 2,

$M_{1b} = M_{b1}$: mutuelle inductance fil 1 à blindage,

$M_{b2} = M_{2b}$: mutuelle inductance blindage à fil 2.

On négligera les couplages capacitifs ainsi que toutes les capacités linéiques.

On se propose de calculer la tension induite $v_2(t)$ perturbatrice dans le fil 2. Pour cela, on considère que le courant $i_2(t)$ est nul.

1° Le blindage est enlevé :

Donner le schéma équivalent du montage. Exprimer la tension $v_2(t) = v_{20}(t)$ en fonction de $i_s(t)$ et M_{12} . En déduire la fonction de transfert $\frac{V_{20}(j\omega)}{I_s(j\omega)}$.

2° Le blindage est raccordé à la masse d'un seul côté :

Donner le schéma équivalent du montage. Que vaut l'intensité du courant $i_b(t)$? En déduire l'expression de la tension $v_2(t) = v_{2b0}(t)$ en fonction de $i_s(t)$. En déduire la fonction de transfert $\frac{V_{2b0}(j\omega)}{I_s(j\omega)}$. Conclure.

3° Le blindage est raccordé à la masse des deux côtés :

a) Exprimer le courant $i_b(t)$ en fonction de $i_s(t)$, puis la tension $v_2(t) = v_{2b}(t)$ en fonction de $i_s(t)$ et $i_b(t)$.

b) En déduire la fonction de transfert $\frac{V_{2b}(j\omega)}{I_s(j\omega)}$.

c) Calculer l'efficacité de blindage : $S_E = 20 \lg \left(\frac{V_{20}(j\omega)}{V_{2b}(j\omega)} \right)$, puis tracer $SE = f(f)$.

Conclure.

d) Déterminer l'impédance de transfert Z_T définie par

$$Z_T = - \frac{V_{2b}(j\omega)}{I_b(j\omega)}$$

On supposera que $M_{12} = M_{1b}$ et on mettra Z_T sous la forme :

$$Z_T = R_T + jL_T\omega$$

Solution :

1° Le fil 2 est équivalent à un générateur de tension (fig. 2.2.2.15) :

$$v_2(t) = M_{12} \frac{di_s(t)}{dt} = v_{20}(t) \quad \Rightarrow \quad \frac{V_{20}(j\omega)}{I_s(j\omega)} = j\omega M_{12}$$

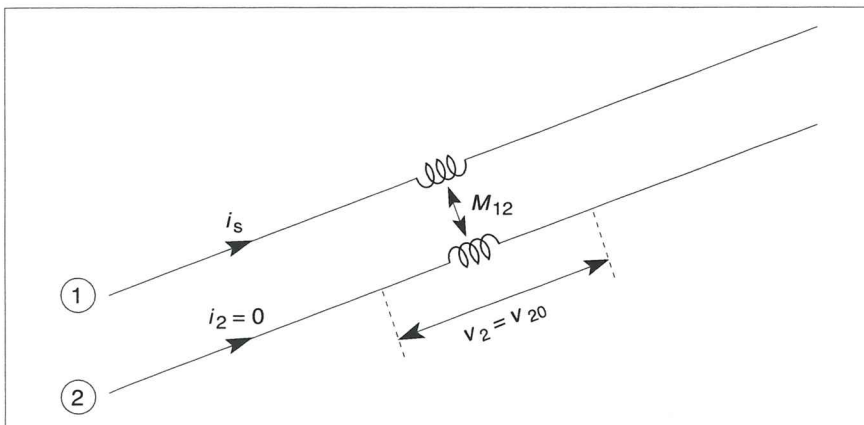


Fig. 2.2.2.15 – Modèle équivalent du couplage inductif sans écran.

La tension perturbatrice croît avec la fréquence et le couplage (M_{12}).

Comme le blindage n'est raccordé que d'un seul côté, il n'y a pas de courant qui circule dans ce dernier : $i_b = 0$ (fig. 2.2.2.16).

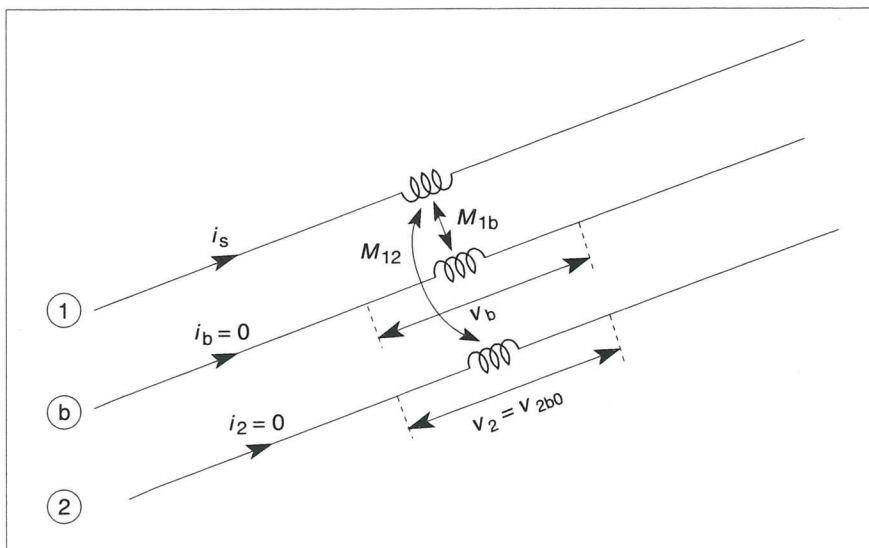


Fig. 2.2.2.16 – Modèle équivalent du blindage magnétique. Écran relié à la masse d'un seul côté.

La tension induite aux bornes du blindage vaut :

$$v_b(t) = M_{1b} \frac{di_s(t)}{dt} = -e_b(t)$$

Cette dernière n'a aucun effet sur le fil 2 du point de vue du couplage inductif. En effet, il n'y a couplage inductif que s'il y a un courant. Par contre, il en est autrement avec le couplage capacitif (voir au paragraphe 2.2.3.3).

La tension recueillie aux bornes du fil victime est donc la même que s'il n'y avait pas de blindage :

$$v_2(t) = M_{12} \frac{di_s(t)}{dt} = v_{2b0}(t) = v_{20}(t)$$

et la fonction de transfert :

$$\frac{V_{2b0}(j\omega)}{I_s(j\omega)} = \frac{V_{20}(j\omega)}{I_s(j\omega)} = j\omega M_{12}$$

3° a) Comme le blindage est relié à la masse de chaque côté, le générateur de tension $e_b(t) = -M_{1b} \frac{di_s(t)}{dt}$ peut à présent débiter un courant $i_b(t)$ dans le blindage (fig. 2.2.2.17) :

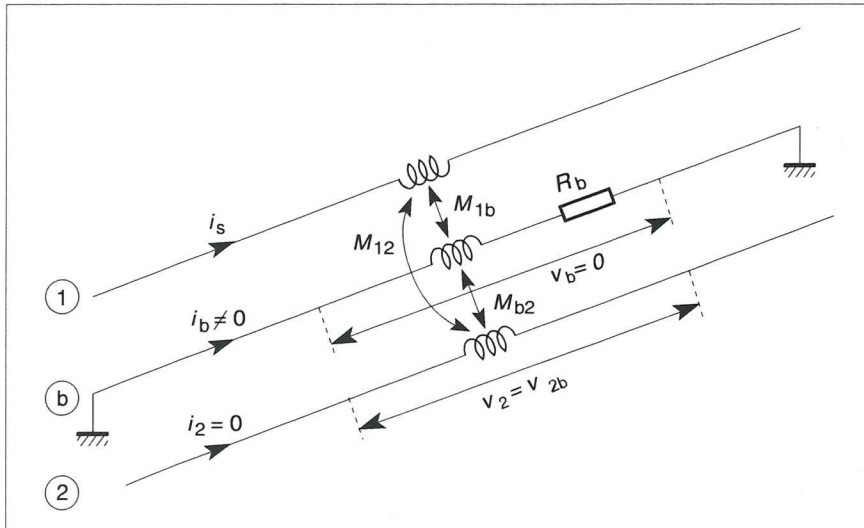


Fig. 2.2.2.17 – Modèle équivalent du blindage magnétique. Écran relié à la masse à chaque bout.

$$v_b(t) = 0 = M_{1b} \frac{di_s(t)}{dt} + L_b \frac{di_b(t)}{dt} + R_b i_b(t) \quad (1)$$

Un couplage inductif supplémentaire entre le blindage et le fil 2 (matérialisé par M_{b2}) apparaît en plus du couplage fil 1 à fil 2 :

$$v_2(t) = v_{2b}(t) = M_{12} \frac{di_s(t)}{dt} + M_{b2} \frac{di_b(t)}{dt} \quad (2)$$

b) Expression de la fonction de transfert $\frac{V_{2b}(j\omega)}{I_s(j\omega)}$:

$$\frac{V_{2b}(j\omega)}{I_s(j\omega)} = \frac{j\omega M_{12} \left(1 + j\omega \left(\frac{L_b - \frac{M_{b2}M_{1b}}{M_{12}}}{R_b} \right) \right)}{1 + j\omega \frac{L_b}{R_b}}$$

c) On peut à présent en déduire l'efficacité de blindage :

$$\frac{V_{20}(j\omega)}{V_{2b}(j\omega)} = \frac{1 + j\omega \frac{L_b}{R_b}}{1 + j\omega \left(\frac{L_b - \frac{M_{b2}M_{1b}}{M_{12}}}{R_b} \right)} = \frac{1 + j\omega\tau_1}{1 + j\omega\tau_2}$$

$$\Rightarrow S_E = 20 \lg \frac{\sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}}$$

Les fréquences de coupure valent respectivement :

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{R_b}{2\pi L_b}$$

appelée fréquence de coupure du blindage (variant en général de 1 kHz à 10 kHz suivant le type de blindage : tressé ou feuillard) et

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\tau_2} = \frac{R_b}{2\pi\left(L_b - \frac{M_{b2}M_{1b}}{M_{12}}\right)} \quad \text{avec } f_{c1} < f_{c2}$$

Le tracé de $S_E = f(f)$ (fig. 2.2.2.18) fait apparaître une atténuation pour des fréquences supérieures à f_{c1} . Pour les basses fréquences, le blindage n'a aucun effet, ou alors, il faut diminuer la fréquence de coupure f_{c1} :

- en diminuant R_b , c'est-à-dire en augmentant la section du blindage,
- en augmentant L_b , c'est-à-dire en employant pour le blindage des matériaux ferromagnétiques à forte perméabilité magnétique relative* μ_r .

* Perméabilité magnétique relative : voir paragraphe 2.1.1.5 sur les écrans magnétiques.

Pour les fréquences supérieures à f_{c2} , l'efficacité de blindage vaut : $20 \lg \frac{\tau_1}{\tau_2}$.

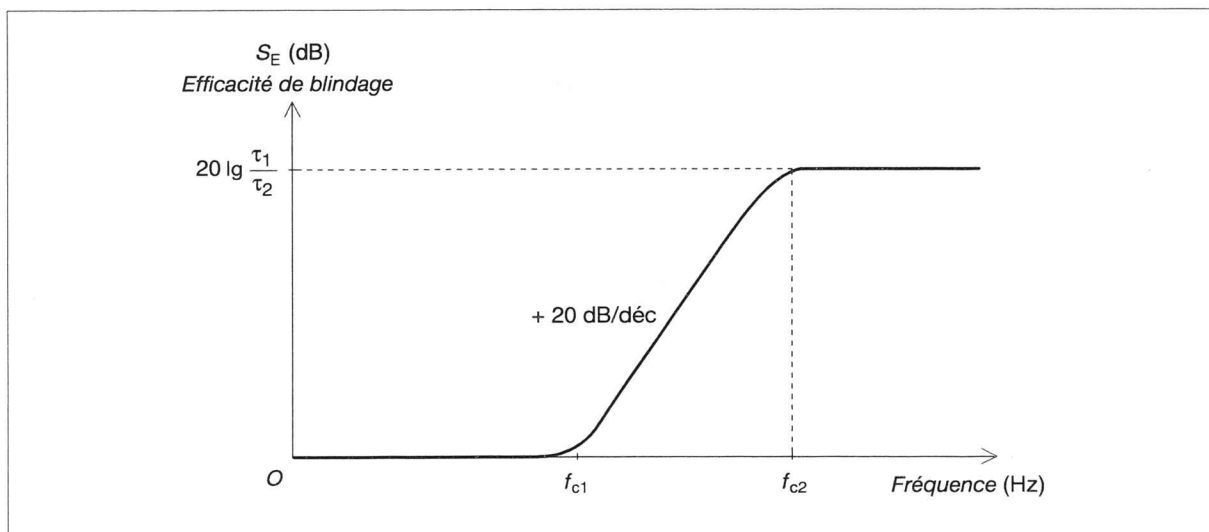


Fig. 2.2.2.18 – Efficacité de blindage magnétique en fonction de la fréquence, l'écran étant relié à la masse des deux côtés.

En conclusion, pour se protéger d'un champ magnétique (couplage inductif), il faut donc connecter le blindage aux deux extrémités. Néanmoins, l'efficacité de blindage restera nulle en basse fréquence.

La fréquence de coupure f_{c1} dépend de la fréquence du signal perturbateur $i_s(t)$. En effet, R_b varie à cause de la profondeur de peau* et L diminue légèrement quand la fréquence augmente. Ceci a pour effet d'augmenter f_{c1} et de réduire l'efficacité de blindage calculée face à des signaux haute fréquence.

Si l'on admettait que les couplages étaient parfaits (coefficients de couplage égal à 1), on aurait :

$$\begin{cases} M_{12} = \sqrt{L_1 L_2} \\ M_{1b} = \sqrt{L_1 L_b} \\ M_{b2} = \sqrt{L_b L_2} \end{cases} \Rightarrow \tau_2 = 0 \Rightarrow f_{c2} \rightarrow \infty$$

L'efficacité de blindage serait alors infinie pour les perturbations haute fréquence.

d) À l'aide de la relation (1), on a

$$\underline{I}_s(j\omega) = -\frac{R_b + jL_b\omega}{jM_{1b}\omega} \underline{I}_b(j\omega)$$

À l'aide de (2), on en déduit :

$$\underline{Z}_T = R_b \frac{M_{12}}{M_{1b}} + j\omega \frac{M_{12}}{M_{1b}} \left(L_b - \frac{M_{b2} \cdot M_{1b}}{M_{12}} \right) \approx R_b + j\omega(L_b - M_{b2}).$$

Cette impédance de transfert* est une caractéristique de notre câble blindé ; elle exprime la qualité de blindage. Elle permet de calculer rapidement la tension perturbatrice récupérée sur le câble victime (âme).

* **Profondeur de peau** : voir paragraphe 2.1.1.2.

* **Impédance de transfert** : voir paragraphe 2.6.1.

* **Admittance de transfert** : voir paragraphe 2.4.3.2.b.

* **Mesure de l'impédance de transfert** : voir paragraphe 4.4.3.5.

3.3. Exercices sur le couplage capacitif

Exercice 1

Calcul d'une tension perturbatrice due à la diaphonie capacitive sur un câble en nappe

Soit une nappe constituée de deux lignes d'une longueur de 1 mètre. Un signal d'horloge perturbateur est transmis sur la ligne 1, un signal analogique doit être transmis sans perturbation sur l'autre ligne. On se propose de déterminer la tension perturbatrice recueillie sur la charge de la ligne victime (fig. 2.2.3.4).

