

Proposition d'ARC INRIA 2005-2006

SILA: Synthèse et Identification pour les systèmes dynamiques linéaires paramétrés algébriquement

3 décembre 2004

Résumé

L'identification et la synthèse des systèmes dynamiques paramétrés sont des problématiques qui, dans leur généralité, n'admettent pas de solutions constructives à cause du manque de structure des problèmes d'optimisation auxquels elles se ramènent. La classe des systèmes paramétrés algébriquement semble cependant être, d'une part, assez large pour présenter un réel intérêt dans la pratique et, d'autre part, assez structurée pour permettre le développement d'un formalisme mathématique précis accompagné d'algorithmes. Contribuer au développement de ces derniers dans le domaine fréquentiel est le but annoncé de l'ARC. Afin de valider leur efficacité, une application à la conception prototypique, allant jusqu'à la réalisation physique, d'un nouveau type de filtre hyperfréquence est proposée.

1 Participants à l'ARC

- APICS, INRIA Sophia-Antipolis : Laurent Baratchart, Martine Olivi, Fabien Seyfert
- IRCOM (Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes) équipe « circuits et dispositifs microondes », Limoges : Dominique Baillargeat, Stéphane Bila, Serge Verdeyme, Philippe Lenoir (Thésard MESR)
- SALSA, INRIA Rocquencourt : Jean-Charles Faugère, Daniel Lazard, Fabrice Rouillier

2 Présentation générale

L'objectif de cette collaboration est le développement d'algorithmes pour la synthèse ou l'identification de dispositifs régis par une dynamique linéaire dont les coefficients dépendent de paramètres physiques. Concrètement, dans le cas de systèmes mécaniques, ces paramètres peuvent s'apparenter à des longueurs, raideurs, coefficients de frottement, tandis que pour les dispositifs électriques ou électromagnétiques

ce seront des inductances, capacités, résistances ou des couplages. En toute généralité, les problématiques de synthèse et d'identification de ces dispositifs n'admettent que des formulations mathématiques peu constructives, débouchant sur des problèmes d'optimisation que l'on suppose pouvoir résoudre pour les besoins de la théorie mais qui dans la pratique ne le sont guère qu'imparfaitement et localement par des méthodes de descente [1, 2]. Une classe de systèmes pour laquelle nous pensons qu'il est possible d'améliorer significativement la situation est celle où les paramètres interviennent de manière algébrique dans la définition de la dynamique. Cet espoir s'appuie sur la conviction que, pour cette classe de systèmes, l'exploitation de la structure algébrique permettra d'aboutir à une description très précise des problèmes d'optimisation rencontrés, grâce notamment au *corpus* de la géométrie algébrique (permettant par exemple de décrire et de quantifier les solutions de ces problèmes d'optimisation); les progrès importants du calcul formel, par exemple pour ce qui est de la résolution des systèmes polynomiaux zéro-dimensionnels (par calcul de base Gröbner, continuation...) [3] [4] permettent alors d'envisager « mener les calculs jusqu'au bout ».

Le développement de solutions constructives pour les problèmes d'identification et de synthèse de systèmes dynamiques algébriques, qui participe d'un courant plus vaste d'analyse de l'apport des méthodes algébrico-numériques en optimisation, a suscité maints travaux au cours des dernières années. Pour un aperçu de quelques uns d'entre eux, reliés à notre propos, on renvoie le lecteur à [5, 6, 7] et leur bibliographie. La principale spécificité de notre démarche par rapport à ceux-ci est que nous nous situons dans le domaine fréquentiel, où s'expriment tout à la fois les spécifications et les mesures des systèmes que nous considérons; la nécessité d'identifier ou de synthétiser les paramètres physiques dans le domaine temporel est alors la première source de difficulté, *i.e.* il faut inverser la transformée de Fourier et donc la garder « admissible » au cours du processus d'optimisation.

Pour démontrer le caractère constructif de notre approche, celle-ci devra bien sûr être confrontée à la réalité physique : nous avons pour ce faire choisi le domaine du filtrage hyperfréquence, familier à APICS, et dont l'IRCOM est un acteur majeur en France pour la conception de dispositifs de télécommunication toujours plus performants. Les résultats préliminaires obtenus récemment par les équipes SALSA et APICS en synthèse laissent entrevoir la possibilité de progrès importants dans ce domaine, notamment en ce qui concerne la conception de filtres à cavités bimodes d'ordre élevé dont la réponse est dissymétrique ou bibande. L'enjeu technologique est ici considérable : ces filtres, s'il s'avérait qu'on peut les construire, trouveraient leur utilité en communication satellitaire notamment la télédiffusion et le multimedia, ainsi que terrestre pour les diplexeurs des stations de base des réseaux de téléphonie mobile [8]. Il n'existe pourtant à ce jour aucune réalisation matérielle de ces dispositifs et ce principalement à cause des problèmes de synthèse et de réglage rencontrés par les concepteurs. La réalisation prototypique d'un de ces dispositifs constitue le défi pratique que l'ARC se propose de relever.

