



HAL
open science

Influence d'une modulation avec référence à valeur moyenne variable dans un ensemble convertisseur-machine

Alain Bouscayrol, Maria Pietrzak-David, Bernard de Fornel, Henri Foch

► **To cite this version:**

Alain Bouscayrol, Maria Pietrzak-David, Bernard de Fornel, Henri Foch. Influence d'une modulation avec référence à valeur moyenne variable dans un ensemble convertisseur-machine. *Journal de Physique III*, 1994, 4 (6), pp.1069-1084. 10.1051/jp3:1994187 . jpa-00249167

HAL Id: jpa-00249167

<https://hal.science/jpa-00249167>

Submitted on 4 Feb 2008

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.

Classification
 Physics Abstracts
 07.50

Influence d'une modulation avec référence à valeur moyenne variable dans un ensemble convertisseur-machine

Alain Bouscayrol, Maria Pietrzak-David, Bernard de Fornel et Henri Foch

Laboratoire d'Electrotechnique et d'Electronique Industrielle, URA au CNRS N° 847, INPT, ENSEEIHT, 2 rue Charles Camichel, 31071 Toulouse, France

(Reçu le 17 septembre 1993, révisé le 24 février 1994, accepté le 23 mars 1994)

Résumé. — Les nouvelles techniques de modulation par largeur d'impulsion (MLI) permettent aux ensembles convertisseur-machine de disposer d'un meilleur rapport de tension. En fait, elles imposent une différence de potentiel entre le point de référence de l'onduleur, O, et le point neutre de la machine, N. Cet article propose une nouvelle modélisation de la MLI, avec un degré de liberté supplémentaire, pour prendre en compte cette variation de tension entre O et N (V_{NO}) dans la commande de l'onduleur. L'utilisation de V_{NO} dans la boucle de commande de l'ensemble convertisseur-machine, nécessite alors la décomposition du système par l'intermédiaire de deux référentiels associés à chaque point de référence. Après avoir vérifié ces deux outils d'analyse dans le cas standard où $V_{NO} = 0$, nous étudions l'influence d'un V_{NO} de type continu sur le spectre des harmoniques de tension et sur le comportement de la machine. Enfin, une étude sur la MLI avec injection d'harmonique 3 valide l'intérêt de cette nouvelle approche quant à l'analyse de modulations moins classiques.

Abstract. — Pulse Width Modulation (PWM) new techniques give better inverter output voltages. So, a potential difference is introduced between the inverter artificial reference point O and the machine neutral point N. This paper proposes a new parameter for the PWM modelling, to represent this O-N voltage variation in the inverter control. This potential difference imposes a system decomposition on the converter-machine set: each reference point is associated to own reference frame. Firstly, the standard case $V_{NO} = 0$ is studied by the analysis tools. Then, the influence of a V_{NO} continuous value voltage is shown on the voltage harmonic spectrum and on the machine behaviour. Lastly, a study of PWM with third harmonic injection is realized and shows interest of the new PWM modelling for modern modulations.

Nomenclature.

MODULATION :

$e = \frac{\overline{(v_{ref}[t])}}{E/2}$ coefficient d'excentricité du signal de référence.
 E tension continue d'alimentation de l'onduleur.
 f_m fréquence de modulation.

f_{ref}	fréquence du signal de référence.
$m = \frac{f_m}{f_{\text{ref}}}$	coefficient de modulation.
MLI	Modulation à Largeur d'Impulsion.
$v_{\text{ref}}[t]$	signal de référence.
V_{ref}	amplitude du signal de référence.
$\overline{v_{\text{ref}}[t]}$	valeur moyenne du signal de référence.
$r = \frac{V_{\text{ref}}}{E/2}$	coefficient de réglage en tension.

ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE :

N	point neutre de la machine.
O	point fictif de référence de l'onduleur.
$T_m = 1/f_m$	période de modulation de l'onduleur.
$(V_{iN})_{\text{mach}}$	tension à l'entrée de la machine entre la phase i et le point N.
$(V_{iN})_{\text{reg}}$	tension issue de la régulation entre la phase i et le point N.
$(V_{iO})_{\text{ond}}$	tension à la sortie de l'onduleur entre la phase i et le point O.
$(V_{iO})_{\text{ref}}$	tension de référence entre la phase i et le point O.
V_{NO}	tension réelle entre les points O et N.
$(V_{NO})_{\text{ref}}$	tension de référence entre O et N (imposée par la commande).

Introduction.

La commande d'un ensemble convertisseur-machine nécessite d'exprimer les tensions de référence de l'onduleur en fonction des tensions issues de la régulation. Or l'algorithme de régulation et celui de commande des interrupteurs de l'onduleur sont réalisés par rapport à des points de références différents : le point neutre de la machine N et le point fictif de référence de l'onduleur O.

Les études des ensembles convertisseur-machine utilisent en général de manière implicite la notion de référentiel machine et référentiel onduleur. En effet, les politiques de contrôle les plus classiques considèrent que ces deux points sont au même potentiel. De ce fait, il n'est pas nécessaire de définir les tensions dans deux référentiels différents.

En revanche, pour les nouvelles techniques de MLI (injection d'harmonique 3, flat-top, space-vector.. [1-3]) les points de référence ne sont pas au même potentiel. La tendance actuelle est d'utiliser ces nouveaux types de modulation afin d'augmenter les tensions de sortie de l'onduleur pour une même tension continue d'alimentation. Une nouvelle approche utilisant la prise en compte de la tension entre ces deux points de référence, peut permettre une meilleure analyse du fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine.

Nous nous proposons de modéliser cette nouvelle donnée tout d'abord pour la modulation seule, puis dans la boucle de commande dans son ensemble. Ensuite, nous réalisons une étude pour le cas particulier V_{NO} fixe continu. Ce cas simple montre l'impact de cette différence de potentiel sur les caractéristiques de la modulation et ses conséquences sur le comportement de la machine. Enfin, l'analyse d'une modulation avec injection d'harmonique 3, permet de démontrer la puissance de l'outil proposé et de donner une ouverture sur d'autres modulations modernes.

1. Modulation avec référence à valeur moyenne non nulle.

1.1 MODÉLISATION DE LA COMMANDE MLI. — La commande MLI est très fréquemment utilisée pour les onduleurs [4]. Cette modulation est en général caractérisée par deux paramètres [5] : le coefficient de modulation m (rapport entre la fréquence de modulation f_m et celle du signal de référence f_{ref}), et le coefficient de réglage en tension r (rapport entre l'amplitude du signal de référence et celle de la modulante, E , tension continue d'alimentation de l'onduleur) :

$$m = \frac{f_m}{f_{ref}} \quad (1.1)$$

$$r = \frac{V_{ref}}{E/2} \quad (1.2)$$

Dans le but de pouvoir étudier les nouveaux types de MLI qui n'utilisent pas un signal de référence sinusoïdal pur, nous introduisons une nouvelle variable, e , appelée coefficient d'excentricité du signal de référence. Ce paramètre caractérise l'évolution de la valeur moyenne du signal de référence (Fig. 1) :

$$e = \frac{\overline{v_{ref}(t)}}{E/2} \quad (1.3)$$

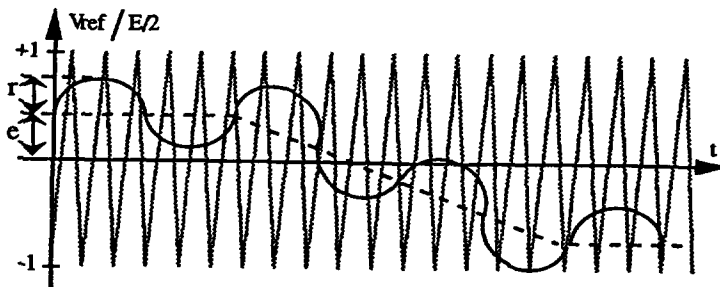


Fig. 1. — Exemple de e variable avec le temps.

