



HAL
open science

Commande en réseau de la dynamique latérale du véhicule

Chedia Latrach, Abdelhamid Rabhi, Mourad Kchaou, Ahmed El Hajjaji

► **To cite this version:**

Chedia Latrach, Abdelhamid Rabhi, Mourad Kchaou, Ahmed El Hajjaji. Commande en réseau de la dynamique latérale du véhicule. 5èmes Journées Doctorales / Journées Nationales MACS, 2013, Strasbourg, France. hal-01240123

HAL Id: hal-01240123

<https://hal.science/hal-01240123>

Submitted on 8 Dec 2015

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.

Commande en réseau de la dynamique latérale du véhicule

Chedia LATRACH¹, Abdelhamid RABHI¹, Mourad KCHAOU², Ahmed EL HAJJAJI¹

¹Université de Picardie Jules Verne
MIS,7 Rue du Moulin Neuf 80000 Amiens,France.
chedia.latrach@yahoo.fr

²Université de Sfax, Ecole Nationale d'Ingénieurs de Sfax, Tunisie.
mouradkchaou@gmail.fr

Résumé— Dans cette communication, nous présentons une méthode de synthèse d'un algorithme de contrôle-commande de la dynamique latérale de véhicule dans le cas où les fonctions de mesures et de contrôles sont distribuées sur des organes de calcul pouvant être partagés avec d'autres applications et connectés sur un réseau de communication numérique. Dans un premier temps, la dynamique du véhicule est décrite par un modèle flou Takagi-Sugeno (TS). Ensuite, en utilisant une fonctionnelle de Lyapunov-Krasovski floue, des conditions suffisantes de stabilité asymptotique du comportement du véhicule commandé en réseau, sont développées et formulées en termes d'Inégalités Matricielles Linéaires (LMIs). Enfin, pour illustrer l'approche proposée, des résultats de simulation sont présentés.

Mots-clés : Dynamique de véhicule, Commande en réseau (NCS), modèle TS, Inégalités Matricielles Linéaires (LMI), Systèmes flous à retard.

I. INTRODUCTION

Dans ce travail, la dynamique latérale de véhicule muni d'un système de contrôle qui opère à travers un réseau de communication est étudiée. Ce travail est motivé par le développement et l'intégration sans cesse croissante des systèmes d'assistance à la conduite dans le véhicule qui utilisent des réseaux de communication avec des ressources limitées. Bien que, l'utilisation de ces réseaux dans l'automobile présente des avantages en termes de flexibilité et de réduction des coûts d'installation et de maintenance, Il est bien connu qu'en raison de la limitation des ressources du réseau, les retards induits par le réseau et les pertes de paquets de données à travers le réseau pourraient dégrader les performances du NCS et conduire à l'instabilité du véhicule. Il est aussi montré que le retard de communication, qui a des caractéristiques variant dans le temps, est l'une des questions importantes à prendre en considération dans l'analyse et la synthèse des NCSs [8], [10], [11], [12], [13], [14] et [16].

Ce travail rentre dans ce cadre et vise à développer un système de commande en réseau qui prend en compte les problèmes du retard dans la transmission et la réception des données et les pertes de paquets d'information pour la dynamique latérale du véhicule. En utilisant une fonctionnelle de Lyapunov Krasovski floue, nous proposons des conditions de stabilisation par une commande en réseau de type PDC (Parallel Distributed Compensation), formulées en termes des LMIs, pour la dynamique latérale du véhicule incluant les problèmes liés au retard et aux pertes d'information dans le réseau de communication.

La structure de ce papier est comme suit, la deuxième

section donne la représentation floue de type T-S de la dynamique latérale du véhicule automobile, la section 3 décrit la stratégie de commande en réseau et présente les conditions de synthèse de la loi de commande qui fonctionne à travers un réseau de communication. La 4ème section est dédiée à la simulation et l'analyse. Finalement une conclusion est donnée dans la section 5.

Notations : $W + W^T$ est noté par $Sym(W)$.

Le symbole (*) représente les entrées symétriques dans une matrice.

II. DESCRIPTION DU MODÈLE DE VÉHICULE

La modélisation de véhicule a été largement étudiée dans la littérature ces dernières années [2], [4]. Ils existent plusieurs modèles pour présenter le comportement dynamique du véhicule, allant des plus simples aux plus compliqués. Nous utilisons dans ce travail, le modèle dérive/lacet qui est l'un des plus utilisés pour l'étude du comportement de la dynamique latérale des véhicules (voir figure 2) [9].

