

ATTENUATION MINIMALE ET
DOMAINE D'IMPEDANCE D'ENTREE
D'UN FILTRE LINEAIRE

E. CLAVELIER F. BROYDE
MERLIN GERIN
38050 GRENOBLE CEDEX

RESUME

L'article présenté définit de nouveaux concepts permettant de mieux spécifier, concevoir et évaluer les filtres linéaires destinés à être connectés à des impédances de source ou de charge mal connues ou inconnues. L'article définit, entre autres, l'atténuation totale, l'atténuation minimale et l'atténuation de désadaptation.

La notion de pire cas est définie de façon générale, et appliquée à ces quantités. Nous introduisons ensuite le domaine d'impédance d'entrée, qui est un outil commode pour comprendre le fonctionnement d'un filtre, et pour calculer l'atténuation de désadaptation dans un pire cas.

L'utilisation de l'ensemble des concepts présentés est démontrée dans des exemples, qui mettent en évidence qu'un filtre peut être convenablement caractérisé par son atténuation minimale et son domaine d'impédance d'entrée.

INTRODUCTION

Cette communication traite de la théorie des filtres linéaires connectés à des charges d'impédances inconnues. Les aspects que nous discuterons sont relatifs à la spécification, à la conception et à la caractérisation de tels filtres. L'étude présentée est d'un intérêt tout particulier pour ceux qui s'occupent de filtres de lignes d'alimentation.

Nous savons que la théorie des circuits permet d'analyser et de synthétiser des filtres linéaires complexes, et qu'il est ainsi possible de satisfaire pratiquement tous les besoins des ingénieurs électriciens ou électroniciens. Toutefois, les méthodes de conceptions de filtres les plus utilisées sont basées [1] sur la connaissance des impédances de la source et de la charge connectées au filtre : c'est ce que nous appelons les "théories classiques du filtrage". Il est également important d'observer que ces théories classiques demandent également que les impédances de source et de charge soient résistives.

Malheureusement les filtres de lignes d'alimentation (FLA) sont faits pour être insérés entre un dispositif électrique et un réseau d'alimentation, lequel présente généralement une impédance qui, au-dessus de quelques 10 kHz, est généralement [4], [5], [6] :

- variable dans le temps,
- dépendante de la fréquence,
- fortement réactive.

Pour ces raisons, caractériser un FLA par son affaiblissement d'insertion dans la bande d'arrêt, mesuré entre une source et une charge de 50 Ohms, est dépourvu de toute signification du point de vue de la CEM.

Cette réalité est maintenant largement reconnue dans les principales normes sur les FLA [16], [17], [18]. Elle est aussi souvent oubliée par de nombreux auteurs, ingénieurs CEM et fabricants de filtres : en dépit du fait que des méthodes de caractérisations alternatives aient été proposées, leur utilisation reste exceptionnelle.

METHODES DU PIRE CAS POUR LA CARACTERISATION DES FILTRES

Deux concepts ont déjà été proposés dans les années 60, pour la caractérisation des FLA, à savoir : l'atténuation minimale de tension (minimum voltage attenuation) [2], [9], [17] et l'affaiblissement d'insertion dans le pire cas (worst-case insertion loss) [3], [4], [7], [10].

Plus récemment [13], [14], [15], les auteurs ont présenté de nouveaux concepts d'atténuation pour la caractérisation des filtres linéaires. Nous définirons soigneusement toutes ces quantités au long de la publication, mais il nous suffit pour l'instant de dire que tous les concepts en question font appel à la notion de comportement dans un pire cas :

- dans la bande d'arrêt du filtre, l'affaiblissement d'insertion, l'atténuation de tension, ainsi que les autres atténuations, sont d'autant plus grands que le filtre est meilleur ;
- la valeur "dans le pire cas" ou "minimale" de ces quantités correspond à la plus faible valeur qu'elles sont susceptibles de prendre, quand les impédances de source ou de charge prennent toutes les valeurs possibles dans le demi-plan des nombres complexes à partie réelle positive.

HYPOTHESES ET NOTATIONS

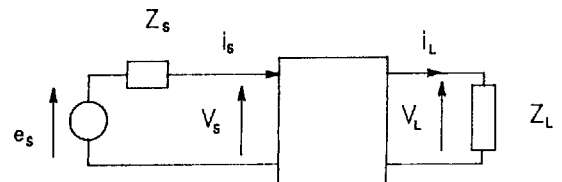


Figure 1

Nous considérons un biporte (quadripôle) linéaire, passif et réciproque. Nous utiliserons les notations de la figure 1, dans laquelle la source connectée à l'entrée du filtre est sinusoïdale, de pulsation ω , linéaire, de tension à vide e_s et d'impédance Z_s . La charge est également supposée linéaire et a Z_L pour impédance.