[Example of temporally variable e .]

La valeur moyenne « classique » utilisée pour e , est définie par rapport à la fréquence du signal de référence. En revanche, la valeur moyenne dite « instantanée », exprime la valeur moyenne du signal de référence pendant une période de modulation. Cette notion importante est surtout utilisée dans la deuxième partie de cet article.

Ces trois coefficients peuvent être variables avec le temps. Il est en effet courant que l'amplitude du signal de référence, et donc r , varie en fonction des diverses consignes. De même, le coefficient d'excentricité e peut avoir une variation temporelle déterminée, comme dans le cas de la MLI avec injection d'harmonique 3 (voir Sect. 4).

1.2 DIFFÉRENTS POTENTIELS DE RÉFÉRENCE. — Considérons un système composé d'un onduleur triphasé, d'une machine à courant alternatif, d'un système de régulation et d'un module de commande pour l'onduleur. Pour simuler cet ensemble, nous devons modéliser l'onduleur et la machine, et définir la régulation et la commande de l'onduleur, en prenant par exemple les tensions comme grandeurs de commande.

Une machine alternative peut être modélisée par des équations qui utilisent les tensions par phase. Ces dernières sont alors référencées par rapport au point neutre de la machine, N, dans le cas très fréquent d'une représentation en étoile. Les différentes variables utilisées par la régulation sont donc référencées par rapport à N, et donnent de ce fait des tensions exprimées en fonction du potentiel N.

D'autre part, l'onduleur génère des tensions par une combinaison de commutations de ses interrupteurs et à partir d'une source de tension continue. Ces tensions de sortie de l'onduleur sont donc exprimées par rapport au point fictif de référence O de la source de tension. Les références pour l'onduleur doivent elles aussi être données par rapport à O, car elles vont déterminer les rapports cycliques en fonction de l'alimentation continue.

1.3 RÉFÉRENTIEL MACHINE ET RÉFÉRENTIEL ONDULEUR. — Nous appelons référentiel machine, le référentiel centré sur N point neutre de la machine : toutes les tensions utilisées dans ce repère sont donc exprimées par rapport au potentiel de N. De même, le référentiel onduleur est centré sur O, point fictif de référence de l'onduleur : les grandeurs utilisées dans ce repère sont ainsi définies par rapport au potentiel de O. Le système global est donc décomposé en deux sous-systèmes de référentiels différents (Fig. 2).

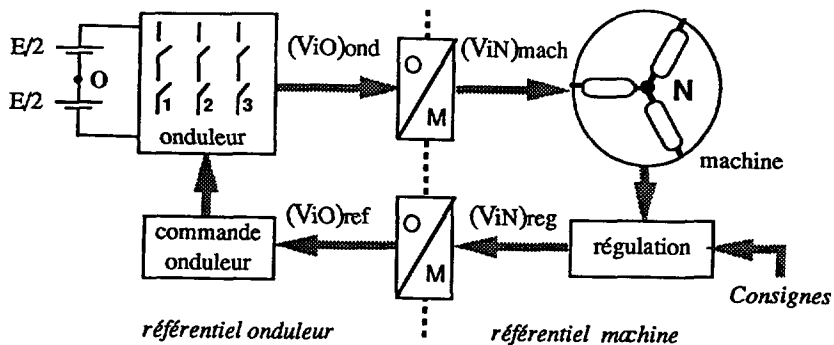


Fig. 2. — Décomposition du système onduleur-machine en deux sous-systèmes.

[Two sub-system decomposition of the inverter-machine set.]

Pour passer d'un référentiel à l'autre, il faut donc ajouter ou retrancher V_{NO} , tension entre potentiels de référence, aux tensions considérées. V_{NO} est ainsi une variable caractéristique du système global. Deux changements de référentiel sont à considérer.

Pour le changement de repère associé à la commande, nous pouvons imposer un V_{NO} de référence, choisi en fonction de la politique de contrôle utilisée. En fait si l'on ne considère que la modulation, ce $(V_{NO})_{ref}$ n'est autre que « e », le coefficient d'excentricité du signal de référence (cf. Sect. 1.1). Cette tension entre les potentiels O et N peut donc évoluer en fonction du temps. Le changement qui relie les tensions issues de la régulation $(V_{iN})_{reg}$ aux tensions de référence pour la commande de l'onduleur $(V_{iO})_{ref}$, s'effectue simplement par la relation :

$$(V_{iO})_{ref} = (V_{iN})_{reg} + (V_{NO})_{ref} . \quad (1.4)$$

Le second changement associé au branchement des deux composantes de puissance est en réalité implicite : les fils de câblage reliant les deux éléments effectuent directement cette opération en fonction des montages utilisés (triangle ou étoile en particulier). V_{NO} , tension

réelle entre O et N, est en fait imposée par les potentiels réels des deux points de référence. En revanche, il est nécessaire de modéliser ce changement de référentiel pour la simulation du système global. Il est logique d'utiliser la relation inverse qui relie les tensions de sortie de l'onduleur $(V_{iO})_{ond}$ et les tensions appliquées à la machine $(V_{iN})_{mach}$.

$$(V_{iN})_{mach} = (V_{iO})_{ond} - V_{NO}. \quad (1.5)$$

La machine perçoit à ses bornes un système équilibré triphasé avec la condition nécessaire sur ses trois tensions :

$$\sum (V_{iN})_{mach} = 0. \quad (1.6)$$

En utilisant la relation (1.5) nous pouvons en déduire V_{NO} , potentiel réel entre O et N, en fonction des tensions de sortie de l'onduleur $(V_{iO})_{ond}$.

$$V_{NO} = \frac{1}{3} \sum (V_{iO})_{ond}. \quad (1.7)$$

Nous pouvons remarquer que cette nouvelle expression est toujours valable pour un système triphasé équilibré, quel que soit le $(V_{NO})_{ref}$ imposé dans la commande. De plus, cette relation permet de calculer V_{NO} à partir de $(V_{iO})_{ond}$ et d'exprimer par la suite $(V_{iN})_{mach}$ en fonction de $(V_{iO})_{ond}$, i.e. réaliser le changement de repère.

1.4 REPRÉSENTATIONS D'UN SYSTÈME TRIPHASÉ ÉQUILIBRÉ. — Le fonctionnement d'une machine à courant alternatif nécessite une alimentation avec un système de tensions triphasé équilibré. Dans le cas le plus général, le point neutre de la machine N est indépendant du point fictif de référence de l'onduleur O ($V_{NO} \neq 0$).

Dans le référentiel machine, un système triphasé équilibré est défini par la relation (1.6). Cette équation est utilisée pour obtenir la représentation « machine » (i.e. système équilibré dans le référentiel machine) de ce système de tensions (Fig. 3a). Cette représentation graphique des valeurs moyennes instantanées (cf. Sect. 1.1) représente les diverses tensions en jeu ; les valeurs réelles sont obtenues par projection sur l'axe réel.

Pour définir les tensions dans le référentiel onduleur nous utilisons la relation (1.4) : $(V_{NO})_{ref}$ est ajouté à chaque tension. La représentation « onduleur » de ce système équilibré est ainsi déduite de la représentation « machine » (Fig. 3b). Nous pouvons remarquer que la relation (1.7) qui donne V_{NO} en fonction des tensions onduleurs $(V_{iO})_{ond}$, est bien vérifiée graphiquement.

