



HAL
open science

Méthode de synthèse pour des multiplexeurs à manifold

David Martínez Martínez, Stéphane Bila, Fabien Seyfert, Martine Olivi,
Ludovic Carpentier

► **To cite this version:**

David Martínez Martínez, Stéphane Bila, Fabien Seyfert, Martine Olivi, Ludovic Carpentier. Méthode de synthèse pour des multiplexeurs à manifold. JNM 2019 - 21èmes Journées Nationales Microondes, May 2019, Caen, France. hal-02376985

HAL Id: hal-02376985

<https://unilim.hal.science/hal-02376985>

Submitted on 27 Nov 2019

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Méthode de synthèse pour des multiplexeurs à manifold

D. Martínez Martínez^{1,2}, S. Bila¹, F. Seyfert², M. Olivi², and L. Carpentier³

¹Université de Limoges, CNRS, XLIM, UMR7252, F-87000 Limoges

²Inria Sophia Antipolis Méditerranée, 2004 Route des Lucioles, 06902 Valbonne

³CNES Centre National d'études spatiales, 18 Avenue Edouard Belin, 31400 Toulouse
david.martinez@inria.fr

Résumé – Cet article présente une technique de synthèse systématique pour les multiplexeurs couplés par manifold. Cette technique fournit d'une part la structure de manifold qui empêche l'apparition des pics du manifold et, d'autre part, le modèle circuit des filtres à utiliser dans la conception. Finalement un exemple est présenté.

1. Introduction

La conception de multiplexeurs, en général, nécessite souvent un compromis avec l'apparition de pics manifold (spikes) dans les bandes passantes. Les pics manifold sont des zéros de transmission du port commun vers chacun des canaux survenant à cause des recombinaisons de phase dans le manifold. Dans la synthèse de multiplexeurs on est souvent confronté au problème d'éviter ces pics et il existe de nombreuses contributions à ce problème dans la littérature [1, 2], la plupart d'entre elles fournissant des procédures heuristiques pour résoudre ou simplifier le problème. Toutes ces procédures s'appliquent d'habitude une fois que la conception du multiplexeur est effectuée et une simulation EM révèle la présence des pics.

Dans cet article, nous proposons une approche rigoureuse de la synthèse de multiplexeurs basée sur l'analyse fonctionnelle. Tout d'abord, les lignes de transmission composant le collecteur sont sélectionnées pour éviter les pics à l'intérieur des bandes passantes en utilisant une estimation de la phase des filtres hors bande. Deuxièmement, les filtres sont calculés par un algorithme de continuation qui remplace dans ce cas l'optimisation circuit. Cette procédure permet également de découpler la conception du manifold de la synthèse des filtres. De plus, aucune optimisation globale du multiplexeur n'est requise, seule une optimisation isolée de chaque filtre est effectuée. Additionnellement nous présentons l'exemple d'un triplexeur avec un canal de 4.4% de bande passante et deux canaux avec 2% de bande passante relative. Tout les canaux ont une réflexion inférieure à -21dB dans sa bande et une réjection de -20dB dans les bandes adjacentes.

2. Manifold Synthesis

Nous abordons maintenant le problème des pics du manifold. On denote J la matrice de repartition de la jonction (manifold) où le port zéro représente l'access

comun. De plus, nous notons par f_i la réflexion de sortie (paramètre S_{22}) du filtre de canal i et par M la matrice de diffusion de l'ensemble du multiplexeur. Cette notation est illustrée dans la Fig. 1.

Notez ensuite que les pics du manifold sont des zéros de transmission du port $i \in \{1, 2, 3\}$ au port 0 du multiplexeur dans la bande du filtre i respectivement. Nous utilisons un modèle basé sur des *jonctions en T* (éléments à 3 ports) connectés par des lignes de transmission (Fig. 1). Avec ce modèle, les lignes de transmission ne peuvent pas introduire de zéros de transmission depuis les ports de canal vers le port commun, celles-ci ne modifiant que la phase du signal. Par conséquent, les zéros de transmission se produisent dans les éléments T . Par exemple, s'il existe un zéro de transmission du canal 3 au port commun à une fréquence donnée, alors T_2 ou T_1 (après la connexion des filtres de canal 2 et 3), introduisent un zéro de transmission à cette fréquence. Inversement, si T_1 ou T_2 présente un zéro de transmission dans la bande du filtre 3, un pic multiple apparaîtra certainement à cette fréquence.

