

# Optimisation multi-physique d'une chaîne d'actionnement pour application automobile

Florent ROBERT <sup>1</sup>, Laurent DUFOUR <sup>1</sup>, Christophe GUTFRIND <sup>1</sup>, Vincent LIEBART <sup>1</sup>, Mohamed BENSETTI <sup>2</sup>, Philippe DESSANTE <sup>2</sup>

<sup>1</sup> EFi Automotive, Service Recherche Avancée - <sup>2</sup> GeePs | Group of electrical engineering - Paris, UMR CNRS 8507, CentraleSupélec, Univ Paris-Sud, Sorbonne Universités, UPMC Univ Paris 06.

**RESUME** - Une chaîne d'actionnement est constituée de la mise en cascade de systèmes de transformation et de maîtrise d'énergie, afin d'obtenir un mouvement mécanique contrôlé pour une application donnée. Ce genre de structure comporte fréquemment des filtres, un convertisseur d'électronique de puissance, un actionneur et une transmission mécanique, et ce pour différents niveaux de puissance. Dans cet article, nous nous intéressons à une procédure de dimensionnement simultanée de la chaîne d'actionnement au moyen d'un algorithme d'optimisation basé sur une méthode d'évolution différentielle visant à minimiser le volume du système. Ce problème est de nature multi-physique, puisque les problématiques de performances électromécaniques, de thermique, de magnétique, de commande et de Compatibilité Électromagnétique (CEM) sont abordées.

**Mots-clés**— Dimensionnement – Actionneur – Optimisation.

## 1. INTRODUCTION

Un système ne peut être réellement efficace que si son dimensionnement tient compte de l'ensemble des performances attendues et des contraintes subies. Or, les spécifications en termes d'intégration et de rendement conduisent à des cahiers des charges de plus en plus sévères, auxquels s'ajoutent bien évidemment les attentes sur les contraintes normatives.

La littérature montre qu'il est possible d'obtenir des dimensionnements pertinents de système grâce à l'utilisation de méthodes d'optimisations. De telles approches ont pu être développées dans le domaine des dimensionnements de convertisseurs [1]-[4], de machines [5]-[7], et des compatibilités électromagnétiques (CEM) [8][10]. Dans cet article, les auteurs montrent qu'il est possible d'étendre la démarche au dimensionnement complet d'une chaîne d'actionnement par une approche d'optimisation unifiée.

La démarche sera illustrée par le dimensionnement de la chaîne de puissance pour l'actionnement d'une vanne EGR (*Exhaust Gas Recirculation*). Nous étudierons la minimisation du volume du système à l'aide d'un algorithme d'évolution différentielle, en tenant compte des contraintes de performances et de fonctionnement de la vanne.

L'application sera introduite dans la section 2. La section 3 décrira les différentes modélisations physiques mises en place pour le système et la section 4 montrera comment ces modèles peuvent être utilisés dans une optimisation de type

évolutive. Les résultats de l'optimisation seront présentés dans la section 5.

## 2. APPLICATION : LA VANNE EGR

La vanne EGR est un dispositif qui permet la réinjection des gaz d'échappement d'un moteur thermique dans son admission d'air, en proportions contrôlées. Ainsi, les motoristes parviennent à limiter l'apport en oxygène dans la chambre de combustion du moteur et donc à diminuer la production de molécules d'oxydes d'azote, conformément aux attentes des normes européennes [11].

Pour contrôler la proportion réinjectée de gaz dans l'admission, un système de volet doit être actionné en lien direct avec une consigne provenant du calculateur du véhicule. Dans l'approche industrielle présentée ici, cette consigne en position est transmise à une chaîne d'actionnement, illustrée sur la figure 1.

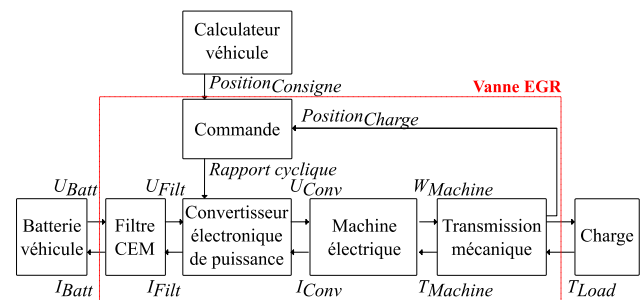


Fig. 1 structure complète de la vanne EGR.

Une machine à courant continu (MCC) permet le contrôle de la position du volet en transmettant l'effort mécanique à ce dernier par l'intermédiaire d'une transmission à engrenages. La machine reçoit son énergie sous forme électrique, puisée dans la batterie du véhicule et transmise et adaptée au moyen d'un convertisseur quatre quadrants. La modulation de l'énergie électrique se fait par modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur le convertisseur, à partir de la définition d'un rapport cyclique. Ce dernier provient d'une commande locale, et il est déterminé à partir de la commande du calculateur sur la position visée de la vanne, et de la mesure de sa position réelle.

### 3. MODELISATION MULTI-PHYSIQUE DU SYSTEME

Nous nous intéresserons dans un premier temps à la modélisation électromécanique de l'ensemble. Nous décrivons ensuite la modélisation de la commande qui permet de considérer le système rebouclé, et ainsi de confronter la chaîne d'actionnement à un profil de mission en positionnement. La troisième sous-section portera sur la modélisation de la physique magnétique dans la machine puisque l'ensemble de l'énergie transmise à la charge transite sous cette forme dans la machine. Nous nous intéresserons dans chacune des deux dernières sous-sections à la modélisation des transferts thermiques et à la CEM conduite, qui sont deux phénomènes pouvant conduire à un dimensionnement non réaliste de la chaîne d'actionnement s'ils sont négligés.

