



**HAL**  
open science

## Modélisation d'un Canal de Communication sur un Réseau de Puissance MLI

Nabil Zaraneh, Anne-Sophie Descamps, Christophe Batard, Nicolas Ginot

► **To cite this version:**

Nabil Zaraneh, Anne-Sophie Descamps, Christophe Batard, Nicolas Ginot. Modélisation d'un Canal de Communication sur un Réseau de Puissance MLI. Symposium de Genie Electrique, Jun 2016, Grenoble, France. hal-01361710

**HAL Id: hal-01361710**

**<https://hal.science/hal-01361710>**

Submitted on 7 Sep 2016

**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.

# Modélisation d'un Canal de Communication sur un Réseau de Puissance MLI

Nabil ZARANEH, Anne-Sophie DESCAMPS, Christophe BATARD, Nicolas GINOT

Université Bretagne Loire - Université de Nantes, IETR, Nantes, France

**RESUME** - Cet article traite du transfert de données par Courant Porteur en Ligne (CPL) sur un réseau d'énergie modulé en largeur d'impulsions (MLI). Les applications visées concernent la commande des machines électriques et le monitoring. Afin de pouvoir implémenter une solution de communication performante, il est nécessaire de disposer d'un modèle du canal de communication pour déterminer certains paramètres comme la bande passante ou les formats de modulation. L'originalité de nos travaux concerne la méthodologie utilisée pour la détermination du modèle du canal. Les premiers résultats de simulation et de validation expérimentale sont présentés dans cet article.

*Mots-clés*— *Communication numérique, Canal de Communication, Courant Porteur en Ligne, Ligne de Transmission.*

## 1. INTRODUCTION

Dans une application typique de variation de vitesse des machines électriques, les informations telles que la vitesse ou la position du rotor sont nécessaires à la régulation du système. Pour éviter des dysfonctionnements, des données telles que la température ou le courant peuvent également être transmises à une électronique centrale qui les gèrera. Habituellement, ces données sont envoyées par l'intermédiaire d'une ou plusieurs lignes supplémentaire dédiées. L'utilisation d'une technologie à courant porteur en ligne (CPL) dans les variateurs de vitesse est très prometteuse car elle peut conduire à une simplification de l'installation et de l'entretien, une augmentation de la fiabilité de la transmission de données et également une réduction du coût du système. La communication CPL pourrait aussi jouer le rôle d'une liaison assurant la redondance.

Depuis de nombreuses années, la technologie CPL a été utilisée pour transmettre sur le réseau électrique domestique des données multimédia à grande vitesse. Les modems permettant la communication entre les différents appareils utilisent des méthodes très spécifiques de codage de l'information [1]-[3]. Aujourd'hui, la technologie CPL est étendue aux domaines de l'automobile [4], [5], de l'aéronautique [6], [7] et des réseaux électriques intelligents [8], [9]. Comme mentionné précédemment, la technologie CPL est actuellement déployée sur les réseaux d'énergie continus ou sinusoïdaux. Les systèmes de variation de vitesse des machines électriques mettent en œuvre des réseaux à modulation de largeur d'impulsions (MLI). Ces signaux sont caractérisés par des pulses de tension de plusieurs centaines de volts et présentant des forts  $dv/dt$  de plusieurs kV par microsecondes.

L'un des principaux obstacles technologiques pour l'utilisation de cette technologie est la présence de bruits impulsifs dont la cause est la forme d'onde des signaux MLI. Dans le passé, plusieurs études ont été menées sur cet aspect. A titre d'exemple, la technologie CPL est utilisée pour le monitoring d'un moteur asynchrone en transmettant par CPL la température des enroulements de la machine [10]. La modulation numérique mise en œuvre est de type frequency-shift keying (FSK) et le débit est limité à environ 10 kbits/s. Les câbles d'alimentation sont également utilisés en tant que canal de transmission pour transmettre des données fournies par un codeur [11]. Cette approche utilise aussi une modulation FSK permettant d'atteindre des débits de 40 kb/s. Plus récemment, des modulations numériques ont été utilisées dans des applications similaires [12]-[14]. Pour améliorer la communication, il est nécessaire d'avoir un modèle de canal de transmission pour déterminer certains paramètres tels que les formats de modulation et la bande fréquentielle. Dans ce contexte, le canal se compose de l'ensemble câble, moteur, onduleur et coupleurs. Un canal se représente habituellement par une fonction de transfert et un profil de bruit. L'objectif de cet article est de présenter un modèle de la fonction de transfert et les premiers résultats pour une transmission de données après détermination du profil de bruit.

La première partie de cet article est consacrée à la présentation d'un modèle fréquentiel des différents éléments de la chaîne: moteur, câble et onduleur. La deuxième partie traite de la modélisation fréquentielle de la fonction de transfert. La troisième partie propose une caractérisation du bruit MLI. La dernière partie présente des résultats de transmission de données à partir de ce modèle et du bruit relevé.

## 2. MODELISATION DU SYSTEME

### 2.1. Description du système étudié

La Fig. 1(a) illustre le synoptique d'une transmission de données par CPL dans une application de type variation de vitesse. Le canal de communication est constitué d'un onduleur triphasé, d'un câble électrique tri-filaire, d'un moteur asynchrone et deux coupleurs Tx et Rx. Les coupleurs sont identiques. Ils sont constitués d'un transformateur haute fréquence qui fournit une isolation galvanique entre les signaux de puissance et les données et d'un filtre passe-bande dont les caractéristiques (bande passante et ordre) doivent être déterminées.