2.1. Zéros de transmission dans des dispositifs à 3 ports

Pour déterminer la manière dont les pics du manifold sont produits, il est important de comprendre à quel moment un dispositif à 3 ports présente un zéro de transmission entre deux de ses terminaux. Soit $S(\omega)$ la matrice de repartition d'un dispositif générique à 3 ports. Si le port 3 de S est fermé par une charge ayant un coefficient de réflexion $F(\omega)$ (indiqué par l'opération $S \circ F$), la matrice 2×2 suivante est obtenue

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{13}S_{31} & S_{13}S_{32} \\ S_{23}S_{31} & S_{23}S_{32} \end{bmatrix} \frac{F}{1 - FS_{33}}$$

Premièrement, nous considérons que l'élément T lui-même n'a pas de zéros de transmission à des fréquences finies. Ensuite, nous calculons la valeur de F de telle sorte que la matrice précédente ait un zéro de transmission à une fréquence donnée. En supposant que la matrice S soit réciproque, nous imposons une transmission zéro entre les terminaux 2 et 1

$$S_{12} + \frac{S_{13}S_{32}F}{1 - FS_{33}} = 0 \quad \frac{-S_{12}}{S_{13}S_{32} - S_{12}S_{33}} = F$$

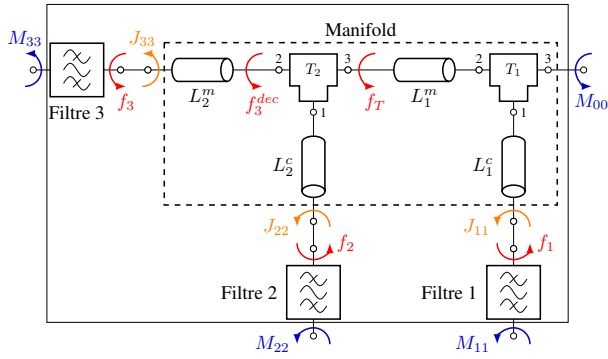


Figure 1: Chemin du triplexeur

Le dénominateur précédent est l'élément 21 de la matrice des cofacteurs de S . En outre, l'élément 12 de S^{-1} est exprimé sous la forme $[S^{-1}]_{12} = \frac{C_{21}}{\det(S)}$ où C est la matrice des cofacteurs. Nous avons donc

$$\frac{-S_{12}}{[S^{-1}]_{12}\det(S)} = F$$

Enfin, nous considérons une matrice S est sans pertes, ce qui implique, avec la réciprocité, $S^{-1} = \bar{S} \forall \omega$. Alors

$$\frac{-S_{12}}{\bar{S}_{21}\det(S)} = F$$

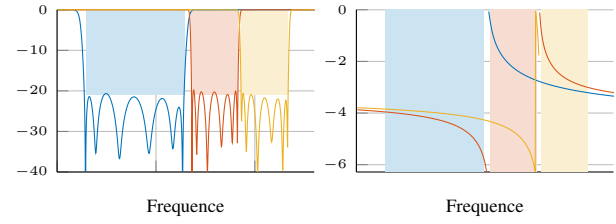
En conséquence, lorsque le port 3 du dispositif à 3 ports est fermé par une charge avec réflexion F , un zéro de transmission apparaît du port 1 au port 2. D'un point de vue physique, la réflexion F introduit un court-circuit virtuel dans le dispositif à 3 ports.

2.2. Filtres de référence

Pour ajuster correctement les lignes de transmission de la Fig. 1, il est nécessaire de connaître la réflexion de sortie de chaque filtre de canal, à savoir f_1, f_2, f_3 . Cependant, cette information n'est pas encore disponible. Comme alternative, nous concevons un filtre de référence implémentant une réponse Tchebyshev dans chacun des canaux (Fig. 2). Les filtres de référence sont conçus dans la même technologie que les filtres finaux. Dans ce cas, une implémentation en guide d'onde avec une topologie entièrement inductive est utilisée. Cette dernière est composée de quatre cavités en ligne, deux utilisant le mode résonant TE_{101} et deux autres avec les modes d'ordre supérieur TE_{102} et TE_{201} . Cette structure permet 2 zéros de transmission et 6 zéros de réflexion par filtre. Nous supposons ensuite que la phase hors bande des filtres de Tchebyshev n'est pas beaucoup modifiée lorsque la réflexion dans la bande est modifiée de la réponse de Tchebyshev à la réponse finale.