Les équations suivantes décrivent la dynamique présentée par ce modèle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\beta} \\ \dot{r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2F_f + 2F_r - r \\ \frac{mU}{2a_f F_f - 2a_r F_r} I_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

Où β représente l'angle de glissement latéral du véhicule au centre de gravité, r est la vitesse du lacet, F_f est la force de dérive des deux roues avant, F_r est la force latérale des deux roues arrières. U est la vitesse longitudinale du véhicule, I_z est le moment d'inertie du lacet, m est la masse du véhicule.

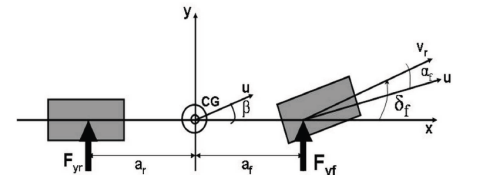


Fig. 1. Modèle du véhicule

Pour obtenir le modèle flou TS, nous avons modélisé les forces latérales avant et arrière [7] par les règles suivantes en utilisant l'algorithme proposé en [1] :

$$\text{Si } |\alpha_f| \text{ est } M_1 \text{ alors } \begin{cases} F_f = C_{f1}\alpha_f \\ F_r = C_{r1}\alpha_r \end{cases} \quad (2)$$

$$\text{Si } |\alpha_f| \text{ est } M_2 \text{ alors } \begin{cases} F_f = C_{f2}\alpha_f \\ F_r = C_{r2}\alpha_r \end{cases} \quad (3)$$

avec :

$$\begin{cases} F_f = h_1(|\alpha_f|)C_{f1}(\mu)\alpha_f + h_2(|\alpha_f|)C_{f2}(\mu)\alpha_f \\ F_r = h_1(|\alpha_r|)C_{r1}(\mu)\alpha_r + h_2(|\alpha_r|)C_{r2}(\mu)\alpha_r \end{cases} \quad (4)$$

Où $h_j(j = 1, 2)$ est la j^{th} fonction d'appartenance du sous-ensemble flou M_j .

Les paramètres des fonctions d'appartenance et les paramètres des conséquences des règles sont obtenus en utilisant une méthode d'identification basée sur l'algorithme proposé dans [1]. Pour un coefficient adhérence $\mu = 0.8$, les fonctions d'appartenance h_1 et h_2 sont données dans la figure 2. Les forces avant et arrière données par le modèle de Pacejka [7] comparées aux forces estimées avant et arrière décrites par les équations (4) sont montrées dans la figure 3.

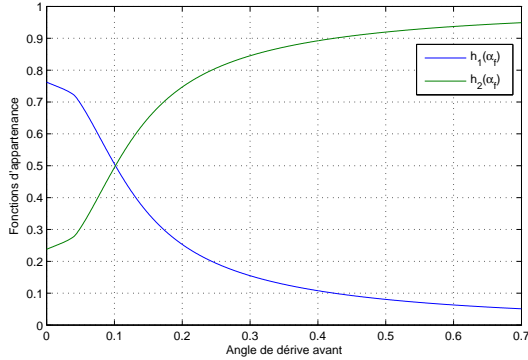


Fig. 2. Les fonctions d'appartenance

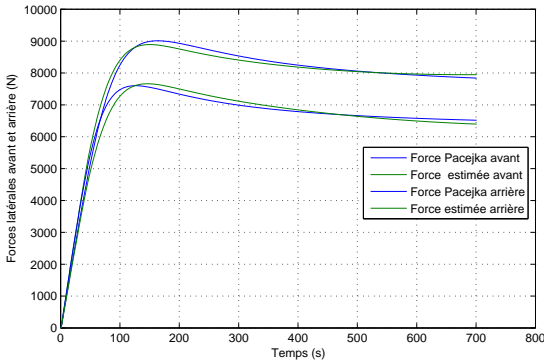


Fig. 3. Comparaison des forces estimées avec celles de Pacejka

Nous avons utilisé l'idée d'approximation des forces latérales non linéaires ci-dessus par les règles TS et nous avons considéré que $\alpha_f \cong \beta + \frac{a_f r}{U} - \delta_f$, $\alpha_r \cong \beta + \frac{a_r r}{U} - \delta_r$. Avec δ_f

représente l'angle de braquage des roues avant, δ_r représente l'angle de braquage des roues arrière et α_f représente l'angle de dérive avant.