Le filtre étudié est complètement caractérisé, pour toute pulsation ω , par sa matrice de chaîne A, qui est définie par :

$$\begin{pmatrix} v_L \\ i_L \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} v_s \\ i_s \end{pmatrix} \quad (1)$$

et

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix} \quad (2)$$

où v_s , i_s , v_L et i_L sont des valeurs complexes efficaces, et nous écrivons

$$\forall (\alpha, \beta) \in \{1, 2\}^2 \quad a_{\alpha\beta} = b_{\alpha\beta} + j c_{\alpha\beta} \quad (3)$$

$$(b_{\alpha\beta}, c_{\alpha\beta}) \in \mathbb{R}^2$$

Nous définissons plusieurs puissances :

la puissance d'entrée $P_s = \text{Re}(v_s \overline{i_s})$ (4)

la puissance de sortie $P_L = \text{Re}(v_L \overline{i_L})$ (5)

la puissance disponible P_{MAX} qui est la plus grande puissance que peut fournir la source, et qui vaut

$$P_{MAX} = \frac{|e_s|^2}{4 \text{Re}(Z_s)} \quad (6)$$

la puissance sans le filtre P_{WF} , qui est la puissance reçue par la charge, quand elle est directement connectée à la source

$$P_{WF} = \frac{\text{Re}(Z_L)}{Z_L + Z_s} \quad (7)$$

Dans la suite une quantité portant "inv" en exposant se rapporte au filtre obtenu en inversant les bornes d'entrée et de sortie du filtre initial, c'est à dire en opérant la transformation

$$a_{11} \rightarrow a_{22} \quad \text{et} \quad a_{22} \rightarrow a_{11} \quad (8)$$

AFFAIBLISSEMENT D'INSERTION ET ATTENUATIONS DE TENSION ET DE COURANT

L'affaiblissement d'insertion I est défini par

$$I = \sqrt{\frac{P_{WF}}{P_L}} = \left| \frac{v_{WF}}{v_L} \right| \quad (9)$$

où v_{WF} est la tension aux bornes de la charge quand elle est directement connectée à la source. Un calcul immédiat donne

$$I = \left| \frac{a_{11}Z_s + a_{22}Z_L - a_{21}Z_LZ_s - a_{12}}{Z_L + Z_s} \right| \quad (10)$$

Cette expression fait ressortir que I est une fonction de Z_L et de Z_s . C'est pour cette raison que nous noterons

$$I = I(Z_s, Z_L) \quad (11)$$

La donnée de l'affaiblissement d'insertion en fonction de la fréquence est la méthode la plus largement employée pour caractériser un FLA.

Historiquement la norme Mil Std 220 A [16] proposait d'évaluer les FLA par une mesure d'affaiblissement d'insertion dans un système de mesure 50 Ω . Cette norme a été par la suite (en 1978) modifiée pour répondre aux critiques de nombreux spécialistes en

CEM : il fut reconnu que I(50 Ω , 50 Ω) ne caractérisait pas convenablement le filtre. La méthode de mesure fut tout de même conservée pour servir au contrôle de la qualité.

L'affaiblissement d'insertion est également spécifié dans certaines normes [17], [18] sous la forme de la mesure de I(0.1 Ω , 100 Ω) et I(100 Ω , 0.1 Ω).

L'atténuation de tension α_v et l'atténuation de courant α_I sont définies par

$$\alpha_v = \left| \frac{v_s}{v_L} \right| \quad \alpha_I = \left| \frac{i_s}{i_L} \right| \quad (12)$$

Ces expressions se transforment aisément en

$$\alpha_v = |a_{22} - a_{12}/Z_L| \quad (13)$$

$$\alpha_I = |a_{11} - a_{21}Z_L| \quad (14)$$

où l'on voit qu' α_v et α_I sont des fonctions de Z_L mais pas de Z_s .

ATTENUATIONS DE PUISSANCE

Nous allons maintenant introduire trois quantités plus ou moins nouvelles [15]. L'atténuation totale est définie par

$$A = \sqrt{\frac{P_{MAX}}{P_L}} \quad (15)$$

et se calcule à partir de la matrice de chaîne par

$$A = \frac{|a_{11}Z_s + a_{22}Z_L - a_{21}Z_LZ_s - a_{12}|}{2 (\text{Re}(Z_s) \text{Re}(Z_L))^{1/2}} \quad (16)$$

Cette formule montre que A est une fonction de Z_s et Z_L .