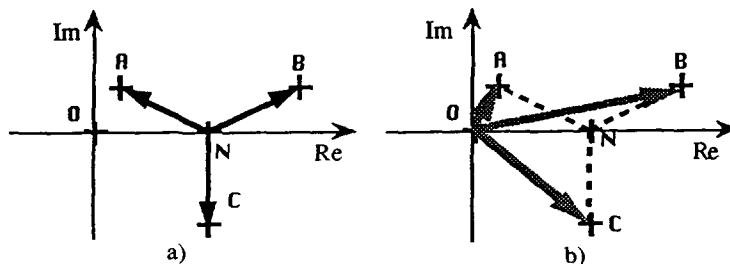


Fig. 3. — Système équilibré triphasé dans le cas général ($V_{NO} \neq 0$). a) Représentation machine. b) Représentation onduleur.

[Three-phase balanced system with $V_{NO} \neq 0$. a) Machine representation. b) Inverter representation.]

Les deux représentations introduites des valeurs moyennes instantanées permettent une meilleure analyse de l'ensemble convertisseur-machine : la première reflète les tensions perçues par la machine ; la seconde donne les tensions générées par l'onduleur.

1.5 APPLICATION À LA SIMULATION D'UN ENSEMBLE CONVERTISSEUR-MACHINE. — Dans le cas général où $V_{NO} \neq 0$, la simulation d'un tel ensemble doit tenir compte des deux changements de repère.

Un module de simulation « $(V_{NO})_{ref}$ » relie les modules de simulation « régulation » et « commande onduleur » (Fig. 4). Ce changement de repère est constitué par la relation (1.4) qui exprime les tensions de référence de l'onduleur $(V_{iO})_{ref}$ en fonction des tensions issues de la régulation $(V_{iN})_{reg}$ pour un $(V_{NO})_{ref}$ fixé ou calculé.

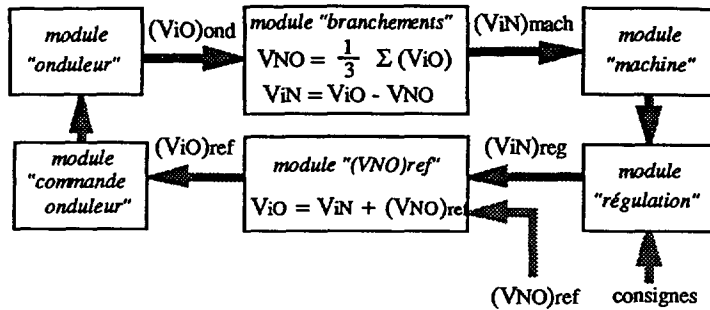


Fig. 4. — Modules de simulation d'un ensemble convertisseur-machine.

[Simulation modules of converter-machine set.]

Un module de simulation « branchements » relie les modules de simulation « onduleur » et « machine » (Fig. 4). Il utilise la relation (1.7) pour exprimer tout d'abord V_{NO} , potentiel réel entre O et N, en fonction des tensions de sortie de l'onduleur $(V_{iO})_{ond}$. Ce calcul permet de prendre en compte les perturbations ou variations sur V_{NO} dues à la commande (échantillonnage de calcul) et à la fréquence de modulation de l'onduleur (échantillonnage de modulation). Lorsque V_{NO} est calculé, la relation (1.5) permet d'obtenir les tensions perçues aux bornes de la machine et qui vont être utilisées dans le modèle de la machine.

2. Analyse du cas de fonctionnement classique : $V_{NO} = 0$.

Jusqu'à ces dernières années, les cas de fonctionnement les plus utilisés correspondent à la référence $(V_{NO})_{ref} = 0$ [3], c'est-à-dire à un coefficient d'excentricité e nul. Tout d'abord, nous nous affranchissons des effets de la modulation : les tensions générées par l'onduleur sont considérées fidèles aux tensions de références. Dans un second temps, les effets perturbateurs de modulation sont étudiés.

2.1 ANALYSE DE LA COMMANDE MLI POUR $e = 0$. — L'étude analytique de la MLI dans le cas de modulation sinusoïdale naturelle et synchrone (m entier), donne le spectre des tensions de sortie de l'onduleur $(V_{iO})_{ond}$ en utilisant les fonctions de Bessel [6, 7]. Outre le fondamental, il se décompose en fait de familles de spectres autour de fréquences multiples de celle la porteuse :

$$\begin{aligned}
 & - n \cdot f_m \quad \text{et} \quad n \cdot f_m \pm 2p \cdot f_{ref} \quad (n \text{ impair}, p \geq 1) \\
 & - n \cdot f_m \pm (2p - 1) \cdot f_{ref} \quad (n \text{ pair}, p \geq 1).
 \end{aligned}$$

Puisque $e = 0$, nous pouvons étudier les variations du spectre en fonction de m et de r , études classiques réalisées jusqu'à présent [5]. Pour $m < 15$ les familles de spectre se chevauchent et donc les amplitudes des harmoniques sont fonctions de m . En revanche lorsque $m \geq 15$ les familles sont disjointes et les amplitudes des harmoniques sont indépendantes de m (Fig. 5a). Les variations du spectre en fonction de r sont établies par des abaques, dont celle à $m = 15$ (Fig. 5b) est utilisable pour toutes les autres valeurs de $m \geq 15$.

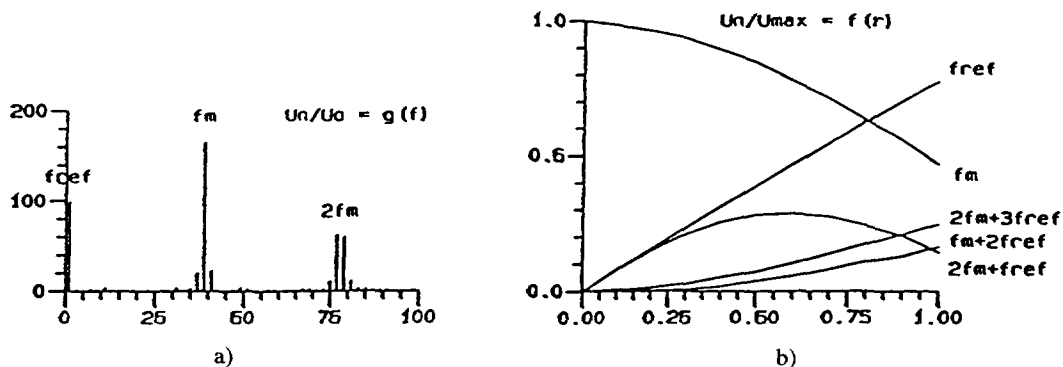


Fig. 5. — Analyse harmonique de MLI pour $m \geq 15$. a) Spectre harmonique pour $r = 0,5$ ($m = 39$). b) Amplitudes d'harmoniques en fonction de r .

[PWM harmonic analysis with $m \geq 15$. a) Harmonic spectrum with $r = 0.5$ ($m = 39$). b) Voltage harmonic magnitudes vs. r .]

2.2 APPLICATION DES REPRÉSENTATIONS MACHINE ET ONDULEUR. — La représentation machine ne change pas quelle que soit la valeur de V_{NO} (cf. Sect. 1.4), le système étant équilibré et triphasé par rapport à N (Fig. 6a). Puisque $V_{NO} = 0$, N et O sont confondus, donc les référentiels machine et onduleur sont identiques, et les deux représentations déduites sont superposées (Fig. 6b).