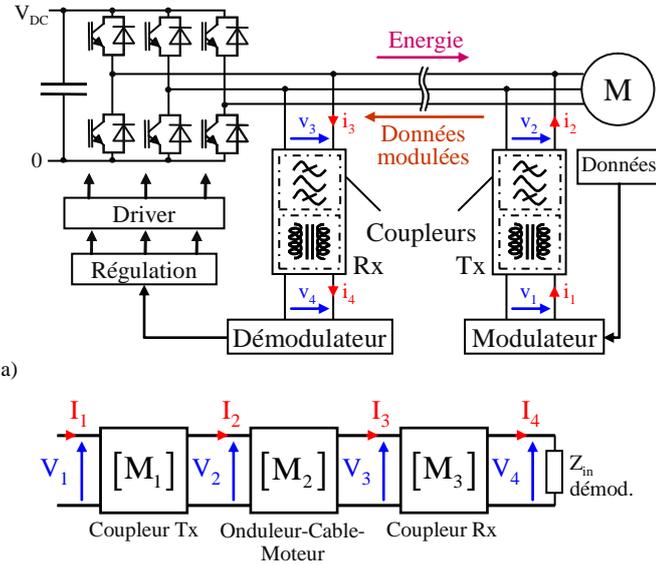


Fig.1 Association Convertisseur-Machine. a) Synoptique de l'ensemble, b) Modélisation du système par des matrices chaînes

La modélisation du système pour la détermination de la fonction de transfert est illustrée à la Fig. 1(b). Il est composé de 3 matrices chaînes: une pour chaque coupleur et une pour l'ensemble onduleur-moteur-câble. Dans cette approche, la principale difficulté est la détermination de la matrice de la chaîne  $M_2$  caractérisant l'ensemble onduleur-câble-moteur.

Le schéma électrique équivalent à l'ensemble onduleur-câble-moteur est illustré à la Fig.2.

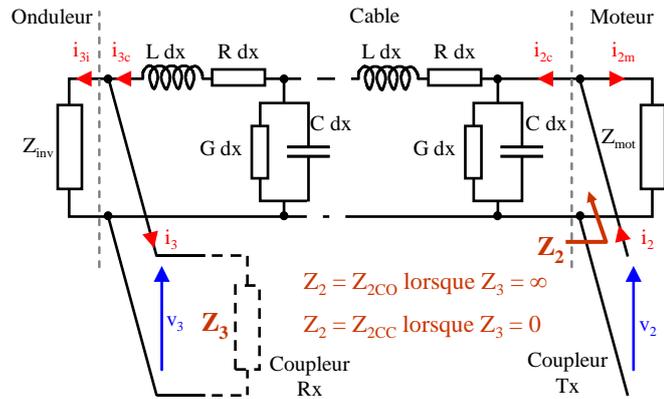


Fig.2 Circuit électrique correspondant à la matrice chaîne  $M_2$

La matrice chaîne  $M_2$  permet de relier les grandeurs électriques  $i_2$  et  $v_2$  à  $i_3$  et  $v_3$ , comme indiquée dans (1).

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix}}_{M_2} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (1)$$

Les coefficients  $A_2$   $B_2$   $C_2$  et  $D_2$  de la matrice  $M_2$  dépendent des caractéristiques du câble, du moteur et de l'onduleur. La première étape consiste à modéliser ces 3 éléments.

## 2.2. Paramètres du câble

Le transfert de données par la technologie CPL est effectué entre deux fils du câble reliant le moteur et l'onduleur. Pour des raisons de simplicité, le câble est représenté par une ligne de transmission. Il peut être modélisé sous la forme cellules élémentaires en cascade de ( $\Delta x \rightarrow 0$ ) comme illustré à la Fig. 2, dans laquelle  $R$  correspond à la résistance par unité de longueur pour les deux conducteurs ( $\Omega.m^{-1}$ ),  $L$  est l'inductance par unité

de longueur ( $H.m^{-1}$ ),  $G$  est la conductance par unité de longueur ( $S.m^{-1}$ ) and  $C$  est la capacité par unité de longueur ( $F.m^{-1}$ ). A partir de ces paramètres électriques, une ligne de transmission peut être caractérisée par deux paramètres importants,  $Z_C$  et  $\gamma$ .

$$Z_C = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad (2)$$

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} = \alpha + j\beta \quad (3)$$

où  $\alpha$  est la constante d'atténuation,  $\beta$  est la constante de phase,  $f$  est la fréquence du signal and  $\omega = 2.\pi.f$  est la pulsation angulaire.

Pour estimer  $Z_C$  et  $\gamma$ , les paramètres  $S$  ont été mesurés entre deux fils d'un câble de longueur 10 mètres. Le câble utilisé est de type Flextrème H07 RN, 3G2.5mm<sup>2</sup>. Ces mesures ont été effectuées en utilisant l'analyseur de réseau Agilent E5071B. Le processus pour obtenir un modèle mathématique des paramètres  $Z_C$  et  $\gamma$  à partir de la mesure des paramètres  $S$  est illustré à la Fig. 3.

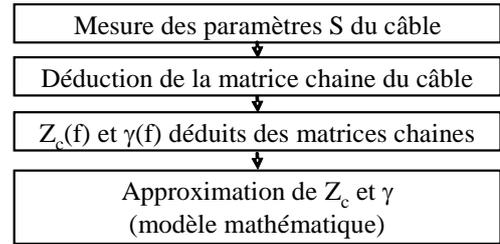


Fig.3 Procédure pour l'extraction d'un modèle de  $Z_C$  et  $\gamma$  à partir de la mesure des paramètres  $S$

La matrice chaîne du câble (4) peut être calculée à partir des paramètres  $S$  mesurés (équations (5) à (7)) :