L'atténuation d'absorption est définie par

$$\mathcal{R} = \sqrt{\frac{P_s}{P_L}} \quad (17)$$

et se calcule à partir de la matrice de chaîne grâce à

$$\mathcal{R} = \left(\frac{\text{Re}([a_{11} - Z_L a_{21}][a_{22}Z_L - a_{12}])}{\text{Re}(Z_L)} \right)^{1/2} \quad (18)$$

où l'on voit que \mathcal{R} est une fonction de Z_L mais pas Z_s .

L'atténuation de désadaptation \mathcal{B} est, elle, définie par

$$\mathcal{B} = \sqrt{\frac{P_{MAX}}{P_s}} \quad (19)$$

et son expression

$$\mathcal{B} = \frac{|a_{11}Z_s + a_{22}Z_L - a_{21}Z_LZ_s - a_{12}|}{2 (\text{Re}(Z_s) \text{Re}([a_{11} - Z_L a_{21}][a_{22}Z_L - a_{12}]))^{1/2}} \quad (20)$$

montre qu'elle dépend à la fois de Z_s et de Z_L .

AFFAIBLISSEMENT D'INSERTION ET ATTENUATIONS DANS UN PIRE CAS

Pour toutes les quantités présentées (affaiblissement d'insertion, atténuation de tension, de courant et atténuations de puissance), et pour une fréquence contenue dans la bande d'arrêt du filtre, le filtre est d'autant meilleur que la quantité considérée est plus grande. Si les impédances de source ou de charge sont rendues aléatoires, le pire cas (pour une quantité donnée) se produit lorsque

celle-ci prend une valeur minimale.

Nous notons

$$\mathbb{C}_+ = \mathbb{R}_+ + j\mathbb{R} \quad (21)$$

le demi-plan des nombres complexes à partie réelle positive.

Si la quantité X dépend de Z_L , mais pas de Z_s (en l'espèce, X peut être α_v ou α_I ou \mathcal{R}), nous définissons X dans le pire cas par

$$X_{\min} = \text{Inf} \{ X(Z_L) \mid Z_L \in \mathbb{C}_+ \} \quad (22)$$

et nous l'appelons X minimum.

Ainsi $\alpha_{v\min}$ est l'atténuation de tension minimale. L'utilisation de cette quantité est recommandée [17] dans une norme du CISPR.

D'une façon semblable, \mathcal{R}_{\min} est l'atténuation d'absorption minimale. Comme cette quantité a des propriétés très particulières et intéressantes, nous l'avons appelée atténuation minimale, et nous avons utilisé le symbole M au lieu de \mathcal{R}_{\min} .

$$M = \text{Inf} \{ \mathcal{R}(Z_L) \mid Z_L \in \mathbb{C}_+ \} \quad (23)$$

Pour une quantité X dépendant à la fois de Z_s et de Z_L (X pouvant maintenant être A ou B ou I), nous définissons X dans le pire cas à l'entrée par

$$X_1(Z_L) = \text{Inf} \{ X(Z_s, Z_L) \mid Z_s \in \mathbb{C}_+ \} \quad (24)$$

et X dans le pire cas à la sortie par

$$X_0(Z_s) = \text{Inf} \{ X(Z_s, Z_L) \mid Z_L \in \mathbb{C}_+ \} \quad (25)$$

Nous observons que X_1 est une fonction de Z_L , et que X_0 est une fonction de Z_s . Il est donc possible de définir X dans le pire cas à l'entrée et à la sortie, qui est une constante que nous notons X_{\min} . Le tableau ci-dessous regroupe les définitions données jusqu'à présent, et les propriétés les plus

immédiates des quantités définies.

CALCUL DES PIRES CAS

Les calculs de $I_1(Z_L)$ et de $I_0(Z_s)$ ont déjà été exposés par Audone et Bolla [10] en 1978.

Les calculs de $\alpha_{v\min}$ et $\alpha_{I\min}$ ont été expliqués par Hinton et al et par Jarvis et Thomson [2], et leur calcul a été repris dans la norme CISPR 17. Un logiciel a également été dédié à ce calcul [11], [12], ce travail étant fait par Jones et al.

Les expressions permettant de calculer A_0 et A_i résultent directement des formules figurant dans la case correspondante du tableau.

La quantité M se calcule directement par l'expression [15] :

$$M = \sqrt{k + \sqrt{k^2 - 1}} \quad (26)$$

où

$$k = b_{21}b_{12} + c_{21}c_{12} + b_{11}b_{22} + c_{11}c_{22} \geq 1 \quad (27)$$

Il est également possible d'établir une formule algébrique pour le calcul de B, à partir des coefficients de la matrice de chaîne. Nous ne donnerons pas ici cette expression puisqu'il est plus élégant d'obtenir le même résultat à partir du concept de Domaine d'Impédance d'Entrée.