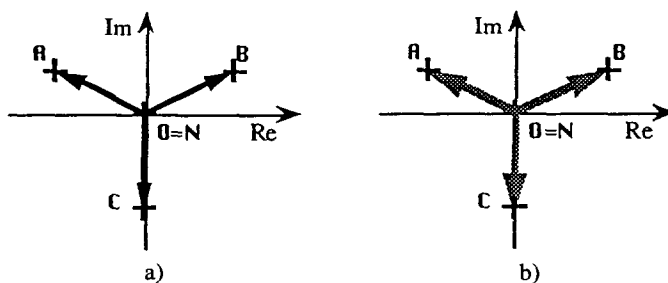


Fig. 6. — Système équilibré triphasé pour $V_{NO} = 0$. a) Représentation machine. b) Représentation onduleur.

[Three-phase balanced system with $V_{NO} = 0$. a) Machine representation. b) Inverter representation.]

2.3 APPLICATION À LA SIMULATION. — Le changement de repère associé à la commande se caractérise par $(V_{NO})_{ref} = 0$: il est donc possible de ne pas faire le changement de référentiel. La relation (1.4) qui donne les tensions de référence pour l'onduleur en fonction des tensions

issues de la régulation reste évidemment vérifiée. Le module de liaison « $(V_{NO})_{ref}$ », bien qu'inutile, ne change pas le comportement du système.

Pour le changement de repère associé aux branchements, la relation (1.7) nous donne V_{NO} en fonction des tensions de sortie de l'onduleur $(V_{iO})_{ond}$. Or, si nous considérons que l'onduleur et sa commande génèrent des tensions fidèles aux références, les tensions de sortie de l'onduleur sont équilibrées et triphasées. En effet, d'après (1.4) et $(V_{NO})_{ref} = 0$:

$$(V_{iO})_{ref} = (V_{iN})_{reg} \quad (2.1)$$

V_{NO} est déduit de la relation (1.7), et comme les tensions de sortie de l'onduleur forment un système équilibré triphasé :

$$V_{NO} = \frac{1}{3} \sum (V_{iO})_{ond} = 0. \quad (2.2)$$

La valeur de $(V_{NO})_{ref}$ imposée en référence dans la commande est bien retrouvée dans l'hypothèse où l'onduleur génère des tensions fidèles aux références que reçoit sa commande.

2.4 VARIATIONS DE V_{NO} DUES À LA MODULATION DE L'ONDULEUR. — En réalité, les tensions générées par l'onduleur sont différentes des tensions de références imposées à sa commande. En effet, les commandes onduleurs de type MLI utilisent une fréquence de modulation, f_m , pour découper le signal de référence et générer une succession de rapports cycliques adéquats [2]. De plus, les temps morts des cellules de commutation ne permettent pas de faire basculer les commandes des interrupteurs aux instants précis souhaités [8]. La différence entre la référence $(V_{NO})_{ref}$ et la tension V_{NO} alors calculée dans le module « branchements », permet de montrer l'effet de ces perturbations dues à l'onduleur.

La MLI doit générer les commandes de chaque interrupteur de l'onduleur. Dans le cas d'un onduleur à MLI sinusoïdale régulière symétrique, les références de l'onduleur $(V_{iO})_{ref}$ sont échantillonnées avec une période $T_m (= 1/f_m)$, période de modulation ; cet échantillonnage de modulation n'est pas issu d'une commande numérique réalisée par ordinateur. Pendant cette période T_m , qui doit être très faible par rapport à la période du signal de référence, le signal à générer est constant. Un rapport cyclique définit la tension de sortie $(V_{iO})_{ond}$, en fonction de l'alimentation $+E/2$, $-E/2$ (Fig. 7). La valeur moyenne instantanée de $(V_{iO})_{ond}$, pour une période de modulation, est égale à la valeur de référence échantillonnée qui lui correspond. En revanche $(V_{iO})_{ond}$ varie entre $+E/2$ et $-E/2$ pendant cette même période.

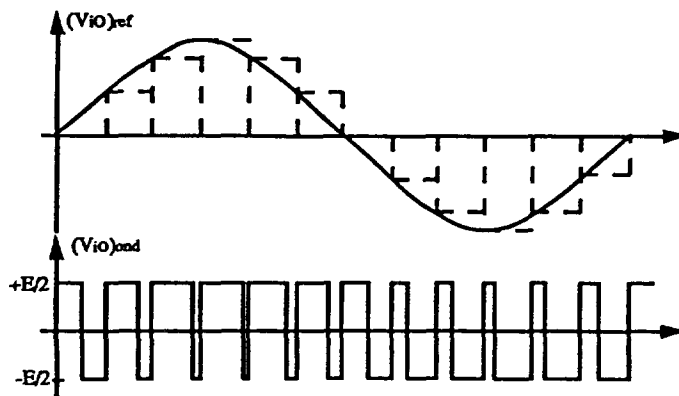


Fig. 7. — Echantillonnage de modulation d'un signal pour MLI sinusoïdale régulière symétrique.

[Signal modulation sampling for the symmetric regular PWM inverter]

D'après la relation (1.7), V_{NO} peut être calculé en fonction des tensions de sortie de l'onduleur $(V_{iO})_{ond}$. Pendant une période de modulation, V_{NO} va donc varier proportionnellement aux variations des $(V_{iO})_{ond}$. Pour trouver sa valeur moyenne instantanée, nous utilisons les valeurs moyennes instantanées des $(V_{iO})_{ond}$.

$$\overline{V_{NO}} = \frac{1}{3} \sum (\overline{V_{iO}})_{ond} \quad (2.3)$$

Or pour la période de modulation considérée, la valeur moyenne instantanée de $(V_{iO})_{ond}$ correspond à la valeur de $(V_{iO})_{ref}$ à l'instant d'échantillonnage de modulation $n \cdot T_m$.

$$(\overline{V_{iO}})_{ond}[t] = (V_{iO})_{ref}[n \cdot T_m] \quad (2.4)$$

pour

$$n \cdot T_m < t < (n + 1) \cdot T_m.$$

De plus, la relation (1.4) permet d'exprimer $(V_{iO})_{ref}$ en fonction de $(V_{NO})_{ref}$ et de $(V_{iN})_{reg}$. Le système aux bornes de la machine devant être équilibré et triphasé, la somme des trois tensions $(V_{iN})_{reg}$ est nulle à n'importe quel instant, d'où la relation de la valeur moyenne de V_{NO} pendant une période T_m .

$$(\overline{V_{NO}})[t] = \frac{1}{3} \sum \{ (V_{iN})_{reg}[n \cdot T_m] + (V_{NO})_{ref}[n \cdot T_m] \} \quad (2.5)$$

d'où

$$(\overline{V_{NO}})[t] = (V_{NO})_{ref}[n \cdot T_m] \quad (2.6)$$

pour

$$n \cdot T_m < t < (n + 1) \cdot T_m.$$

Dans notre cas, nous utilisons $(V_{NO})_{ref} = 0$, donc la valeur moyenne de V_{NO} pendant une période de modulation est nulle.

De même que les tensions $(V_{iO})_{ond}$, V_{NO} à une valeur moyenne instantanée égale à $(V_{NO})_{ref}$ pour chaque période de modulation et une variation instantanée pendant cette période due à l'échantillonnage de modulation réalisé pour l'onduleur.