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_{2c} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} A_{\text{cable}} & B_{\text{cable}} \\ C_{\text{cable}} & D_{\text{cable}} \end{bmatrix}}_{M_{\text{cable}}} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_{3c} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$A_{\text{cable}} = D_{\text{cable}} = \frac{1 - S_{11}^2 + S_{21}^2}{2 S_{21}} \quad (5)$$

$$B_{\text{cable}} = \frac{(1 + S_{11})^2 + S_{21}^2}{2 S_{21}} R_0 \quad (6)$$

$$C_{\text{cable}} = \frac{(1 + S_{11})^2 - S_{21}^2}{2 S_{21}} \frac{1}{R_0} \quad (7)$$

où  $R_0$  est égal à 50  $\Omega$ . Les paramètres  $Z_C$  et  $\gamma$  sont déduits des équations (8) à (11):

$$\begin{bmatrix} A_{\text{cable}} & B_{\text{cable}} \\ C_{\text{cable}} & D_{\text{cable}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh(\gamma\ell) & Z_C \sinh(\gamma\ell) \\ \sinh(\gamma\ell) / Z_C & \cosh(\gamma\ell) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$e^{\gamma\ell} = A_{\text{cable}} \pm \sqrt{C_{\text{cable}} \cdot D_{\text{cable}}} \quad (9)$$

$$\gamma = \left( \ln(|e^{\gamma\ell}|) + j \arg(e^{\gamma\ell}) \right) / \ell \quad (10)$$

$$Z_C = \frac{1}{C_{\text{cable}}} \cdot \sinh(\gamma\ell) \quad (11)$$

Les paramètres  $Z_C$  et  $\gamma$  directement extraits des paramètres  $S$  à partir des équations (9) à (11) sont illustrés par les courbes en rouge de la Fig.4. Afin d'intégrer ces paramètres dans un modèle, ils doivent être linéarisés. Pour cela, il est nécessaire de déterminer les expressions de  $Z_C$  et  $\gamma$  variant avec la fréquence.

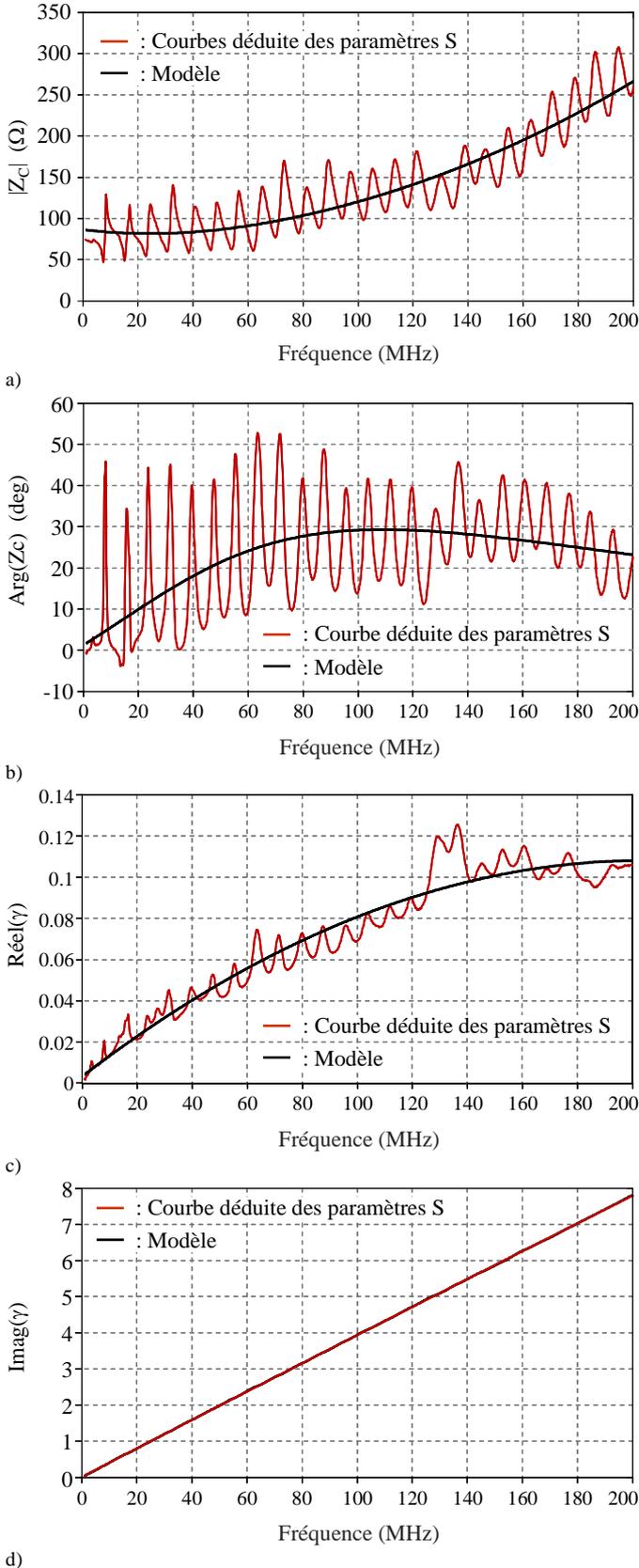


Fig.4 Extraction des paramètres  $Z_C$  et  $\gamma$ . a)  $|Z_C|$ , b)  $\text{arg}(Z_C)$ , c)  $\alpha = \text{Reel}(\gamma)$ , d)  $\beta = \text{Imag}(\gamma)$ .

Une approximation asymptotique de ces paramètres est utilisée dans notre modèle. Cette approximation est illustrée par les courbes en noir à la Fig.4. Les expressions de  $Z_C$  et  $\gamma$  ainsi obtenues sont indiquées aux équations (12) à (15).

$$|Z_C| = 5,5 \cdot 10^{-15} f^2 - 1,8 \cdot 10^{-7} f + 85,06 \quad (12)$$

$$\text{arg}(Z_C) = -1,65 \cdot 10^{-15} f^2 + 4,23 \cdot 10^{-7} f + 2,68 \quad (13)$$

$$\alpha = \text{Reel}(\gamma) = -2,5 \cdot 10^{-8} f^2 + 10^{-9} f + 0,0033 \quad (14)$$

$$\beta = \text{Imag}(\gamma) = 3,89 \cdot 10^{-8} f + 0,03 \quad (15)$$

Dans le cas idéal d'une ligne de transmission sans pertes,  $Z_C$  est un réel pur ( $Z_C = \sqrt{L/C}$ ) et  $\gamma$  est un imaginaire pur ( $\gamma = j\omega \sqrt{LC} = j\beta$ ). Les relevés de la Fig.4 montrent que notre câble a un comportement proche d'une ligne de transmission sans pertes ( $\alpha \ll \beta$  et  $\text{arg}(Z_C) < 30^\circ$ ). De plus, l'effet de peau est visible : augmentation du module de  $Z_C$  avec la fréquence.