2.3. Calcul des lignes de transmission

En utilisant la théorie précédente, nous pouvons déterminer les longueurs des lignes de transmission dans la Fig. 1 qui minimisent le risque de rencontrer un pic de manifold dans l'une des bandes passantes du canal. Notez que, pour ne pas avoir un zéro de transmission dans la



(a) Magnitude (dB)

(b) Phase hors bande (rad)

Figure 2: Réflexion de sortie des filtres de référence.

bande du canal 3, les éléments T_1 et T_2 ne doivent pas introduire de zéro dans la bande. De même, T_1 ne doit pas introduire un zéro de transmission dans la bande 2. Dans cet exemple, T_1 et T_2 sont égaux. Il suffit donc de calculer les réflexions que court-circuitent T_1 et T_2 à partir du terminal 1 (noté $P_1(\omega)$) et de la terminale 2 ($P_2(\omega)$)

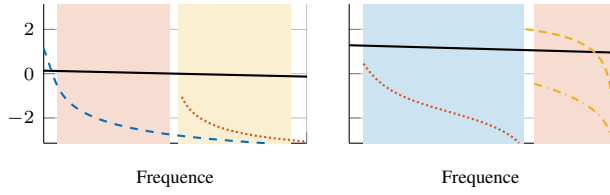
$$P_2(\omega) = \frac{-S_{13}}{S_{31}\det(S)} \quad P_1(\omega) = \frac{-S_{32}}{S_{23}\det(S)}$$

Le processus de détermination des lignes de transmission comprend deux étapes différentes:

Premièrement les lignes L^c (lignes de transmission verticales dans la Fig. 1). Nous considérons la transmission le long de la branche principale (horizontale) du manifold. La jonction T_1 doit permettre la transmission du terminal 3 à 2 dans les bandes des canaux 2 et 3, tandis que la transmission du terminal 3 à 2 de T_2 dans la bande 3 doit être possible. Les lignes de transmission L_1^c et L_2^c servent à déplacer la phase des réflexions f_1 et f_2 de sorte que la phase présentée à la borne 1 de T_1 ne coïncide pas avec $P_1(\omega)$ dans les bandes 2 et 3. De manière équivalente, la phase amenée au terminal 1 de T_2 ne doit pas coïncider avec $P_1(\omega)$ dans la troisième bande. La figure 3a montre que la phase de $f_1(\omega)$ et de $f_2(\omega)$ ne coïncide pas avec $P_1(\omega)$ dans les bandes d'intérêt. Par conséquent, une longueur minimale L_1^c et L_2^c est choisie.

Deuxièmement, les lignes L^m (lignes de transmission horizontales dans la figure 1). Une fois que L_1^c et L_2^c sont sélectionnés et que les filtres de référence 1 et 2 sont connectés, nous pouvons trouver L_2^m et L_1^m . On peut voir sur la Fig. 3b que $f_3(\omega)$ coïncide avec $P_2(\omega)$ dans la bande du canal 2. Par conséquent, T_2 introduira une transmission zéro du terminal 3 à 1 et un pic apparaîtra dans le canal 2. Pour éviter ce problème, la réflexion f_3 est décalée grâce à la ligne L_2^m obtenant la réflexion f_3^{dec} (Fig. 1 et 3b) qui ne intersectent pas P_2 dans la bande d'intérêt. Enfin, nous vérifions que f_T (la réflexion de la charge vue depuis le port 2 de T_1) ne coïncide pas avec P_2 comme on peut le voir sur la Fig. 3b. Une longueur L_1^m est sélectionnée.

Notez que dans le cas d'un multiplexeur à N canaux, cette seconde étape doit être effectuée de gauche à droite, en partant de l'extrémité opposée au port commun et en progressant vers celle qui suit. Nous devons vérifier ici qu'aucun des segments T ne bloque la transmission vers leur canal correspondant.