Un logiciel de simulation, conçu spécifiquement pour l'étude des ensembles convertisseur-machine, a permis de simuler un système composé d'une machine asynchrone avec une régulation cartésienne de flux et d'un onduleur avec une commande MLI sinusoïdale régulière symétrique, et de vérifier les résultats présentés ci-dessus (Fig. 8a). Le détail des tensions $(V_{iO})_{ond}$ et V_{NO} , permet de visualiser les variations pendant chaque période de modulation ainsi que les valeurs moyennes instantanées proportionnelles aux références (Fig. 8b). L'analyse de V_{NO} donne une composante continue de 0,008 V : la valeur de référence nulle $(V_{NO})_{ref}$ est bien retrouvée.

3. Influence d'un V_{NO} de type continu.

Nous étudions dans ce paragraphe l'influence de V_{NO} non nul et constant. Dans ce but, V_{NO} est fixé à une valeur continue (i.e. imposer une composante continue aux signaux de référence de l'onduleur) et nous observons l'impact de cet écart entre O et N.

3.1 ANALYSE DE LA MODULATION MLI POUR e CONSTANT. — Des simulations avec le logiciel SUCCESS [9] pour diverses valeurs de e , à m et r fixes, ont permis de déterminer des abaques des amplitudes des harmoniques. Le spectre (Fig. 9a) et les abaques (Fig. 9b) montrent que des harmoniques supplémentaires apparaissent autour de f_m et $2f_m$ (les familles de spectres les

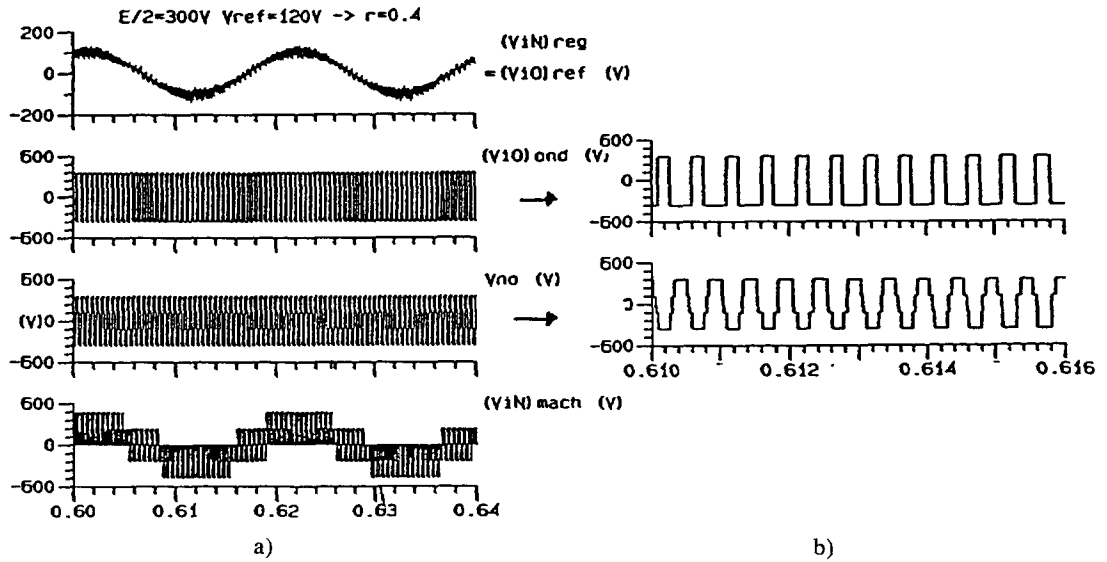


Fig. 8. — Tensions onduleurs et machines obtenues par simulation. a) Allures générales. b) Détails.
 [Simulation results of the inverter and machine voltages. a) General forms. b) Details.]

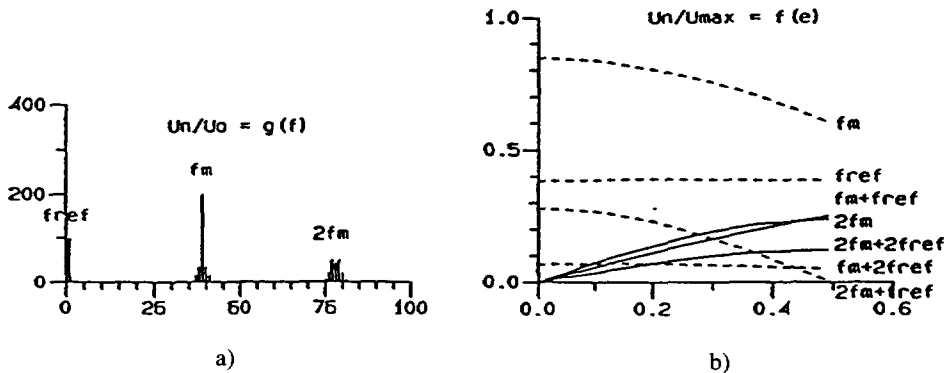


Fig. 9. — Analyse harmonique de MLI pour $m = 39$, $r = 0.4$ pour $(V_{iO})_{ond}$. a) Spectre pour $e = r/2$. b) Abaques des harmoniques en fonction de e .
 [(V_{iO})_{ond} harmonic analysis with $m = 39$, $r = 0.4$. a) Harmonic spectrum with $e = r/2$. b) Voltage harmonic magnitudes vs e .]

plus importantes :

$$\begin{aligned}
 & - f_m \pm (2p + 1) \cdot f_{ref} \quad (n = 1 \text{ impair}, p \geq 1) \\
 & - 2f_m \text{ et } 2f_m \pm 2p \cdot f_{ref} \quad (n = 2 \text{ pair}, p \geq 1).
 \end{aligned}$$

L'amplitude de ces nouvelles harmoniques (en traits continus sur la Fig. 9) augmentent proportionnellement à e , contrairement aux harmoniques « classiques » (en traits discontinus). Le spectre des tensions entre phases (Fig. 10), en vue de l'application à l'alimentation d'une machine, détermine trois zones de fonctionnement :

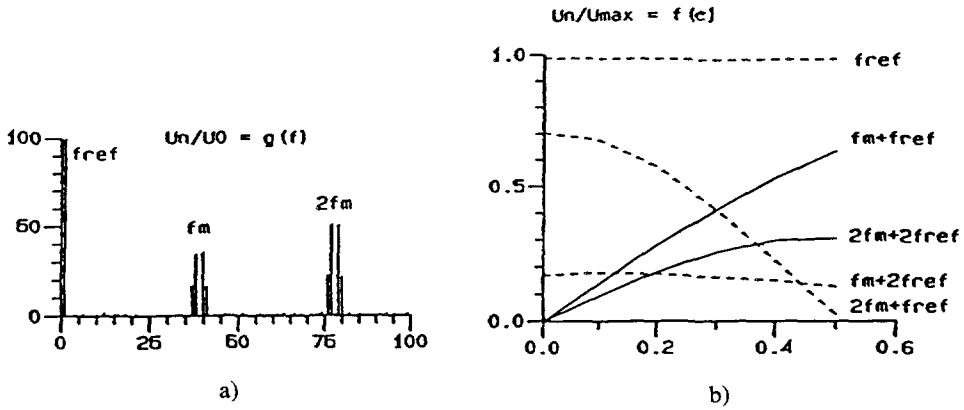


Fig. 10. — Analyse harmonique de MLI pour $m = 39$, $r = 0,4$ pour les tensions entre phases. a) Spectre pour $e = r/2$. b) Abaques des harmoniques en fonction de e .