A titre indicatif, la Fig.5 illustre la fonction de transfert du câble chargé par une résistance de 50 Ω. On peut noter que la fonction de transfert obtenue à partir des modèles approximatifs de  $Z_C$  et  $\gamma$  est en bon accord avec celle obtenue à partir des paramètres  $S$ . Cela permet de valider la modélisation des paramètres  $Z_C$  et  $\gamma$  du câble.

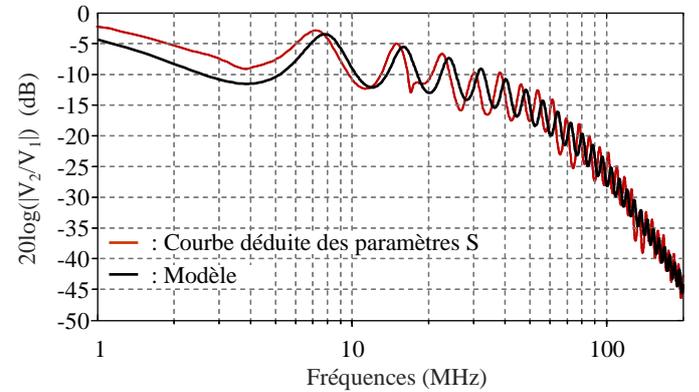


Fig.5 Fonction de transfert du câble chargé par une résistance de 50 Ω

### 2.3. Impédances du moteur et de l'onduleur

Une mesure de l'impédance du moteur ( $Z_{\text{mot}}$ ) a été réalisée avec l'analyseur de réseau. Le moteur mis en œuvre est une machine asynchrone 1 kW, 220/380 V, 3.4/2 A.

Le modèle du moteur est un circuit constitué de deux branches parallèles, chaque branche étant constituée d'un circuit série RLC comme indiqué à la Fig. 5(a). Le modèle est issu de celui décrit dans [15], [16]. Les différents paramètres ont été déterminés par une optimisation paramétrique. Une comparaison entre la mesure et le modèle est fournie à la Fig. 5(c).

L'onduleur est constitué d'IGBT skiip232GD120 (1200 V – 200 A). Quelque soit l'état passant ou bloqué des transistors, la mesure de l'impédance entre deux phases de l'onduleur ( $Z_{\text{inv}}$ ) présente une forme d'onde similaire à celle de l'impédance du moteur. Aussi, le schéma électrique modélisant l'impédance de l'onduleur est le même que celui modélisant l'impédance du moteur Fig. 5(a). La Fig. 5(d) compare le modèle et la mesure.

Comme précédemment, le modèle est en bon accord avec la mesure sur toute la plage fréquentielle.

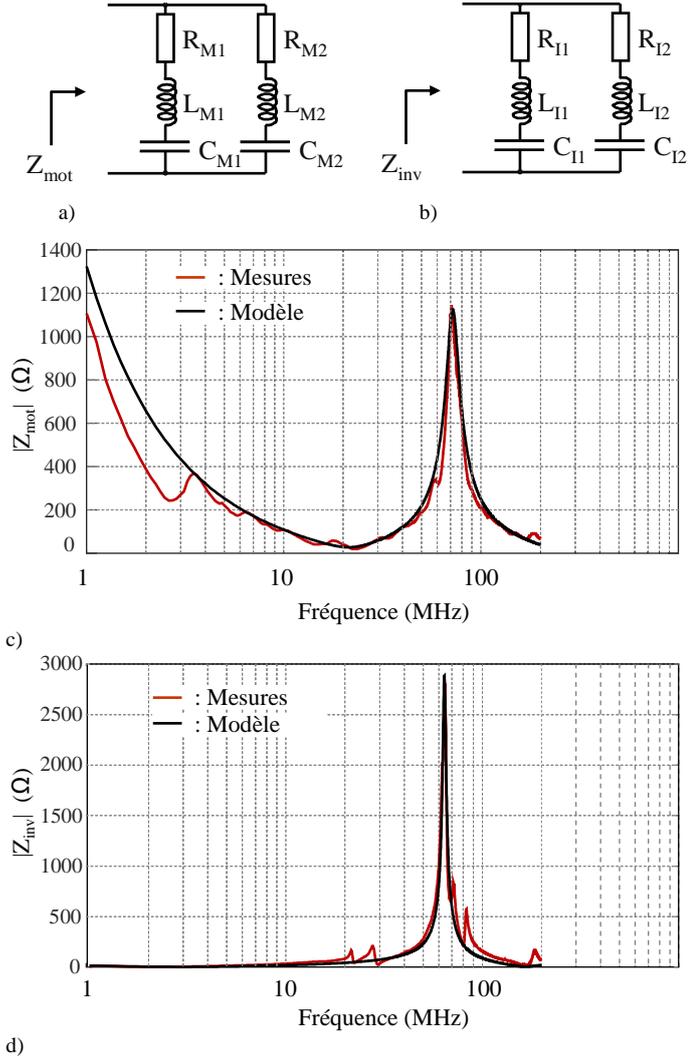


Fig.6 Modèles fréquentiels du moteur et de l'onduleur

- a) Modèle du moteur :  $R_{M1} = 28\Omega$ ,  $L_{M1} = 500\text{nH}$ ,  $C_{M1} = 110\text{pF}$ ,  $R_{M2} = 10\Omega$ ,  $L_{M2} = 35\text{nH}$ ,  $C_{M2} = 10\text{pF}$ .  
b) Modèle de l'onduleur :  $R_{I1} = 2.4\Omega$ ,  $L_{I1} = 322\text{nH}$ ,  $C_{I1} = 9\text{nF}$ ,  $R_{I2} = 3.4\Omega$ ,  $L_{I2} = 57\text{nH}$ ,  $C_{I2} = 16\text{pF}$ .  
c) Onduleur: comparaison mesure/modèle.  
d) Moteur: comparaison mesure/modèle