DOMAINE D'IMPEDANCE D'ENTREE

Le Domaine d'Impédance d'Entrée (DIE) d'un filtre linéaire réciproque est défini par

$$\mathcal{D} = \{ Z'(Z_L) \mid Z_L \in \mathbb{C}_+ \} \quad (28)$$

où Z' est l'impédance d'entrée du filtre donnée par

$$Z'_L = \frac{Z_{12}Z_{22} - a_{12}}{a_{11} - Z_{L21}} \quad (29)$$

Impédances connues			Pire cas		
Variable	Définition	propriétés élémentaires	à l'entrée	à la sortie	à l'entrée et à la sortie
Affaiblissement d'insertion	$I = \sqrt{\frac{P_{WF}}{P_L}} = \left \frac{V_{WF}}{V_L} \right $	$I(Z_s, Z_L) = I^{inv}(Z_L, Z_s)$	$I_i(Z_L)$	$I_0(Z_s) = I_i^{inv}(Z_s)$	I_{\min}
Atténuation totale	$A = \left(\frac{P_{MAX}}{P_L} \right)^{1/2}$	$A(Z_s, Z_L) = A^{inv}(Z_L, Z_s) \geq 1$ $A \geq I$	$A_i(Z_L) = A_0^{inv}(Z_L) = \mathcal{R}(Z_L)$	$A_0(Z_s) = \mathcal{R}^{inv}(Z_s)$	M
Atténuation d'absorption	$\mathcal{R} = \left(P_s/P_L \right)^{1/2}$	$A \geq \mathcal{R}(Z_L) \geq 1$	$\mathcal{R}(Z_L)$	M	M
Atténuation de désadaptation	$B = \left(P_{MAX}/P_s \right)^{1/2}$	$A \geq B(Z_s, Z_L) \geq 1$ $A = \mathcal{R} \cdot B$	1	$B_0(Z_s)$	1
Atténuation de tension	$\alpha_v = \left V_s/V_L \right $	$\alpha_v(Z_L)$	$\alpha_v(Z_L)$	$\alpha_{v\min}$	$\alpha_{v\min}$
Atténuation de courant	$\alpha_I = \left I_s/I_L \right $	$\alpha_I(Z_L)$	$\alpha_I(Z_L)$	$\alpha_{I\min}$	$\alpha_{I\min}$

Le DIE est soit un demi-plan, soit un disque.
- Si $a_{21}=0$, alors $a_{11}a_{22}=1$, et \mathcal{D} est obtenu en translatant \mathbb{C}_+ de la quantité

$$-\frac{b_{12}}{b_{11}} \geq 0 \quad (30)$$

dans la direction des parties réelles positives.

- Si $a_{21} \neq 0$ et $a_{11} = 0$ alors \mathcal{D} est obtenu en translatant \mathcal{C}_+ de la quantité positive

$$-\frac{c_{22}}{c_{21}} \geq 0 \quad (31)$$

dans la direction des parties réelles positives.

- Si $a_{21} \neq 0$ et $a_{11} \neq 0$, on peut définir θ et φ tels que

$$\theta \in [0, 2\pi[\quad \text{et} \quad -a_{21}^2 = |a_{21}|^2 e^{j\theta} \quad (32)$$

et

$$\varphi \in \left[-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right] \quad \text{et} \quad \frac{a_{11}}{a_{21}} = \left| \frac{a_{11}}{a_{21}} \right| e^{j\varphi} \quad (33)$$

Si $\varphi = \pm \pi/2$, alors \mathcal{D} est obtenu en translatant \mathcal{C}_+ de

$$-\frac{c_{22}}{c_{21}} \geq 0 \quad (34)$$

le long de l'axe des nombres réels.

Si $\varphi \neq \pm \pi/2$, alors \mathcal{D} est le disque de centre

$$C = \frac{e^{-j\theta}}{2 |a_{11} a_{21} \cos \varphi|} - \frac{a_{22}}{a_{21}} \quad (35)$$

et de rayon

$$\rho = \frac{1}{2 |a_{11} a_{21} \cos \varphi|} \quad (36)$$

Nous voyons que le DIE peut être tracé sur un plan complexe, dont les axes réels et imaginaires représentent la résistance d'entrée et la réactance d'entrée. La valeur de \mathcal{B}_0 est alors obtenue en considérant l'intersection du DIE avec les cercles d'atténuation de désadaptation constante : un cercle d'atténuation de désadaptation \mathcal{B}_T a pour centre

$$C(\mathcal{B}_T) = R_e(Z_S) \left(2\mathcal{B}_T^2 - 1 \right) - j \operatorname{Im}(Z_S) \quad (37)$$

et pour rayon

$$\rho(\mathcal{B}_T) = 2 R_e(Z_S) \mathcal{B}_T \sqrt{\mathcal{B}_T^2 - 1} \quad (38)$$

La valeur du plus petit \mathcal{B} dont le cercle de \mathcal{B}_T constant coupe le DIE, est \mathcal{B}_0 . Cette méthode d'évaluation de cette quantité est à la fois simple et efficace.