3 Systèmes dynamiques linéaires paramétrés

On rappelle les équations d'état d'un système linéaire dont les entrées à l'instant t sont données par le vecteur $u(t)$, les sorties par le vecteur $y(t)$, et dont l'état est le vecteur $x(t)$ [9] :

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Du(t).\end{aligned}\tag{1}$$

Pour un dispositif donné ces équations découlent d'une modélisation des phénomènes physiques qui sont en jeu et permettent de traduire mathématiquement la relation entrée sorties du système. De ce fait les coefficients des matrices (A, B, C, D) dépendent d'un ensemble de paramètres physiques que nous noterons $p = (p_1 \dots p_r)$. Dans notre cas nous supposons que cette dépendance est algébrique, c'est à dire que chaque élément des matrices $(A(p), B(p), C(p), D(p))$ est une expression polynômiale en les variables $p_1 \dots p_r$. La matrice de transfert du système, liant de manière multiplicative les transformées de Laplace de la sortie et de l'entrée, est donnée par :

$$H(s) = C(p)(sId - A(p))^{-1}B(p) + D(p) = D(p) + \sum_{i=1}^{\infty} \frac{C(p)A^i(p)B(p)}{s^i}.\tag{2}$$

Les problèmes qui nous intéressent s'énoncent qualitativement comme suit :

- **A : Synthèse** : Étant donné un ensemble de contraintes portant sur le module et la phase de la fonction de transfert on désire déterminer un, ou mieux, l'ensemble des jeux de paramètres qui permettent de construire un dispositif qui satisfasse aux spécifications. Ici la multiplicité des solutions de ce problème d'optimisation est plutôt perçue comme un élément positif par le constructeur puisqu'elle se traduit par un choix accru des dimensions possibles lors de la phase de conception.
- **B : Identification** : On peut obtenir par excitation harmonique du système une estimation de la valeur de la fonction transfert en certains points de fréquence. On désire alors *identifier* un ensemble de valeurs pour les paramètres physiques qui soient en accord avec ces mesures. Dans le cas où plusieurs jeux de paramètres répondent à la question on devra définir une stratégie permettant de choisir parmi ces jeux équivalents celui qui est effectivement implémenté par le dispositif.

4 Axes de recherche

Les problèmes (A) et (B) partagent un ensemble fonctionnel important pour leur analyse : celui des fonctions de transfert admissibles pour le système considéré. Nous donnons une définition précise de ce dernier dans ce qui suit. Par souci de simplicité, nous supposons ici que les paramètres sont libres et prennent leurs valeurs dans un corps K (en pratique \mathbb{R} ou \mathbb{C}) ; un cadre plus général consisterait à considérer la situation où les paramètres sont « liés » et appartiennent à une variété algébrique ou

semi-algébrique. En rappelant que la fonction de transfert d'un système dynamique de dimension d'état n est entièrement caractérisée par les $2n + 1$ premiers termes de son développement à l'infini, on définit comme suit l'application π qui construit la matrice de transfert à partir des paramètres :

$$\begin{aligned} \pi : K &\rightarrow (K^{k \times m})^{2n} \\ p &\rightarrow (D(p), C(p)B(p), \dots, C(p)A^{2n-1}(p)B(p)) \end{aligned} \quad (3)$$

L'ensemble des fonctions de transfert admissibles s'identifie donc à

$$V = \pi(K^r). \quad (4)$$

Nous pouvons maintenant énoncer un premier problème important qui concerne l'inversion de π et consiste à caractériser et calculer l'ensemble $E(h)$ suivant,

$$h \in V, E(h) = \{p \in K^r, \pi(p) = h\} \quad (5)$$

On montre que $E(h)$ est génériquement (par rapport à h) fini si et seulement si la différentielle de π est génériquement de rang r ; on dit alors que le système est localement identifiable ou paramétré de manière non-redondante. La détermination du cardinal de $E(h)$ est une question plus délicate; pour $K = \mathbb{C}$ ce dernier est indépendant de h et on l'appelle l'*ordre du paramétrage*. On peut le déterminer en principe par le calcul de la base de Gröbner du système d'équations polynômiales