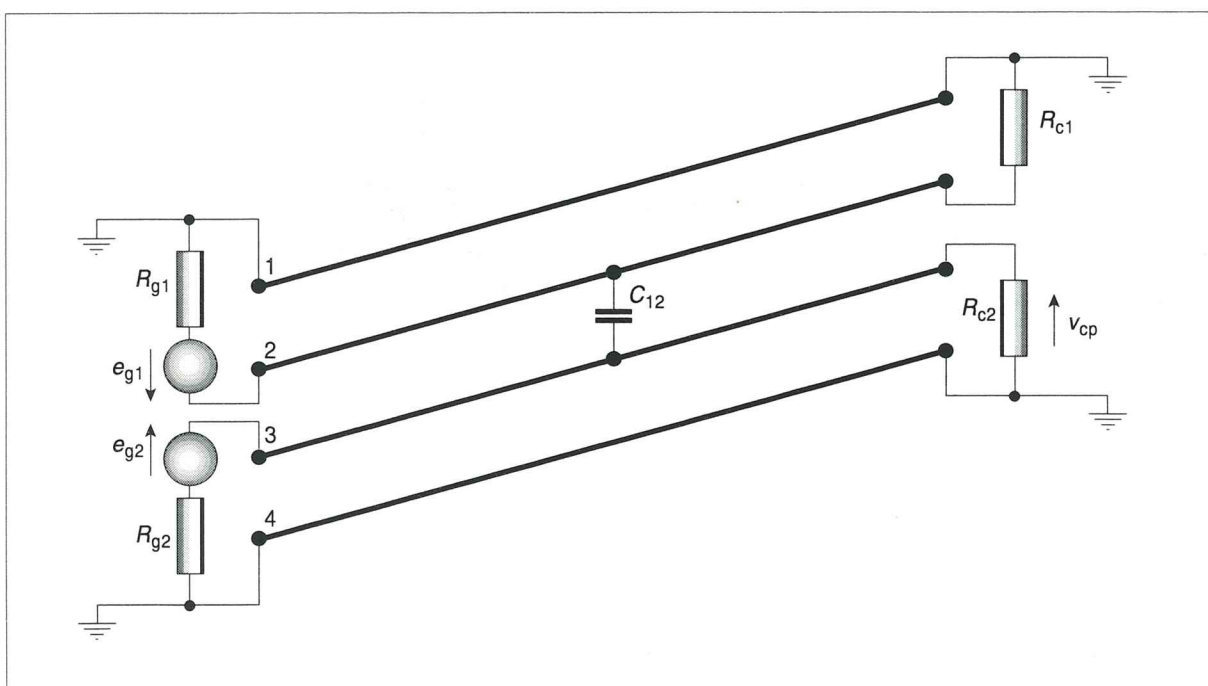


Fig. 2.2.3.4 – Diaphonie capacitive dans une nappe. Montage à étudier. C_{12} est la capacité répartie de couplage (fil 2 à fil 3). Les câbles 1 et 2 forment la ligne perturbatrice, les câbles 3 et 4 la ligne victime.

La capacité linéique due à deux conducteurs cylindriques identiques et parallèles (fig. 2.2.2.9) vaut :

$$C = \frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\text{Arg ch} \left(\frac{r}{d} \right)} = \frac{\pi \epsilon_0 \epsilon_r}{\ln \left(\frac{r}{d} + \sqrt{\frac{r^2}{d^2} - 1} \right)}$$

avec

- $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12} \text{ F.m}^{-1}$
- r = distance séparant les conducteurs,
- d = diamètre des conducteurs.

Caractéristiques des lignes :

- ligne 1 (perturbatrice) : $R_{g1} = 50 \Omega$, $R_{c1} = 470 \Omega$, e_{g1} fournit un signal d'horloge carré (0,5 V) de fréquence 1 MHz ;
- ligne 2 (victime) : $R_{g2} = 100 \Omega$, $R_{c2} = 100 \Omega$, e_{g2} fournit un signal analogique de faible amplitude ($1 V_{cc \max}$, 50 kHz) ;

- permittivité relative de l'isolant : $\epsilon_r = 2,8$;
 - pas de la nappe : 1,27 mm ;
 - section des conducteurs : 0,09 mm² ;
 - nombre de conducteurs de la nappe : 10 ;
 - inductance linéique des conducteurs : $L = 0,56 \mu\text{H/m}$.
- On considère que les deux lignes sont sans perte ($R = 0$; $G \rightarrow \infty$).

Les deux lignes utilisent les quatre premiers conducteurs de la nappe : (fig. 2.2.3.5).

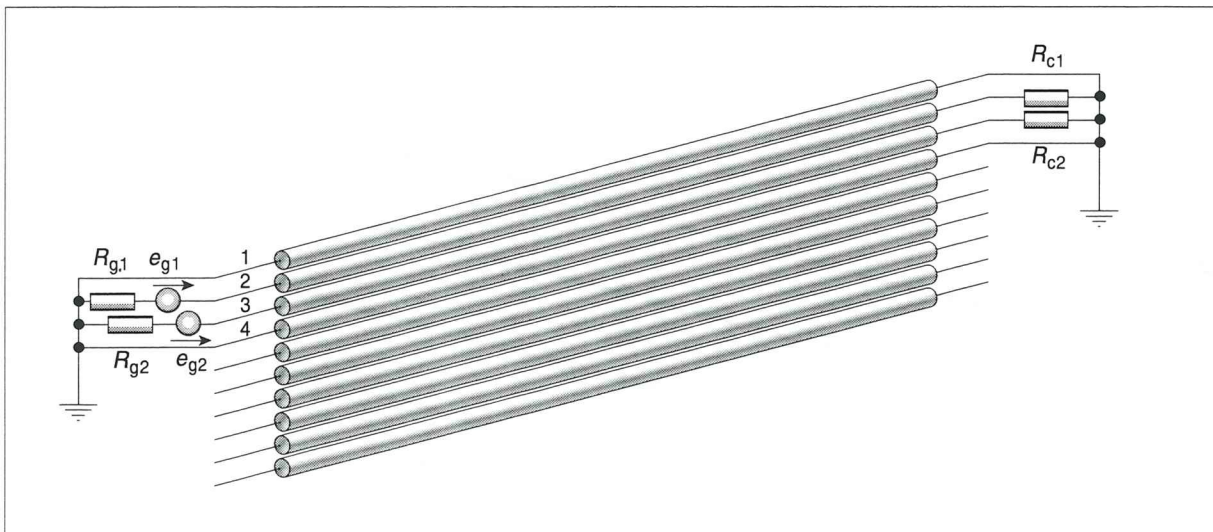


Fig. 2.2.3.5 – Utilisation des quatre premiers conducteurs de la nappe (couplage capacitif maximal).

- a) Calculer les capacités réparties : C_1 de la ligne 1, C_2 de la ligne 2 et C_{12} du couplage.
- b) Donner le schéma électrique équivalent en négligeant les inductances linéiques. Simplifier le schéma précédent en un schéma électrique du premier ordre (on négligera pour la fréquence de 1 MHz certaines impédances par rapport à d'autres).
- c) Faire l'étude temporelle à partir du schéma équivalent simplifié du premier ordre. Tracer $v_{cp}(t)$.
- d) Faire l'étude fréquentielle à partir du schéma équivalent. Calculer la fonction de transfert $\frac{V_{p2}(j\omega)}{V_1(j\omega)}$, puis tracer le diagramme de Bode. En déduire la valeur efficace de la tension perturbatrice V_{p2} pour une fréquence de 1 MHz (on prendra le fondamental du signal d'horloge).
- e) Faire l'étude du couplage sans approximation à l'aide d'un logiciel de simulation. Les deux lignes utilisent chacune les deux conducteurs extrêmes de la nappe : (fig. 2.2.3.6).

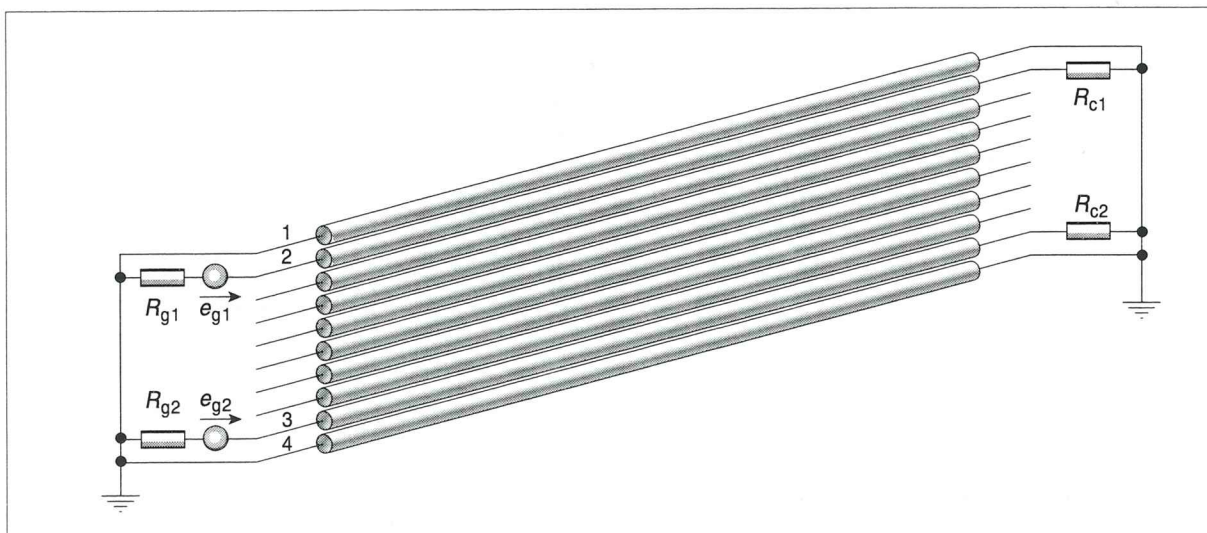


Fig. 2.2.3.6 – Utilisation des deux premiers et des deux derniers conducteurs de la nappe (diminution de la capacité de couplage C_{12}).

- 2° a) Calculer la nouvelle capacité linéique C_{12} .
 b) Faire l'étude temporelle et fréquentielle. Conclure.

Solution :

1° a) Comme les longueurs et les distances entre les conducteurs sont identiques, les capacités C_1 , C_2 et C_{12} sont identiques. On trouve :

$$\text{Section} = \frac{\pi d^2}{4} \quad \Rightarrow \quad d = 0,3385 \text{ mm} .$$

Ce qui donne $C_{\text{linéique}} = 13,9 \text{ pF/m}$ dans l'air et, en considérant que l'isolant possède une permittivité relative $\epsilon_r = 2,8$, on a

$$C = C_1 = C_2 = C_{12} = 39 \text{ pF}.$$

b) Pour une fréquence perturbatrice de 1 MHz, l'impédance des capacités vaut :

$$Z_{C_1} = Z_{C_2} = Z_{C_{12}} = \frac{1}{C\omega} = 4080 \Omega .$$

L'impédance due à l'inductance linéique de chaque fil de la nappe pour une fréquence de 1 MHz vaut 3,5 Ω . Ce résultat nous permet de négliger les inductances et de considérer uniquement les capacités dans le schéma équivalent des deux lignes.

Pour calculer la tension perturbatrice $v_{p2}(t)$, on fera $e_{g2} = 0$.

On peut alors déterminer le schéma équivalent (fig. 2.2.3.7) :

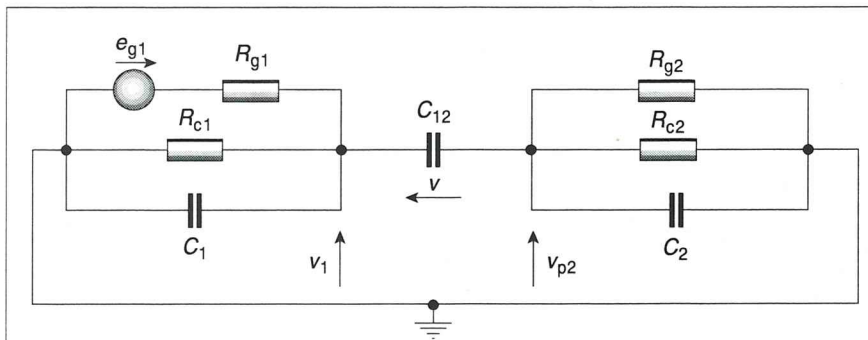


Fig. 2.2.3.7 – Diaphonie capacitive dans une nappe. Schéma équivalent (modèle des lignes avec quadripôles à constantes localisées). Les deux lignes sont sans perte et l'effet inductif est négligé.

En considérant les valeurs numériques, on a :

$$Z_{C1} // R_{g1} // R_{c1} = R_{g1} = 50 \Omega$$

$$Z_{C2} // R_{g2} // R_{c2} = R_{c2}/2 = 50 \Omega$$

Le schéma équivalent se réduit alors à celui de la figure 2.2.3.8.

v_1 est le générateur équivalent de Thévenin :

$$v_1 \approx e_{g1} \frac{R_{c1}}{R_{g1} + R_{c1}} \approx e_{g1}$$

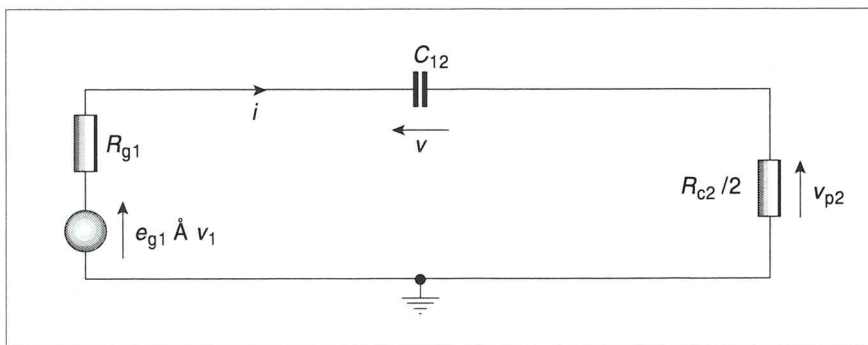


Fig. 2.2.3.8 – Diaphonie capacitive dans une nappe. Schéma équivalent simplifié du premier ordre.

c) Étude temporelle :

$$\begin{cases} v_1 = R_{g1} i + v + \frac{R_{c2}}{2} i \\ i = C_{12} \frac{dv}{dt} \\ v_{p2} = \frac{R_{c2}}{2} i \end{cases} \Rightarrow \left(R_{g1} + \frac{R_{c2}}{2} \right) C_{12} \frac{dv}{dt} + v = e_{g1}$$

solutions (fig. 2.2.3.9) :

– passage à l'état haut (e_{g1} passe de 0 à 5 V) :

$$v(t) = 5 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad \text{avec} \quad \tau = \left(R_{g1} + \frac{R_{c2}}{2} \right) C_{12}$$

$$v_{p2}(t) = \frac{R_{c2} C_{12}}{2} \times \frac{dv}{dt} = \frac{\frac{R_{c2}}{2}}{R_{g1} + \frac{R_{c2}}{2}} \times 5 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

en valeur numérique : $v_{p2} = 2,5 e^{-\frac{t}{\tau}}$.