FILTRE SANS PERTES

On peut montrer que le DIE d'un filtre non dissipatif est \mathcal{C}_+ . Ceci entraîne que

$$\mathcal{B}_0 = 1 \quad (39)$$

et comme l'atténuation d'absorption \mathcal{L} est nécessairement égale à 1, on obtient

$$A_0 = 1 \quad (40)$$

Cette dernière expression montre que les filtres non dissipatifs ne servent pas à grand chose pour le filtrage des lignes d'alimentation, où le pire cas est susceptible de se produire.

DISCUSSION

Dans bien des circonstances l'effet néfaste que l'on cherche à limiter par l'emploi d'un filtre, et en particulier d'un FLA est un "pouvoir perturbateur". L'habitude a souvent été prise de quantifier ce pouvoir perturbateur en terme de tension ou de courant, et cette approche est parfaitement légitime lorsque les impédances en sortie et en entrée du

filtre sont connues, car dans ce cas il est bien possible de calculer des puissances à partir des tensions ou des courants.

Lorsque les impédances ne sont plus connues, il n'est pas indifférent de parler de tension, de courant ou de puissance. Les spécialistes en CEM savent bien que c'est la puissance qui est généralement la quantité à considérer pour évaluer le pouvoir perturbateur, d'où l'intérêt de définir \mathcal{A} .

Les filtres conçus pour leur comportement dans un pire cas doivent donc être étudiés en fonction de \mathcal{A}_0 , de \mathcal{A}_i ou bien de M (voir tableau 1). Si l'on se place maintenant dans l'éventualité où l'on désirerait utiliser un filtre standard pour un pire cas à la sortie, il convient de disposer d'une technique de spécification qui soit indépendante de l'impédance de source Z_S . La technique que nous préconisons est de spécifier M et le DIE en fonction de la fréquence. La connaissance de ces deux quantités permet de minorer l'atténuation totale dans un pire cas, grâce aux inégalités

$$\mathcal{A}_i(Z_L) \geq M \quad (41)$$

$$A_0(Z_S) \geq M \mathcal{B}_0(Z_S) \quad (42)$$

Nous recommandons par conséquent que l'atténuation minimale et le DIE soient utilisés pour la caractérisation des FLA.

EXEMPLE DE CONCEPTION

Nous avons été confrontés au problème de concevoir un filtre de lignes d'alimentation, pour une source d'impédance connue Z_S et pour une atténuation totale dans le pire cas à la sortie selon la figure 2.

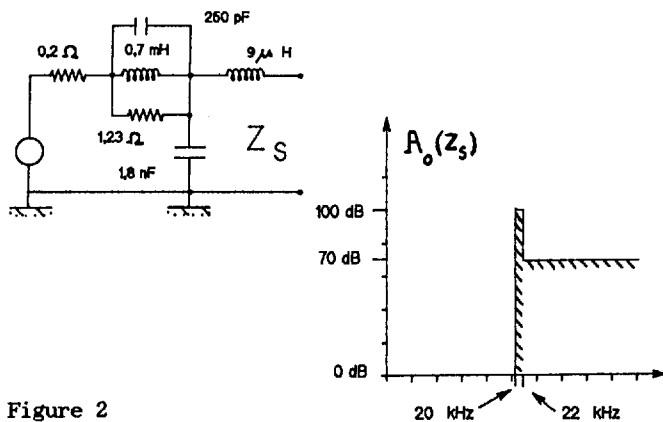


Figure 2

Une contrainte supplémentaire était que l'inductance série de ce filtre et la capacité série ne devaient pas dépasser respectivement 4.7 μF et 10 mH.

Un filtre non dissipatif a tout d'abord été synthétisé selon la méthode des paramètres-images pour que \mathcal{A} (0.2 Ω , 50 Ω) satisfasse au critère demandé pour \mathcal{A}_0 diminué de 10 dB, et nous avons ensuite modifié le filtre de façon à obtenir le comportement désiré dans un pire cas. Nos calculs ont été réalisés en utilisant le logiciel FILTREXPRT. Le schéma du filtre synthétisé est celui de la figure 3 où les composants sont supposés idéaux.