Le modèle non linéaire (1) peut être représenté par le modèle flou TS suivant :

Si $|\alpha_f|$ est M_1 alors $\dot{x} = A_1 x + B_{f1}\delta_f + B_{r1}\delta_r$

Si $|\alpha_f|$ est M_2 alors $\dot{x} = A_2 x + B_{f2}\delta_f + B_{r2}\delta_r$ Où

$$A_i = \begin{bmatrix} -2\frac{C_{fi}+C_{ri}}{mU} & -2\frac{C_{fi}a_f-C_{ri}a_r}{mU^2} - 1 \\ -2\frac{C_{fi}a_f-C_{ri}a_r}{I_z} & -2\frac{C_{fi}a_f^2+C_{ri}a_r^2}{I_zU} \end{bmatrix}, \quad B_{fi} = \begin{bmatrix} -2C_{fi}mU \\ \frac{2a_f C_{fi}}{I_z} \end{bmatrix}, B_{ri} = \begin{bmatrix} -2C_{ri}mU \\ \frac{-2a_r C_{ri}}{I_z} \end{bmatrix}, \text{ et } x = \begin{bmatrix} \beta \\ r \end{bmatrix} \quad (5)$$

L'équation d'état de ce système flou TS est :

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^r h_i(|\alpha_f|)[A_i x(t) + B_{fi}\delta_f + B_{ri}\delta_r] \quad (6)$$

Les fonctions d'appartenance sont comme suit

$$h_1(|\alpha_f|) = \frac{1}{(1 + \text{abs}(\frac{|\alpha_f| - c_1}{a_1}))^{2b_1}} \quad (7)$$

$$h_2(|\alpha_f|) = \frac{1}{(1 + \text{abs}(\frac{|\alpha_f| - c_2}{a_2}))^{2b_2}} \quad (8)$$

Avec $a_1 = 0.5077$, $b_1 = 0.4748$, $c_1 = 3.1893$, $a_2 = 5.3907$, $b_2 = 0.4356$, $c_2 = 0.5633$.

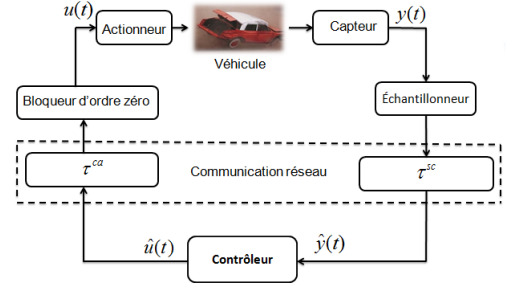


Fig. 4. Schéma du système commandé en réseau

Un modèle type NCS avec les retards induits par le réseau est montré dans la Fig. 1, où τ_{sc} est le retard entre le capteur-contrôleur et τ_{ca} est le retard contrôleur-actionneur. On suppose que le temps de calcul du contrôleur peut être absorbée soit τ_{sc} ou τ_{ca} .

Dans ce travail, nous considérons les hypothèses suivantes :

1. Les capteurs sont commandés par une horloge, le contrôleur et les actionneurs sont pilotés par des événements.
2. Les données sont transmises dans un seul paquet, soit à partir de la mesure ou de la commande et les variables d'état sont mesurables.
3. L'effet de la quantification du signal et le mauvais code de communication ne sont pas pris en compte.
4. La commande réelle δ_r est réalisée grâce à un bloqueur d'ordre zéro.

Il est à noter que la période d'échantillonnage d'un capteur est pré-déterminée pour la conception d'algorithme de contrôle, et donc le capteur peut être supposé être commandé par une horloge. Toutefois, un dispositif d'action ne

change pas sa sortie à partir du système sous le contrôle jusqu'à ce qu'un signal de commande mis à jour soit reçu, ce qui implique que l'actionneur est piloté par des événements.

III. SYNTHÈSE DE LA LOI DE COMMANDE EN RÉSEAU

Afin de stabiliser le système en boucle fermée, on considère le contrôleur PDC suivant :

Si α_f est M_1 alors $\delta_r = K_1 x(i_k h)$

Si α_f est M_2 alors $\delta_r = K_2 x(i_k h)$

le contrôleur flou déduit est proposé par

$$\delta_r = \sum_{i=1}^2 h_i(\alpha_f) K_i x(i_k h), t \in [i_k h + \tau_{i_k}, i_{k+1} h + \tau_{i_{k+1}}). \quad (9)$$

où h est la période d'échantillonnage, $i_k (k = 1, 2, 3, \dots)$ sont des entiers tels que $\{i_1, i_2, i_3, \dots\} \subset \{0, 1, 2, 3, \dots\}$, le retard induit par le réseau τ_{i_k} est le temps entre l'instant $i_k h$ lorsque le capteur échantillonne à partir du système à l'instant où l'actionneur envoie des actions de commande du système. Ici, nous avons supposé que le calcul de contrôle et autres retards sont inclus dans τ_{i_k} .