– passage à l'état bas (e_{g1} passe de 5 V à 0) :

$$v(t) = 5 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

$$v_{p2}(t) = \frac{R_{c2} C_{12}}{2} \times \frac{dv}{dt} = -2,5 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

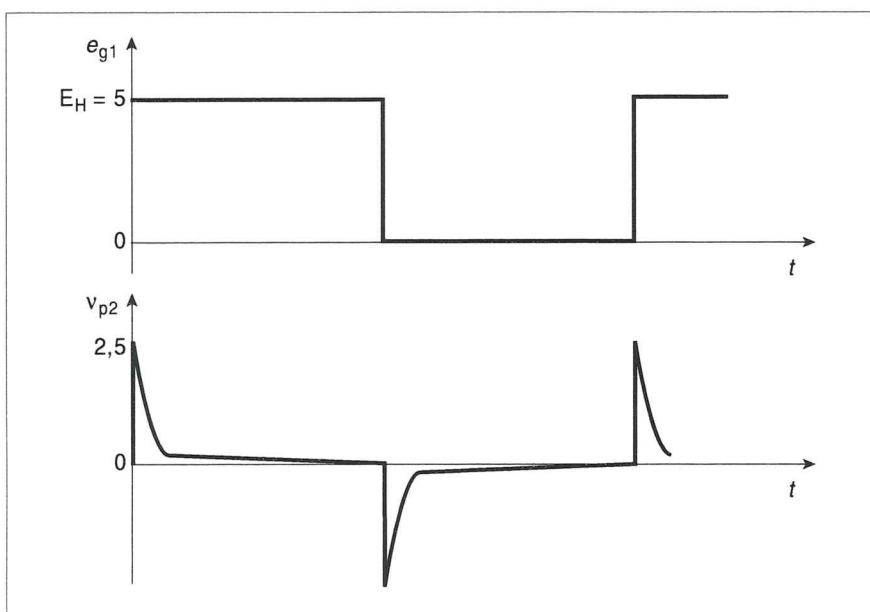


Fig. 2.2.3.9 – Diaphonie capacitive dans une nappe. Réponse indicielle (étude temporelle avec une perturbation en créneaux). Étude à partir du schéma équivalent simplifié du premier ordre.

d) Étude fréquentielle :

On considère que $e_{g1}(t)$ est une tension sinusoïdale de pulsation ω ($\omega = 2\pi f$). Le diagramme de Bode* consiste à représenter le gain G et la phase ϕ en fonction de la pulsation ω ou de la fréquence f (fig. 2.2.3.10) :

$$G = 20 \lg \left(\frac{V_{p2}(j\omega)}{E_{g1}(j\omega)} \right) \quad \text{et} \quad \phi = \arg \left(\frac{V_{p2}(j\omega)}{E_{g1}(j\omega)} \right)$$

* Diagramme de bode : voir paragraphes 2.6.1.2 et 2.2.2.3.

On a :

$$\underline{V}_{p_2}(j\omega) = \underline{V}_1 \times \frac{\underline{Z}_2}{1 + jC_{12}\omega + \underline{Z}_2} \quad \text{avec} \quad \underline{Z}_2 = R_{c_2} // R_{g_2} // C_2$$

$$\underline{V}_{p_2}(j\omega) = \underline{V}_1 \times \frac{j \frac{R_{g_2} R_{c_2}}{R_{g_2} + R_{c_2}} C_{12} \omega}{1 + j \frac{R_{g_2} R_{c_2}}{R_{g_2} + R_{c_2}} (C_2 + C_{12}) \omega} = \frac{j\omega \tau}{1 + j\omega \tau_2}$$

$$\begin{aligned} \frac{\underline{V}_{p_2}(j\omega)}{\underline{E}_{g_1}(j\omega)} &= \frac{\underline{V}_{p_2}(j\omega)}{\underline{V}_1(j\omega)} \times \frac{\underline{V}_1(j\omega)}{\underline{E}_{g_1}(j\omega)} \\ &= \frac{j \frac{R_{g_2} R_{c_2}}{R_{g_2} + R_{c_2}} C_{12} \omega}{1 + j \frac{R_{g_2} R_{c_2}}{R_{g_2} + R_{c_2}} (C_2 + C_{12}) \omega} \times \frac{\frac{R_{c_1}}{R_{g_1} + R_{c_1}}}{1 + j \frac{R_{g_1} R_{c_1}}{R_{g_1} + R_{c_1}} C_1 \omega} \end{aligned}$$

$$\frac{\underline{V}_{p_2}(j\omega)}{\underline{E}_{g_1}(j\omega)} = K \frac{j\omega \tau}{(1 + j\omega \tau_2)(1 + j\omega \tau_1)}$$

En posant :

$$K = \frac{R_{c_1}}{R_{g_1} + R_{c_1}} ;$$

$$\tau = \frac{R_{g_2} R_{c_2}}{R_{g_2} + R_{c_2}} \times C_{12} = \frac{R_{c_2} C_{12}}{2}$$

$$\tau_2 = \frac{R_{g_2} R_{c_2}}{R_{g_2} + R_{c_2}} (C_2 + C_{12}) = \frac{R_{c_2}}{2} (C_2 + C_{12})$$

$$\tau_1 = \frac{R_{g_1} R_{c_1}}{R_{g_1} + R_{c_1}} C_1$$

Les deux fréquences de coupure valent respectivement :

$$f_{c_1} = \frac{1}{2\pi \tau_1} = 90,3 \text{ MHz} \quad \text{et} \quad f_{c_2} = \frac{1}{2\pi \tau_2} = 40,8 \text{ MHz}$$

Il s'agit d'un dispositif passe-bande (voir paragraphe 2.4.1.2). Le maximum du signal perturbateur $v_{p2}(t)$ se situe entre les fréquences de coupure f_{c1} et f_{c2} . En basse fréquence, il est équivalent à un circuit dérivateur.

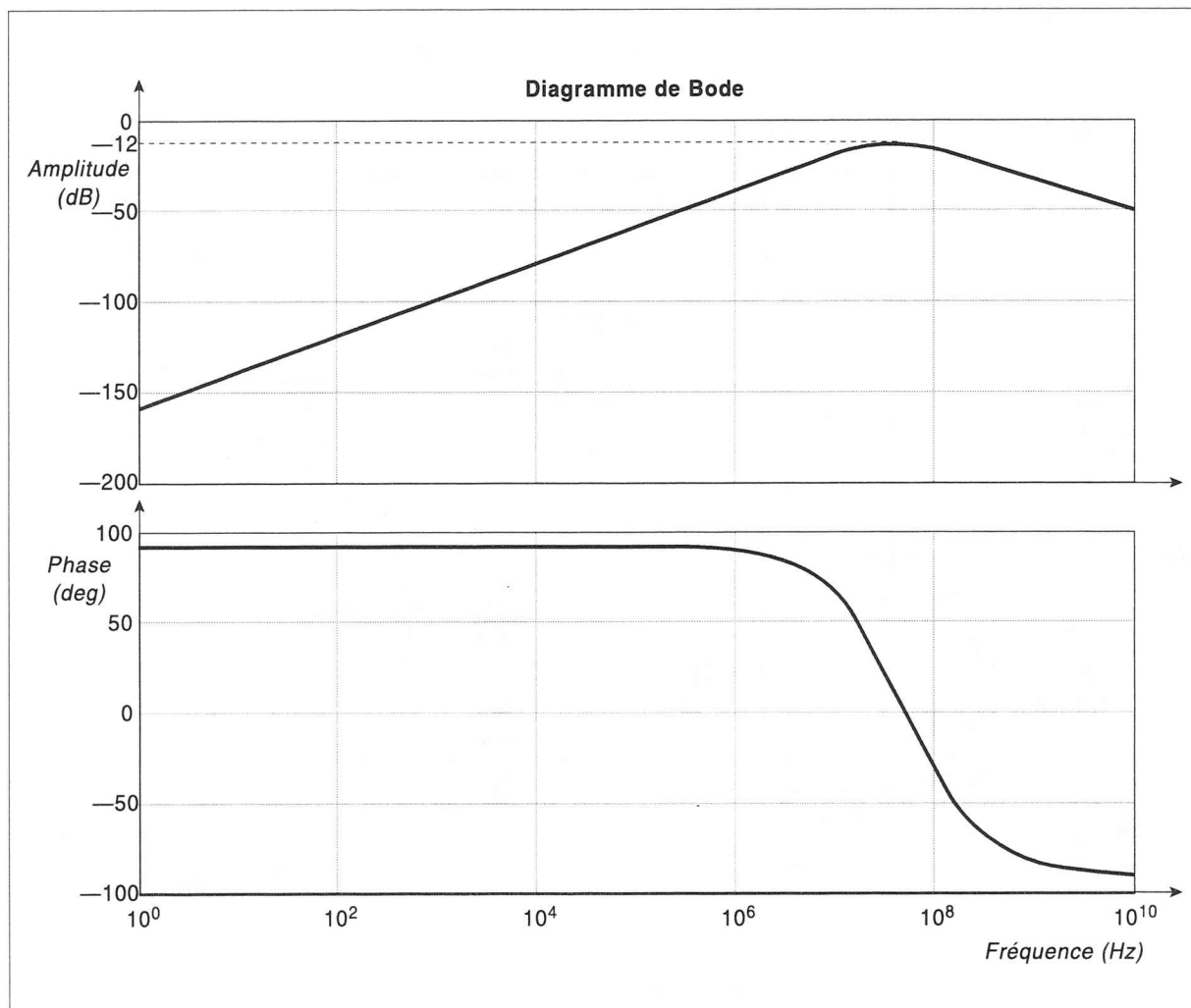


Fig. 2.2.3.10 – Diaphonie capacitive. Représentation de Bode (réponse fréquentielle) de la fonction de transfert $\frac{V_{p2}(j\omega)}{E_{g1}(j\omega)}$.

Il est bien évident que ces résultats doivent être pris avec précaution. En effet, dans les hautes fréquences, les inductances de ligne ne sont sans doute plus négligeables (voir question 1^e)).

Calcul pour une fréquence de 1 MHz :

Le fondamental du signal d'horloge vaut :

$$e_{g1}(\omega t) = \frac{2E_H}{\pi} \sin \omega t = 2,25 \sqrt{2} \sin \omega t$$

Pour la fréquence de 1 MHz, on a : $E_{g1} = 2,25 \text{ V}$ et

$$V_{p2} = K \frac{\tau\omega}{\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2} \sqrt{1+(\omega\tau_2)^2}} V_1$$

$$\approx K\tau\omega E_{g1} = \frac{R_{c2}C_{12}\omega}{2} E_{g1} = 28 \text{ mV}$$

On s'aperçoit ici que le niveau de la perturbation augmente avec la résistance de charge R_{c2} du circuit victime ; les circuits à hautes impédances sont donc plus sensibles à la diaphonie capacitive.

e) Simulation avec le logiciel Matlab/Simulink :

On intègre toutes les impédances et notamment les inductances linéiques des lignes.

Le schéma de simulation sous Simulink est donné en figure 2.2.3.11.

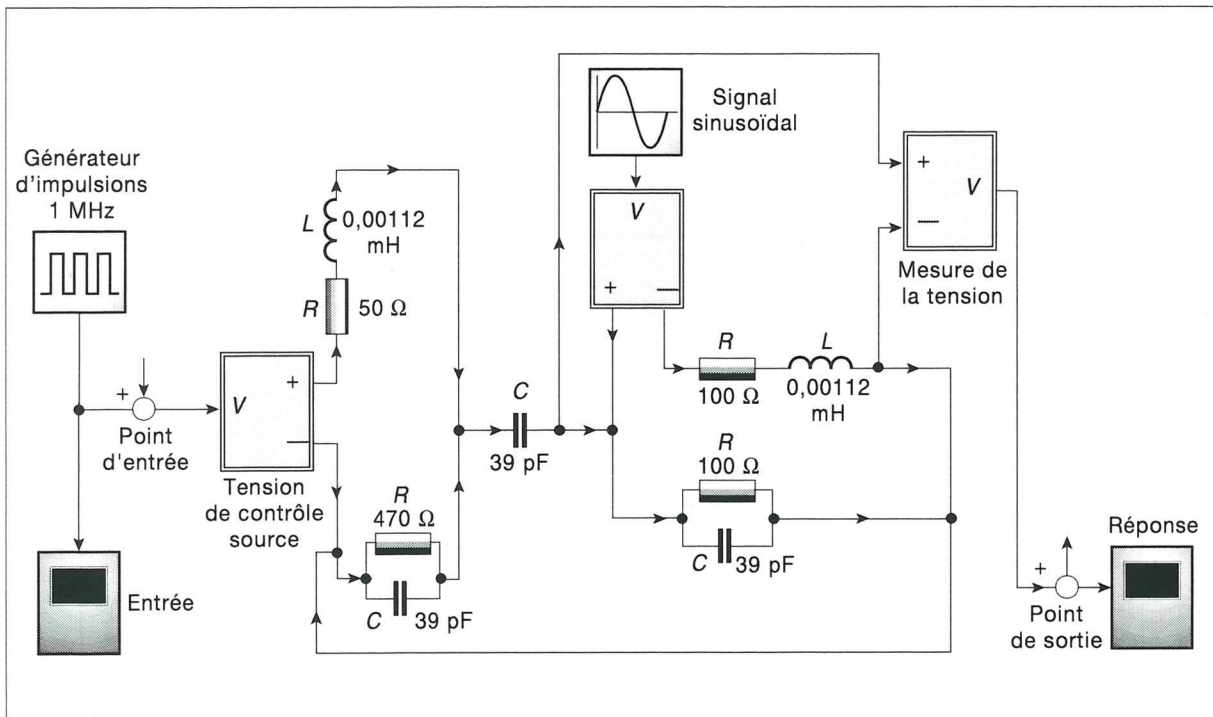


Fig. 2.2.3.11 – Schéma de simulation sous Matlab/Simulink de la diaphonie capacitive sur une nappe de 1 m.

L'analyse temporelle fait apparaître des amplitudes moins élevées avec une forme oscillatoire amortie due aux inductances linéiques des lignes (réponse d'un système du second ordre peu amorti à des signaux carrés) (fig. 2.2.3.12).