(a) P_1 : continue; f_1 : tréma; f_2 : pointillée
(b) P_2 : continue; f_3 : tréma; f_3^{dec} : tréma-points; f_T : points

Figure 3: Phases pertinentes pour ajuster les lignes.

3. Synthèse des filtres

Ensuite, nous abordons la synthèse des filtres de canal comme un problème d'adaptation dans lequel le filtre i est adapté à l'impédance montrée par le reste du multiplexeur (y compris les autres filtres) dans la bande i . Dans ce cadre, un algorithme de synthèse analytique pour l'adaptation des filtres a été présenté sous la forme [3] permettant d'avoir N points d'adaptation parfaite dans une bande donnée. Dans cet article, nous généralisons cette technique de synthèse basée sur la continuation d'une solution arbitraire, pour la conception des multiplexeurs. Dans ce cas, le manifold est fixé en utilisant les longueurs des lignes de transmission obtenues précédemment et les filtres sont calculés pour être adaptés simultanément. De plus, les points d'adaptation parfaite sont également fixés à l'avance. Cet algorithme remplace l'optimisation du circuit et permet d'obtenir le modèle de circuit des filtres de canal sans modifier le manifold.

3.1. Belevitch Form of Scattering Matrices

Nous présentons maintenant la classe de fonctions qui nous intéresse, à savoir les matrices rationnelles 2×2 sous la forme *Belevitch*

$$S = \frac{1}{q} \begin{pmatrix} \epsilon p^* & -\epsilon r^* \\ r & p \end{pmatrix}$$

avec ϵ une constante uni-modulaire et des polynômes q, p, r de degré N satisfaisants $qq^* = pp^* + rr^*$ avec $p^*(\omega) = \overline{p(\overline{\omega})}$. De plus, q est un polynôme stable (Hurwitz). Ce paramétrage est habituel dans la conception de filtres classiques où la forme Belevitch est utilisée pour paramétrer des dispositifs sans pertes. Par exemple, nous retrouvons le même paramétrage appliqué à la conception de multiplexeurs dans [4]. De même, les zéros de transmission sont souvent réglés sur des positions données sur l'axe des fréquences dans le but d'améliorer la sélectivité hors bande. Notez que, si le polynôme de transmission r est fixé, il est alors possible de paramétrer la matrice S uniquement par le polynôme numérateur p , tandis que l'expression $qq^* = pp^* + rr^*$ détermine le polynôme q . Dans ce travail, nous supposons que le polynôme q est normalisé de telle sorte que son terme principal soit réel et que nous paramétrisons $f_i = f(p_i)$ avec $i \in \{1, 2, 3\}$.

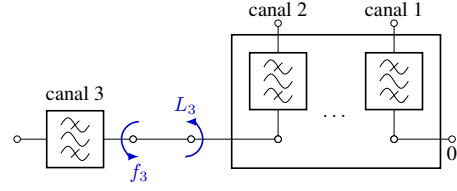


Figure 4: Synthèse du filtre 3 comme un problème d'adaptation.

3.2. Synthèse des filtres

Notons par J la matrice de repartition du manifold dont le comportement en fréquence est déjà connu. Pour chaque canal, nous fixons le polynôme r_i ayant des racines à gauche et à droite de la bande i . En outre, un ensemble de points d'adaptation $\xi_{i,m}$ est distribué dans chaque bande passante avec $i \in \{1, 2, 3\}$, $1 \leq m \leq m_i$, où m_i est le degré du filtre de canal i ; dans ce cas, $m_i = 6 \forall i$. L'objectif est alors de trouver la réflexion de sortie de chaque filtre de canal f_i tel que $M_{ii}(\xi_{i,m}) = 0$. Cela implique $f_i(\xi_{i,m}) = \overline{L_i(\xi_{i,m})}$ où L_i est la réflexion de la charge sur le port 2, comme expliqué dans [3]. Dans ce cas, la charge inclut également d'autres filtres comme illustré dans la Fig. 4 pour le canal 3. Le problème est:

Problem 3.1 (Simultaneous matching) Trouver l'ensemble des polynômes $P = [p_1, p_2, \dots, p_N]$, t.q.:

$$f(p_i)[\xi_{i,m}] - \overline{L_i(P)[\xi_{i,m}]} = 0 \quad i \in [1, N] \quad m \in [1, m_i]$$

où $f(p_i)$ est la réflexion de sortie du filtre i

$$f(p_i)[\omega] = \frac{p_i}{q(p_i, r_r)}[\omega]$$

et $L_i(P)$ la charge vue par le filtre i lorsque les autres filtres sont connectés au manifold. Denotez V_i as

$$V_i = [J_{i,k}] \quad k \in [1, N] \quad k \neq i$$

et W_i la sous-matrice de J où les files et les colonnes d'index 0 et i sont supprimées, nous calculons $L_i(P)$

$$L_i(P) = J_{ii} + V_i [I - F_i(P)W_i]^{-1} F_i(P)V_i^T$$

avec $F_i(P)$ la matrice diagonale

$$F_i(P) = \text{diag}(\{f(p_k)\}) \quad k \in [1, N] \quad k \neq i$$

3.3. Algorithme de continuation

Pour effectuer la continuation, nous ajoutons un paramètre complexe $\lambda_{i,m}$ pour chaque $\xi_{i,m}$ dans $L_i(P)[\xi_{i,m}]$

$$L_{i,m}(P) = J_{ii} + \lambda_{i,m} V_i [I - F_i(P)W_i]^{-1} F_i(P)V_i^T$$

au point $\xi_{i,m}$. Notez que pour $\lambda_{i,m} = 0$ nous avons $L_{i,m}(P) = J_{ii}(\xi_{i,m})$ pour lequel la solution au problème est triviale. L'objectif est alors de poursuivre cette solution initiale en faisant varier ces paramètres de $\lambda_{i,m} = 0$ à $\lambda_{i,m} = 1$ pour tout i, m par petits incréments $\Delta\lambda_{i,m}$. A chaque étape, l'incrément aux polynômes p_i (noté Δp) est

$$\Delta p = [D_{p_k} \lambda_{i,m}]^{-1} \Delta \lambda_{i,m}$$

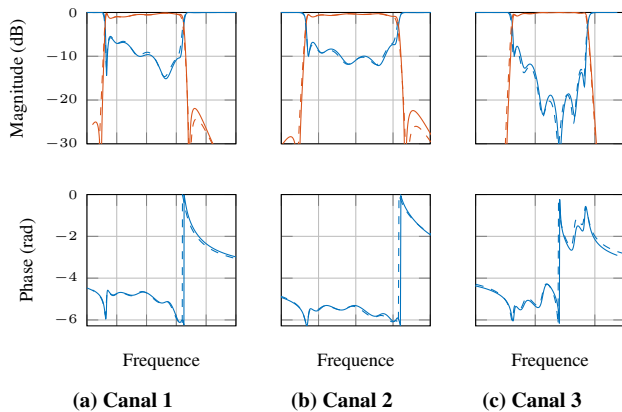


Figure 5: Réponse du filtre. S_{22} : bleu; S_{21} : rouge. Réponse circuit (trace continue) vs simulation (tréma).

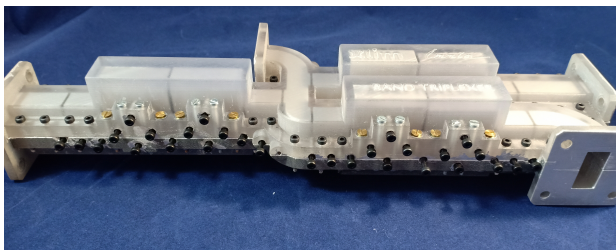


Figure 6: Prototype en plastique.

où $D_{p_k} \lambda_{i,m}$ est le jacobien du $\lambda_{i,m}$ par rapport au p_k . Notez ici que lorsque $\lambda_{i,m} = 1$, les filtres ayant par réflexion $[f_1, \dots, f_N]$ sont parfaitement adaptés au manifold simultanément aux points $\xi_{i,m}$.

