



Indépendamment de leur puissance de sortie, le rendement et d'autres paramètres énergétiques gagnent en importance quant aux variateurs et aux applications pilotées par variateurs. Comme les semi-conducteurs modernes permettent le développement de variateurs avec des fréquences de découpage plus élevées et des temps

de montée bien plus courts, la mesure de paramètres énergétiques impose des exigences extrêmement élevées pour l'instrumentation à utiliser. Le courant et la tension (vraie valeur efficace), la puissance active et l'énergie doivent être mesurés indépendamment de la forme d'onde, avec beaucoup d'harmoniques et à des

potentiels flottants par rapport à la terre. Pour conclure qu'un appareil donne des résultats corrects sur de telles applications, il n'est pas suffisant de considérer les spécifications standards de précision et de plage de fréquences. D'autres spécifications, restées à l'arrière-plan jusqu'à ce jour, doivent être évaluées.

## 1. Introduction

Le premier objectif de cet article est d'expliquer ces exigences importantes, tels qu'une bonne Réjection de Mode Commun (CMR) et que le produit tension - fréquence (VHz). Des structures de signal très variées doivent être analysées. Pour cette raison, une gamme très étendue d'intervalles de moyennage est nécessaire et différentes méthodes d'échantillonnage sont requises. La mesure simultanée de toutes les entrées et un déphasage extrêmement réduit entre la tension et le courant d'entrée gagnent en importance avec la diminution du facteur de puissance.

Le second objectif de cet article est de montrer comment ces exigences ont été satisfaites dans un analyseur de puissance moderne équipé de jusqu'à 12 voies. L'appareil conduit intégralement par menu peut être configuré de manière optimale pour l'application via le clavier à membrane, ou via interface et avec l'aide du puissant logiciel «PowerVIEW 6000».

## 2. Potentiel flottant

Dans la plupart des circuits de mesure, la terre/masse est choisie comme point de référence. Ainsi est-il possible de raccorder correctement le circuit de mesure d'un appareil électronique avec son entrée HI au potentiel haut, et son entrée LO avec la terre/masse.

La situation sur les variateurs est différente, presque tous les points étant flottants par rapport à la masse, ce qui signifie que l'entrée LO d'un appareil de mesure est aussi à un potentiel  $U_c$  par rapport à la masse. Cette circonstance introduit une erreur additionnelle appelée Common Mode Influence (CMI – influence de mode commun).

### 2.1 Influence de mode commun

L'influence de mode commun (CMI) dépend de la tension de mode commun  $U_c$ , de sa fréquence  $f_c$ , de l'architecture interne ( $C_i$ ) et des circuits de l'appareil de mesure. La fig.1 représente un schéma très simplifié d'un appareil électronique et explique les raisons de la CMI.

Un appareil de mesure a des capacités réparties entre la masse électronique et le boîtier ( $C_1$ ), entre les enroulements du transformateur de l'alimentation ( $C_2$ ) et entre le boîtier et la masse ( $C_3$ ).

Celles-ci donnent naissance à un courant  $I_c$  induisant une chute de tension sur la masse électronique et conduisant finalement à l'affichage d'une tension  $\Delta U_c$  bien qu'aucune tension ne soit appliquée aux entrées HI – LO.

Ce courant équivaut à

$$I_c = k \cdot U_c \cdot 2\pi \cdot f_c \cdot C_i$$

### 2.2 Réjection de mode commun

Lors du développement d'un appareil de mesure, seul  $C_i$  peut être influencé afin de maintenir  $\Delta U_c$  le plus petit possible, ou rejeter autant que possible la tension de mode commun  $U_c$ . Cette CMR est exprimée en dB sous forme de mesure logarithmique avec la formule suivante:

$$CMR(dB) = 20 \cdot \lg \frac{\Delta U_c}{U_c}$$

La méthode la plus efficace de renforcement de la CMR est la technologie de la garde, illustrée figure 2, montrée en exemple pour la mesure de courant.

Pour la mesure de courant par un appareil électronique, un shunt sera toujours nécessaire, quelle que soit l'architecture interne ou externe.

Par l'utilisation d'une telle technologie de garde, le courant  $I_c$  s'écoule à la masse au travers de la garde, et non au travers de la masse électronique, sans influencer la tension d'entrée entre HI et LO.