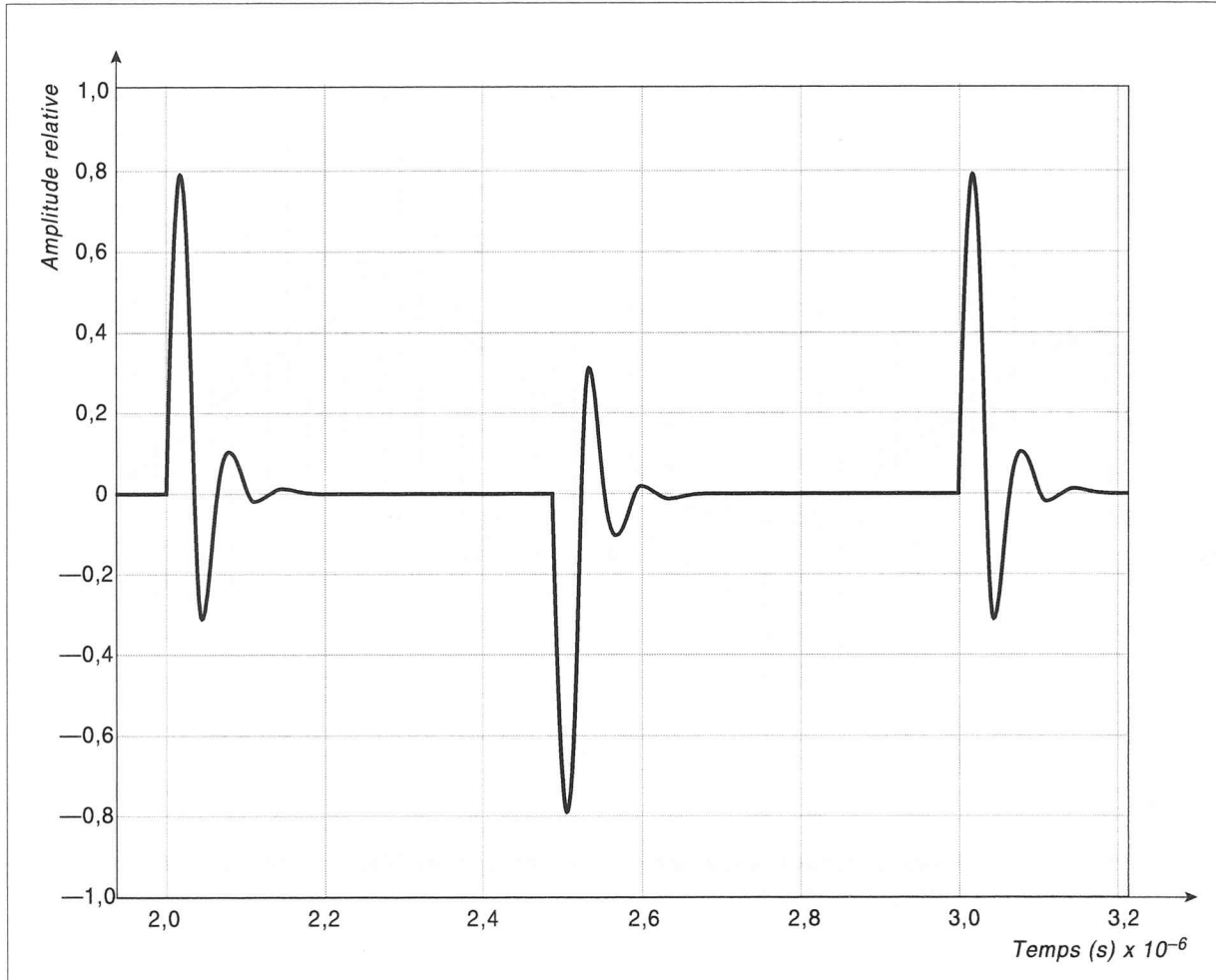


Fig. 2.2.3.12 – Diaphonie capacitive : simulation de la réponse indicielle (étude temporelle avec une perturbation en créneaux). Étude à partir du schéma équivalent complet : on néglige seulement le couplage inductif entre les deux lignes (mutuelle inductance) ainsi que les pertes.

À l'aide du logiciel, il est facile de visualiser un signal sinusoïdal basse fréquence perturbé (fig. 2.2.3.13). On aperçoit le signal perturbateur superposé au signal utile d'amplitude $1 V_{cc}$ et de fréquence 50 kHz.

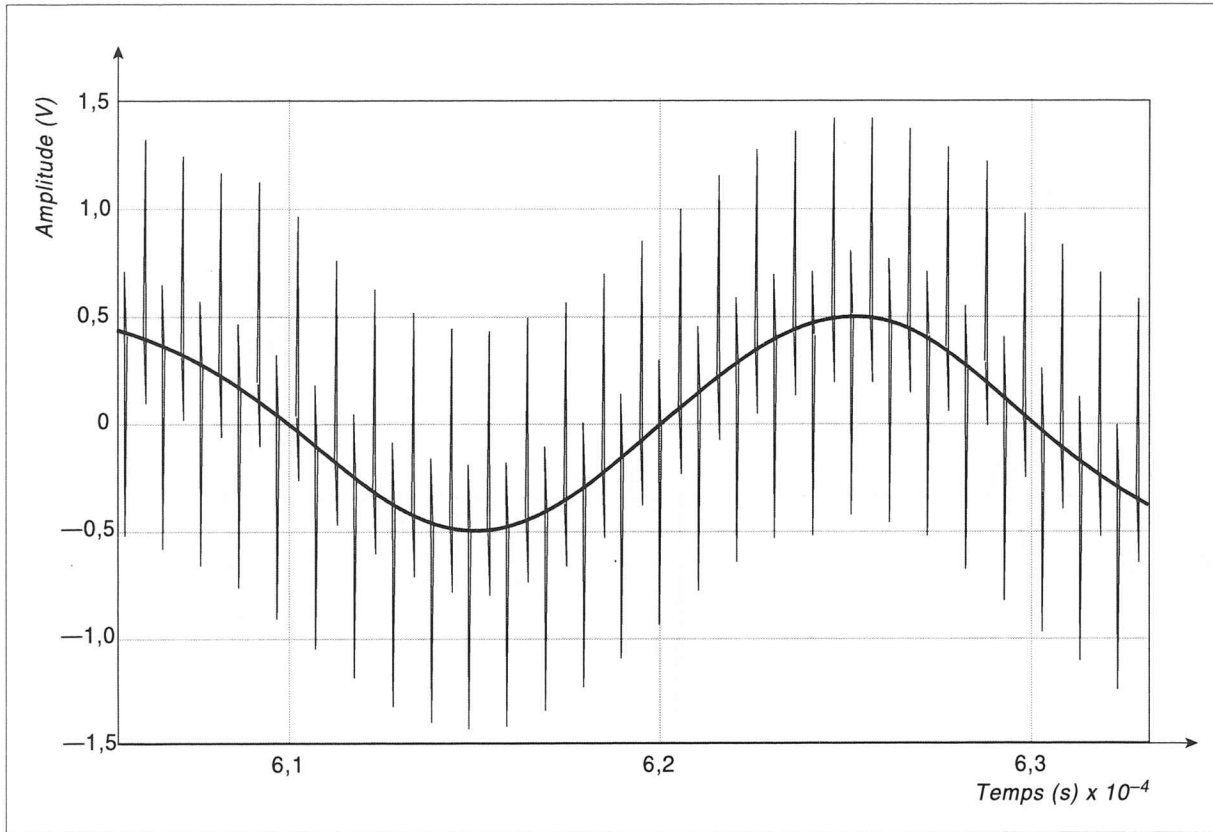


Fig. 2.2.3.13 – Diaphonie capacitive : simulation de la perturbation d’un signal de fréquence 50 kHz d’amplitude 1 V_{cc} par une horloge de fréquence 1 MHz d’amplitude 5 V.

L’analyse fréquentielle (fig. 2.2.3.14) met en évidence un dispositif passe-bande*. Les courbes de gain et de phase sont identiques à celles tracées à la question 1° d) jusqu’à la fréquence de 18 MHz ; ensuite intervient une légère surtension et un effet de coupure passe-bas plus prononcé (second ordre : - 40 dB/décade) dus aux inductances linéiques des lignes. L’approximation de la question 1° b) (inductances linéiques négligées) est donc parfaitement justifiée.

* **Passe bande** : voir paragraphe 2.4.1.3.

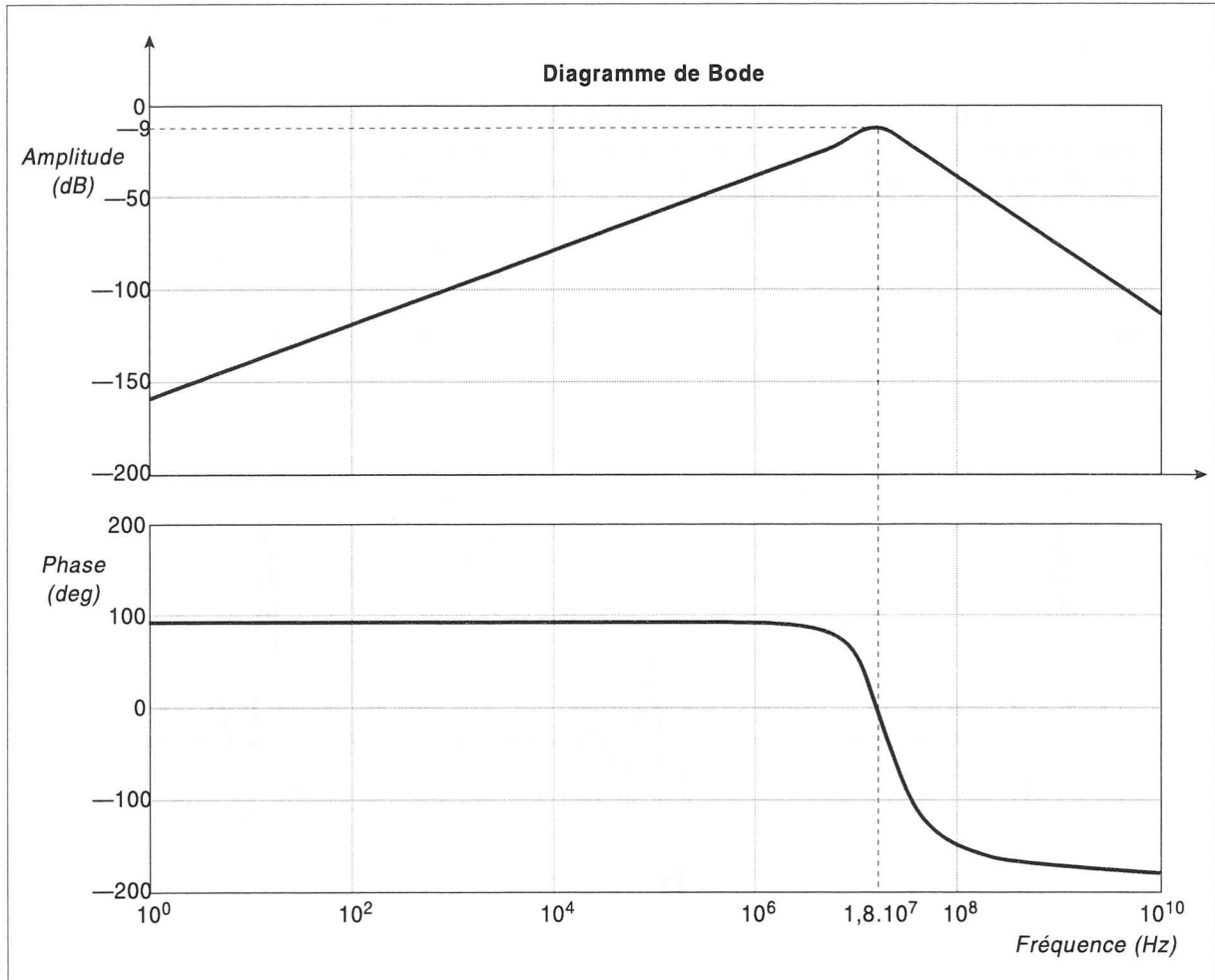


Fig. 2.2.3.14 – Diaphonie capacitive : simulation de la représentation de Bode (réponse fréquentielle) de la fonction de transfert $\frac{V_{p_2}(j\omega)}{V_I(j\omega)}$. Étude à partir du schéma équivalent complet : on néglige seulement le couplage inductif entre les deux lignes (mutuelle inductance) ainsi que les pertes.

2° a) Valeur de la capacité C_{12} : avec $r = 7 \times 1,27 = 8,89$ mm, $d = 0,3385$ mm, nous obtenons $C_{12} = 19,7$ pF/m : cette capacité est divisée par 2.

b) Réponse temporelle : l'amplitude des impulsions reste la même (2,5 V), mais la décroissance est deux fois plus rapide car la constante de temps

$$\tau = \left(R_{g1} + \frac{R_{e2}}{2} \right) C_{12} \text{ est deux fois plus petite.}$$

Réponse fréquentielle pour 1 MHz :

$$V_{p_2} \approx \frac{R_{e2} C_{12} \omega}{2} E_{g1} = 14 \text{ mV}$$

Le niveau a chuté de moitié à cause de C_{12} .

Remarque : Réponse temporelle simulée avec le logiciel Matlab/Simulink : (fig. 2.2.3.15)

Le niveau maximal est passé de 0,8 V à 0,5 V. La simulation prenant en compte les capacités linéiques des lignes C_1 et C_2 et les inductances linéiques se justifie parfaitement ici (le calcul exact sans ordinateur aurait été très fastidieux et la simplification à un circuit du premier ordre ne fait pas apparaître la baisse du niveau maximal).

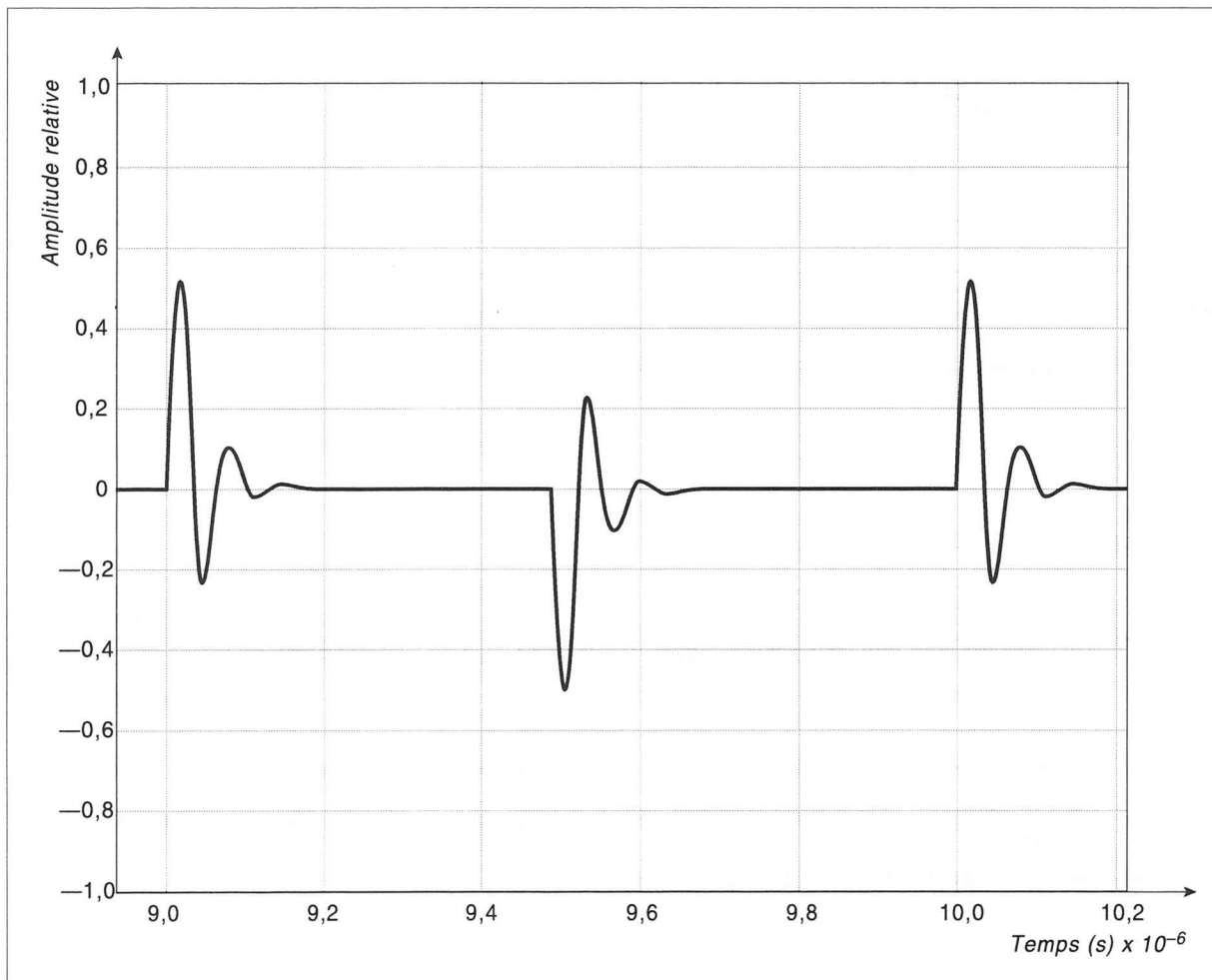


Fig. 2.2.3.15 – Diaphonie capacitive : simulation de la réponse indicielle avec diminution du couplage.