#### 3.1. Modélisation électromécanique

La modélisation électromécanique inclut la représentation de deux éléments majeurs : le convertisseur quatre quadrants (ou pont en H) et la MCC.

Un modèle moyen de convertisseur, représenté sur la figure 2, permet de déduire le courant et la tension fournis par ce dernier à la machine. Le rapport cyclique,  $\alpha$ , permet de lier directement les tensions et courant en entrée et en sortie du pont en H, et de déduire les données d'entrée pour le modèle électrique de la MCC. Celle-ci est représentée comme une inductance  $L_{Moteur}$  et une résistance série  $R_{Moteur}$ , ainsi qu'une force contre-électromotrice  $FCEM$ .

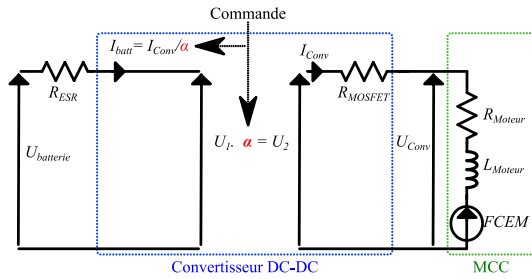


Fig. 2 modèle moyen du convertisseur et modèle électrique  $R_{Moteur} - L_{Moteur} - FCEM$  de la machine.

À partir de la détermination du courant  $I_{Conv}$  en sortie de convertisseur et connaissant la constante de couple  $K_t$ , il est possible de déduire le couple de sortie de la machine  $C_{Machine}$ , et par application de la réduction  $R_{red}$  liée à la transmission, le couple  $C_{Moteur}$  libéré au volet. Ces relations sont illustrées par l'équation (2).

$$C_{Moteur} = R_{red} \cdot C_{Machine} = R_{red} \cdot (K_t \cdot I_{Conv}) \quad (1)$$

L'application du principe fondamental de la dynamique de l'équation (2) permet, à partir de l'inertie  $J_{mec}$  de la machine et du réducteur, de déterminer l'accélération et donc par intégration, la vitesse  $\omega_{Moteur}$  et la position du volet, tenant compte des efforts résistants  $C_{Résistant}$  des gaz sur la vanne.

$$J_{mec} \cdot \frac{d\omega_{Moteur}}{dt} = C_{Moteur} + C_{Résistant} \quad (2)$$

Pour revenir au modèle électrique, à partir de la vitesse de la vanne, du rapport de réduction de la transmission et de la constante de couple de la MCC, on peut déduire la  $FCEM$  à chaque instant selon l'équation (3).

$$FCEM = K_t \cdot \frac{\omega_{Moteur}}{R_{red}} \quad (3)$$

#### 3.2. Modélisation de la commande

Un profil de position est donné pour le système sur la figure 3.

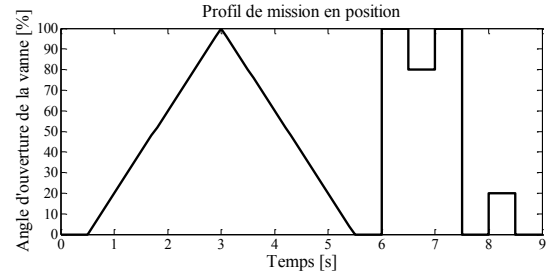


Fig. 3 définition d'un profil de mission de la vanne sur un cycle de 9 secondes.

A partir de cette consigne et de la mesure de la position courante du volet, une commande locale permet de définir le rapport cyclique requis par le convertisseur. Une telle commande peut être implémentée sur un microcontrôleur. Dans notre cas, il s'agit d'un correcteur proportionnel intégral (PI) à consigne filtrée par un filtre passe-bas, ce qui permet de ne solliciter le système que de façon modérée et d'éviter les dépassements de consigne (et donc des casses mécaniques au niveau des butées).

La commande PI est définie par deux paramètres liés à la physique du système : le gain  $K_p$  et la constante d'intégration  $T_i$ . La constante de temps du système  $T_\Sigma$  se calcule par l'équation (4) et permet de définir la constante d'intégration  $T_i$  par l'équation (5).

$$T_\Sigma = \frac{R_{Moteur} \cdot J_{mec}}{K_t^2} \quad (4)$$

$$T_i = 10 \cdot T_\Sigma \quad (5)$$

De la même manière, le calcul par l'équation (6) du gain statique  $H_0$  permet de déduire le gain du correcteur par l'équation (7), tenant compte du temps de réponse  $T_{réponse}$  visé.

$$H_0 = \frac{1}{K_t \cdot R_{red}} \quad (6)$$

$$K_p = \frac{10}{T_{réponse} \cdot H_0} \quad (7)$$

#### 3.3. Modélisation magnétique

La commande et la modélisation électromécanique reposent sur une donnée majeure du système de conversion : la constante de couple de la MCC. Celle-ci est définie par sa géométrie, son dimensionnement et le choix des matériaux, mais aussi par la température des aimants permanents. Pour la définition de la constante de couple, nous utilisons un modèle analytique développé dans [12].