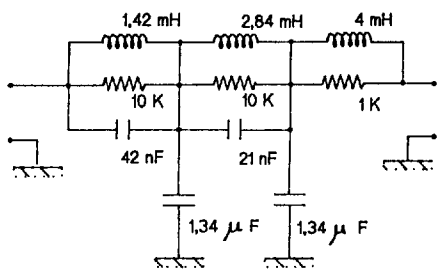


Figure 3

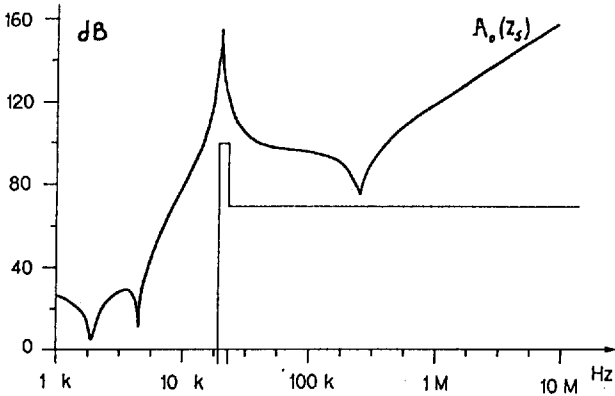


Figure 4 : Performances du filtre de la figure 3

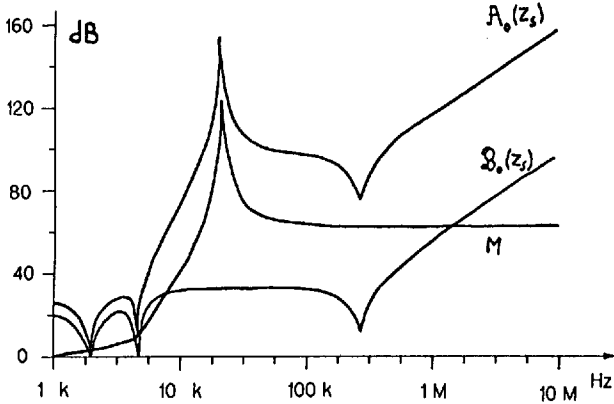


Figure 5 : Décomposition de $A_0(z_s)$

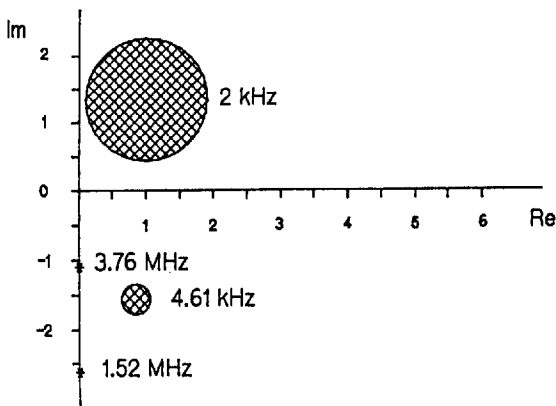


Figure 6 : Domaine d'impédance d'entrée du filtre de la figure 3, à 2kHz (rayon=0.91 Ω), à 4.61 kHz (rayon=0.18 Ω), à 1.52 MHz (rayon=7 10^{-10} Ω), à 3.76 MHz (rayon=1.1 10^{-10} Ω)

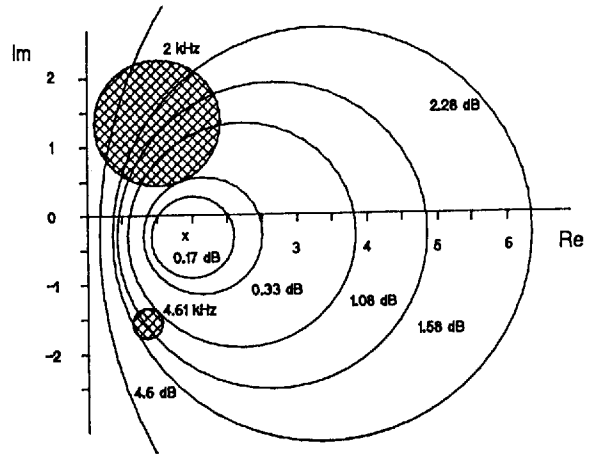


Figure 7 : Superposition à la figure 6 de quelques cercles de $B_0(z_s, Z_L)$ constant, donné par les formules (37) et (38), Z_s étant fixé à: $Z_s(2 \text{ kHz}) = (1.41 + j 0.8) \Omega \approx Z_s(4.61 \text{ kHz})$. On lit immédiatement que:
à 2.0 kHz $B_0(z_s) = 0.33 \text{ dB}$
à 4.61 kHz $B_0(z_s) = 1.08 \text{ dB}$