La diminution de la diaphonie capacitive par éloignement de la source et de la victime est évidente mais peu spectaculaire. Pour atténuer un peu plus cette diaphonie, nous aurions pu connecter les fils non-utilisés de la nappe à la masse ; ces derniers joueraient alors le rôle d'écran entre la source et la victime*.

* Écran entre la source et la victime : voir exercice 2 : Principe du blindage électrique.

Exercice 2

Principe du blindage électrique

Soient deux lignes parallèles sur une grande longueur utilisant le même câble de retour relié à la masse. Le câble 2 est perturbé par diaphonie capacitive par le câble 1. Pour réduire le couplage, on décide de placer un cylindre métallique (blindage, écran) autour du câble victime (fig. 2.2.3.16).

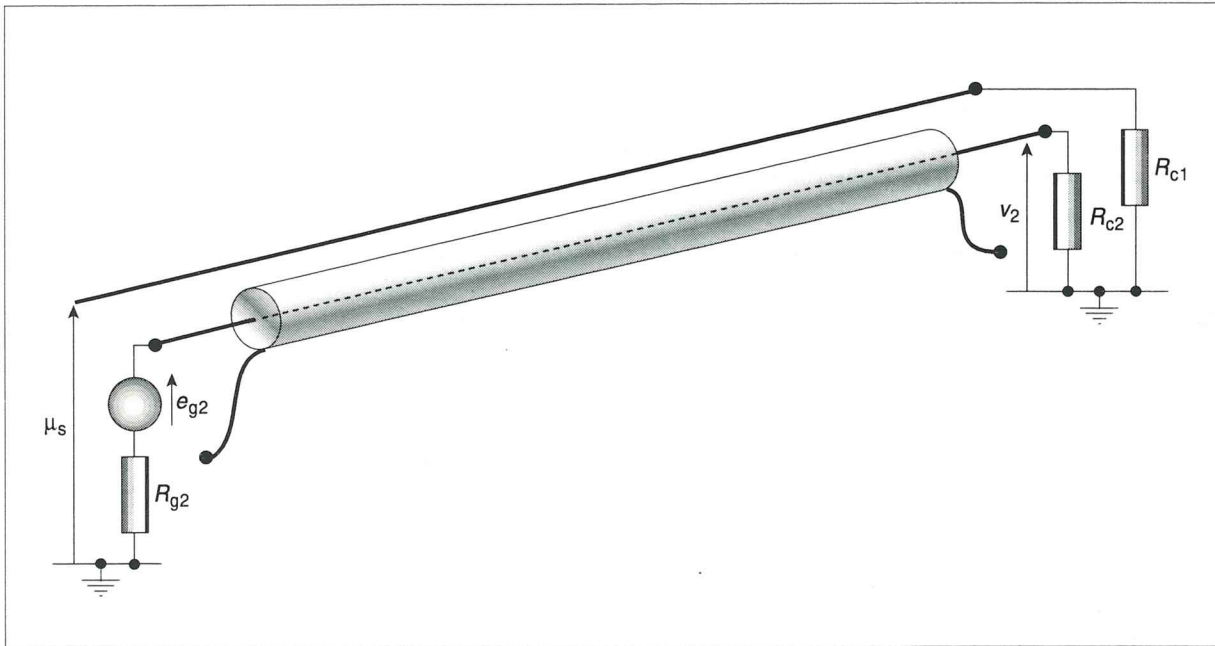


Fig. 2.2.3.16 – Principe du blindage capacitif : montage.

On considère que l'impédance du blindage est simplement résistive : $Z_b = R_b$.

Soit :

- C_1 : capacité répartie de la ligne 1 perturbatrice,
- C_2 : capacité répartie de la ligne 2 victime,
- C_{1b} : capacité répartie de couplage fil 1 à blindage,
- C_{2b} : capacité répartie fil 2 à blindage.

On négligera les couplages inductifs, les self-inductances des lignes ainsi que leurs pertes. De plus, on suppose que les longueurs des lignes sont petites par rapport à la longueur d'onde de la perturbation.

On se propose de calculer la tension $v_2(t)$ perturbatrice récupérée dans la charge R_{c2} de la ligne 2 pour diverses configurations du blindage. Pour cela, on considère que le générateur de tension $e_{g2}(t)$ est nul.

1° Le blindage est enlevé :

Donner le schéma équivalent du montage ($v_2 = v_{20}$). Exprimer la fonction de transfert

$$\frac{V_{20}(j\omega)}{U_s(j\omega)} \text{ en fonction de } R_{c2}, R_{g2}, C_2 \text{ et } C_{12}.$$

2° Le blindage est raccordé à la masse d'un seul côté :

Donner le schéma équivalent du montage ($v_2 = v_{2bM}$). Exprimer la fonction de transfert

$$\frac{V_{2bM}(j\omega)}{U_s(j\omega)}$$

En déduire l'efficacité de blindage : $S_E = 20 \lg \left(\frac{V_{20}(j\omega)}{V_{2bM}(j\omega)} \right)$ puis tracer $S_E = f(f)$.

Conclure.

3° Le blindage est raccordé à la masse des deux côtés :

a) Qu'y a-t-il de changé dans le schéma équivalent de la question 2° ? Quelle différence cela engendre-t-il sur l'efficacité de blindage S_E ?

b) On suppose que le réseau de masse n'est pas équipotentiel ; une tension de mode commun $v_{mc}(t)$ apparaît alors entre les extrémités de l'écran (fig. 2.2.3.17).

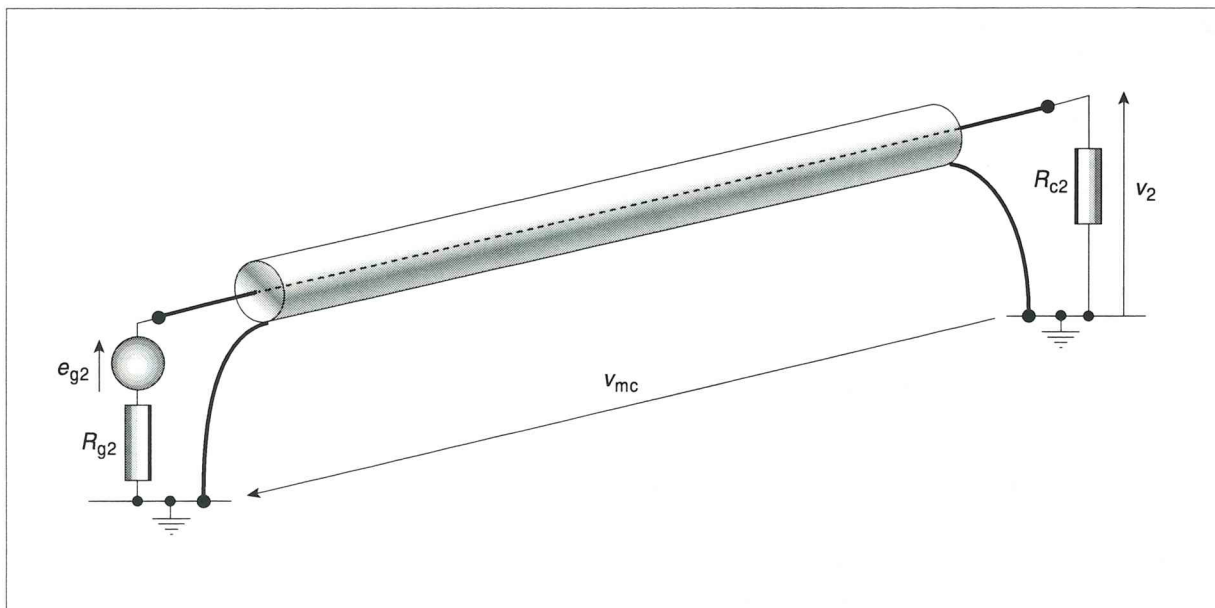


Fig. 2.2.3.17 – Blindage capacitif avec tension entre masse v_{mc} (tension de mode commun aux bornes de l'écran).

Donner le schéma équivalent du montage faisant apparaître le couplage entre la tension v_{mc} et la tension différentielle $v_2 = v_{2md}$ aux bornes de la charge R_{c2} . Exprimer

la fonction de transfert $\frac{V_{2md}(j\omega)}{V_{mc}(j\omega)}$ puis tracer le diagramme de Bode. Conclure.

Solution :

1° Le schéma équivalent est donnée en figure 2.2.3.18.

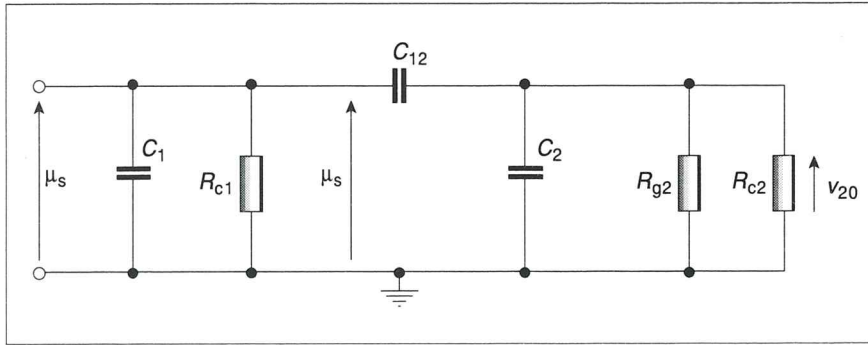


Fig. 2.2.3.18 – Schéma équivalent du couplage capacitif sans écran.

En s'aidant de la question 1°d) de l'exercice 1 précédent, on a :

$$\frac{V_{20}(j\omega)}{U_s(j\omega)} = \frac{j \frac{R_{g2}R_{c2}}{R_{g2} + R_{c2}} C_{12}\omega}{1 + j \frac{R_{g2}R_{c2}}{R_{g2} + R_{c2}} (C_2 + C_{12})\omega} = \frac{j\omega \tau_1}{1 + j\omega \tau_2}$$

avec

$$\tau_1 = \frac{R_{g2}R_{c2}}{R_{g2} + R_{c2}} C_{12} \quad \text{et} \quad \tau_2 = \frac{R_{g2}R_{c2}}{R_{g2} + R_{c2}} (C_2 + C_{12})$$

2° Les capacités C_2 et C_{12} sont ici nulles si l'on considère que l'écran entoure complètement le fil victime. Les capacités de couplage C_{1b} et C_{2b} sont reliées à la masse via la résistance équivalente R'_b du blindage ($R_b > R'_b$) : on peut, par exemple, modéliser le couplage en connectant les capacités réparties C_{1b} et C_{2b} au milieu du blindage, ainsi on a $R'_b = R_b/2$; le schéma équivalent est donné figure 2.2.3.19.

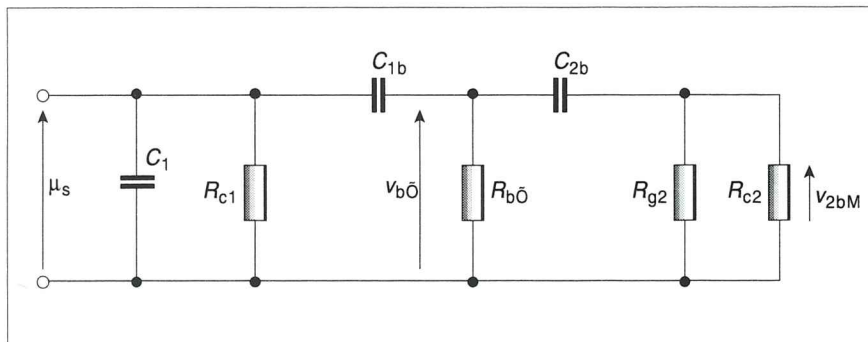


Fig. 2.2.3.19 – Schéma équivalent du couplage capacitif au travers d'un écran relié d'un seul côté à la masse.

La fonction de transfert peut s'écrire :

$$\frac{V_{b'}(j\omega)}{U_s(j\omega)} = \frac{Z_2}{Z_2 + \frac{1}{jC_{1b}\omega}}$$

avec

$$Z_{b'} = R_2 // \left((R_{c2} // R_{g2}) + \frac{1}{jC_{2b}\omega} \right) \approx R_{b'}$$

$$\frac{V_{b'}(j\omega)}{U_s(j\omega)} = \frac{jR_{b'}C_{1b}\omega}{1 + jR_{b'}C_{1b}\omega}$$

$$\frac{V_{2bM}(j\omega)}{U_s(j\omega)} = \frac{j \frac{R_{c2}R_{g2}}{R_{c2} + R_{g2}} C_{1b}\omega}{1 + j \frac{R_{c2}R_{g2}}{R_{c2} + R_{g2}} C_{1b}\omega} \times \frac{jR_{b'}C_{1b}\omega}{1 + jR_{b'}C_{1b}\omega} = \frac{j\omega\tau_3 \times j\omega\tau_4}{(1 + j\omega\tau_3)(1 + j\omega\tau_4)}$$

avec

$$\tau_4 = R_{b'}C_{1b} \quad \text{et} \quad \tau_3 = \frac{R_{c2}R_{g2}}{R_{c2} + R_{g2}} C_{1b} \quad \text{avec} \quad \tau_4 \ll \tau_3$$

On peut à présent en déduire l'efficacité de blindage :

$$\frac{V_{20}(j\omega)}{V_{2bM}(j\omega)} = \frac{j\omega\tau_1(1 + j\omega\tau_3)(1 + j\omega\tau_4)}{j\omega\tau_3 \times j\omega\tau_4(1 + j\omega\tau_2)} = \frac{j\omega\tau_1(1 + j\omega\tau_3)(1 + j\omega\tau_4)}{j\omega\tau_3 \times j\omega\tau_4(1 + j\omega\tau_2)}$$

$$S_E = 20 \lg \frac{\tau_1}{\tau_3\tau_4} - 20 \lg \omega + 20 \lg \frac{\sqrt{1 + (\omega\tau_3)^2} \cdot \sqrt{1 + (\omega\tau_4)^2}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_2)^2}}$$

Les fréquences de coupure valent respectivement :

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi\tau_2} = \frac{R_{g2} + R_{c2}}{2\pi R_{g2} R_{c2} (C_2 + C_{12})}$$

$$f_{c3} = \frac{1}{2\pi\tau_3} = \frac{R_{c2} + R_{g2}}{2\pi R_{c2} R_{g2} C_{1b}}$$

$$f_{c4} = \frac{1}{2\pi\tau_4} = \frac{1}{2\pi R_{b'} C_{1b}}$$

avec

$$f_{c2} < f_{c3} < f_{c4}$$

Pour les fréquences supérieures à f_{c4} , le blindage n'a aucun effet ; il a même un effet inverse, l'efficacité de blindage étant négative (fig. 2.2.3.20) :

$$f > f_{c4} : S_E = 20 \lg \frac{\tau_1}{\tau_2} = 20 \lg \frac{C_{12}}{C_2 + C_{12}} < 0$$