Pour simplification, on note $h_i = h_i(\alpha_f)$ et

$$\begin{aligned} A(t) &= \sum_{i=1}^r h_i A_i, \quad B_r(t) = \sum_{i=1}^r h_i B_{ri}, \quad B_f(t) = \sum_{i=1}^r h_i B_{fi}, \\ K(t) &= \sum_{i=1}^r h_i K_i, \quad H(t) = \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i h_j H_{ij}, \quad H_{ij} = B_{ri} K_j. \end{aligned} \quad (10)$$

A partir des hypothèses ci-dessus, en utilisant une technique de modélisation similaire employée dans [3], [15] nous modélisons le système de contrôle en boucle fermée pour (6) comme

$$\dot{x}(t) = A(t)x(t) + H(t)x(i_k h) + B_f(t)\delta_f, \quad (11)$$

$$t \in [i_k h + \tau_{i_k}, i_{k+1} h + \tau_{i_{k+1}})$$

Comme dans [8], on définit $\eta(t) = t - i_k h$, $t \in [i_k h + \tau_{i_k}, i_{k+1} h + \tau_{i_{k+1}})$, $k = 1, 2, 3, \dots$, dans chaque intervalle $[i_k h + \tau_{i_k}, i_{k+1} h + \tau_{i_{k+1}})$, on a

$$\tau_{i_k} \leq \eta(t) \leq (i_{k+1} - i_k)h + \tau_{i_{k+1}} \quad (12)$$

A partir de (12), on a

$$\eta_1 \leq \eta(t) \leq \eta_2 \quad (13)$$

Où $\eta_2 = \sup_k [(i_{k+1} - i_k)h + \tau_{i_{k+1}}]$. Si $x(t - (t - i_k h))$, l'équation (11) devient :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A(t)x(t) + H(t)x(t - \eta(t)) + B_f(t)\delta_f, \\ t \in [i_k h + \tau_{i_k}, i_{k+1} h + \tau_{i_{k+1}}) \\ x(t) = \phi(t), t \in [t_0 - \eta_2, t_0] \end{cases} \quad (14)$$

Où $\phi(t)$ peut être considérée comme la condition initiale du système de contrôle en boucle fermée. Puis, sur la base

de (13), il est à noter que le NCS (14) est équivalent à un système avec un retard à temps variant.

Afin d'obtenir les principaux résultats de cette étude, le lemme suivant est nécessaire :

Lemme 1 : [6] Pour les scalaires $M > 0$, $N > 0$, $h(t)$ est une fonction continue qui satisfait $h_m < h(t) < h_M$, alors

$$\begin{aligned} & -\frac{h_M - h_m}{h(t) - h_m} M - \frac{h_M - h_m}{h_M - h(t)} N \\ & \leq \max(-(M + 3N), -(3M + N)) \end{aligned} \quad (15)$$

Dans cette section, nous allons présenter notre résultat principal basé sur l'analyse de la stabilité du système en boucle fermée contrôlé en réseau (14) en utilisant une fonctionnelle de Lyapunov-Krasovski floue.

Théorème 1 : Soient les scalaires $\eta_1 > 0$, $\eta_2 > 0$, μ_1, μ_2 , et μ_3 , Le système en boucle fermée (14) est asymptotiquement stable, s'ils existent des matrices symétriques \bar{P} , \bar{Q}_1 , \bar{Q}_2 , \bar{Q}_3 , \bar{Z}_1 , \bar{Z}_2 et, une matrice \bar{G} inversible, et Y_i avec des dimensions appropriées, vérifiant les conditions suivantes :