L'équation (8) donne l'induction rémanente de l'aimant  $B_r$  en fonction de la température  $T$ , d'une valeur d'offset  $B_r^{offset}$  à la température de référence et d'un coefficient thermique  $B_r^{pente}$ .

$$B_r = B_r^{offset} + T_r \cdot B_r^{penale} \quad (8)$$

Dès lors l'induction dans l'entrefer peut être déduite à partir du théorème d'Ampère. On obtient l'équation (9), impliquant l'épaisseur d'aimant  $e_a$  sa perméabilité relative  $\mu_a$ , l'épaisseur d'entrefer  $e_n$  et le coefficient de concentration du flux  $k_{ea}$ .

$$B_e = \frac{B_r \cdot e_a}{\mu_a \cdot e_n + k_{ea} \cdot e_a} \quad (9)$$

Le flux magnétique  $\phi$  est alors accessible par l'équation (10) qui implique le rayon et la longueur du rotor, respectivement  $r_{er}$  et  $l_{rotor}$ . L'angle d'ouverture du pôle inducteur est pris en compte par le coefficient  $T_a$ .

$$\phi = B_e \cdot T_a \cdot \pi \cdot r_{er} \cdot l_{rotor} \quad (10)$$

Enfin, la constante de couple de la machine peut être calculée par l'équation (11).

$$K_t = \phi \cdot \frac{n}{2 \cdot \pi} \quad (11)$$

Où  $n$  représente le nombre de conducteurs de la machine.

### 3.4. Modélisation thermique

Nous avons pu constater dans la sous-section 3.3 que la constante de couple est dépendante de la température des aimants de la MCC. La vanne EGR traite des gaz d'échappement qui peuvent être chauds, à proximité d'un moteur thermique en fonctionnement. Par ailleurs, la mission de positionnement du système conduit à dissiper de la puissance sans nécessairement pouvoir l'évacuer par convection forcée au niveau de la MCC puisque celle-ci peut être amenée à maintenir sa position (rotor bloqué). Ces constats soulignent l'importance de la thermique dans notre étude et nous invitent à mettre en place un modèle thermique de l'ensemble.

Le modèle thermique comporte trois éléments : la machine, le convertisseur et le boîtier contenant l'ensemble. L'approche de modélisation choisie repose sur une représentation nodale analogue à un réseau électrique passif résistif/capacitif. Les résistances thermiques sont définies à partir des dimensions géométriques du système et des caractéristiques des matériaux, comme décrit dans [13].

Les transferts thermiques par conduction sont représentés par cette analogie électrothermique. Les transferts par convection sont assimilés à des transferts par conduction dans l'air. L'absence de rotation limitant drastiquement la convection forcée, cela revient à sous-évaluer la convection naturelle dans le système. Il est donc nécessaire de caractériser les erreurs que notre modèle implique par ces simplifications.

Une validation expérimentale permet de confronter le calcul des températures obtenues à différents points du système pour des entrées électriques données. La principale source de perte dans le système étant la MCC, nous représentons l'évolution du courant et de la tension à ses bornes. Nous constatons sur la figure 4 que les courbes obtenues sont satisfaisantes et que les données d'entrées du modèle thermique sont valides.

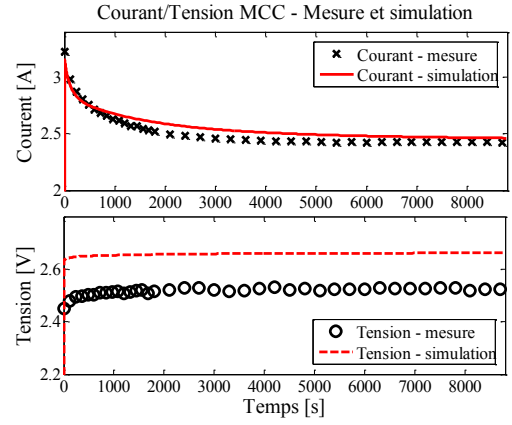


Fig. 4 validation du courant et de la tension de la MCC

Les températures mesurées sur la culasse de la machine en trois points distincts permettent de valider la température obtenue par simulation, comme le montre la figure 5. En ce qui concerne la température obtenue sur les demi-ponts du convertisseur, la figure 5 nous montre qu'une erreur importante du modèle tend à sous-estimer l'échauffement, ce qui peut s'expliquer par un manque de précision dans les échanges thermiques locaux sur la carte électronique.

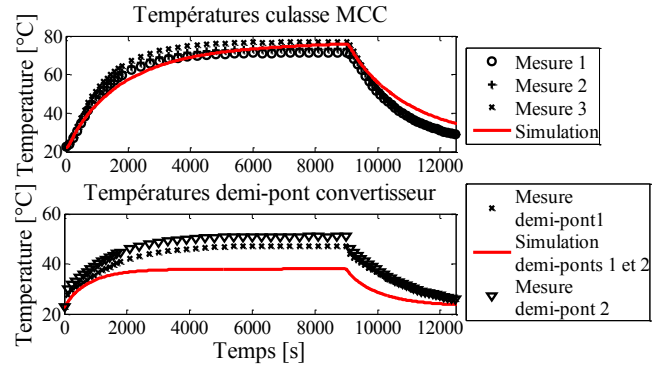


Fig. 5 mesure et simulations des températures dans le système.

Pour la validation de notre dimensionnement par optimisation, nous veillerons à tenir compte de cette erreur en spécifiant des températures maximales tolérées réduites sur l'électronique de puissance.

### 3.5. Modélisation CEM

Le convertisseur est le lieu de commutations électriques qui, en provoquant des variations rapides de courants et de tensions, peuvent perturber d'autres systèmes dans un environnement proche, par voie conduite ou rayonnée. Dans le cadre de notre étude, seules les perturbations conduites émises sont prises en compte.

La norme CISPR25 [14] donne les niveaux maximaux tolérés des perturbations pour notre application et le mode de mesure de ces perturbations. La figure 6 illustre cette mesure : le dispositif sous test (DST) est placé dans un contexte bien défini, il est alimenté par une source d'énergie à travers deux réseaux stabilisateurs d'impédance de ligne (RSIL). Ces éléments sont deux filtres permettant d'isoler les perturbations et ainsi d'en observer la décomposition fréquentielle au moyen d'un analyseur de spectre.