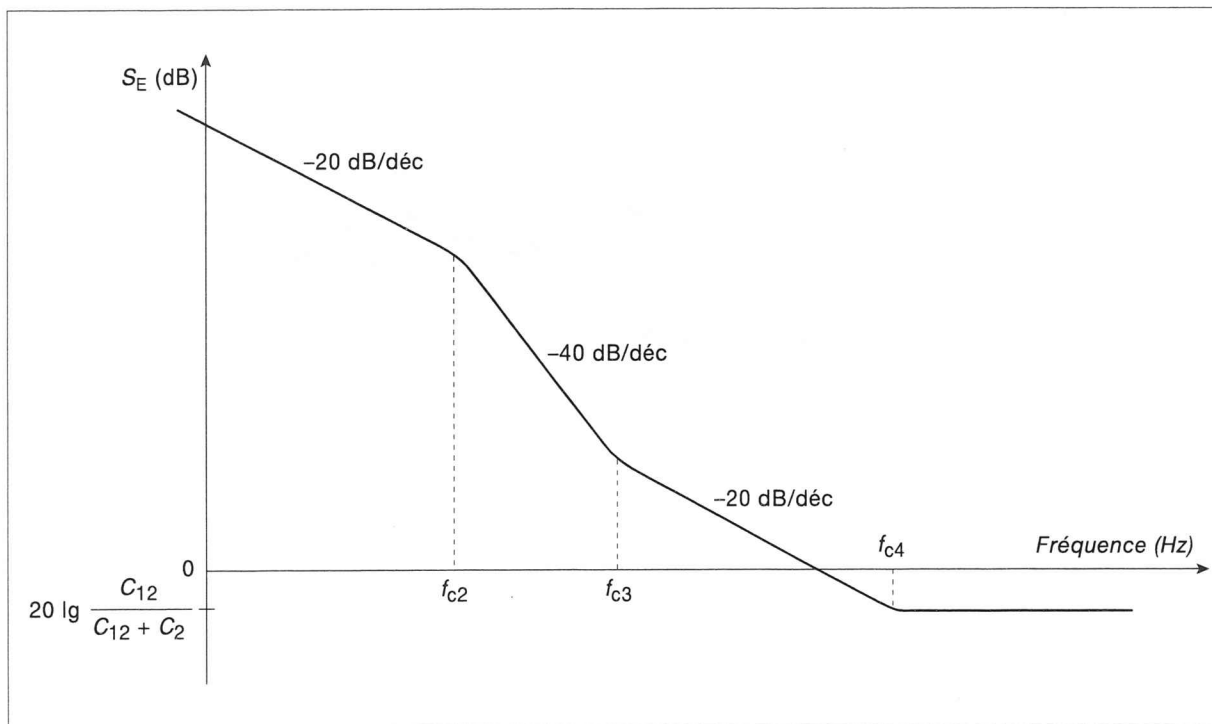


Fig. 2.2.3.20 – Efficacité de blindage capacitif en fonction de la fréquence, l'écran étant relié à la masse d'un seul côté.

Relier un écran d'un seul côté permet donc de se protéger du couplage capacitif, mais uniquement en basse fréquence.

3° a) Cela revient à diviser la résistance équivalente R'_b par deux car les capacités C_{1b} et C_{2b} sont raccordées à la masse par deux connections (fig. 2.2.3.21).

Le schéma équivalent est donc le même (R'_b remplacé par $R'_b/2$). L'efficacité de blindage est pratiquement la même, elle semble même améliorée car la fréquence de coupure f_{c4} a augmenté (R'_b a diminué).

On voit ici, que même en reliant à la masse les deux côtés de l'écran, il est impossible de limiter le couplage capacitif dans les hautes fréquences ; il faudrait pour cela diminuer l'impédance (R_b) du blindage au maximum.

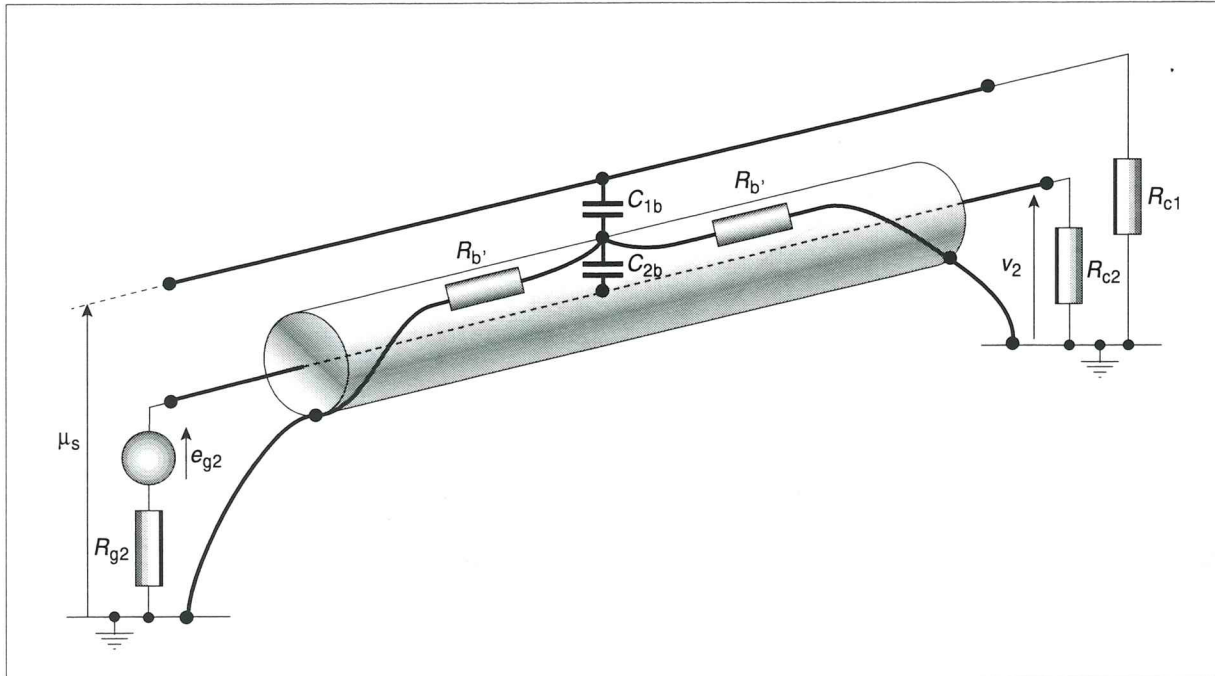


Fig. 2.2.3.21 – Blindage capacitif avec écran relié des deux côtés de la masse.

b) Cas des masses non équipotentielles (tension de mode commun entre masses) :
 Le blindage capacitif repose sur l'équipotentialité de l'écran, or, si les masses aux deux bouts ne sont pas tout à fait équipotentielles, un courant important peut circuler dans l'écran, mettant à mal le blindage capacitif.

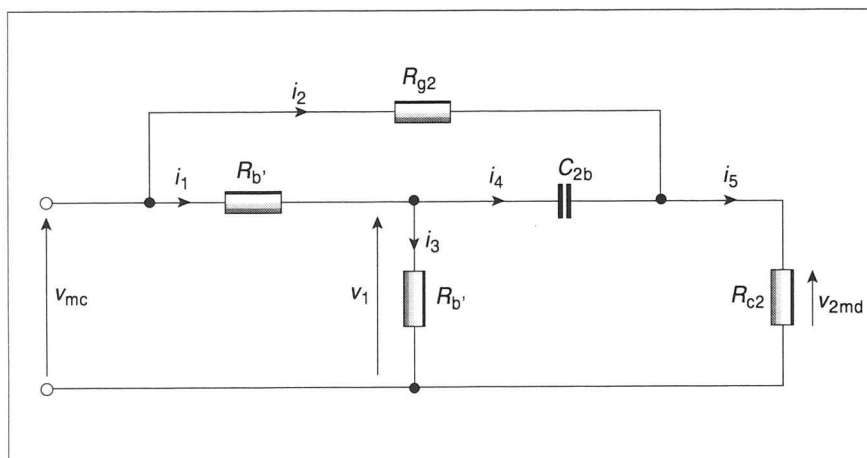


Fig. 2.2.3.22 – Blindage capacitif (écran relié à la masse aux deux extrémités). Schéma équivalent permettant de calculer la conversion de la tension de mode commun v_{mc} en tension différentielle v_{2md} sur la charge.

Le schéma équivalent est donné figure 2.2.3.22.

On peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{mc} = R'_b I_1 + R'_b I_3 = R'_b I_1 + V_1 \\ V_1 = \frac{I_4}{jC_{2b}\omega} + R_{c_2} I_5 = \frac{I_4}{jC_{2b}\omega} + V_{2md} \\ V_{mc} = R_{g_2} I_2 + V_{2md} \\ I_4 = I_1 - I_3 \\ I_2 = I_5 - I_4 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_2 = \frac{V_{2md}}{R_{c_2}} - I_4 \\ I_4 = \frac{1}{R'_b} (V_{mc} - 2V_1) \end{cases}$$

$$\Rightarrow I_4 = \frac{jC_{2b}\omega \left(\frac{V_{mc}}{2} - V_{2md} \right)}{1 + j \frac{R'_b C_{2b}\omega}{2}}$$

d'où

$$\frac{V_{2md}(j\omega)}{V_{mc}(j\omega)} = \frac{R_{c_2}}{R_{c_2} + R_{g_2}} \times \frac{1 + j \left(\frac{R'_b + R_{g_2}}{2} \right) C_{2b} \omega}{1 + j \left(\frac{R'_b}{2} + \frac{R_{c_2} R_{g_2}}{R_{c_2} + R_{g_2}} \right) C_{2b} \omega} = \frac{R_{c_2}}{R_{c_2} + R_{g_2}} \times \frac{1 + j\tau_5 \omega}{1 + j\tau_6 \omega}$$

$$G = 20 \lg \frac{R_{c_2}}{R_{c_2} + R_{g_2}} + 20 \lg \frac{\sqrt{1 + (\omega\tau_5)^2}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_6)^2}} \quad (\text{figure 2.2.3.23})$$

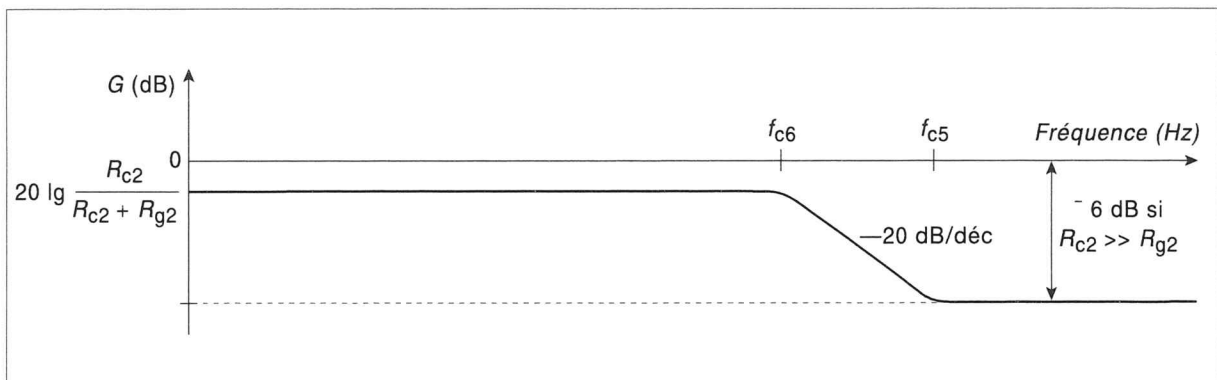


Fig. 2.2.3.23 – Blindage capacitif (écran relié à la masse aux deux extrémités). Représentation du gain en fonction

de la fréquence de la fonction de transfert : $\frac{V_{2md}}{V_{mc}} = \frac{\text{tension différentielle sur la charge}}{\text{tension de mode commun sur l'écran}}$.

Les fréquences de coupure valent respectivement :

$$f_{c_5} = \frac{1}{2\pi\tau_5} = \frac{1}{\pi(R'_b + R'_{g_2})C_{2_b}} \approx \frac{1}{\pi R_{g_2} C_{2_b}}$$

$$f_{c_6} = \frac{1}{2\pi\tau_6} = \frac{1}{2\pi\left(\frac{R'_b}{2} + \frac{R_{c_2} R_{g_2}}{R_{c_2} + R_{g_2}}\right)C_{2_b}}$$

$$\text{si } R_{c_2} \gg R_{g_2}, \quad f_{c_6} \approx \frac{1}{2\pi R_{g_2} C_{2_b}} = \frac{f_{c_5}}{2}$$

Au-delà de la fréquence f_{c_5} , le gain vaut alors : $G = 20 \lg \frac{\tau_5}{\tau_6} = -6 \text{ dB}$

On retrouve donc en grande partie la tension entre masses $v_{mc}(t)$ sur la charge R_{c_2} . Cette dernière n'est d'ailleurs pratiquement pas atténuée pour les hautes fréquences. La nécessité de disposer d'un réseau de masse équipotentiel prend ici toute son ampleur.

Pour faire un blindage capacitif, on préfère alors connecter l'écran uniquement d'un seul côté pour maintenir son équipotentialité.

Un dilemme se pose entre :

- le blindage inductif agissant surtout en haute fréquence et nécessitant obligatoirement des connexions de l'écran à la masse aux deux extrémités*;
- le blindage capacitif agissant surtout en basse fréquence et nécessitant de préférence une seule connexion de l'écran à la masse.

Le dilemme se résout au cas par cas. On peut dire tout de même que la connexion de l'écran aux deux extrémités est préférable mais qu'elle nécessite un réseau de masse équipotentiel.

* Voir paragraphe 2.2.2.3
exercice 2 : Principe du blindage magnétique.

3. Conversion du mode commun en mode différentiel

Un câblage automobile relie un capteur de pression analogique, vissé dans le bloc moteur, à l'ensemble électronique ECU (*Engine Control Unit*) gérant l'allumage et la carburation. Les caractéristiques sont les suivantes :

- longueur du faisceau : 1,5 m
- retour par la carrosserie (capteur unifilaire)
- hauteur moyenne au-dessus de la masse : 5 cm
- champ incident : 50 V/m à 45 MHz, dû à l'émetteur VHF utilisé sur la voiture
- R_g (capteur) 100 Ω
- R_c (entrée ampli) 1000 Ω
- Sensibilité ampli (plus petit niveau de détection) $N = 10\text{mV}$

Sur la figure (5.3) de la page suivante, on choisit la courbe la plus proche de notre configuration, c'est-à-dire N, longueur l de 3 m et hauteur h de 10 cm.