## 2.4. Matrice chaîne $M_2$

Connaissant les paramètres  $Z_C$  et  $\gamma$  du câble, les impédances du moteur ( $Z_{\text{mot}}$ ) et de l'onduleur ( $Z_{\text{inv}}$ ), la matrice  $M_2$  est déduite des équations (16) à (19) :

$$A_2 = \left. \frac{V_2}{V_3} \right|_{I_3=0} \Rightarrow A_2 = \cosh(\gamma\ell) + \frac{Z_o \cosh(\gamma\ell)}{Z_{\text{inv}}} \quad (16)$$

$$B_2 = \left. \frac{V_2}{I_3} \right|_{V_3=0} \Rightarrow B_2 = Z_o \cosh(\gamma\ell) \quad (17)$$

$$C_2 = \left. \frac{I_2}{V_3} \right|_{I_3=0} \Rightarrow C_2 = A_2 \frac{Z_{2\text{OC}} + Z_{\text{mot}}}{Z_{2\text{OC}} Z_{\text{mot}}} \quad (18)$$

$$D_2 = \left. \frac{I_2}{I_3} \right|_{V_3=0} \Rightarrow D_2 = B_2 \frac{Z_{2\text{SC}} + Z_{\text{mot}}}{Z_{2\text{SC}} Z_{\text{mot}}} \quad (19)$$

où  $Z_{2\text{OC}}$  et  $Z_{2\text{SC}}$  sont les impédances  $Z_2$  définies à la Fig.2 lorsque respectivement  $Z_3 = \infty$  ( $I_3 = 0$ ) and  $Z_3 = 0$  ( $V_3 = 0$ ).

$$Z_{2\text{CO}} = Z_C \frac{Z_{\text{inv}} + Z_C \tanh(\gamma\ell)}{Z_{\text{inv}} \tanh(\gamma\ell) + Z_C} \quad (20)$$

$$Z_{2\text{CC}} = Z_C \tanh(\gamma\ell) \quad (21)$$

## 2.5. Fonction de transfert du canal de communication

Connaissant la matrice  $M_2$ , la fonction de transfert de l'ensemble peut être calculée à partir de l'équation (22), où  $Z_3$  est l'impédance d'entrée du coupleur  $R_x$  ( $Z_3 = 50\Omega$ ).

$$\left| \frac{V_4}{V_1} \right| \approx \left| \frac{V_3}{V_2} \right| = \frac{1}{A_2 + \frac{B_2}{Z_3}} \quad (22)$$

On peut noter que dans la bande de fréquences utiles, les coupleurs  $R_x$  et  $T_x$  ont un gain proche de 0 dB. Ils ne modifient donc pas la fonction de transfert.

Fig.7 est une comparaison de la fonction de transfert obtenue à partir des modèles de la ligne, du moteur et de l'onduleur (courbe noire) et celle obtenue à partir de la mesure des paramètres S (courbe rouge). Le bon accord entre les 2 courbes permet de valider la méthode employée.

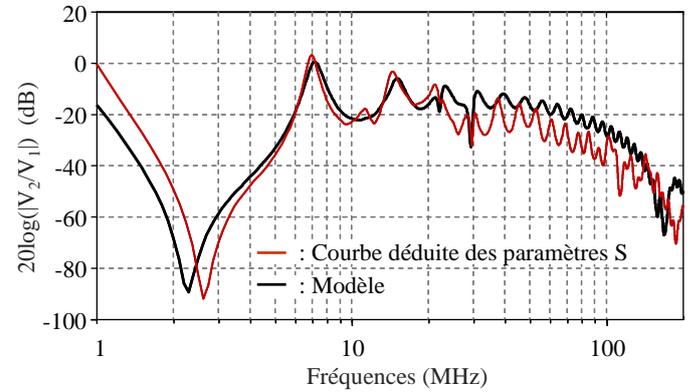


Fig.7 Fonction de transfert du canal de communication : comparaison entre la mesure et celle obtenue à partir de modèles..

## 3. CARACTERISATION DU BRUIT

La principale source de bruit sur ce canal est la tension MLI en sortie de l'onduleur. Le principe de commande MLI sinusoïdale est la comparaison d'un signal triangulaire de fréquence  $f_{\text{dec}} = 5\text{ kHz}$  avec trois tensions sinusoïdales de fréquence 70 Hz et déphasées entre elles de  $120^\circ$ . La tension du bus continu ( $V_{\text{DC}}$ ) est de 300 V et le taux de modulation est fixé à 0,9. L'onduleur alimente une machine asynchrone couplé à un alternateur débitant dans une charge résistive. La puissance fournie par l'onduleur est d'environ 2 kW. Le banc de test mis en place pour le relevé temporel du bruit est présenté à la Fig. 8. Un oscilloscope Lecroy WaveMaster 8600A 6GHz est utilisé pour faire des captures de 16 ms avec une fréquence d'échantillonnage de 1Géch/s et une résolution de 14 bits. Un premier relevé a été réalisé à travers une sonde de tension GE8100 en x200 dont les caractéristiques principales sont une largeur de bande 40 MHz et une résistance de sortie de 50  $\Omega$ .