$$\pi(p) = h$$

mais il existe d'autres formulations équivalentes du même problème. On pense ici notamment aux équations de similarité matricielle des réalisations. Bien qu'équivalents mathématiquement, deux systèmes polynômiaux peuvent présenter des caractéristiques très différentes quant-au calcul de leur base de Gröbner. Par exemple, on peut parfois générer des équations supplémentaires et obtenir ainsi un système algébrique *surdéterminé* dont la base de Groebner se calcule beaucoup plus rapidement. L'évaluation de l'efficacité en pratique de plusieurs formulations pour un même problème (par exemple pour la détermination du cardinal de la fibre $E(h)$) fait partie des axes de recherche envisagés.

Pour $K = \mathbb{R}$ la détermination du cardinal de $E(h)$ se rapproche de la résolution des systèmes polynômiaux paramétrés et passe par le calcul de la variété discriminante de V relative à la projection sur l'espace des paramètres [10]. Ceci permettrait en particulier de décomposer V en une union de variétés semi-algébriques sur lesquelles $\#(E(h))$ a une valeur constante.

Enfin le calcul numérique de l'ensemble $E(h)$ (h étant fixé) revient à la résolution d'un système polynômial zéro-dimensionnel qui peut à son tour être abordé *via* le calcul d'une base de Gröbner. Lorsque la taille du système rend cette approche inefficace, un procédé homotopique basé sur l'exploitation du groupe de monodromie de V peut-être recherché. C'est là un autre axe de recherche, par nature pluridisciplinaire (théorie des systèmes, géométrie analytique, calcul symbolique, analyse numérique...).

D'autres questions plus prospectives présentent un intérêt particulier. Une première étape dans le traitement de la question (B) consiste à procéder à l'approximation rationnelle des données entrée-sortie fournies par l'excitation harmonique du système. Pour ce faire l'ex-projet MIAOU puis l'équipe APICS a développé des techniques, fondées sur l'analyse de Schur, permettant de déterminer un atlas de l'ensemble des fonctions de transfert de degré de MacMillan donné [11],[12],[13]. Ces techniques ne permettent pas en général pour l'instant de paramétrer une sous-classe algébrique des transferts comme l'ensemble V qui intervient dans l'étude des systèmes paramétrés. En rendant effectives les techniques d'élimination, il est cependant possible d'obtenir une forme implicite de V , c'est à dire un ensemble de relations liant certains paramètres de Markov entre eux (sur V). La manière conceptuelle et algorithmique d'intégrer ces nouvelles restrictions aux techniques géométriques d'approximation rationnelle est un sujet de recherche ouvert qui constitue un autre axe de recherche.

Enfin, pour la question (A), on distingue deux situations. Une dite *favorable*, qui est celle où l'on sait décrire V comme une variété différentielle fonctionnelle, souple à manier du point de vue de l'optimisation fréquentielle. Par exemple, pour certains filtres hyperfréquences, V se résume à l'ensemble des fractions rationnelles «intérieures» 2×2 , de degré de MacMillan n , pour lesquelles il existe un paramétrage très simple (qui ne fait plus intervenir les paramètres physiques). Certains problèmes de synthèse s'expriment alors comme des problèmes d'approximation de type Zolotarev dont la résolution peut être envisagée de manière systématique par un algorithme «à la Remez» [14] et admet même dans certains cas une solution explicite [15]. L'inversion de l'application π (lorsqu'on sait la rendre effective!) permet alors de remonter à l'ensemble des jeux de paramètres admissibles et résout intégralement le problème de synthèse.

Il existe cependant une situation bien moins favorable : celle où V ne s'interprète que comme une variété algébrique ou semi-algébrique, mais pas comme un espace de fonctions d'où les paramètres physiques ont été éliminés. Dans ce cas on pourra toujours écrire un ensemble de conditions d'optimalité vérifiées par le dispositif « idéal » en fonction des paramètres physiques, puis s'attaquer à la résolution du système d'équations correspondant. Dans le cas où ce dernier se ramène à un système polynomial zéro-dimensionnel une version paramétrique de l'algorithme de Remez pourrait être envisagée. Il s'agit d'une direction de recherche plutôt ambitieuse, nécessitant une approche délicate à la croisée des chemins entre théorie de l'approximation, géométrie et calcul formel.