Corrections

- Correction de longueur = - 6dB (1,5 m au lieu de 3m)
- Correction de hauteur = - 6dB (5 cm au lieu de 10 cm)

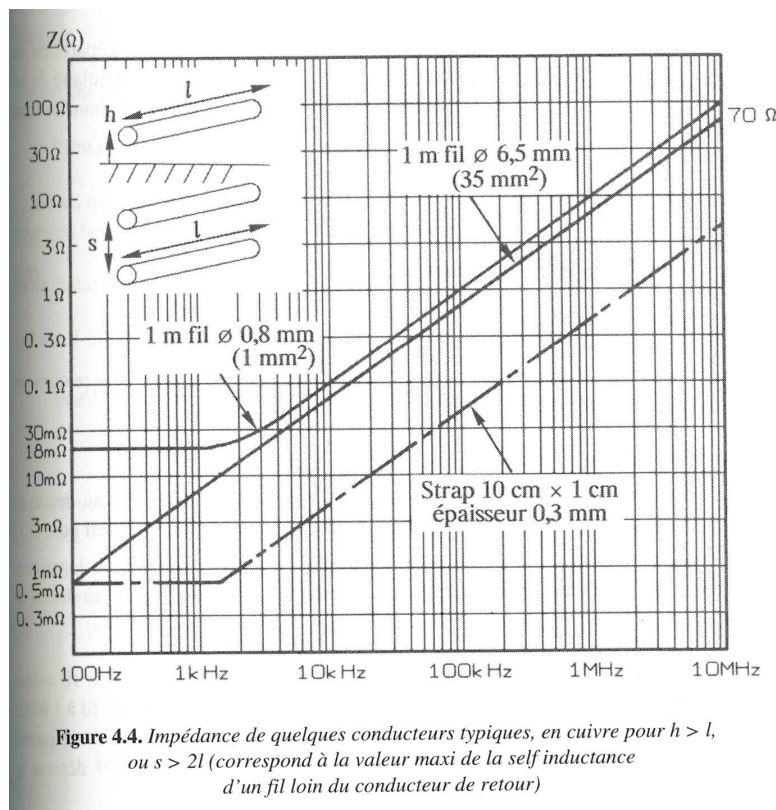
Le coefficient champ-câble MC est donc :

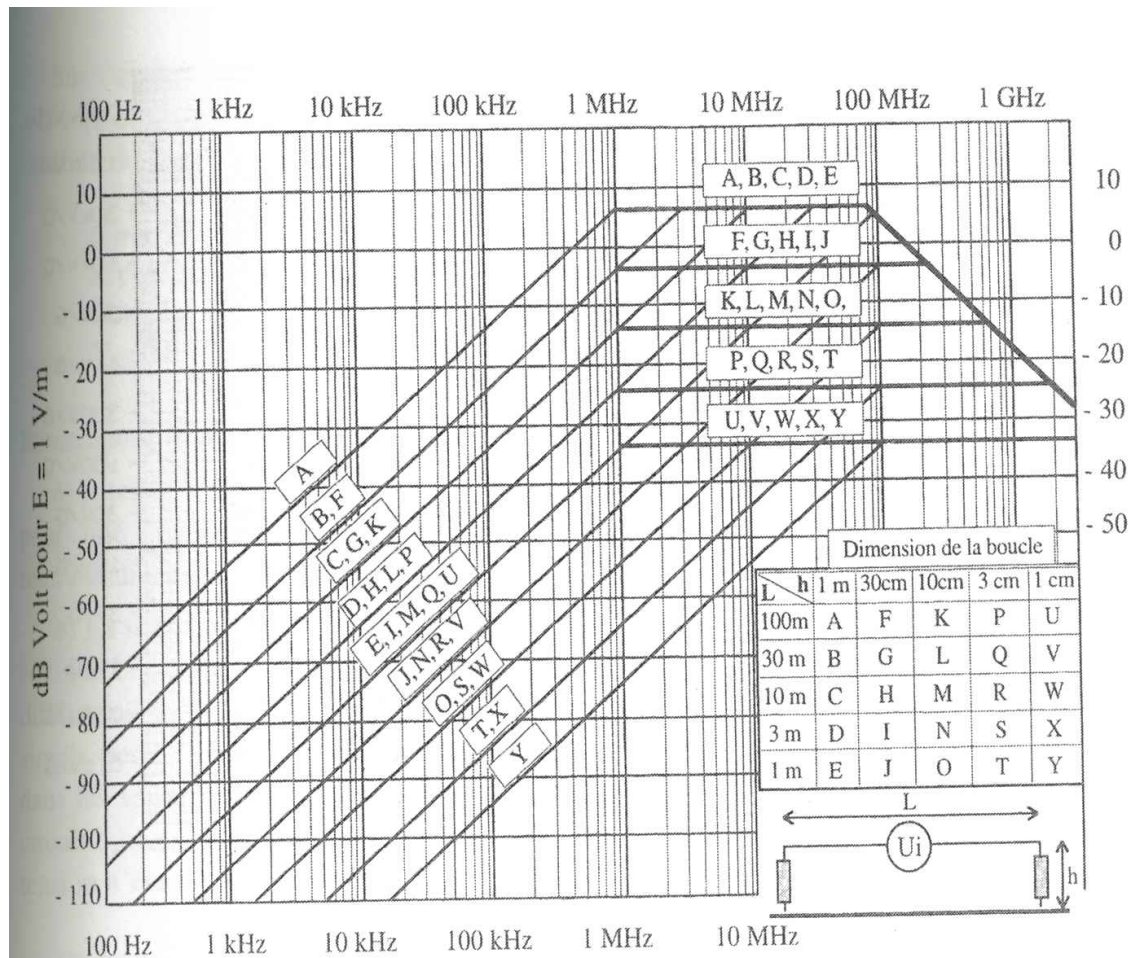
- intersection de N avec 45 MHz : -10 dB
- corrections l et h : -12 dB
- $K_{\text{champ@boucle}}$: -22 dB

Le coefficient C_{MD} vaut $20 \cdot \log(1000/(1000+100+Z_f))$

Z_f vaut ωL à 45 MHz, 1 mH x 1,5 m. $Z_f = 424 \Omega$

$C_{MD} = 0,65$, donc en logarithmique -3,6 dB.





Hypothèse : plus fort couplage possible. Polarisation optimum. Propagation dans le sens de « l ».

EXEMPLE.—

$l = 3 \text{ m}$, $h = 1,50 \text{ m}$

Perturbation : 3 V/m à 200 kHz

Courbe D, pour 3 m x 1 m : - 38 dB. Correction pour 1,50 m = + 4 dB

Vinduit = 10 dBV/m + (- 38 + 4) = - 24 dBV \approx 60 mV

Figure 5.3. Coefficient de couplage champ-à-boucle
(d'après Don White, Methodology and Procedures, Réf. 35)

V_{MD} à l'entrée de l'ampli analogique vaut $V_{MC} \cdot C_{MD}$

E 50 V/m soit 34 dBV/m

K champ-boucle : - 22 dB

Ce qui donne $V_{MC} = 34 - 22 = 12 \text{ dB}$

$C_{MD} = 3,6 \text{ dB}$

Et donc V_{MD} 8,4 dBV, soit 2,6 V, 2.600 fois plus que la sensibilité de l'ampli (10 mV).

En conclusion, soit l'ampli a une fréquence de coupure basse (45 MHz) et un filtrage d'entrée efficace, sinon les fonctions moteur peuvent être perturbées par l'usage de cet émetteur.

4. Effet de la foudre

Soit un coup de foudre dont le courant maximum 70 kA est atteint en 2 μ s.
Le temps à mi-hauteur est de 50 μ s. On donne la résistivité de la terre, $\rho=1$ k Ω .m.

A) Un relais TNT se situe à 200 m du point d'impact du coup de foudre. Entre le bâtiment et le pylône, il existe une boucle de 8m x 2,5m (Figure 3).

- Calculer la fréquence du coup de foudre (159,15 kHz).
- A partir du résultat de la question précédente, calculer la tension induite dans la boucle ?
*On calcule d'abord la longueur d'onde (1885m, dont on peut déduire $\lambda/2$ et $\lambda/4$).
Nous sommes dans la configuration où la plus grande longueur de la boucle est $<\lambda/4$,
d'où la tension induite vaut :*
$$V_i = 2\pi\mu_0.l(m).h(m).f(\text{Hz}).H(\text{A/m})$$

On peut évaluer le champ magnétique H avec le théorème d'Ampère :
$$H = I/2\pi d = 55,7 \text{ A/m}$$
 et en déduire la tension induite (696,25 V).
- Quels sont les risques encourus par le matériel électronique ?
- Y'a-t-il lieu d'envisager des modifications ou des protections sur l'installation ?
Si oui lesquelles ?

B) Une personne déambule à 400 m du point d'impact de ce coup de foudre en faisant des enjambées de 80cm.

- Calculer le potentiel auquel est soumis le promeneur.
*Il faut calculer le potentiel du sol à 400 m et à $400\pm 0,8$ m) (400m - 27852,11V)
(à 400,8m - 27796,52V) (55,59V de ddp aux pieds du promeneur).*
- Sa vie est-elle en danger ?
- Que préconisez-vous à toute personne se trouvant dans cette situation ?

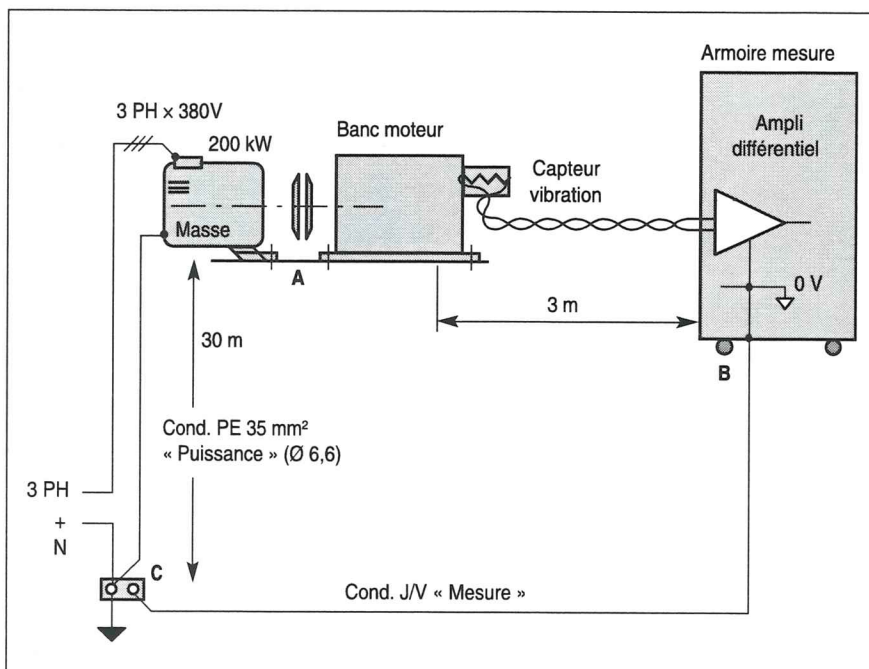
5. 3 Problèmes pratiques d'analyse CEM

8.1 Problème n° 1

Banc d'essai d'un moteur thermique, avec capteurs d'instrumentation

Il s'agit d'un problème sur site industriel. Les mesures transmises par les jauges sensibles sont perturbées par le fonctionnement du moteur d'entraînement (trois phases, 200 kW). Le local avec la baie de mesure et les amplificateurs de jauges est situé à 3 m (fig. 4.1.8.1) du massif moteur. On souhaite chiffrer :

- le bilan CEM actuel,
- le besoin en réduction pour une marge raisonnable,
- les solutions.



Caractéristiques ampli + capteur :

- $CMR \geq 70$ dB jusqu'à 1 kHz,
- plus petit signal mesuré : $10 \mu V$ (avec une précision de 5 %).

Fig. 4.1.8.1 – Capteur analogique. Perturbation par impédance commune.

A. TENSION DIFFÉRENTIELLE DE SEUIL

On commence par chiffrer la tension différentielle correspondant à la précision souhaitée de 5 % sur le plus petit signal lu :

$$10 \times 5 \% = 0,5 \mu V$$

À partir du CMR^* de la chaîne analogique, on traduit cette tension en une tension de mode commun correspondante :

70 dB sont équivalent à un facteur $10^{70/20}$ soit 3 000, pour V_{diff} donné, on a :

$$U_{mc} = 0,5 \times 3\,000 = 1,5 mV$$

U_{mc} étant la tension de mode commun et V_{diff} la tension différentielle.

* Mode commun, Mode différentiel : voir le paragraphe 2.2.1.2.

* CMR : réjection au mode commun (en anglais : common mode rejection)

B. MÉCANISME DE COUPLAGE

On détermine et on chiffre le mécanisme de couplage.

Le problème étant lié au fonctionnement du moteur électrique, la cause la plus flagrante semble être la différence de potentiel (ddp) dans le câble de terre moteur (on

peut exclure, à priori, le rayonnement magnétique du moteur et le rayonnement en différentiel des trois conducteurs de phase, tous très atténués à une distance de 3 m).

On calcule cette différence de potentiel $U_{(A-B)}$ pour 50 Hz et 150 Hz (harmonique ≈ 3). On remarque que, l'entrée de l'amplificateur étant isolée (différentielle), le segment A-B est pratiquement ouvert, et $U_{(A-B)} \approx U_{(A-C)}$. Toute la différence de potentiel du câble de terre apparaît en mode commun pour la liaison capteur-amplificateur (tableau 4.1.8.1).

Fréquence	50 Hz	150 Hz
Impédance $R + j\omega L$ (pour 1 m de conducteur 35 mm ² avec $R = 0,5 \text{ m}\Omega/\text{m}$ et $L = 1 \text{ }\mu\text{H}/\text{m}$)	0,5 m Ω	1 m Ω
Soit pour 30 m	15 m Ω	30 m Ω
I (dans fil de terre)	0,5 A	0,3 A
$U_{mc} = Z \times I$	7,5 mV	10 mV
Réduction nécessaire pour être juste au seuil de lecture	7,5 mV/1,5 mV	10 mV/1,5 mV
Soit avec une marge de 3 (10 dB) besoin de réduction d'un facteur	15	18

Tableau 4.1.8.1 – Atténuation nécessaire à 50 Hz et à 150 Hz.

C. REMÈDES

Le meilleur moyen de diminuer la ddp de mode commun entre la masse du capteur (donc le banc moteur) et la masse de l'électronique est d'équipotentialiser les deux. Remarquons que l'installation actuelle a nié cette évidence en tentant d'aller raccorder la baie au puits de terre, présumé comme l'endroit le plus sûr ! Il n'est pas rare de voir, dans des problèmes analogues, des installateurs proposer d'améliorer la prise de terre pour un coût impressionnant.

Filtrer l'amplificateur contre des parasites à 50 Hz et 150 Hz est impossible, car on est dans sa bande passante utile. Un traitement du signal pour en exclure, par un moyennage, les fluctuations périodiques à ces fréquences serait possible, mais demande une nouvelle étude de l'électronique d'acquisition.

En raccordant simplement la baie au massif du banc par une tresse large ou un méplat (par exemple 25 mm \times 2 mm) de 3 m de long, l'impédance $Z_{(A-B)}$ descend à :

$$(0,3 \text{ }\Omega\text{m}^{-1} + 0,7 \text{ }\mu\text{H}\cdot\text{m}^{-1}) \times 3 \text{ m.}$$

En même temps, ce nouveau chemin par le câble vert/jaune (PE*) de la baie, qui doit rester, double le câble de terre moteur. Le courant de fuite moteur se ramifie en deux branches pratiquement égales, A-C et A-B-C, dont chacune prend la moitié du courant total.

On obtient le tableau 4.1.8.2.

Fréquence	50 Hz	150 Hz
$V_{(A-B)} = Z_{(A-B)} \times I/2$	1 (m Ω) \times 0,5 A/2	3 (m Ω) \times 0,3 A/2
Nouvelle valeur de U_{mc}	0,25 mV	0,3 mV
Réduction par rapport au parasite initial	0,25 mV/7,5 mV Facteur 30	0,3 mV/10 mV Facteur 30
Coefficient de marge par rapport au seuil	6	5

* PE : protective earth (terre de protection).

Tableau 4.1.8.2 – Atténuation obtenue après correction/remèdes.

8.2 Problème n° 2

Compteur de vitesse sur circuit imprimé

Il s'agit d'une analyse CEM lors de la conception d'un prototype de tableau de bord d'automobile, concernant l'immunité* aux champs forts.

Le circuit est schématisé sur la figure 4.1.8.2 :

- le circuit imprimé simple face, simple couche, sans plan de masse (raison d'économie), contient l'électronique de commande du cadre mobile du compteur ;
- l'erreur de lecture maximum permise est de 5 km/h, quand le circuit est exposé à un champ HF modulé de 100V/m, de 10 kHz à 1GHz ;
- la fonction de transfert de l'amplificateur analogique commandant l'indicateur est :
« Signal d'entrée analogique/Indication aiguille = 20 mV/km/h »,
- la bande passante de l'amplificateur est de 3 MHz, avec les problèmes habituels de réjection et de démodulation parasite au-delà ;
- dans le tracé actuel, les surfaces de boucles (signal avec pistes Vcc ou 0V) représentent pratiquement toute l'aire de la carte.