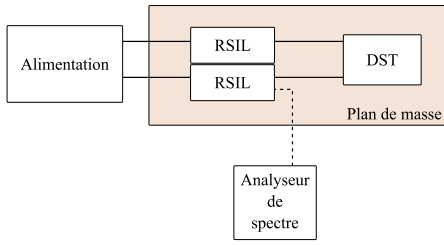


Fig. 6 dispositif de mesure des perturbations conduites

L'objectif de la modélisation CEM est d'obtenir la courbe fréquentielle des perturbations sans avoir à effectuer la mesure. On parle alors de modèle prédictif, qui dispense de mettre en œuvre un prototype. Il est possible alors de définir le dispositif de filtrage nécessaire au respect de la norme.

Dans notre étude, nous ne cherchons pas à garantir la qualité du filtrage sur toute la bande de fréquence de la norme, mais surtout de nous assurer de l'intégration du filtre dans son environnement. En effet, la taille des éléments passifs augmente lorsque la fréquence à filtrer diminue. Nous visons donc le respect de la norme sur la gamme des fréquences basses, afin de lever le risque de devoir redimensionner entièrement le système pour un filtre trop encombrant. Ainsi, si la norme est définie sur la gamme [150kHz – 108MHz], nous la considérons sur la bande réduite [150kHz – 10MHz]. Au-delà de 10MHz, les éléments passifs seront suffisamment réduits pour pouvoir être intégrés sans trop de difficulté dans un dimensionnement déjà avancé.

Tous les éléments de la plateforme de mesure sont modélisés par une approche *bottom-up* liant les modèles de composants dans une représentation système. Deux types de composants sont représentés : les composants passifs et les composants actifs (source de perturbation).

Les composants passifs sont modélisés à partir d'une mesure faite à l'analyseur de réseau, et donnant l'impédance en fonction de la fréquence [15][16]. On identifie dans un modèle électrique équivalent les valeurs des paramètres donnant la même évolution fréquentielle de l'impédance. Ainsi, nous pouvons modéliser tous les composants du convertisseur, mais aussi une base de données de composants passifs inductifs et capacitifs ce qui nous permettra de définir par optimisation le filtre le plus adapté à notre cas d'étude.

Les composants actifs, sources de perturbation, sont dans notre cas les MOSFET du convertisseur. L'état de l'art [17] montre qu'une simulation fréquentielle utilisant une source équivalente de perturbation fréquentielle de type trapézoïdale permet de représenter correctement les perturbations jusqu'à une dizaine de mégahertz. La source implémentée s'écrit selon l'équation (12).

$$V(f) = A \cdot 2\pi \cdot f_{dec} \cdot \left( \frac{1 - e^{-t_m \cdot p}}{t_m \cdot p^2} - \frac{1 - e^{-t_d \cdot p}}{t_d \cdot p^2} \cdot e^{-(\tau + \frac{t_m - t_d}{2}) \cdot p} \right) \quad (12)$$

Où  $p$  est l'opérateur de Laplace,  $f_{dec}$  la fréquence de commutation du convertisseur,  $A$ ,  $t_m$ ,  $t_d$  et  $\tau$  sont respectivement l'amplitude, le temps de montée, le temps de descente et le temps à niveau haut du signal, tel que représenté sur la figure 7.

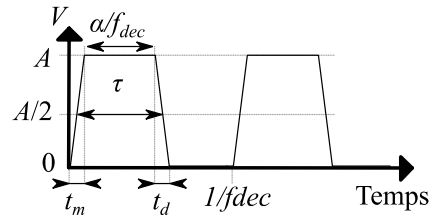


Fig. 7 forme d'onde trapézoïdale de perturbation

Nous comparons les spectres de perturbation mesuré et simulé sur la figure 8, dans le cas d'un convertisseur alimentant une MCC à rotor bloqué. Pour des raisons de lisibilité seule l'enveloppe du spectre, définie par les points aux harmoniques de la fréquence de perturbation, a été conservée pour la mesure.

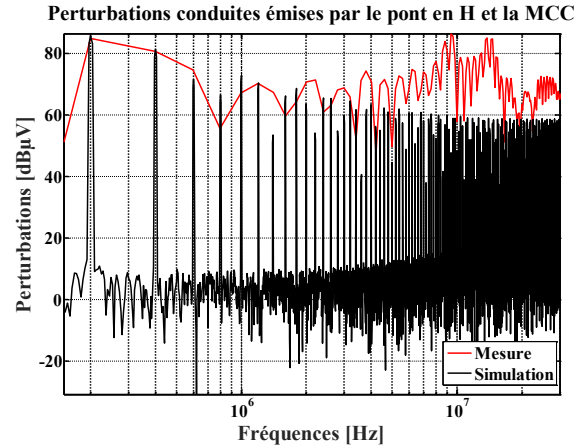


Fig. 8 perturbations conduites mesurée et simulée - Comparaison.

La validité de ce modèle n'est constatée que jusqu'à 6MHz. Ce résultat est suffisant pour établir la démarche d'optimisation, dans la mesure où notre modélisation vise à éliminer le risque d'un filtre trop volumineux.

#### 4. COUPLAGE DES MODELES ET OPTIMISATION

Nous disposons de plusieurs modèles physiques décrivant le système et il est nécessaire de coupler ces modèles entre eux afin qu'à travers la modification d'un paramètre par l'optimisation, l'ensemble des conséquences de cette modification soit pris en compte. Le schéma du couplage des différents modèles est représenté sur la figure 9.