5 Application au filtrage hyperfréquence et objectifs pratiques

Un filtre est par définition un dispositif permettant de transmettre une gamme de signaux et d'en stopper d'autres. Certains filtres travaillent dans une bande utile à haute fréquence (quelques GHz) et permettent de sélectionner des signaux périodiques dont la fréquence appartient à une « bande passante » tout en rejetant les autres. C'est typiquement le cas des filtres à cavités qui sont embarqués à bord des satellites de communication et permettent de séparer les différents canaux.

5.1 Filtres à cavité bimodes couplées

Ces filtres sont constitués d'une succession de cavités résonantes reliées entre elles par des iris en croix (voir figure 1). Les ondes électromagnétiques se propageant à l'intérieur du dispositif sont régies par les équations de Maxwell dont la solution, en oscillation libre, s'écrit comme une somme infinie mais discrète d'ondes planes (représentant E et B) de fréquences et d'orientations différentes [16]. Ces ondes, qui sont reliées aux vecteurs propres de l'opérateur linéaire associé aux équations d'Helmutz, sont appelées modes résonants du dispositif.

Les dimensions des cavités, dites bimodes, sont choisies de manière à ce que, dans la bande utile de fréquence, seuls deux modes électriques transverses (E est transverse à la cavité) se propagent : un mode vertical (celui où le champs E est vertical) et un mode horizontal. La fréquence des deux modes est la même : c'est la fréquence de résonance du filtre qu'on appelle aussi fréquence centrale. La taille des iris, comme l'enfoncement des vis obliques (cf figure 1) règlent l'interaction qu'ont ces modes entre eux et donc la manière dont l'ensemble de ces résonateurs réagissent à un signal d'entrée.

5.2 Le modèle

Un modèle simplifié valide au premier ordre autour de la fréquence centrale du filtre est donné par le « modèle circuit-équivalent » (voir fig.3). Le filtre est alors vu comme un système dynamique de dimension finie à deux entrées et deux sorties. Les carrés des modules des signaux d'entrée et de sortie représentent les puissances des ondes entrantes, sortantes et réfléchies par le dispositif. La matrice de transfert S de ce système dynamique est appelée matrice de répartition ou matrice de *scattering* (voir fig.2). L'élément S_{12} , qu'on appelle transmission, traduit le transfert de puissance de l'entrée 1 vers la sortie 2, tandis que S_{11} , qu'on appelle réflexion (ou réjection) explicite la partie de l'onde entrante qui est réfléchie vers la sortie 1. Enfin une approximation s'appuyant sur le fait que la bande utile du filtre est très faible par rapport à la fréquence centrale (typiquement $\frac{\Delta w}{w_c} < 10^{-3}$) et un changement de variable en fréquence

$$\Omega = \frac{w}{w_c} - \frac{w_c}{w}$$

permettent de simplifier le modèle d'état et de recentrer la bande utile du filtre autour de 0 (voir [17]). Les matrices du « circuit-équivalent » passe-bas (fig. 4) ont la forme suivante :

$$\begin{aligned} A &= -Z - jM, \text{ avec } A = A^t \\ B &= C^t \\ C &= \begin{bmatrix} jZ_1 & 0 & \cdots & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & jZ_2 \end{bmatrix} \\ 2Z &= \frac{-1}{2}[C]^t[C] \\ D &= Id \end{aligned} \tag{6}$$

Ici $j^2 = -1$ selon la notation chère aux physiciens. La matrice M est une matrice réelle symétrique appelée matrice de couplage et les éléments Z_1, Z_2 sont les impédances d'accès du filtre. Chaque paramètre $M_{i,j}$ représente le couplage, lorsqu'il existe, entre deux circuits résonnants du modèle passe-bas (fig. 4) qui lui-même modélise l'interaction des modes correspondants (chaque circuit résonnant représente un mode). Dans un filtre à cavité bimodes on est très loin de pouvoir réaliser tous les couplages possibles : par exemple le mode horizontal de la première cavité n'est pas couplé au mode vertical de la seconde (voir fig. 1). La structure des éléments non nuls de la matrice M est entièrement déterminée par le type d'iris utilisés (en croix ou simple) et par la présence ou non de vis diagonales ; dans le *jargon* des hyperfréquences on parle de la géométrie des couplages d'un filtre.