On souhaite chiffrer :

- le bilan CEM actuel,
- le besoin en réduction pour une marge raisonnable,
- les solutions.

* Immunité : voir la définition au sous-chapitre 1.4.1. et aux sous-paragraphes 3.1.3.2. C 4 et 3.1.3.2. - B 3

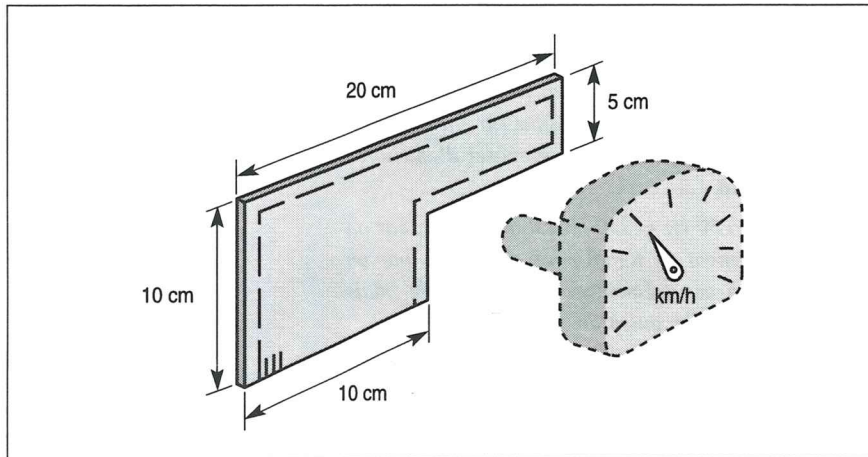


Fig. 4.1.8.2 – Susceptibilité rayonnée d'un circuit de tableau de bord (indicateur de vitesse).

A. BILAN CEM EN L'ÉTAT ACTUEL

En ne s'intéressant qu'au couplage du champ dans les boucles des pistes, on peut estimer grossièrement la tension couplée dans une boucle (pire cas) qui correspondrait à la surface moyenne de la carte, soit :

$$S = 20 \times \left(\frac{10 + 5}{2} \right) = 150 \text{ cm}^2$$

Le couplage champ à boucle peut s'estimer à partir de la loi de Lenz* jusqu'à la fréquence où les 20 cm représentent $\lambda/2$, soit :

$$f = \frac{c}{\lambda/2}$$

* Loi de Lenz : voir le sous-chapitre 2.3.5.

où C est la célérité de la lumière dans le vide : $C = 300 \times 10^6$ m/s.

$$f_{max} = 0,5 \left(\frac{300 \times 10^6}{0,2} \right) = 750 \times 10^6 \text{ Hz} = 750 \text{ MHz}$$

Au-delà la fem induite se stabilise à sa valeur maximale.

* fem : force électromotrice

À toute fréquence inférieure à 750 MHz on a :

$$V_i = \frac{d\Phi}{dt} = \omega BS = 2\pi f \times 4\pi \times 10^{-7} \times H \times S$$

où ω est la pulsation, $B = \mu H$, S la surface en mètres carrés, H l'excitation magnétique en ampères par mètre et $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

En remplaçant H (A/m) par son équivalent en champ électrique $E/120\pi$, et en utilisant des unités plus commodes V_i en volts, S en mètres carrés, f en mégahertz et E en volts par mètre, on obtient :

$$V_i = \frac{S f E}{48}$$

soit, avec les données du problème :

$$V_i = \frac{150 \times 10^{-4} \times 100 f}{48} \approx 3 \times 10^{-2} \times f \quad \text{jusqu'à } 750 \text{ MHz}$$

On exprime le signal d'erreur qui correspondrait, pour l'amplificateur, à un affichage de 5 km/h (pour une fonction de transfert de 20 mV/km/h) :

$$V_x = 20 \times 5 = 100 \text{ mV.}$$

On détermine la tension de boucle induite par le champ HF, à différentes fréquences, donnant le bilan global dans le tableau 4.1.8.3.

Fréquence	10 kHz	100 kHz	1 MHz	10 MHz	100 MHz	300 MHz	750 MHz
E (V/m)	100	100	100	100	100	100	100
V_i (mV)	0,3	3	30	300	3 000	9 000	20 000
Objectif : V_x (mV)	100	100	100	100	100	100	100
Atténuation nécessaire	0	0	0	3 (10 dB)	30 (30 dB)	100 (40 dB)	200 (46 dB)

Tableau 4.1.8.3 – Bilan global et atténuation nécessaire entre 10 kHz et 750 MHz.

À partir de 3 MHz, le seuil est dépassé. Cette fréquence est aussi la bande passante de l'amplificateur analogique. On ne peut pas compter sur une forte réjection hors-bande de ce dernier, avec des signaux HF modulés dépassant 0,3 V.

Il faut donc envisager, tout en essayant de garder la carte simple face :

- de réduire d'un facteur 10 les surfaces de boucles offertes par les pistes sensibles (entrée du signal de vitesse vers l'amplificateur, alimentation de celui-ci), avec une aire totale des boucles inférieure ou égale à 15 cm². Ce qui est possible en faisant un nouveau routage de pistes sensibles, en élargissant les pistes 0 V et en remplissant les vides par du 0 V (zones de cuivre plein ou grilles) ;
- de procurer au moins 20 dB d'atténuation sur l'entrée de l'amplificateur, soit par un filtrage passif RC, soit par des ferrites et des condensateurs, agissant à partir de

10 MHz environ. Ces composants seront de type CMS*, pour limiter leurs propres effets parasites.

Le petit complément d'atténuation nécessaire à 750 MHz, et pour avoir une marge de sécurité, sera fourni par la réjection intrinsèque de l'amplificateur.

* CMS : composants montés en surface

8.3 Problème n° 3

Foudroiment d'un ensemble pylône et abri radio

La figure 4.1.8.3. montre une installation radio fixe, pour laquelle on désire une grande continuité de service.

L'installation actuelle a été réalisée selon le principe de séparation des masses, pour éviter la circulation de courants de foudre dans le matériel radio :

- câble coaxial d'antenne isolé de la charpente métallique de mât ;
- prise de terre du pylône séparée de la prise de terre du shelter.

Le but est :

- d'identifier et de chiffrer les risques de l'installation actuelle, pour un coup de foudre* moyen (30 kA/1 μs) ;
- de proposer des améliorations pour survivre à un coup de foudre sévère (90 kA/1 μs).

* Foudre : voir le sous-chapitre 2.3.6.

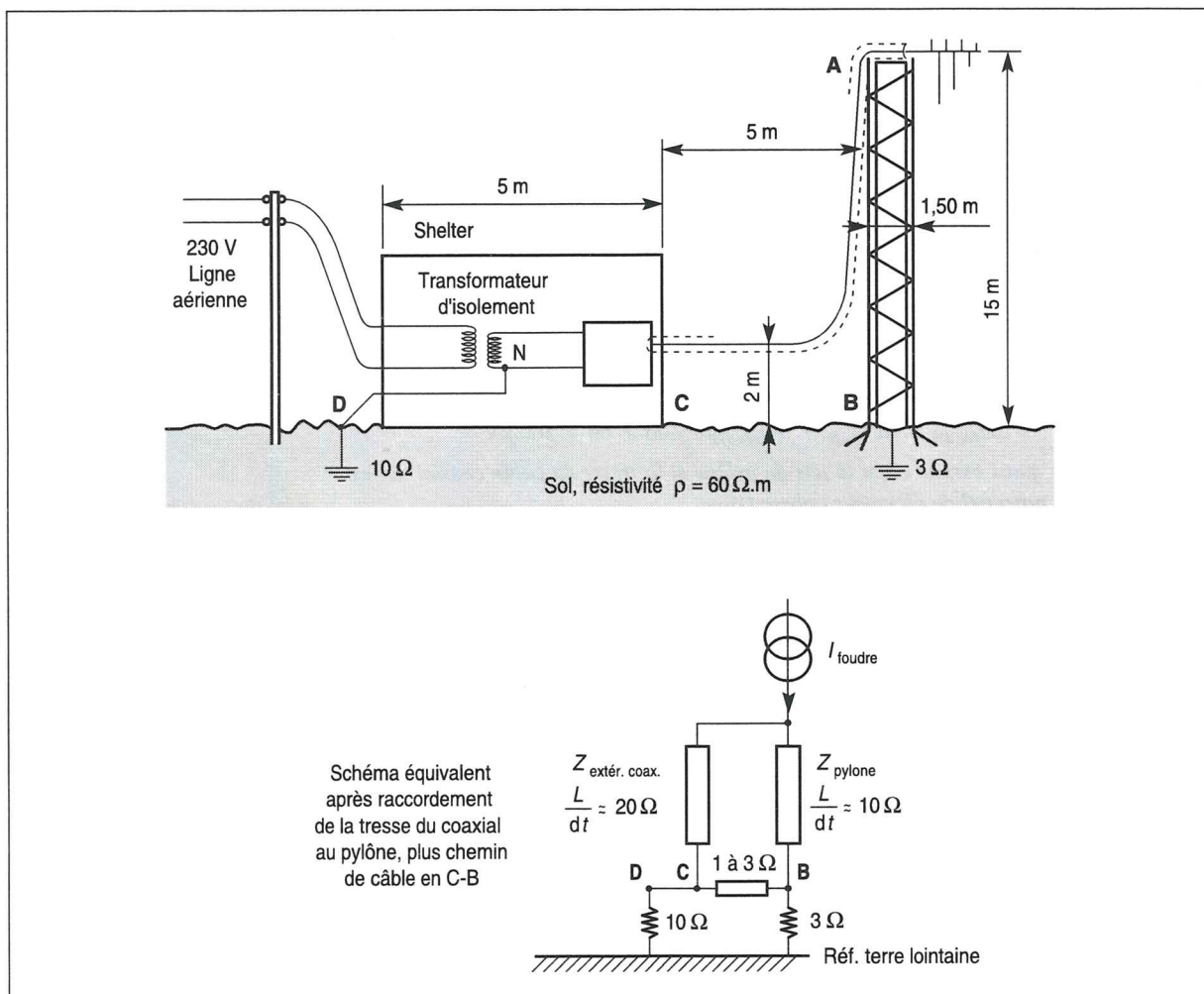


Fig. 4.1.8.3 – Configuration du foudroiment pylône/abri radio

A. RISQUES DE L'INSTALLATION ACTUELLE

- *Élévation brusque du potentiel du pylône (où le courant de foudre s'écoule), par rapport à la terre du shelter (où le courant ne s'écoule pas ... encore).*
- *Risque de claquages entre la charpente du pylône et la gaine du câble coaxial, puisque la tresse de celui-ci est à la masse de l'équipement radio.*
- *Risque pour les personnes, par la ddp importante pylône -shelter.*
- *Risque de dégâts matériels (récepteur) lorsque, après claquage de l'isolant extérieur, une partie du courant de foudre circule sur la tresse du câble coaxial.*

B. APPROXIMATION DES DDP

- *ddp du pylône (point B) vis-à-vis de la terre « lointaine » :*

$$\Delta U_{(B)} = I \times \pi_p = 30 \times 3 = 90 \text{ kV.}$$

- *ddp du point D (shelter) vis-à-vis de la terre lointaine, du fait de la dispersion du courant de foudre dans le sol :*

$$\Delta U_{(D)} = \frac{\rho I}{2\pi(D-B)} = 30 \times 10^3 \times \frac{60}{2\pi \times 10} = 30 \text{ kV,}$$

$$d'où \Delta U_{(B-D)} = 90 - 30 = 60 \text{ kV.}$$

- *ddp selfique le long du pylône (on suppose sa résistance ohmique faible, bien inférieure à 1Ω : la charpente de $15 \text{ m} \times 1,50 \text{ m} \times 1,50 \text{ m}$ est à peu près assimilable à un cylindre ayant une hauteur de 15 m , et un diamètre de $1,50 \text{ m}$, ce qui correspond à $0,7 \mu\text{H/m}$; donc $L_{\text{pylone}} = 15 \times 0,7 = 10 \mu\text{H}$; on en déduit la valeur de ΔU :*

$$\Delta U_{(A-B)} = L \times \frac{\Delta I}{\Delta t} = 10 \times 10^{-6} \times \frac{30 \times 10^3}{1 \times 10^{-6}} = 300 \text{ kV.}$$

On calcule alors ΔU total entre la tête du pylône et la terre du shelter :

$$\Delta U_{(A-D)} = \Delta U_{(A-B)} + \Delta U_{(B-D)} = 300 + 60 = 360 \text{ kV.}$$

Amorçage quasi certain entre la tête du pylône et la tresse du câble coaxial qui est encore au potentiel du récepteur (masse D).

C. AMÉLIORATIONS ET TENUE À UN COUP DE Foudre 90 kA

- *Relier la tresse du câble coaxial à la structure du pylône*
- *Équipotentialiser B, C, D :*
 - *réaliser, si possible, un maillage au sol, ou poser un chemin de câble en tôle ($Z_{(B-C)}$ d'environ 1 à 3Ω pour $\Delta t = 1 \mu\text{s}$) ;*
 - *la mise en parallèle des deux prises de terre abaisse légèrement (de 25 % environ) la résistance totale par rapport à une référence de terre lointaine.*
- *Les courants se partagent au prorata des impédances des deux chemins, soit $1/3 - 2/3$: soit $30 \text{ kA}/60 \text{ kA}$. Les 30 kA sur la tresse du câble coaxial, avec une impédance de transfert* de $Z_1 = 10 \text{ m}\Omega/\text{m}$ (jusqu'à 300 kHz) causeront une tension induite en mode série à l'intérieur du câble coaxial :*

$$V_i = Z_1 \times l \times I,$$

$$V_i = 0,01 \times 18 \times 30 \times 10^{-3} = 5,4 \text{ kV.}$$

Les charges étant adaptées à chaque extrémité du câble d'antenne, chacune en verra la moitié, soit $2,7 \text{ kV}$.

* *Impédance de transfert et admittance de transfert : voir le sous-chapitre 2.6.1. et le paragraphe 2.4.3.2. - B2*

En fait, la tension sera probablement encore inférieure car l'inductance mutuelle* entre le chemin de câble et la tresse du câble coaxial amène un effet réducteur supplémentaire de l'ordre de 2 à 3. En changeant pour un câble coaxial de meilleure qualité, ou à double tresse, on peut descendre à une impédance de transfert* de $Z_t = 5 \text{ m}\Omega/\text{m}$, ce qui amènerait $V_i = 2,7 \text{ kV}$, donc la tension sur les charges à 1,3 kV.

Pour éliminer ce résidu, il reste alors à prévoir une cellule d'écrêtage en protection coaxiale sur l'entrée du récepteur (parafoudre* à gaz ou varistance*), avec une mise à la masse directe à la structure du shelter.

Un écrêtage en mode commun* est aussi à prévoir sur les arrivées phase et neutre du 230 V, avant le transformateur, avec liaison directe à la terre (tubes à gaz ou varistances de 350 V à 400 V).

* **Inductance mutuelle** : voir le sous-chapitre 2.2.2.

* **Parafoudre** : voir le sous-chapitre 5.1.4

* **Varistance** : voir le paragraphe 4.1.5.1. – I.3.A

* **Mode commun** : voir le paragraphe 2.2.1.2.