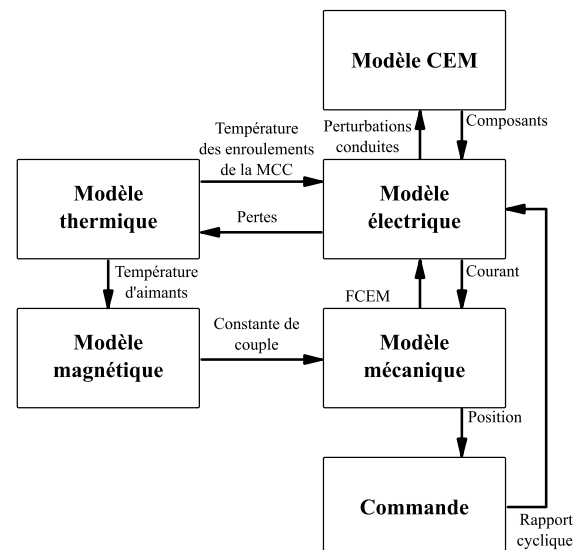


Fig. 9 couplage des modèles pour la simulation complète de la vanne EGR.

Nous précisons ici que le couplage du modèle thermique avec le reste du modèle se fait par relaxation étant donné les constantes de temps très différentes que présentent ces modèles physiques.

L'optimisation menée vise à minimiser le volume occupé par le système, assimilé au volume de la boîte parallélépipédique contenant la MCC et le convertisseur. La température ambiante pour cette optimisation est de 75°C. La fonction objectif donnant le volume  $Vol$  du système s'écrit donc selon l'équation (13).

$$Vol = L_{boite} \cdot h_{boite} \cdot e_{boite} + V_L + V_C \quad (13)$$

Où  $L_{boite}$ ,  $h_{boite}$  et  $e_{boite}$  sont respectivement la longueur la hauteur et la largeur de la boîte contenant le système. Les éléments de filtrage inductif et capacitif sont considérés à part. L'intégration de ces composants au volume global pourra constituer une perspective à ce travail. Pour cette optimisation, les paramètres seront :

- la distance  $L$  séparant la MCC du convertisseur. Cette distance est essentielle car elle va permettre de modérer l'influence des pertes dans la machine sur l'élévation de la température vue par le convertisseur ;
- l'épaisseur de l'aimant  $e_a$  dans la machine. Ce paramètre influe directement sur la performance de la transformation électromécanique puisqu'il intervient dans la définition de la constante de couple par l'équation (9). Cependant, l'augmentation de ce paramètre conduit logiquement à une augmentation du volume de la machine et donc du système ;
- la fréquence  $f_{dec}$  de commutation du convertisseur : l'augmenter revient à diminuer les ondulations de courant sur l'alimentation, la diminuer augmente la taille des éléments passifs de filtrage mais limite les perturbations CEM ;
- le choix des composants du filtre différentiel CEM. La structure choisie est un filtre de type gamma, associant une bobine et un condensateur. Ces deux composants seront issus de base de données de composants caractérisés en fréquence.

Les contraintes à respecter dans l'optimisation sont :

- le respect du profil de mission défini avec un temps de réponse maximal à 90% de 150ms et une erreur dynamique inférieure à 3% pendant les phases de rampe du profil, dans toutes les conditions thermiques que le système connaît pendant ce cycle ;
- des températures maximales fixées en deux points du système : la température sur le boîtier de MOSFET du convertisseur devant être inférieure à 80°C, et la température d'aimant du moteur devant être inférieure à 140°C. Ces contraintes thermiques garantissent respectivement un fonctionnement acceptable pour l'électronique de puissance et une efficacité des aimants de la MCC ;
- le respect de la norme CISPR25 concernant les perturbations conduites émises par le système ;
- une ondulation de courant dans la machine inférieure à 10% du courant moyen.

L'optimisation se base sur un algorithme d'évolution différentielle [18]. La population comporte cinquante individus, le facteur de croisement est de 0,9 et le coefficient de mutation est de 0,6. Le tableau 1 présente les contraintes de borne portant sur chacun des paramètres, ainsi que la valeur d'initialisation de l'algorithme.

Tableau 1. Paramètres de l'optimisation - Définition des bornes et de l'individu initial

| Paramètre    | Unité | Min.                   | Max.                | Init.                 |
|--------------|-------|------------------------|---------------------|-----------------------|
| $L$          | mm    | 1                      | 100                 | 60                    |
| $e_a$        | mm    | 1                      | 40                  | 20                    |
| $L_{filtre}$ | H     | $2,2 \cdot 10^{-6}$    | $4,7 \cdot 10^{-6}$ | $4,7 \cdot 10^{-6}$   |
| $C_{filtre}$ | F     | $220 \cdot 10^{-6}$    | $1 \cdot 10^{-5}$   | $1 \cdot 10^{-5}$     |
| $f_{dec}$    | Hz    | $2 \cdot 10^3$         | $2 \cdot 10^5$      | $2 \cdot 10^5$        |
| $Vol$        | $m^3$ | $350,82 \cdot 10^{-6}$ | $2,3 \cdot 10^{-3}$ | $737,1 \cdot 10^{-4}$ |

Pour le choix des composants, l'algorithme ne peut définir que des valeurs continues de capacité nominale de condensateur ou d'inductance nominale de bobine. Ces valeurs n'étant pas normalisées, l'optimisation procède à un arrondi de la valeur la plus proche dans la base de données. Ainsi, ce sont bien des modèles de composants réels et caractérisés qui sont évalués dans les simulations CEM.