Dans le formalisme de la section 3 le vecteur des paramètres physiques est ici

$$p = (Z1, Z2, M_{(i,j) \in \sigma})$$

où σ est l'ensemble des indices correspondant à un couplage réalisé par le filtre considéré. Une première prise de contact entre SALSA et APICS a permis le calcul de *l'ordre du paramétrage* (voir section 4) de certaines topologies de couplage. Les schémas des figures 5, 6, 7 représentent des graphes couplages où la présence d'un couplage entre les résonateurs i et j représentés par des points est symbolisée par une arrête liant ces points.

5.3 Problèmes et enjeux

Afin de bien illustrer les problèmes « bloquants » vers lesquels nous souhaitons porter nos efforts, considérons le processus de synthèse et de réglage des dispositifs des figures 6 et 7. Les topologies présentées sur ces schémas sont des configurations *favorables* pour la synthèse au sens de la section 4 ; e.g. en résolvant un problème de Zolotarev d'ordre 8 on détermine par exemple une matrice de répartition (fig. 8) qui peut être réalisée par la topologie de la figure 6. Ensuite en rendant effective l'inversion de l'application π , on calcule l'ensemble des jeux couplages possibles ; dans ce cas précis on trouve 16 solutions réelles (et 48-16=32 complexes) possibles pour la conception du dispositif. Parmi ces solutions, le concepteur peut maintenant choisir la « meilleure » au sens d'un critère technologique : la matrice de couplage qui suit maximise par exemple l'asymétrie des iris en croix réduisant ainsi les effets indésirables des couplages parasites.

$$\begin{pmatrix} +0.011 & -0.290 & 0 & +0.812 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -0.290 & -0.980 & +0.108 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & +0.108 & +0.060 & +0.547 & 0 & +0.598 & 0 & 0 \\ +0.812 & 0 & +0.547 & +0.138 & -0.066 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -0.066 & +0.015 & +0.533 & +0.678 & 0 \\ 0 & 0 & +0.598 & 0 & +0.533 & +0.023 & 0 & -0.126 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & +0.678 & 0 & +0.011 & +0.853 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -0.126 & +0.853 & +0.011 \end{pmatrix}$$

A partir de cette matrice la conception du filtre peut débiter ; idéalement les réglages nécessaires des longueurs d'iris et des enfoncements de vis sont guidés par les résultats de l'algorithme d'identification alimenté par des campagnes de mesures harmoniques. Celui-ci consiste en une étape d'approximation rationnelle suivie par l'inversion de l'application π . Ce faisant seul un jeu de plusieurs matrices de couplage peut être identifié puisque la fibre $\pi^{-1}(h)$ possède en général plusieurs éléments. Ceci gêne pour l'instant l'exploitation des résultats de l'algorithme d'identification, et constitue un problème que nous voulons considérer. Il est bien sûr pour cela nécessaire de procéder à d'autres expériences, donnant par exemple des informations différentielles sur le modèle.

Un autre problème est celui de l'inversion effective de π qui, pour le filtre 10 pôles de la figure 7, n'est pas possible à l'heure actuelle pour des raisons de complexité. Une amélioration de la mise en équation du problème, ainsi que le développement de la méthode homotopique évoquée à la section 4 sont autant de pistes à suivre pour essayer de repousser les limites actuelles.

Enfin sur la topologie de la figure 6 le couplage $M_{2,3}$ est réalisé par le bras horizontal du premier iris. Pour simplifier la conception et le réglage du filtre on pourrait être tenté de se « passer » de ce couplage, remplaçant ainsi un iris en croix par un iris vertical simple. Mais quelle performance peut on attendre de cette topologie allégée (voir Figure 9) ? On rejoint là les préoccupations mathématiques énoncées en fin de section 4 puisque nous ne sommes plus dans la situation favorable où il existe une description simple de la variété V des transferts admissibles. Dans le cadre du filtrage, l'enjeu d'une version paramétrique de l'algorithme de Remez apparaît donc clairement : il se traduirait directement par une simplification de la conception et de la réalisation des dispositifs de filtrage.

5.4 Les objectifs

Il n'existe à ce jour aucun prototype de filtre correspondant aux topologies des figures 6, 7 et encore moins de la figure 9. On voit donc se dessiner une série d'objectifs, qui dans le contexte des microondes, sont particulièrement motivants :

- Arriver à faire la synthèse mathématique complète d'un filtre d'ordre élevé : par exemple le 10 pôles de la figure 7.
- Réaliser pratiquement un tel dispositif. Pour ce faire une stratégie discriminante devra être développée afin de pouvoir « choisir » parmi l'ensemble des matrices de couplage identifiées.
- Synthétiser un filtre dont la topologie ne rentre pas dans la classe *favorable* de la section 4. Ce genre de synthèse permettrait de faire l'économie de certains couplages, simplifiant d'autant la conception du filtre.
- Si l'objectif précédent est atteint, développer un algorithme d'approximation rationnelle intégrant les spécificités de la variété V et permettant ainsi le réglage et la réalisation pratique de ce genre de filtres.