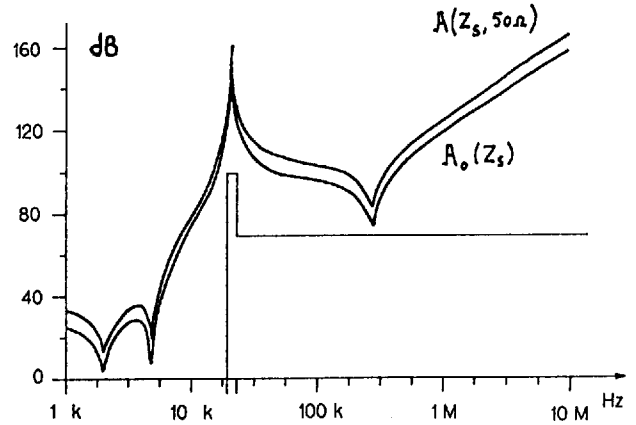


Figure 8

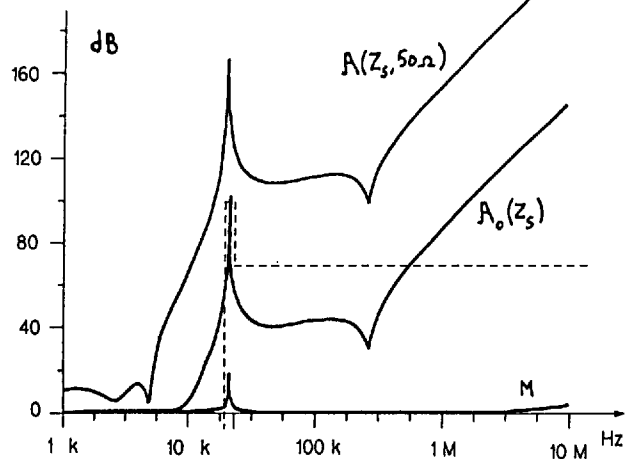


Figure 9 : Comportement du filtre non amorti

La figure 4 montre la performance $A_0(z_s)$ et la compare au gabarit.

La figure 5 permet d'apprécier comment $A_0(z_s)$ se décompose en M et $B_0(z_s)$: l'inégalité (42) ressemble ici fort à une égalité !

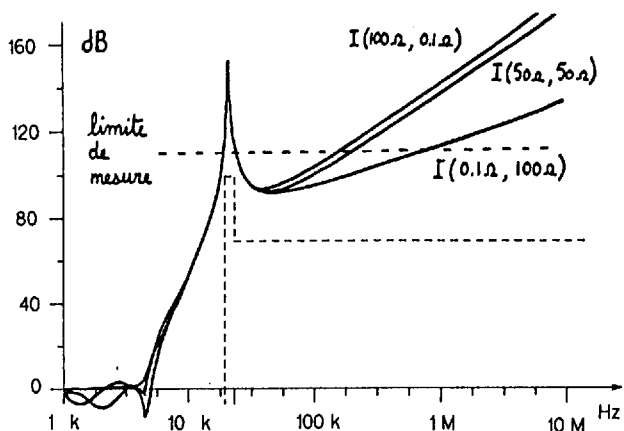


Figure 10 : Comportement du filtre non amorti

Les figures 6 et 7 permettent d'expliquer graphiquement les valeurs de l'atténuation de désadaptation dans le pire cas à la sortie. La figure 8 permet de comparer $A(Z_s, 50 \Omega)$ à $A_0(Z_s)$.

La figure 9 montre comment se comporterait le filtre de la figure 3 si toutes ses résistances étaient portées à 1000 M Ω , et toujours pour des composants idéaux. On y observe bien que dans ce filtre très peu dissipatif, M est pratiquement toujours voisin de 1.

La courbe représentant $A_0(Z_s)$ est très intéressante : elle montre une performance insatisfaisante dans le pire cas, mais pourtant pas si mauvaise que la valeur énorme des résistances le laisserait prévoir. Cette propriété s'analyserait par l'étude du DIE (non représenté).

La figure 10 montre qu'en dépit d'un comportement inacceptable dans un pire cas, le filtre non amorti pourrait passer avec succès les essais (dits "de la méthode approchée") préconisés par certaines normes [17], [18], et reposant sur des mesures en système 0.1 Ω /100 Ω et 100 Ω /0.1 Ω .