[(V_{iN})_{mach} harmonic analysis with $m = 39$, $r = 0.4$. a) Harmonic spectrum with $e = r/2$. b) Voltage harmonic magnitudes vs e .]

- $e < \frac{r}{5}$ les harmoniques « classiques » sont prépondérants ;
- $e > \frac{4 \cdot r}{5}$ les nouveaux harmoniques deviennent prépondérants ;
- $\frac{r}{5} < e < \frac{4 \cdot r}{5}$ tous les harmoniques sont à prendre en compte.

Une étude pour diverses valeurs de m et de r valide ces résultats. En effet, pour $m \geq 15$ (e fixe et non nul) les amplitudes des harmoniques restent indépendantes de m . De plus, lorsque r varie (toujours pour e fixe non nul), les allures des courbes des abaques à $e = 0$ (cf. Sect. 2.1), sont retrouvées, toutefois avec un léger décalage et des courbes supplémentaires correspondant aux nouveaux harmoniques.

3.2 APPLICATION DES REPRÉSENTATIONS MACHINE ET ONDULEUR. — La représentation machine ne change pas quelle que soit la valeur de V_{NO} (cf. Sect. 1.4) : le système doit rester équilibré et triphasé par rapport à N. Si nous introduisons un (V_{NO})_{ref} de valeur fixe, la représentation onduleur se retrouve dans le cas général (Fig. 3).

D'après l'équation (1.4), chaque tension de référence de l'onduleur (V_{iO})_{ref} est donc composée d'une composante continue (V_{NO})_{ref} et d'une composante sinusoïdale (V_{iN})_{reg}. Nous devons donc retrouver V_{NO} de valeur moyenne instantanée égale à (V_{NO})_{ref} pour chaque période de modulation.

3.3 RÉSULTATS DE SIMULATION. — Dans le cas de la simulation du système choisi (cf. Sect. 2.4), l'observation des signaux (V_{iN})_{reg} et (V_{iO})_{ref} avec un (V_{NO})_{ref} fixe (Fig. 11) permet de vérifier que les tensions de référence de l'onduleur correspondent bien à la combinaison d'une composante continue, (V_{NO})_{ref}, et d'une composante alternative, (V_{iN})_{reg}.

Si nous observons les tensions entre phases (V_{iN})_{mach} obtenues en fonction de différentes valeurs de (V_{NO})_{ref}, nous pouvons remarquer que les distorsions augmentent avec (V_{NO})_{ref} (Fig. 12). Ce résultat conforte l'analyse de la MLI pour diverses valeurs de e . En effet pour (V_{NO})_{ref} = 120 V ($e = r$) l'amplitude des distorsions augmente et leur fréquence est divisée par deux : le spectre contient de nouveaux harmoniques, dont ceux à $f_m \pm f_{ref}$ deviennent prépondérants (à la place de ceux à $2f_m \pm f_{ref}$, dans le cas $e = 0$).

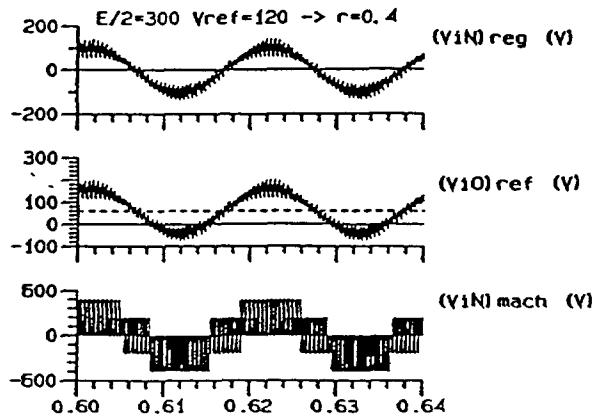


Fig. 11. — Tensions du système obtenues par simulation pour $(V_{NO})_{ref} = 60 \text{ V}$ ($e = 0.2$).
[Voltage simulation results with $V_{NO} = 60 \text{ V}$.]

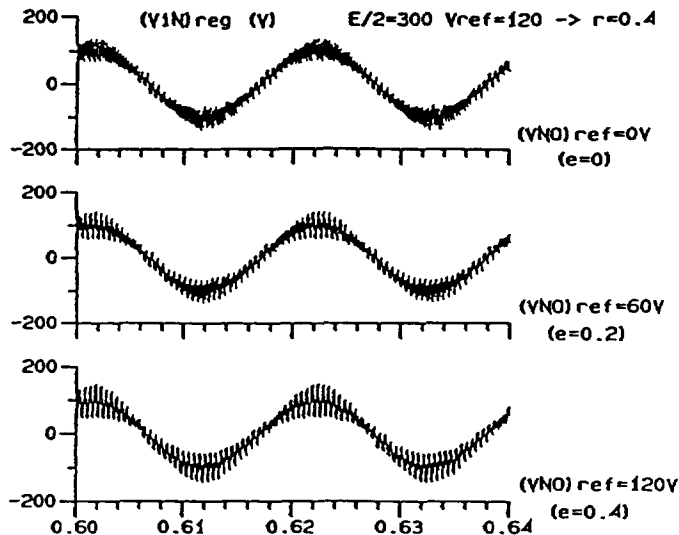


Fig. 12. — Tensions machine pour différents $(V_{NO})_{ref}$.
[$(V_{th})_{reg}$ simulation results with different V_{NO} .]

Les distorsions des tensions obtenues par un potentiel élevé entre O et N se répercutent sur les courants et donc sur le couple électromagnétique. En effet, en observant le couple en régime permanent (Fig. 13), nous voyons que l'amplitude des distorsions de couple augmente avec $(V_{NO})_{ref}$.

3.4 CONCLUSION SUR LE CHOIX DE $(V_{NO})_{ref}$. — Les différents résultats obtenus montrent que le choix classique $(V_{NO})_{ref} = 0$ minimise les distorsions sur les signaux imposés à la machine et sur le couple conséquent. Cette étude peut permettre toutefois d'analyser les dysfonctionnements (composante continue parasite) ou des systèmes non conventionnels où O et N ne seraient pas au même potentiel. Dans ce cas l'apparition de nouveaux harmoniques doit être prise en compte en fonction du coefficient d'excentricité imposé ou équivalent.

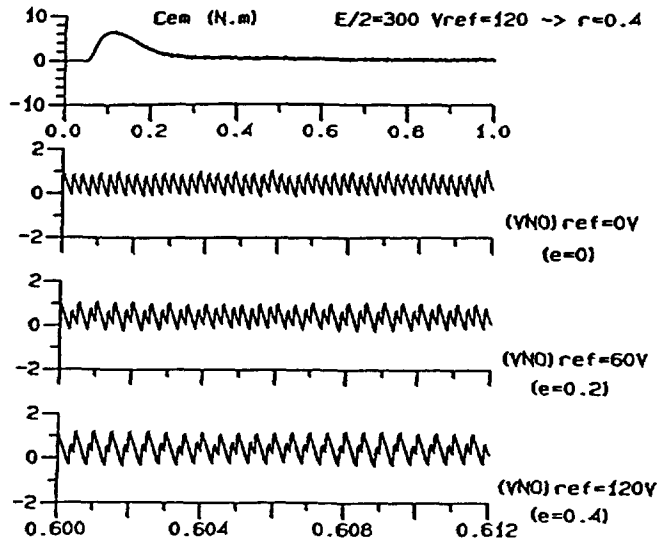


Fig. 13. — Influence de $(V_{NO})_{ref}$ sur le couple.

[Torque simulation results with different V_{NO} .]