Indiquons enfin que les filtres à cavités sont loins d'être les seuls à reposer sur un modèle circuit paramétré algébriquement : c'est aussi par exemple le cas des filtres microrubans utilisés en aéronautique et dans les réseaux locaux et enfin des filtres SAW électro-acoustiques présents dans les téléphones portables.

6 Domaines de compétences des équipes

- APICS : Les membres d'APICS sont actifs en théorie des systèmes et plus particulièrement sur les problèmes d'identification fréquentielle qui sont une classe de problèmes inverses. Ils sont spécialistes des problèmes d'approximation fonctionnelle reliés à ces questions comme l'approximation rationnelle stable, l'approximation méromorphe, les problèmes extrémaux bornés etc... La synthèse fréquentielle fait partie des nouvelles directions de recherche (la création du projet APICS vient d'être recommandée par le CP de Sophia) que l'équipe veut développer.
- IRCOM (équipe « circuits et dispositifs microondes ») : L'IRCOM est une unité mixte de recherche entre l'université de Limoges et le CNRS. L'équipe « circuits et dispositifs microondes » poursuit ses recherches dans la conception de nouveaux dispositifs et circuits microondes intégrés dans les équipements des systèmes de télécommunications. Dans ce domaine, tout développement d'un nouveau dispositif s'accompagne de sa réalisation prototypique pour laquelle l'IRCOM possède donc le savoir faire ainsi que les équipements nécessaires (ateliers d'usinage etc...).
- SALSA : SALSA est une équipe de recherche (commune INRIA/LIP6) en calcul formel qui porte ses efforts sur le développement d'algorithmes et d'outils logiciels pour la résolution efficace des systèmes polynomiaux. Leurs logiciels - Fgb dédié au calcul de bases de Gröbner, RS pour le calcul de zéros réels - sont internationalement reconnus pour leur efficacité, qu'ils ont par exemple démontrée dans le cadre d'applications à la cryptographie et à la robotique. La description fine de l'ensemble solution lorsque le système dépend de paramètres fait partie de leurs préoccupations récentes.

7 Participation demandée

- Un post-doc sur 1 an : 37 K€
- Matériel informatique pour les calculs intensifs, 3 machines : 6 K€
- Réunions communes, Frais de déplacement, Participation à des conférences : 20 K€

8 Budget annuel indicatif des équipes

- APICS : 220 K€
- IRCOM : 440 K€
- SALSA (partie INRIA) : 20 K€

Références

- [1] L. Ljung, *System identification : Theory for the user*. Prentice-Hall, 1987.

- [2] E. Hannan and M. Deistler, *The statistical theory of linear systems*. Wiley, New York, 1988.
- [3] Faugère J.C., “A new efficient algorithm for computing Gröbner bases without reduction to zero F5,” in *Proceedings of ISSAC*, T. Mora, Ed. ACM Press, July 2002, pp. 75–83.
- [4] L. Gonzalez-Vega, F. Rouillier, and M. Roy, “Symbolic recipes for polynomial system solving,” in *Some tapas of computer algebra*, ser. Algorithms Comput. Math. Springer, Berlin, 1999, vol. 4.
- [5] P. Parrilo and B. Sturmfels, “Minimizing polynomial functions,” in *Algorithmic and quantitative real algebraic geometry*. DIMACS Ser. Discrete Math. Theoret. Comput. Sci, 2003, vol. 60, pp. 83–99.
- [6] D. Jibeteau, “Algebraic optimization with applications to system theory,” Phd Thesis, CWI Amsterdam, 2003.
- [7] J. B. Lasserre, “Global optimization with polynomials and the problem of moments,” *SIAM journal on Optimization*, vol. 11, no. 3, pp. 796–817, 2001.
- [8] R. Cameron, A. Harish, and C. Radcliffe, “Synthesis of advanced microwave filters without diagonal cross-couplings,” *Proceedings of the IMS 2002*, pp. 1437–1440, 2002.
- [9] T. Kailath, *Linear Systems*. Prentice-Hall, 1980.
- [10] D. Lazard and F. Rouillier, “Solving parametric polynomial systems,” rapport de recherche INRIA, N° 5322, Octobre 2004.
- [11] L. Baratchart and M. Olivi, “Inner-unstable factorization of stable rational transfer functions,” in *Modeling, Estimation and Control of Systems with Uncertainty*, ser. Progress in System and Control Theory, G. D. Masi, A. Gombani, and A. Kurzhansky, Eds., vol. 10. Birkhauser, 1991, pp. 22–39.
- [12] D. Alpay, L. Baratchart, and A. Gombani, “On the differential structure of matrix-valued rational inner functions,” *Operator Theory : Advances and Applications*, vol. 73, pp. 30–66, 1994.
- [13] F. Seyfert, L. Baratchart, J. Marmorat, S. Bila, and J. Sombrin, “Extraction of coupling parameters for microwave filters : determination of a stable rational model from scattering data,” *Proceedings of the IEEE International Microwave Symposium 2003, Philadelphia*, 2003.
- [14] B. L. Bailly and J. Thiran, “Optimum parameters for the generalized adi method,” *Numerische Mathematik*, vol. 80, pp. 377–395, 1998.
- [15] R. J. Cameron, “General coupling matrix synthesis methods for chebyshev filtering functions,” *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 4, pp. 433–442, 1999.
- [16] J. Jackson, *Classical Electrodynamics*. John Wiley and Sons, 1998.
- [17] A. I. Zverev, *Handbook of Filter Synthesis*. Wiley, 1967.