4. Résultats

Le modèle circuit de chaque filtre est obtenu à l'aide de la méthode présentée. Le calcul prend en moyenne une seconde sur un ordinateur portable avec un processeur *i7-6600U* sous *Matlab R2019a*. Le circuit obtenu est utilisé pour la conception EM des filtres en guides d'onde, ce qui évite d'optimiser l'ensemble de la structure. Nous montrons dans la Fig. 5 le résultat de chaque optimisation comparé à l'objectif fourni par le algorithme présenté. Ces optimisations ont été effectuées à l'aide du logiciel de simulation EM *Microwave Wizard*. Enfin, nous effectuons une simulation EM globale du triplexeur en utilisant le logiciel *Ansys Electronic Desktop*. La figure 7 montre le résultat obtenu avec notre algorithme et la réponse résultant d'une simulation EM.

Un prototype du multiplexeur présentée a été réalisé par fabrication additive. Ce dispositif, illustré dans la Fig. 6, est construit en plastique et l'intérieur a été métallisé à l'argent. Cette technique a déjà été utilisée dans la littérature, par exemple dans [5]. Les paramètres de réflexion et de transmission par canal après le réglage sont illustrés dans la figure 5. Comme on peut le constater, la réponse mesurée montre un décalage de fréquence d'environ 10% de la largeur de bande totale vers les basses fréquences. Ce fait est dû aux tolérances de fabrication qui n'ont pu être compensées au moyen des vis de réglage.

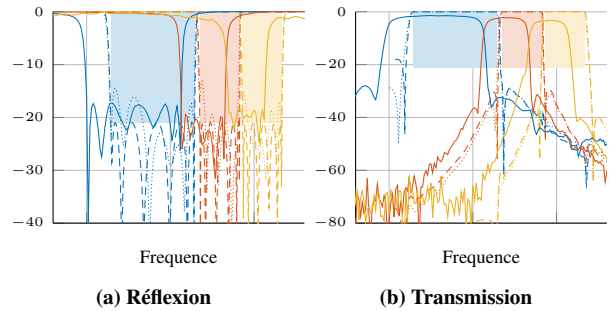


Figure 7: Réponse du triplexeur en dB: circuit (tréma) vs simulation (points) vs measurements (continue).

5. Conclusion

Un algorithme rigoureux pour la conception des multiplexeurs a été présenté. Cet algorithme permet d'abord de concevoir le manifold en tenant compte du problème des pics du manifold. Ensuite, la synthèse des filtres de canal est effectuée grâce à un algorithme de continuation fournissant le modèle de circuit des filtres sans aucune optimisation globale ou modification du manifold déjà dimensionné. Par conséquent, la procédure proposée conduit à un découplage de la synthèse des filtres et du manifold. Pour illustrer la technique proposée, un triplexeur en guide d'onde est synthétisé avec trois canaux à large bande. Ce triplexeur comporte trois filtres quasi-elliptiques à 6 pôles en utilisant des cavités bimodes.

Remerciements

Ce travail est supporté par le *CNES* et la *DGA*.

Références

- [1] M. Brumos, S. Cogollos, M. Martinez, P. Soto, V. E. Boria, and M. Guglielmi, "Design of waveguide manifold multiplexers with dual-mode filters using distributed models," in *2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014)*, June 2014, pp. 1–4.
- [2] H. Hu and K. Wu, "Diagnosis and remedy of manifold spurious mode resonance in waveguide multiplexers," in *Asia-Pacific Microwave Conference 2011*, Dec 2011, pp. 1570–1573.
- [3] L. Baratchart, M. Olivi, and F. Seyfert, "Boundary nevanlinna-pick interpolation with prescribed peak points. Application to impedance matching," *SIAM Journal on Mathematical Analysis*, 2017.
- [4] G. Macchiarella and S. Tamiazzo, "Synthesis of star-junction multiplexers," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, no. 12, pp. 3732–3741, Dec 2010.
- [5] E. Laplanche, A. Delage, A. Haidar, W. Feuray, J. Sence, A. Perigaud, O. Tantot, N. Delhote, S. Verdeyme, S. Bila, and L. Carpentier, "Recent development in additive manufacturing of passive hardware and conformal printing," in *European Microwave Conference (EuMW 2018)*, Madrid, Spain, Sep. 2018.