## 5. RESULTATS D'OPTIMISATION

L'amélioration de la fonction objectif au fil des évaluations montre, sur la figure 10, que l'optimisation converge.

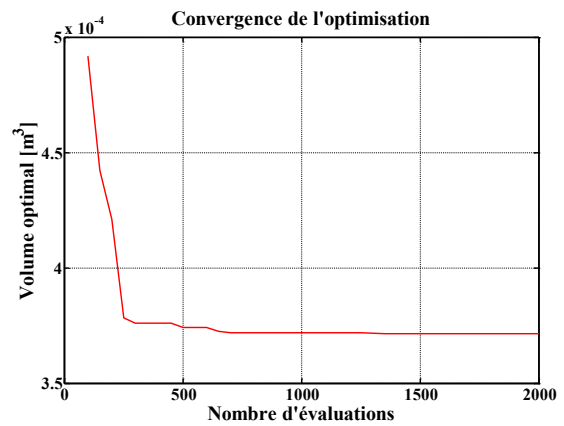


Fig. 10 convergence de l'optimisation.

Le temps nécessaire à cette optimisation est de deux jours. Le tableau 2 représente les paramètres optimaux identifiés. La solution optimale s'appuie sur une réduction de la distance  $L$  et de la distance  $e_a$  à partir des valeurs données pour l'individu initial. Les éléments de la base de données qui ont été sélectionnés pour le filtrage sont un condensateur de valeur nominale de  $4,7\mu F$  et une bobine de valeur nominale de  $4,7\mu H$ . La fréquence de découpage, donnée initialement à 200kHz, est réduite à 30kHz.

Tableau 2. Résultats de l'optimisation.

|              | Unité | Min.                   | Max.                | Init.                 | Opt.                   |
|--------------|-------|------------------------|---------------------|-----------------------|------------------------|
| $L$          | mm    | 1                      | 100                 | 60                    | 4,4                    |
| $e_a$        | mm    | 1                      | 40                  | 20                    | 1,7                    |
| $L_{filtre}$ | H     | $2,2 \cdot 10^{-6}$    | $4,7 \cdot 10^{-6}$ | $4,7 \cdot 10^{-6}$   | $4,31 \cdot 10^{-6}$   |
| $C_{filtre}$ | F     | $220 \cdot 10^{-6}$    | $1 \cdot 10^{-5}$   | $1 \cdot 10^{-5}$     | $5,6 \cdot 10^{-6}$    |
| $f_{dec}$    | Hz    | $2 \cdot 10^3$         | $2 \cdot 10^5$      | $2 \cdot 10^5$        | $28,22 \cdot 10^3$     |
| $Vol$        | $m^3$ | $350,82 \cdot 10^{-6}$ | $2,3 \cdot 10^{-3}$ | $737,1 \cdot 10^{-4}$ | $371,47 \cdot 10^{-6}$ |

Nous vérifions à présent que les différentes contraintes imposées dans l'optimisation sont conformes aux attentes. Le profil de mission est évalué pour cinq contextes thermiques différents, relevés sur la courbe de l'évolution de la température du cuivre moteur (endroit le plus chaud dans le système). Ces points sont illustrés sur la figure 11.

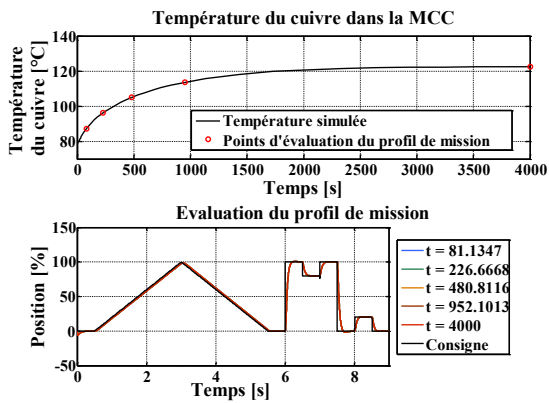


Fig. 11 évaluations du profil de mission pour différentes températures.

Nous observons un respect global du profil de mission en positionnement. Plus précisément, la figure 12 et la figure 13 montrent que le temps de réponse à 90% est de 115ms ce qui est bien inférieur aux 150ms tolérés, et que l'erreur dynamique est bien inférieure à 3% sur la phase de rampe.

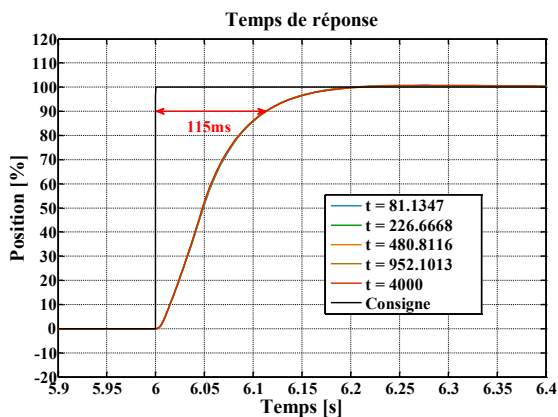


Fig. 12 validation du temps de réponse pour l'individu optimal.