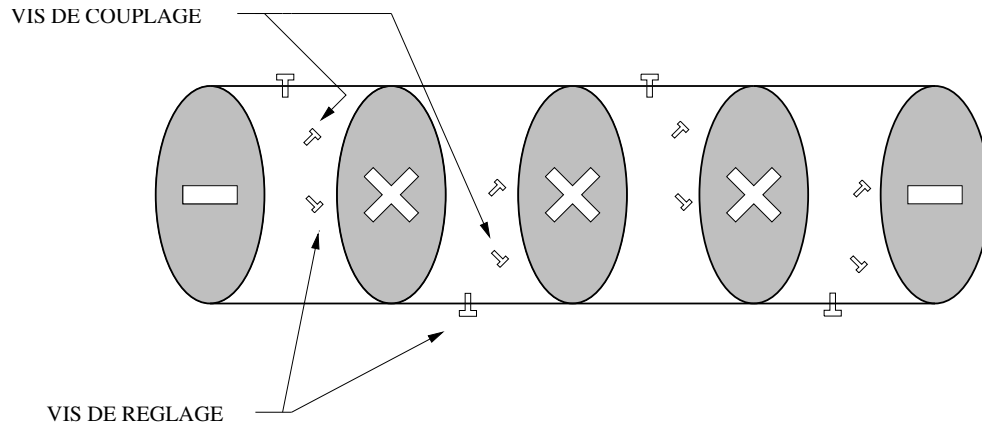


FIG. 1 – Filtre à cavités bimodes couplées.