4. Influence d'une injection d'harmonique 3.

De nombreuses études ont permis de développer des modulations particulières afin d'augmenter la tension maximale que l'on peut générer. La MLI avec injection d'harmonique 3 est l'une des premières. Cette modulation simple mais performante est analysée en définissant, de manière appropriée, la tension entre les deux points de référence $(V_{NO})_{ref}$.

4.1 ANALYSE DE LA MODULATION MLI AVEC INJECTION D'HARMONIQUE 3. — Plusieurs techniques ont été proposées pour injecter une composante d'harmonique 3 dans le signal de référence de l'onduleur [10, 11] :

$$v'_{ref}[t] = V_{ref} \sin(\omega t + \phi) + a \cdot \sin(3\omega t + \phi) \tag{4.1}$$

avec

$$a = \frac{V_{ref}}{4} \quad \text{ou} \quad \frac{V_{ref}}{6}$$

Les tensions $v'_{ref}[t]$ sont les tensions de référence pour l'onduleur, soit $(V_{iO})_{ref}$. Elles sont obtenues en ajoutant aux tensions issues de la régulation $(V_{iN})_{reg}$, un terme d'harmonique 3 de ces tensions. Nous pouvons ainsi retrouver la relation de changement de repère (1.4) avec une nouvelle définition de $(V_{NO})_{ref}$.

$$(V_{iO})_{ref} = (V_{iN})_{reg} + (V_{NO})_{ref} \tag{4.2}$$

avec

$$(V_{NO})_{ref} = a \cdot \sin(3\omega t + \phi).$$

La MLI avec injection d'harmonique 3 peut donc être considérée comme une modulation avec un $(V_{NO})_{ref}$ imposé, soit un coefficient d'excentricité variable et sinusoïdal, i.e. $e(t) = a \cdot \sin(3\omega t + \phi)$.

4.2 APPLICATION DES REPRÉSENTATIONS MACHINE ET ONDULEUR. — $(V_{NO})_{ref}$ est donc exprimé en fonction de l'harmonique 3 de $(V_{iN})_{reg}$, tensions issues de la régulation (4.2). Si

l'on considère les représentations précédemment définies, cette variation de V_{NO} correspond à un déplacement de N , sur un cercle de centre O à la pulsation 3ω (Fig. 14a). Par projection des tensions onduleurs obtenues sur l'axe réel (Fig. 14b), nous remarquons que cette trajectoire imposée à N correspond à placer O de manière à minimiser les tensions générées par l'onduleur à tout instant.

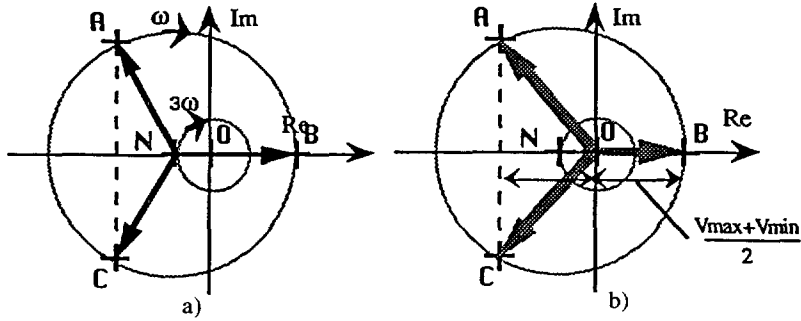


Fig. 14. — MLI avec injection d'harmonique 3. a) Représentation machine. b) Représentation onduleur. [PWM with third harmonic injection. a) Machine representation. b) Inverter representation.]

Le point O se trouve toujours entre les deux extrêmes des tensions réelles à générer (projetées sur l'axe réel), contrairement au cas classique où N et O sont confondus. Cela permet de diminuer l'amplitude de la tension onduleur la plus importante V_{max} , et d'augmenter l'amplitude de la tension la moins importante V_{min} . Les formes d'ondes aplaties des tensions d'onduleur, caractéristiques de l'harmonique 3, s'expliquent donc. De ce fait, l'utilisation de l'alimentation continue de l'onduleur est améliorée.

4.3 RÉSULTATS DE SIMULATION. — L'étude de ce type de modulation à l'aide du logiciel SUCCESS, permet de vérifier que le $(V_{NO})_{ref}$ imposé correspond bien à une MLI avec injection d'harmonique 3. En effet, le spectre harmonique obtenu contient l'harmonique 3 (Fig. 15a). De plus, les tensions onduleurs générées correspondent bien aux signaux caractéristiques de cette modulation (Fig. 15b).

L'analyse de résultats obtenus confirme le peu d'influence de l'injection d'harmonique 3, sur les tensions entre phases. Le coefficient d'excentricité n'étant plus nul, contrairement au

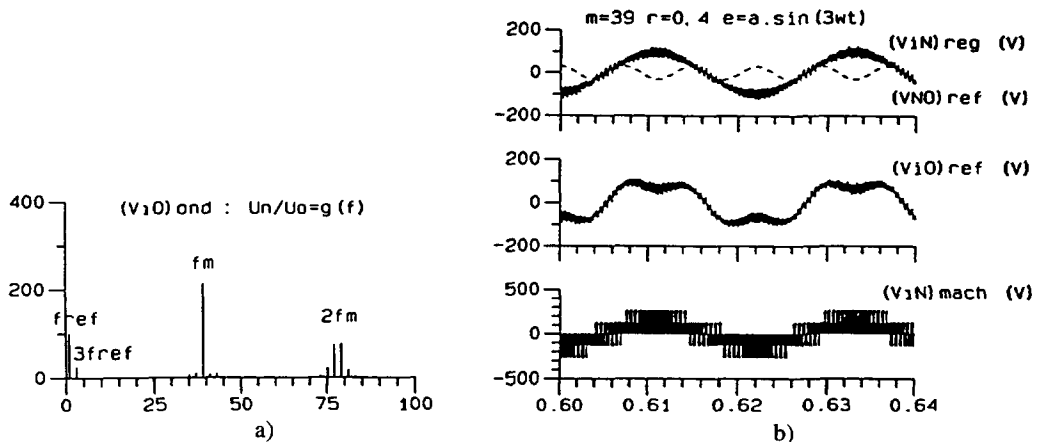


Fig. 15. — Simulation de MLI avec $(V_{NO})_{ref} = a \cdot \sin(3\omega t + \phi)$. a) Spectre de $(V_{10})_{ond}$, b) tensions obtenues.

[Simulation of PWM with $(V_{NO})_{ref} = a \cdot \sin(3\omega t + \phi)$. a) $(V_{10})_{ond}$ spectrum, b) simulation voltages.]

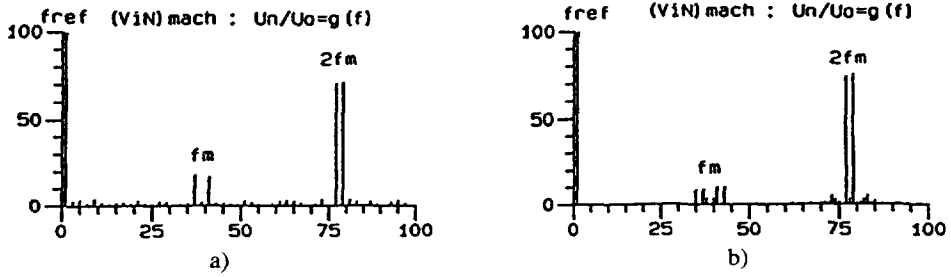


Fig. 16. — Spectre harmonique des tensions entre phases ($m = 39, r = 0,4$). a) MLI classique ($e = 0$). b) MLI avec $e = a \cdot \sin(3 \omega t + \phi)$.