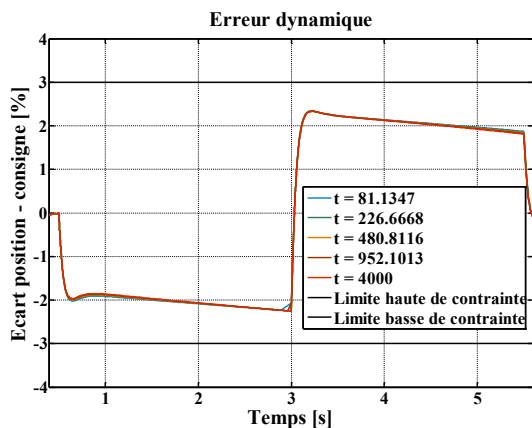


Fig. 13 écart entre position et consigne pour la validation de l'erreur dynamique

Cela nous montre que la définition de la commande permet au système de respecter le profil de mission tout au long du cycle, sans qu'il n'y ait de saturation dans la consigne.

Le respect des contraintes thermiques est vérifié sur la figure 14, où l'on constate que la température d'aimant est toujours inférieure à 40°C et que la température du boîtier de MOSFET est légèrement inférieure à 80°C.

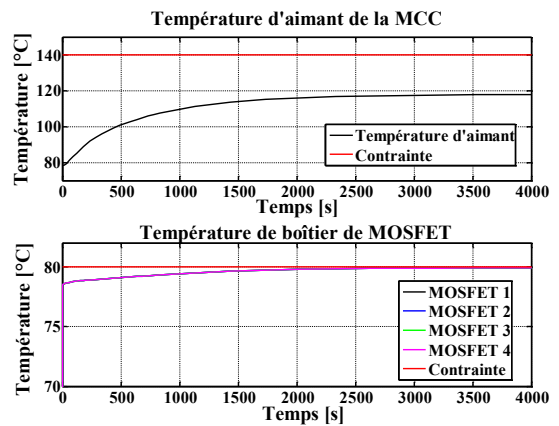


Fig. 14 courbes de températures relevées sur l'individu optimal.

La valeur du paramètre  $L$  est ajustée par l'algorithme pour permettre à la température de boîtier de MOSFET de se situer au plus proche de la température autorisée par la contrainte sans l'excéder. Diminuer  $L$  reviendrait à diminuer le volume du système sans pouvoir respecter la contrainte en température du MOSFET et donc en remettant en question la fiabilité de l'électronique de puissance.

Nous observons le courant dans la MCC sur la figure 15. Nous constatons que l'ondulation est de 143mA, pour une valeur moyenne de 1,427A. Cela revient à une ondulation relative de 10%, ce qui est à la limite tolérée. Ce résultat met en évidence le fait que l'algorithme peut réduire la fréquence de commutation avant tout pour limiter les perturbations CEM. Ceci n'est possible que tant que l'ondulation de courant est tolérable.

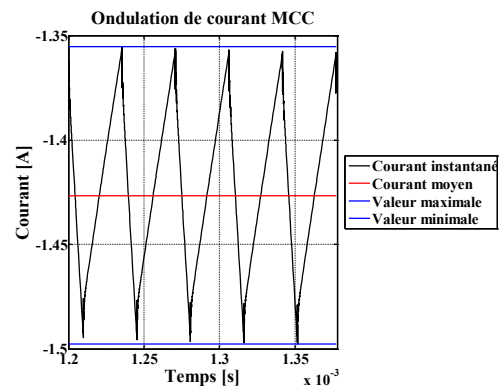


Fig. 15 évaluation de l'ondulation de courant dans la MCC

Il faut donc vérifier à présent la réponse fréquentielle des perturbations émises par le système optimal. Pour cela, la figure 16 représente les perturbations sans le filtre CEM, les perturbations avec le filtre CEM et la norme CISPR25 (classe 5). Nous constatons que sans le filtre CEM, les perturbations dépassent la norme dans les premières fréquences de l'horizon concerné par la norme (aux alentours de 150kHz). Le filtre dimensionné permet de réduire les perturbations bien en dessous de la norme.

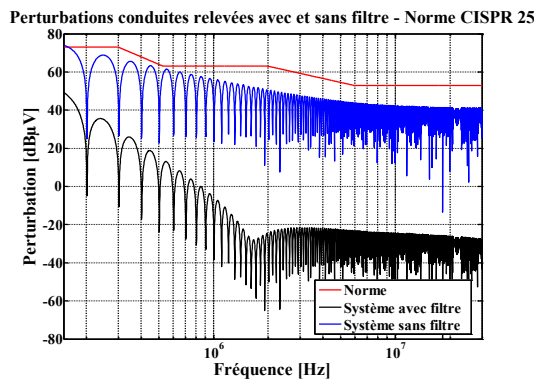


Fig. 16 Perturbations simulées comparées à la norme CISPR25 (classe 5)

Les modèles ne permettant pas de représenter fidèlement la réalité au-delà de 10MHz, les résultats présentés sur la figure 17 ne doivent pas être considérés au-delà de cette fréquence. Le filtrage étant nécessaire, il faut vérifier que le filtre dimensionné pour l'application est l'un des plus petits possibles. Pour cela, notre base de données ne comportant que 41 condensateurs et 18 bobines, nous évaluons successivement l'ensemble des 738 filtres possibles et nous représentons sur la figure 17 le volume du filtre en fonction de la marge offerte par rapport à la norme.

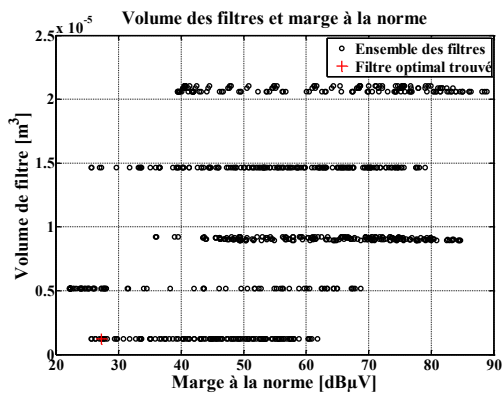


Fig. 17 choix du filtre optimal.