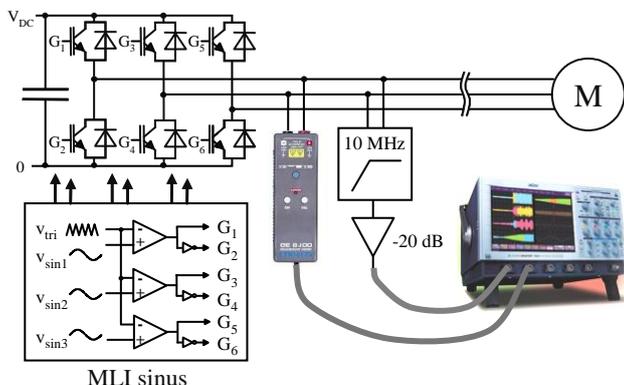
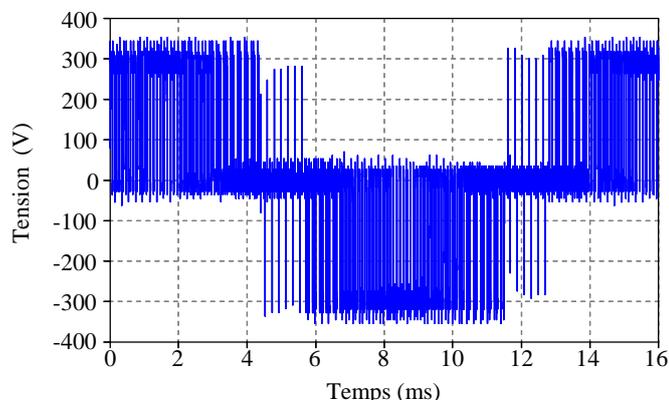
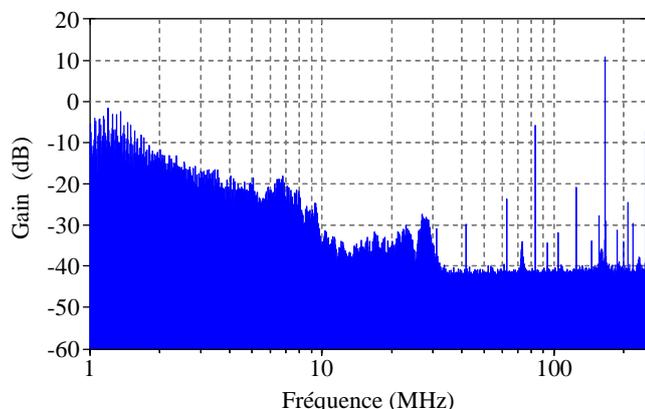


Fig. 8 Banc de test pour relevé temporel de bruit

La courbe de la Fig. 9(a) correspond à la tension entre phase de l'onduleur. On peut observer sur ce relevé que le signal relevé est bien un signal MLI allant de  $-V_{DC}$  à  $+V_{DC}$  et que la fréquence du signal MLI est bien de 70 Hz. Le spectre correspondant à cette tension est fourni à la Fig. 9(b). On observe que la puissance de ce signal est logiquement plus importante dans les basses fréquences. Pour transmettre des données dans un contexte moins bruité, les données devront être transmises avec une fréquence porteuse élevée. Notons qu'au-delà de 30 MHz, le spectre semble s'aplatir mais cette analyse doit être remise en cause par la bande passante de la sonde.



a)



b)

Fig. 9 Bruit relevé avec la sonde. a) Evolution temporelle, b) Spectre obtenu à partir de la mesure avec une bande passante de 40MHz.

Pour obtenir une mesure précise du bruit au-delà de 40 MHz, il vient naturellement à l'esprit d'utiliser une sonde différentielle avec une bande passante élargie.

Cependant, cette approche ne donne pas satisfaction car si une mesure de bruit doit être réalisée sur toute la bande fréquentielle, le signal mesuré doit être fortement atténué (classiquement par 200) pour respecter le niveau de puissance maximal en entrée de l'oscilloscope Lecroy (20 dBm max). Or au delà de 10 MHz, les raies du bruit impulsif ont des amplitudes inférieures à -30 dB. Il n'est donc pas possible de les atténuer pour les mesurer. La seule solution envisageable est d'effectuer une mesure directe de ce bruit en limitant la bande fréquentielle de cette mesure. Nous avons donc mis en œuvre un filtre passe haut très sélectif (Butterworth d'ordre 5) de fréquence de coupure égale à 10 MHz. En effet, au-delà de 10 MHz, les composantes de forte puissance sont filtrées et les amplitudes restantes ne dépassent pas quelques dizaines de volts. Toutefois, pour respecter le niveau de puissance maximal en entrée de l'oscilloscope Lecroy, un atténuateur de 20 dB a été ajouté. La résolution de notre oscilloscope est ainsi adaptée à la mesure et permet de mesurer beaucoup plus précisément le bruit au-delà de 10 MHz. La Fig. 10, illustre le module de la fonction de transfert théorique et mesurée de notre filtre. On vérifie ainsi sa fréquence de coupure relevée à 10 MHz et son ordre 5 avec une asymptote à +100 dB/décade. Notons également que dans la bande [10-200 MHz] le gain est constant égal à 0 dB. Le filtre n'a donc aucune influence sur l'amplitude du signal dans cette bande.

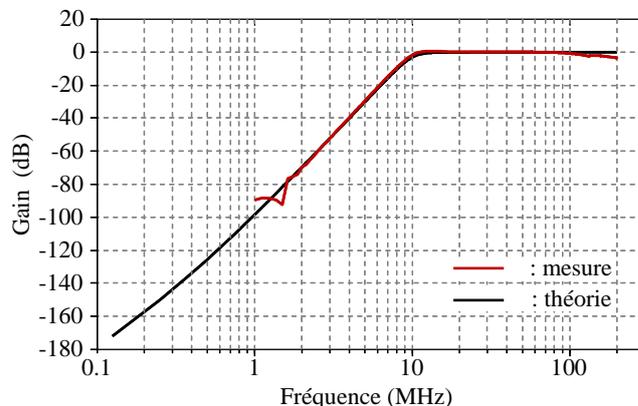


Fig. 10 Fonction de transfert du filtre passe pour le relevé de bruit

Ce filtre apporte néanmoins un déphasage non négligeable sur le signal dans cette bande. Ce déphasage étant connu et maîtrisé il est retiré du signal de bruit par un traitement fréquentiel avant son utilisation dans la chaîne de transmission. Le relevé temporel du bruit obtenu après cette correction de phase est donné à la Fig.11(a) ainsi que son spectre d'amplitude (Fig. 11(b)).