$$\bar{\Phi}_{ii} + \bar{\Phi}_1(\bar{Z}_2) < 0 \quad (16)$$

$$\bar{\Phi}_{ii} + \bar{\Phi}_2(\bar{Z}_2) < 0 \quad (17)$$

$$\bar{\Phi}_{ij} + \bar{\Phi}_{ji} + 2\bar{\Phi}_1(\bar{Z}_2) < 0 \quad (18)$$

$$\bar{\Phi}_{ij} + \bar{\Phi}_{ji} + 2\bar{\Phi}_2(\bar{Z}_2) < 0 \quad (19)$$

où

$$\bar{\Phi}_{ij} = \begin{bmatrix} \bar{\Phi}_{11i} & \bar{\Phi}_{12ij} & \bar{Z}_1 & 0 & \bar{\Phi}_{15i} \\ * & \bar{\Phi}_{22ij} & 0 & 0 & \bar{\Phi}_{25ij} \\ * & * & -\bar{Q}_2 - \bar{Z}_1 & 0 & 0 \\ * & * & * & \bar{Q}_3 & 0 \\ * & * & * & * & \bar{\Phi}_{55} \end{bmatrix} \quad (20)$$

$$\bar{\Phi}_1(\bar{Z}_2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & -4\bar{Z}_2 & 3\bar{Z}_2 & \bar{Z}_2 & 0 \\ * & * & -3\bar{Z}_2 & 0 & 0 \\ * & * & * & -\bar{Z}_2 & 0 \\ * & * & * & * & 0 \end{bmatrix} \quad (21)$$

$$\bar{\Phi}_2(\bar{Z}_2) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ * & -4\bar{Z}_2 & \bar{Z}_2 & 3\bar{Z}_2 & 0 \\ * & * & -\bar{Z}_2 & 0 & 0 \\ * & * & * & -3\bar{Z}_2 & 0 \\ * & * & * & * & 0 \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$\bar{\Phi}_{11i} = \bar{Q}_1 + \bar{Q}_2 + \bar{Q}_3 - \mu_1 \text{sym}(A_i \bar{G}) - \bar{Z}_1,$$

$$\bar{\Phi}_{12ij} = -\mu_2 \bar{G}^T A_i^T - \mu_1 B_i Y_j,$$

$$\bar{\Phi}_{22ij} = -\mu_2 \text{sym}(B_i Y_j) - (1 - h_d) \bar{Q}_1,$$

$$\bar{\Phi}_{15i} = \bar{P} + \mu_1 \bar{G} - \mu_3 \bar{G}^T A_i^T,$$

$$\bar{\Phi}_{25ij} = \mu_2 \bar{G} - \mu_3 Y_j^T B_i^T,$$

$$\bar{\Phi}_{55} = \eta_1^2 \bar{Z}_1 + d_r^2 \bar{Z}_2 + \mu_3 \text{sym}(\bar{G}),$$

$$d_r = \eta_2 - \eta_1$$

Avec $Y_j = K_j \bar{G}$

Preuve 1 :

$$\begin{aligned}
V(x_t) &= x^T(t)Px(t) + \int_{t-\eta(t)}^t x^T(s)Q_1x(s) ds \\
&+ \int_{t-\eta_1}^t x^T(s)Q_2x(s) ds + \int_{t-\eta_2}^t x^T(s)Q_3x(s) ds \\
&+ \eta_1 \int_{-\eta_1}^0 \left(\int_{t+s}^t \dot{x}^T(v)Z_1\dot{x}(v) dv \right) ds \\
&+ d_r \int_{-\eta_2}^{-\eta_1} \left(\int_{t+s}^t \dot{x}^T(v)Z_2\dot{x}(v) dv \right) ds
\end{aligned} \tag{23}$$

$$\begin{aligned}
\dot{V}(x_t) &\leq 2\dot{x}^T(t)Px(t) + x^T(t)(Q_1 + Q_2 + Q_3)x(t) \\
&- (1 - h_d)x^T(t - \eta(t))Q_1x(t - \eta(t)) \\
&- x^T(t - \eta_1)Q_2x(t - \eta_1) - x^T(t - \eta_2)Q_3x(t - \eta_2) \\
&+ \dot{x}^T(t)(\eta_1^2 Z_1 + d_r^2 Z_2)\dot{x}(t) \\
&- \eta_1 \int_{t-\eta_1}^t \dot{x}^T(v)Z_1\dot{x}(v) dv \\
&- d_r \int_{t-\eta_2}^{t-\eta_1} \dot{x}^T(v)Z_2\dot{x}(v) dv
\end{aligned} \tag{24}$$