Nous constatons que les volumes des filtres semblent se placer sur des valeurs précises. Cela s'explique par la nature discrète des composants et de la standardisation des boîtiers. Le volume du filtre est surtout représentatif du volume de la bobine car les condensateurs étant systématiquement choisis dans une version CMS (composant monté en surface), ils influent peu sur le volume global. Le filtre obtenu est bien l'un des plus petits accessibles.

## 6. CONCLUSIONS

Après avoir décrit l'application de l'actionnement de vanne EGR, les différents modèles physiques ont été détaillés. Le couplage de ces différents modèles entre eux et la prise en compte des disparités des constantes de temps ont permis d'utiliser le modèle global dans une optimisation multi-physique. Les différents compromis identifiés par l'algorithme d'évolution différentielle ont été discutés, notamment sur le positionnement relatif des éléments ou sur le choix de la fréquence de découpage.

Les perspectives à ce travail sont les suivantes :

- améliorer la qualité des modèles (la convection naturelle en thermique, prise en compte de pistes en CEM) pour affiner l'optimisation ;

- intégrer des physiques influant sur le dimensionnement et non considérées jusqu'ici comme la CEM rayonnée ou la mécanique pour la transmission ;
- diminuer les temps de calcul par une parallélisation massive des simulations.

## 7. REFERENCES

- [1] S. Busquets-Monge, J-C. Crébier, S. Ragon, E. Hertz, D. Boroyevich, et al. « Design of a boost power factor correction converter using optimization techniques ». IEEE-Transactions on Power Electronics, vol. 19 (6), pp.1388-96, 2004.
- [2] K. Ejjabraoui, C. Larouci, P. Lefranc, C. Marchand. « Presizing methodology of DC-DC converters using optimization under multiphysic constraints: application to a buck converter ». IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59 (7), pp.2781-2790, 2012.
- [3] P. Lefranc, X. Jannot, Ph. Dessante. « Optimised design of a transformer and an electronic circuit for IGBT drivers signal impulse transmission function based on a virtual prototyping tool ». IET Power Electronics, vol. 6 (4), pp.625-633, 2013.
- [4] P. Lefranc, X. Jannot, Ph. Dessante. « Virtual prototyping and pre-sizing methodology for buck DC-DC converters using genetic algorithms ». IET Power Electronics, vol. 5 (1), pp. 41-52, 2012.
- [5] X. Jannot, J-C. Vannier, C. Marchand, M. Gabsi, J. Saint-Michel, et al.. « Multiphysic Modeling of a High-Speed Interior Permanent-Magnet Synchronous Machine for a Multiobjective Optimal Design ». IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 26 (2), pp. 457-467, 2011.
- [6] C. Gutfrind, J-C. Vannier, P. Vidal, Ph. Dessante. « Analytical study of an optimized limited motion actuator used in engine combustive flow regulation ». Przegląd Elektrotechniczny, vol. 88(7b), pp. 86-89, 2012.
- [7] C. Gutfrind, L. Dufour, V. Liebart, F. Robert, J.-C. Vannier, P. Vidal, « Design and Prototyping of an Optimized Limited Motion Indirect Drive Actuator for Automotive Application », in 17th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2015.
- [8] B. Touré, J-L Schanen, L. Gerbaud, J. Roudet, T. Meynard, et al. « EMC Modeling of Drives for Aircraft Applications: Modeling Process, EMI Filter Optimization and Technological choice ». IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28 (3), pp.1145 – 1156, 2013.
- [9] A. Frikha, M. Bensetti, H. Boulzazen, F. Duval, "Influence of PCB and Connections on the Electromagnetic Conducted Emissions for Electric or Hybrid Vehicle Application", IEEE Transactions on Magnetics, vol. 49 (54), pp. 1841-1844, 2013.
- [10] M. Bendali, C. Larouci, T. Azib, C. Marchand, G. Coquery, « Design with Optimization of an Interleaved Buck Converter for Automotive Application; Effect of the EMC Constraint », in 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 2014.
- [11] European Union Official Journal from European Parliament and Council of 20th June 2007: law (CE) n°715/2007.
- [12] C. Gutfrind « Optimisation des actionneurs électromécaniques de la boucle d'air d'un moteur thermique », thèse de doctorat Supélec, 2012.
- [13] F. Robert, F. Vinci dos Santos, C. Gutfrind, L. Dufour, Ph. Dessante. « Multi-physics optimization of a smart actuator for an automotive application », in 17th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1–10, 2015.
- [14] International Electrotechnical Commission, « CISPR25: Radio Disturbance Characteristics for the Protection of Receivers Used on Board Vehicles. Boats and on Devices-Limits and Methods of Measurement », IEC, 2008.
- [15] F. Lafon « Développement de techniques et de méthodologies pour la prise en compte des contraintes CEM dans la conception d'équipements du domaine automobile. Étude de l'immunité, du composant à l'équipement », thèse de doctorat, INSA Rennes, 2011.
- [16] F. Robert, J. Taki, M. Bensetti, Ph. Dessante, "EMC modelling approach for multi-physic optimizations", XVII Int. symp. on electromagnetic fields in mechatronics, electrical and electronic engineering (ISEF 2015), 2015.
- [17] B. Revol « Modélisation et optimisation des performances CEM d'une association variateur de vitesse-machine asynchrone », thèse de doctorat Université Joseph-Fourier-Grenoble I., 2013.
- [18] K. V. Price, R. M. Storn, J. A. Lampinen, Differential evolution: a practical approach to global optimization. Berlin ; New York: Springer, 2005.