Le relevé temporel de la Fig. 11(a) met clairement en évidence un bruit de type impulsif se produisant à chaque commutation d'un interrupteur dans une cellule de commutation. En effet, sur le relevé de cette tension de l'onduleur, on retrouve 4 impulsions pour une période du signal triangulaire ( $f_{dec} = 5 \text{ kHz} \leftrightarrow T = 20 \mu\text{s}$ ).

Les principales caractéristiques de ce bruit impulsif déterministe pour la bande [10Mhz-200Mhz] sont :

- des pics de tension maximums jusque  $\pm 10\text{V}$ ,
- 4 impulsions par période de découpage,
- un spectre d'amplitude fortement décroissant.

Il peut donc être maintenant utilisé dans notre chaîne de transmission.

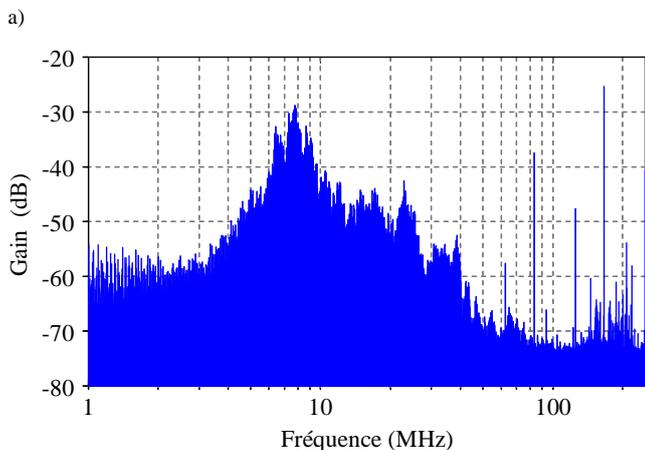
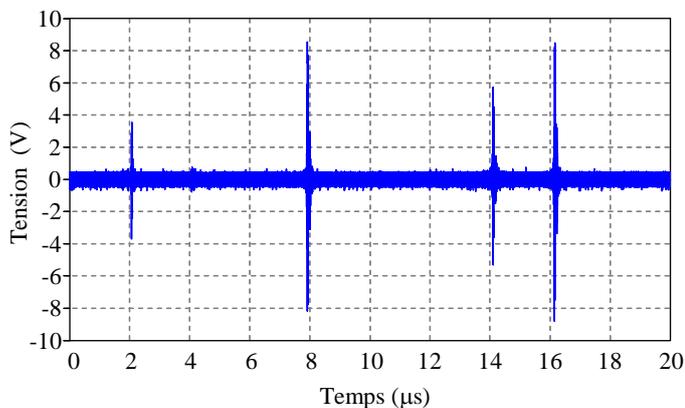
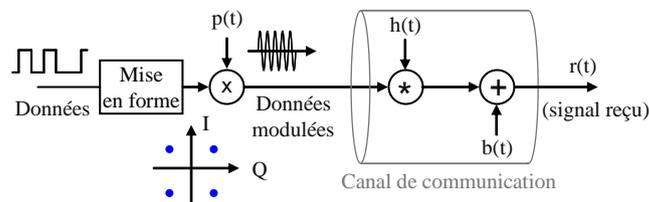


Fig. 11 Extrait de 2ms du bruit relevé avec le filtre

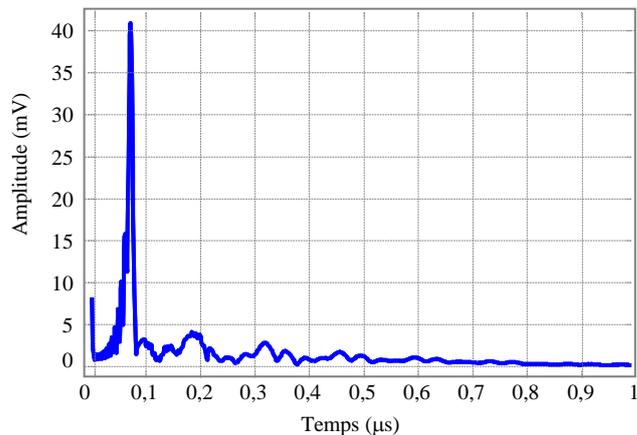
#### 4. TRANSMISSION DE DONNEES

Les premiers résultats de transmission de données basés sur une approche temporelle sont présentés dans cette section. Le synoptique de la chaîne de transmission mise en place est présenté à la Fig. 12(a). Le signal binaire à transmettre est tout d'abord mis en forme pour la transmission (définition de la durée symbole, modulation en bande de base), puis transposé à la fréquence porteuse désirée. Il est ensuite intégré sur le canal de communication. Cette opération s'effectue en deux temps. Tout d'abord, le signal émis est convolué avec la réponse impulsionnelle  $h(t)$  du canal (illustration à la Fig. 12 (b)) puis le bruit relevé est ajouté. Le signal reçu sera ensuite re-transposé en bande de base et démodulé pour récupérer un signal binaire. Les performances seront ensuite analysées en termes de Taux d'Erreur Binaires (TEB).