On note $\psi_1 = x(t) - x(t - \eta_1)$, $\psi_2 = x(t - \eta_1) - x(t - \eta(t))$ et $\psi_3 = x(t - \eta(t)) - x(t - \eta_2)$, A partir de l'inégalité de Jensen, on obtient

$$-\eta_1 \int_{t-\eta_1}^t \dot{x}^T(v)Z_1\dot{x}(v) dv \leq -\psi_1^T Z_1 \psi_1 \tag{25}$$

et

$$\begin{aligned}
&- d_r \int_{t-\eta_2}^{t-\eta_1} \dot{x}^T(v)Z_2\dot{x}(v) dv \\
&= -d_r \int_{t-\eta_2}^{t-\eta(t)} \dot{x}^T(v)Z_2\dot{x}(v) dv \\
&- d_r \int_{t-\eta(t)}^{t-\eta_1} \dot{x}^T(v)Z_2\dot{x}(v) dv \\
&\leq -\frac{d_r}{(\eta(t) - \eta_1)} \psi_2^T Z_2 \psi_2 - \frac{d_r}{(\eta_2 - \eta(t))} \psi_3^T Z_2 \psi_3
\end{aligned} \tag{26}$$

En utilisant le Lemme 1, on a

$$\begin{aligned}
&- d_r \int_{t-\eta_2}^{t-\eta_1} \dot{x}^T(v)Z_2\dot{x}(v) dv \\
&\leq \max\{-\psi_2^T Z_2 \psi_2 - 3\psi_3^T Z_2 \psi_3, -3\psi_2^T Z_2 \psi_2 - \psi_3^T Z_2 \psi_3\}
\end{aligned} \tag{27}$$

A partir de (14) et pour toutes les matrices G de dimensions appropriées, nous avons l'équation nulle suivante :

$$\begin{aligned}
&2[x^T(t)G_1^T + x^T(t - \eta(t))G_2^T + \dot{x}^T(t)G_3^T] \\
&\times [-\dot{x}(t) + A(t)x(t) + H(t)x(t - \eta(t))] = 0
\end{aligned} \tag{28}$$

$$\text{Où } \Psi^T(t) = \begin{bmatrix} x^T(t) & x^T(t - \eta(t)) & x^T(t - \eta_1) & x^T(t - \eta_2) & \dot{x}^T(t) \end{bmatrix}.$$

Soient $G_1 = \mu_1 G$, $G_2 = \mu_2 G$, et $G_3 = \mu_3 G$, avec μ_1, μ_2, μ_3 des scalaires positifs, la dérivée de (23) du système en boucle fermée (14) peut être écrite comme suit : $\dot{V}(x_t) \leq \max(\Psi^T(t) \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i h_j (\Phi_{ij} + \Phi_{ji} + 2\Phi_1(Z_2))\Psi(t), \Psi^T(t) \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i h_j (\Phi_{ij} + \Phi_{ji} + 2\Phi_2(Z_2))\Psi(t))$ avec

$$\Phi_{ij} = \begin{bmatrix} \Phi_{11i} & \Phi_{12ij} & Z_1 & 0 & \Phi_{15i} \\ * & \Phi_{22ij} & 0 & 0 & \Phi_{25ij} \\ * & * & -Q_2 - Z_1 & 0 & 0 \\ * & * & * & Q_3 & 0 \\ * & * & * & * & \Phi_{55} \end{bmatrix} \tag{29}$$

$$\begin{aligned}
\Phi_{11i} &= Q_1 + Q_2 + Q_3 - \text{sym}(G_1^T A_i) - Z_1, \\
\Phi_{12ij} &= -A_i^T G_2 - G_1^T B_i K_i, \\
\Phi_{22ij} &= -\text{sym}(G_2^T B_i K_i) - (1 - h_d)Q_1, \\
\Phi_{15i} &= P + G_1^T - A_i^T G_3, \\
\Phi_{25ij} &= G_2^T - K_i^T B_i^T G_3, \\
\Phi_{55} &= \eta_1^2 Z_1 + d_r^2 Z_2 + \text{sym}(G_3)
\end{aligned}$$

Sous les conditions du Théorème 1, une solution est faisable si et seulement si la condition $\Phi_{55} < 0$ est satisfaite. Ce qui implique que \bar{G} est inversible. Soient $\bar{G} = \bar{G}^{-1}$, $\bar{P} = \bar{G}^T P \bar{G}$, $\bar{Q}_1 = \bar{G}^T Q_1 \bar{G}$, $\bar{Q}_2 = \bar{G}^T Q_2 \bar{G}$, $\bar{Q}_3 = \bar{G}^T Q_3 \bar{G}$, $\bar{Z}_1 = \bar{G}^T Z_1 \bar{G}$, et $\bar{Z}_2 = \bar{G}^T Z_2 \bar{G}$.