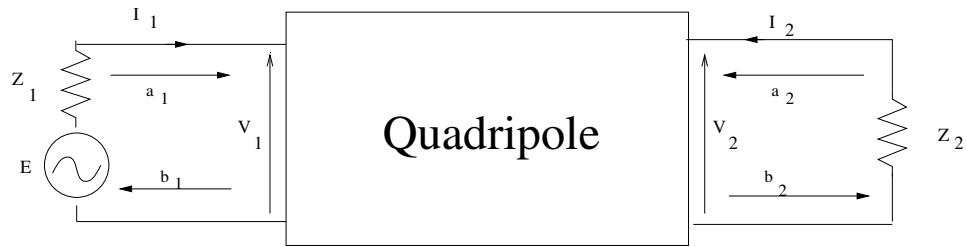


FIG. 2 – Un filtre vu comme un quadripôle. Relation entrée sortie : $b=Sa$

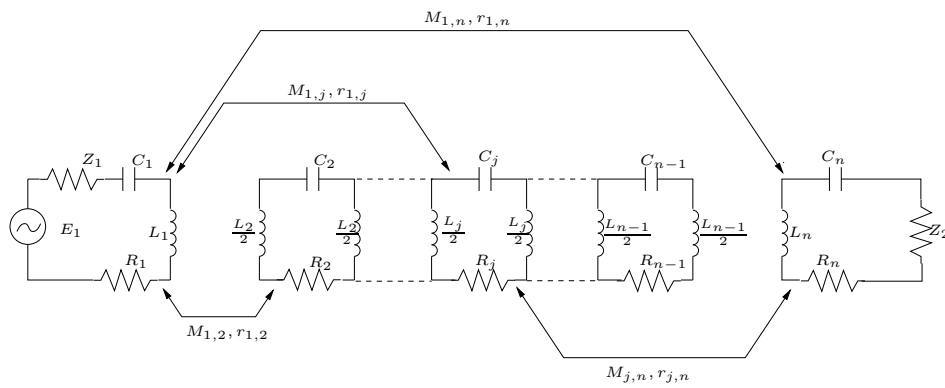


FIG. 3 – Circuit électrique équivalent

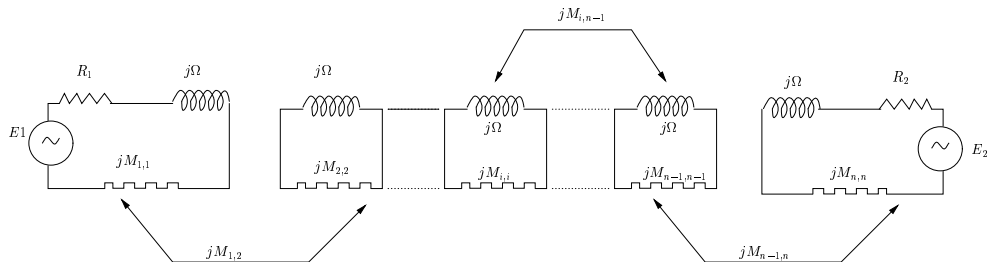


FIG. 4 – Circuit équivalent passe-bas

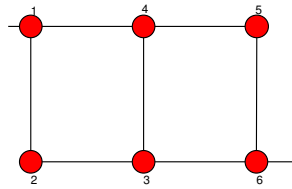


FIG. 5 – Filtre 6 pôles, Ordre du paramétrage : 8

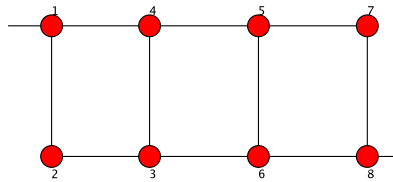


FIG. 6 – Filtre 8 pôles, Ordre du paramétrage : 48

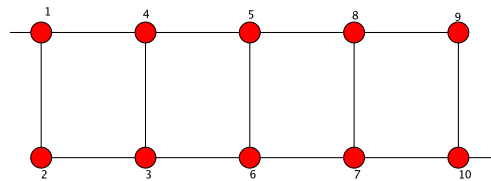


FIG. 7 – Filtre 10 pôles, Ordre du paramétrage : 384

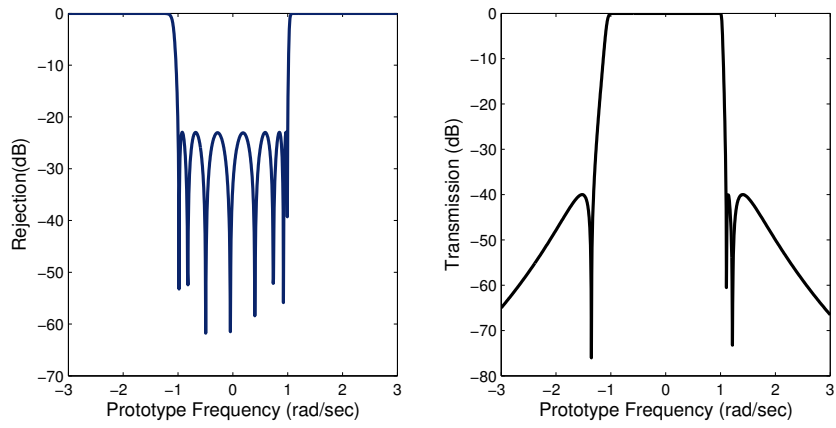


FIG. 8 – Diagramme de bode pour les éléments S_{11} et S_{12} d'un 8 pôles

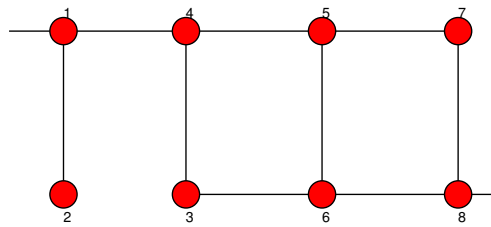


FIG. 9 – Filtre 8 pôles, topologie « allégée », Ordre du paramétrage : 8