CONCLUSION

Lorsqu'un filtre doit être utilisé avec une impédance de source ou de charge inconnue, il n'est pas possible de déduire son comportement dans un pire cas à partir de son comportement en système de mesure d'impédance arbitraire (qu'il s'agisse d'un système 50 Ω , ou de tout autre système tels que 0.1 Ω /100 Ω ou 100 Ω /0.1 Ω).

Bien que ce sujet n'ait pas été étudié dans notre communication, il est possible de mesurer indirectement, mais simplement, les paramètres décrivant le comportement dans un pire cas.

L'utilisation du concept de pire cas, que ce soit au niveau de la spécification, de la conception ou de l'évaluation, ne se heurte qu'à une légère difficulté, qui est la nécessité de faire quelques calculs. Bien entendu un outillage logiciel simple permet de la surmonter.

Nous sommes convaincus que la prise en compte du pire cas est une nécessité incontournable, et qu'elle est techniquement réalisable et économiquement justifiée.

REFERENCES

- [1] M. HASLER, J. NEIRYNCK : "Filtres électriques", Dunod 1981.
- [2] W.R. HINTON, C.A. MEADOWS, L.C. CADDY :

"A theory for the Design and Analysis of Radio Interference Suppressors", Royal Aircraft Establishment Technical Report 66391, 1966.

[3] H.M. SCHLICKE, H.WEIDMANN : "Compatible EMI filters", IEEE Spectrum, Oct. 1967, pp 59-68.

[4] H.M. SCHLICKE : "Filtering", in "Practical Design for Electromagnetic Compatibility", edited by E. Ficchi, Hayden book comp, 1971 pp 93-132.

[5] J.R. NICHOLSON, J.A. MALACK : "RF Impedance of Power Lines and Line Impedance Stabilisation Networks in Conducted Interference Measurements", IEEE Trans. on EMC, May 1973, pp 84-86.

[6] J.A. MALACK, J.R. ENGSTROM : "RF Impedance of United States and European Power Lines", IEEE Trans on EMC, February 1976, pp 36-38.

[7] H.M. SCHLICKE : "Assuredly Effective Filters", IEEE Trans on EMC, vol. EMC-18, No. 3, August 1976, pp 106-110.

[8] M.FELDMANN : "Théorie des réseaux et systèmes linéaires", Eyrolles 1986.

[9] M.L. JARVIS, J.M. THOMSON : "Worst Case Suppressor Testing Method - The Minimum Attenuation Concept", IEEE Trans. on EMC, May 1977, pp 99-101.

[10] B. AUDONE, L. BOLLA : "Insertion loss of mismatched EMI suppressors", IEEE Trans. on EMC, Vol. EMC-20, No 3, August 1978, pp 384-389.

[11] J.W.E. JONES, J.N. TORRY : "Setting up a CAD Facility to Evaluate Suppressor Performance", Proceedings of the 5th International conference on EMC, York, October 1986, pp 255-259.

[12] J.W.E. JONES, S. NOROUZY : "Some Problem Areas Within a Computer-Aided Design Program for Mismatched Suppressors", Proceedings of the 7th International Zürich Symposium on EMC, March 1987, pp 381-386.

[13] F. BROYDE : "Dissipative Filters for Power Electronics Applications", Proceedings of the 7th International Zürich Symposium on EMC, March 1987, pp 393-398.

[14] F. BROYDE : "Performances et Caractérisation des filtres de lignes d'alimentation", 3ième journée d'étude sur la CEM, SEE, Grenoble, Mai 1988.

[15] F. BROYDE, E. CLAVELIER : "Minimum attenuation and input impedance domain of a linear filter", Proceedings of the 8th International Zürich Symposium on EMC, March 1989, pp 261-266.

[16] Mil Std 220A, U.S. Department of Defense, 15-12-1959 et 8-3-1978.

[17] C.I.S.P.R. Publication 17 : "Méthode de mesure des caractéristiques d'antiparasitage des éléments de réduction des perturbations radioélectriques et des filtres passifs", C.E.I. 1981.

[18] GAM T 21 : "Méthode de mesure d'affaiblissement d'insertion des filtres", Commission technique interarmées de normalisation électronique, Edition janvier 1989.

REMERCIEMENTS

Cette communication a été préparée par la société EXCEM, pour le compte et avec la collaboration de la société MERLIN GERIN. Nous remercions particulièrement MM. BARRAULT et VAILLANT, du Département Recherches Générales de MERLIN GERIN, sans la participation desquels ce travail de recherche n'aurait pas été possible.