En appliquant la transformation de congruence à (16)-(19) par $\text{diag}\{G, G, G, G, G\}$, on obtient $\max(\Psi^T(t) \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i h_j (\Phi_{ij} + \Phi_{ji} + 2\Phi_1(Z_2))\Psi(t), \Psi^T(t) \sum_{i=1}^r \sum_{j=1}^r h_i h_j (\Phi_{ij} + \Phi_{ji} + 2\Phi_2(Z_2))\Psi(t)) \leq 0$, ce qui implique que $\dot{V}(x_t) \leq 0$ quand $h_i \geq 0$, donc le système (14) est asymptotiquement stable.

Remarque 1 : Les conditions suffisantes de stabilisation sont données en considérant $\delta_f = 0$.

IV. RÉSULTATS DE SIMULATION

Pour montrer l'efficacité de notre algorithme, nous avons testé la loi de commande en réseau développée en simulation en considérant des retards variables sur la mesure et également sur la commande avec $\eta_1 = 6ms$, $\eta_2 = 20ms$ et une perte de paquets aléatoires. Nous avons considéré un véhicule avec les coefficients de rigidité ci-dessous : [5] :

Coefficients de rigidité nominales	Cf1	Cf2	Cr1	Cr2
Valeurs	60712	4812	60088	3455

En considérant $\mu_1 = 1$, $\mu_2 = 0.1$, $\mu_3 = 0.1$, , à partir du Théorème 1, on trouve une solution faisable avec les gains du contrôleur suivants :

$$K_1 = [0.0499 \quad -0.0155], \quad K_2 = [-0.0644 \quad 0.0563] \tag{30}$$

La période d'échantillonnage est choisie telle que $h = 5ms$, la condition initiale est $x(t) = [0.1, 0.1]^T$, et le nombre maximum de pertes de paquets d'informations est $\sigma = 2$.

L'angle de braquage appliqué est indiqué sur la figure 5. Dans un premier temps, nous avons considéré le cas sans réseau de communication, nous avons remarqué que le véhicule est stabilisable. Cependant, lorsque nous ajoutons le retard et la perte de paquets dans le réseau, le comportement devient instable, comme indiqué sur la figure 6 et figure 7.

Pour surmonter ce problème, nous avons testé la méthode proposée en considérant le retard et la perte de paquets dans la synthèse du contrôleur avec (30), la figure 6 et 7 montrent l'évolution des variables d'état. La figure 8 montre le signal de commande dans ce cas. On remarque que notre approche permet de maintenir la stabilité du véhicule malgré la présence du retard ou des pertes de paquet dans le réseau.

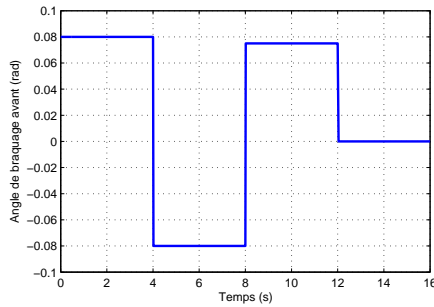


Fig. 5. Angle de braquage avant δ_f

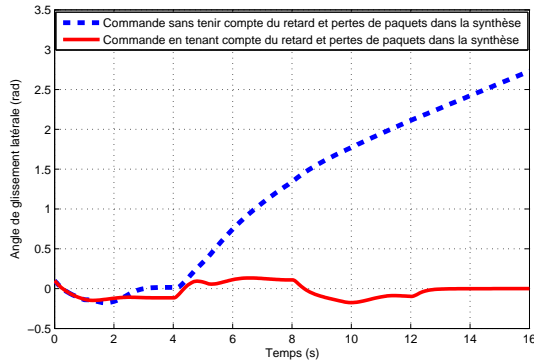


Fig. 6. Comparaison des angles de glissement latéral β .

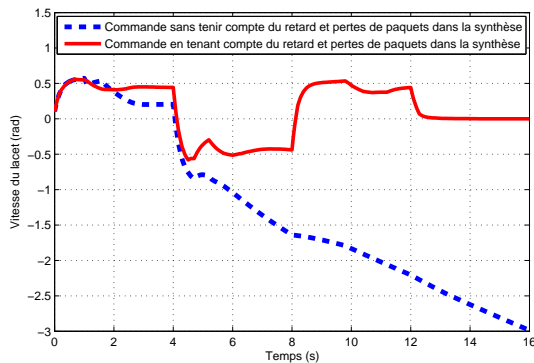


Fig. 7. Comparaison des vitesses du lacet r .