[Harmonic spectrum of $(V_{iN})_{mach}$ ($m = 39, r = 0,4$). a) Standard PWM ($e = 0$). b) PWM with $e = a \cdot \sin(3 \omega t + \phi)$.]

cas classique étudié à la section 2 (Fig. 16a), de nouvelles harmoniques apparaissent (Fig. 16b). Mais celles-ci restent négligeables par rapport aux harmoniques prépondérantes qui appartiennent à la famille $2 f_m$.

Evidemment, ces variations sont répercutées sur le couple électromagnétique (Fig. 17c). La fréquence principale d'oscillation (famille $2 f_m$) reste la même pour les deux cas de figures. En revanche on peut observer une légère différence dans la variation d'amplitude, qui représente les oscillations dues à des fréquences plus basses (famille f_m).

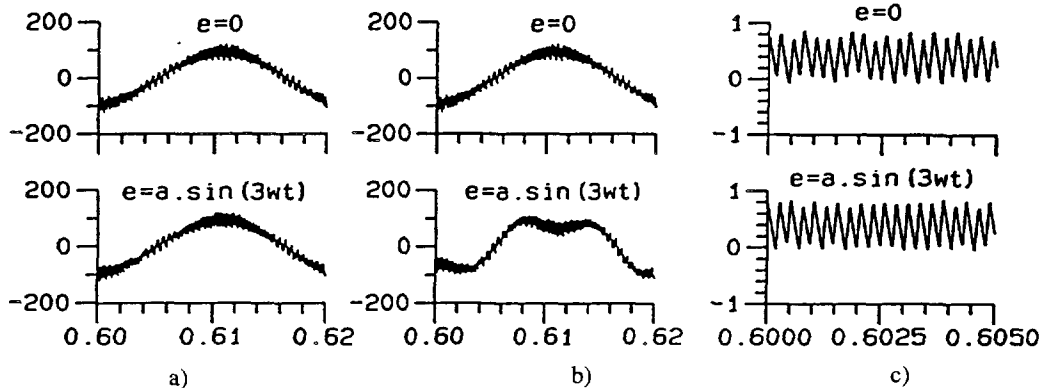


Fig. 17. — Comparaison MLI classique et MLI avec harmonique 3 ($m = 39, r = 0,4$). a) Tensions $(V_{iN})_{ref}$. b) Tensions $(V_{iO})_{ref}$. c) Formes des couples.

[Standard PWM and PWM with third harmonic injection ($m = 39, r = 0,4$). a) $(V_{iN})_{ref}$ voltages. b) $(V_{iO})_{ref}$ voltages. c) Torque forms.]

4.4 OUVERTURE VERS DES MODULATIONS MODERNES. — La MLI avec injection d'harmonique 3 peut donc être modélisée par un coefficient d'excentricité variable, $e(t) = a \cdot \sin(3 \omega t + \phi)$. La similitude des signaux obtenus par modulation de type Space Vector [12, 13] avec ceux de la MLI avec injection d'harmonique 3, autorise à penser que cette nouvelle modulation pourrait elle aussi être modélisée avec un coefficient d'excentricité variable adéquat. Il n'est pas exclu d'étendre cette nouvelle variable de modélisation à d'autres modulations modernes (flat-top..).

La première étape consiste à définir un coefficient d'excentricité représentatif de la modulation étudiée. Ce $(V_{NO})_{ref}$ imposé permet ensuite la décomposition du système en deux sous-systèmes d'analyse simple.

Conclusion.

L'introduction du coefficient d'excentricité dans la modélisation de la MLI, permet de prendre en compte les variations de potentiel entre les deux points de référence. Deux référentiels séparés sont ainsi définis pour prendre en compte cette tension V_{NO} dans l'étude de l'ensemble convertisseur-machine. Cette décomposition permet une analyse plus fine et une modélisation simple de part et d'autre, avec un changement de référentiel qui relie les diverses représentations introduites.

Grâce à ce découplage, l'analyse du cas standard de fonctionnement montre qu'en fait, on impose implicitement $(V_{NO})_{ref} = 0$, valeur moyenne instantanée sur chaque période de modulation, dans les techniques MLI classiques. En revanche la valeur instantanée de V_{NO} pendant cette période de modulation va varier de manière à équilibrer les distortions des trois phases dues à l'échantillonnage de modulation.

L'étude d'un coefficient d'excentricité e constant (i.e. une référence $(V_{NO})_{ref}$ de type continu), permet de montrer l'influence de ce paramètre sur le comportement de la machine. En effet, de nouvelles harmoniques apparaissent et peuvent même devenir prépondérantes par rapport aux harmoniques « classiques » en fonction de la valeur de e .

Enfin, ce nouveau paramètre peut permettre de mieux caractériser les nouvelles techniques de MLI, comme par exemple l'injection d'harmonique 3, et ainsi de vérifier l'évolution de leurs spectres harmoniques. De plus, l'utilisation des deux référentiels peut être généralisée à tout type de commande, en imposant une référence appropriée entre les deux points N et O. Les représentations séparées déduites permettent de bien analyser le système équilibré perçu par la machine d'une part et le système triphasé à générer par l'onduleur d'autre part.

Bibliographie

- [1] Bowes S. R., Recent developments in PWM switching strategies for microprocessor-controlled inverter drives, *Proc. of MOTOR-CON* (June 1988) pp. 10-24.
- [2] Holtz J., Pulsewidth modulation. A survey, *IEEE Trans. Ind. Appl.* **39** (1992) 410-419.
- [3] Van der Broeck H., Analysis of the voltage harmonics of PWM voltage fed inverters using high switching frequencies and different modulation functions, *EPE J.* **2** (1992) 341-349.
- [4] Stefanovic V. R., Industrial AC Drives Status of Technology, *EPE J.* **2**, n 1 (March 1992).
- [5] Séguier G., Labrique F., Les convertisseurs de l'électronique de puissance : la conversion continu-alternatif, vol. **4**, Techniques et Documentations (Lavoisier, 1989).
- [6] Castan M., Etude d'un générateur statique polyphasé de puissance utilisant un processus de modulation d'une source de tension continue. Application à l'alimentation de moteurs asynchrones. Thèse UPS, Toulouse (1971).
- [7] Sournac E., Variateur de vitesse pour machine asynchrone, Thèse INPT, LEEI, Toulouse (1990).
- [8] Louis J. P., Bergmann C., Commande numérique des ensembles convertisseurs-machines, *RGE* n 5 (mai 1992).
- [9] SUCCESS version 1.1, Manuel d'utilisation, licence CNRS-INPT-LEEI Toulouse, (c) 1992 par CIRTEM, Inopole, 31319 Labège.
- [10] Bowes S. R., Midoun A., Suboptimal switching strategies for microprocessor controlled PWM inverter drives, *Proc. IEE-B, Elect. Pow. Appl.* **132** (1989) 133-148.
- [11] Houldsworth J. A., Grant D. A., The use of harmonic distortion to increase the output voltage of a 3-phase PWM inverter, *IEEE Trans. Ind. Appl.* **IA-20** (1984) 1224-1228.
- [12] Pfaff G., Weschta A., Wick A., Design and experimental results of a brushless AC servo drive, *IEEE-IAS, An. Meet.*, San Francisco (1982) 692-697.
- [13] Van der Broeck W., Skudelny H.-C., Stanke G. V., Analysis and realisation of a pulsewidth modulator based on voltage space vector. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **24**, n 1 (January/February 1988).