La Fig.13 illustre les résultats obtenus avec la réponse impulsionnelle du canal et le bruit relevé pour des amplitudes de signal variables et pour différentes fréquences porteuses. Les caractéristiques du signal sont : un temps symbole  $T_s$  d'une durée de 200ns et une modulation de type QPSK. Le débit binaire ainsi obtenu est de 10 Mbit/s. Le filtre de mise en forme utilisé est une fonction porte de largeur  $T_s$  et le mapping est le codage binaire naturel. On peut observer qu'un TEB proche de zéro pour une durée symbole de 200 ns ne sera atteint que pour des amplitudes élevées proche de 16 V. On peut aussi observer qu'un même TEB sera atteint pour des niveaux d'amplitude plus élevés si la fréquence de la porteuse augmente. En effet, si la fréquence augmente, certes la puissance du bruit diminue mais l'atténuation, portée par la fonction de transfert du canal, augmente très fortement. Elle devient prépondérante sur le bruit.



a) synoptique de la chaîne de transmission simulée



b) Relevé de la réponse impulsionnelle du canal

Fig. 12 Chaîne de transmission de données. a) synoptique, b) module de la réponse impulsionnelle  $h(t)$ .

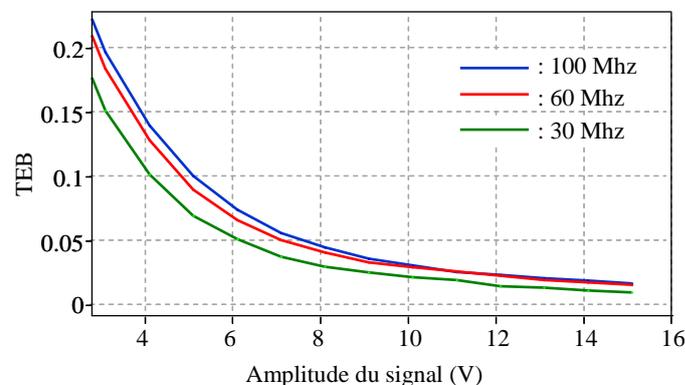


Fig.13 Evolution du TEB en fonction de l'amplitude du signal QPSK

#### 5. CONCLUSION

La fonction de transfert d'un canal de communication dans une application de variation de vitesse des machines électriques triphasées a été simulée et validée par des mesures. Les différents blocs du système sont modélisés par des matrices chaînes. Le bruit provenant du signal MLI a été caractérisé et relevé puis intégré dans une transmission de données. Des résultats de transmission quasi sans erreur sont obtenus pour un débit de 10Mbits/s et différentes fréquences porteuses. La suite de ces travaux sera d'optimiser les choix de fréquence porteuse, de format de modulation et temps symbole pour maximiser le débit en minimisant le TEB.

#### 6. REFERENCES

- [1] L. Yonge, "The home plug powerline alliance and home plug AV, overviews Power Line Communications and Its Applications," IEEE International Symposium on, pp. 9-10, 26-29 March 2006, Orlando,
- [2] M.K. Lee, R.E. Newman, H.A. Latchman, S. Katar, L. Yonge, "HomePlug 1.0 350 Powerline communication LANs - Protocol description and performance results," International Journal of Communication Systems, vol. 16, pp. 447-473, May 2003
- [3] A. Majumder and J. Caffrey, "Power line communications: An overview," IEEE Potentials, vol. 23, no. 4, pp. 4-13, Oct.-Nov. 2004

- [4] Lienard, M. ; Carrion, M.O. ; Degardin, V. ; Degauque, P., "Modeling and Analysis of In-Vehicle Power Line Communication Channels," Vehicular Technology, IEEE Transactions on, vol. 57, no. 2, pp. 670-679, 2008.
- [5] F. Nouvel and P. Tanguy, "What is about future high speed power line communication systems for in-vehicles networks?," in 2009 7<sup>th</sup> International Conference on Information, Communications and Signal Processing (ICICS), 2009, pp. 1–6
- [6] O'Brien, J. ; Kulshreshtha, A. "Distributed and remote control of flight control actuation using power line communications," Digital Avionics Systems Conference, pp. 1.D.4-1 - 1.D.4-12, 26-30 Oct. 2008.
- [7] Degardin, V.; Laly, P.; Lienard, M.; Degauque, P. "A synthesis of theoretical and experimental study on power line communication over an aircraft tree-shaped network," General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), pp. 1-4, 2014.
- [8] D. Della Giustina, L. Andersson, C Casirati, S. Zanini, L. Cremaschini, "Testing the Broadband Power Line communication for the Distribution grid management in a real operational environment," International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 785 - 789, Sorrento, June 2012
- [9] M. Collotta, S. Tirrito, R. Caponetto, "Flexible street lamp lighting system management through Power Line," International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 1021 - 1026, Ischia, June 2014
- [10] S. Chen, E. Zhong, T. A. Lipo, "A new approach to motor condition monitoring in induction motor drives," IEEE Trans. Industrial Applications, vol. 30, no. 4, 1994, pp. 905-911.
- [11] N. G. Coakley, R. C. Kavanagh, "Real-time control of a servo system using the inverter-fed power lines to communicate sensor feedback," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, no. 2, pp. 360-369, 1999.
- [12] J. Ahola, A. Kosonen, J. Toukonen, and T. Lindh, "A new approach to data transmission between an electric motor and an inverter," Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, (SPEEDAM), International Symposium on, pp. 126–130, May 2006, Taormina, Italy.
- [13] V. Degardin; K. Kilani, L. Kone, M. Lienard and P. Degauque, "Feasibility of a High-Bit-Rate Power-Line Communication Between an Inverter and a Motor," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, pp. 4816 - 4823, vol. 61, no. 9, 2014.
- [14] M.A. Mannah, N. Ginot, C. Batard, "Effect of the Power Cable on Data Transmission Over a Pulsewidth-Modulated Network," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, pp. 4238 – 4245, vol. 61, no. 8, 2014.
- [15] Jero Ahola, "Applicability of power-line communications to data transfer of on-line condition monitoring of electrical drives," thesis, 29 august 2003, Lappeenranta University of Technology (Finlande).
- [16] Y. Weens, N. Idir ; J. J. Franchaud ; R. Bausiere, "High frequency model of a shielded 4-wire energy cable," European Conference on Power Electronics and Applications, 10 pp., 11-14 Sept. 2005, Dresden