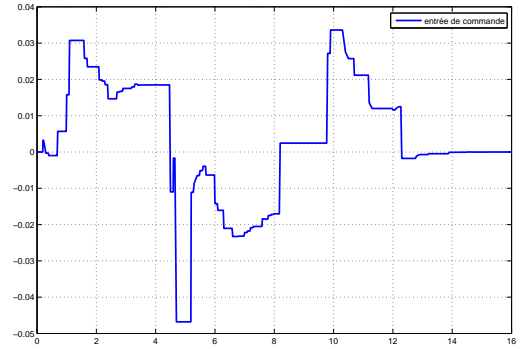


Fig. 8. Trajectoire du signal de commande δ_r .

V. CONCLUSION

Dans cette communication, nous avons présenté une méthode de synthèse du contrôleur flou de type PDC pour la dynamique latérale d'un véhicule automobile contrôlé en réseau en considérant le retard et les pertes de paquets dans le réseau. Nous avons montré que le retard optimal admissible dans le réseau et les gains du contrôleur peuvent être déterminés en résolvant un ensemble de contraintes LMIs. Des résultats de simulation sont présentés pour valider l'approche proposée.

RÉFÉRENCES

- [1] M. Oudghiri-Bentaie A. El Hajjaji, M. Chadli and O. Pages. Observer-based robust fuzzy control for vehicle lateral dynamics. *Proceedings of the American Control Conference IEEE-ACC Minneapolis, Minnesota, USA*, pages 4664–4669, 2006.
- [2] A. Rabhi. Estimation de la dynamique du véhicule en interaction avec son environnement. *Thèse de l'Université de Versailles - Saint Quentin en Yvelines, France*, 2005.
- [3] Yue D, Han QL, and Peng CC. State feedback controller design of networked control system. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II*, 51 :640–644, 2004.
- [4] U. Kiencke et N. Nielsen. Automotive control systems for engine, driveline, and vehicle. *2d edition. Springer*, 205.
- [5] A. El Hajjaji, M. Chadli, M. Oudghiri, and O. Pagès. Observer-based robust fuzzy control for vehicle lateral dynamics. *American Control Conference (ACC 2006)*, pages 4664–4669, June 14–16, 2006.
- [6] JJ Yu J Tan H Jiang H Liu. Dynamic output feedback control for markovian jump systems with time-varying delays. *IET Control Theory Appl*, 6 :803–812, 2012.
- [7] A. El Hajjaji M. Chadli. Observer-based robust fuzzy control of nonlinear systems with parametric uncertainties. *Fuzzy Sets and Systems Journal*, 157(9) :1276–1281, 2006.
- [8] Chen Peng, Yu-Chu Tian, Moses, and O Tadé. State feedback controller design of networked control systems with interval time-varying delay and nonlinearity. *International Journal Of Robust And Nonlinear Control*, 18 :1285–1301, 2008.
- [9] S. Glaser S. Mammam and M. Netto. Vehicle lateral dynamics estimation using unknown input proportional-integral observers. *In American Control Conference. Minesota*, 2006.
- [10] Y. Shi, H. Fang, and M. Yan. Kalman filter-based adaptive control for networked systems with unknown parameters and randomly missing outputs. *International Journal Of Robust And Nonlinear Control*, 19 :1976–1992, 2008.
- [11] Jing Wu, Liqian Zhang, and Tongwen Chen. Model predictive control for networked control systems. *International Journal Of Robust And Nonlinear Control*, 19 :1016–1035, 2009.
- [12] Ligang Wu, James Lam, Xiuming Yao, and Junlin Xiong. Robust guaranteed cost control of discrete-time networked control systems. *Optimal control applications and methods*, 32 :95–112, 2010.
- [13] Hongjiu Yang, Yuanqing Xia, and Peng Shi. Stabilization of networked control systems with nonuniform random sampling periods. *International Journal Of Robust And Nonlinear Control*, 21 :501–526, 2010.

- [14] Bo Yu, Yang Shi, and Yang Lin. Discrete-time h_2 output tracking control of wireless networked control systems with markov communication models. *Wireless communications and mobile computing*, 11 :1107–1116, 2009.
- [15] yue D, Han QL, and Lam J. Network-based robust H_∞ control of systems with uncertainty. *Automatica*, 41 :999–1007, 2005.
- [16] Hui Zhang, Yang Shi, and Aryan Saadat Mehr. Robust weighted H_∞ filtering for networked systems with intermittent measurements of multiple sensors. *International Journal Of adaptative control and signal processing*, 25 :313–330, 2011.