Avec cette technologie de garde, nous atteignons dans notre analyseur de puissance une CMR de 160dB (à 1kHz), valeur extrêmement élevée et

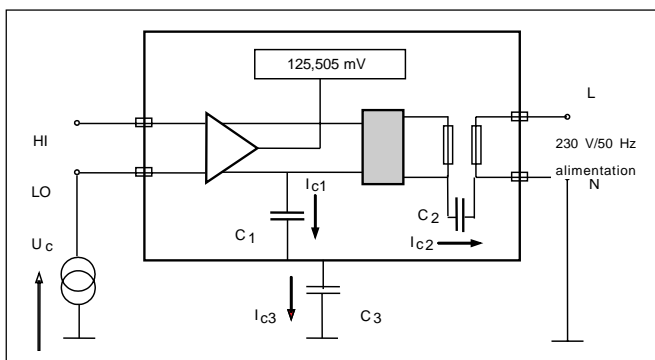


Fig. 1 : origine de l'influence de mode commun

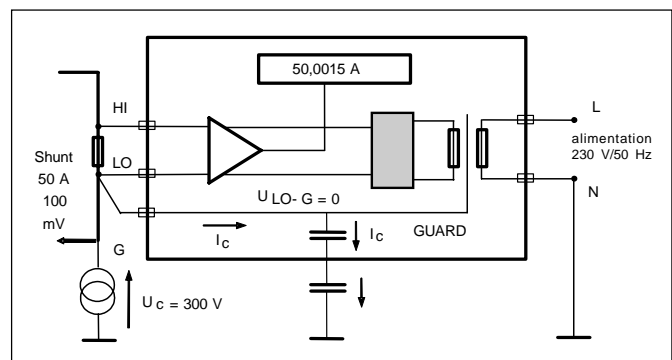


Fig. 2 : renforcement de la CMR avec la technologie de garde

# Réjection de mode commun

unique. Dans l'exemple ci-dessus, il en résulte un  $\Delta U_c$  et finalement une erreur  $\Delta U(\%)$  de:

$$\Delta U_c = U_c \cdot 10^{\frac{dB}{20}} = 300 \cdot 10^{\frac{-160}{20}} = 300 \cdot 10^{-8} = 3 \cdot 10^{-6} = 3 \mu V$$

$$\Delta U(\%) = 100 \cdot \frac{3 \cdot 10^{-6}}{100 \cdot 10^{-3}} = 0,003 \%$$

Il ne doit pas être perdu de vue que la CMR (en dB) est une mesure logarithmique, qu'ainsi une CMR de 120dB apporte déjà une erreur additionnelle de 0,3%, et qu'il est illusoire d'utiliser un appareil de mesure avec une précision déclarée de  $\pm 0,1\%$  si la CMR n'est pas au moins de 140dB.

### 3. Mesure de courant

Pour la mesure de courant sur variateur, une plage étendue de fréquences est non seulement nécessaire pour les voies tension et courant, mais le capteur de courant doit aussi être utilisable pour cette application. Un tel capteur doit être efficace pour le DC, et à partir de très basses fréquences jusqu'à quelques centaines de kilohertz.

Une bonne précision en amplitude n'est pas suffisante pour la mesure de puissance, l'erreur de déphasage et la constante de temps (temps de montée) doivent être très faibles, faute de quoi il en résulte un déphasage additionnel et la puissance affichée est erronée (fig.3).

Cette spécification a une influence croissante avec l'augmentation de la fréquence et la diminution du facteur de puissance. En finalité, un ratio L/R faible est à l'origine d'un déphasage réduit dans une gamme étendue de fréquences.

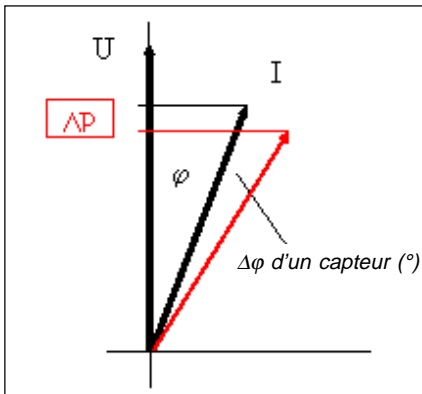


Fig. 3: diagramme vectoriel avec le  $\Delta\phi$  d'un capteur

Tableau 1: influence du  $\Delta\phi$  d'un capteur

Influence du $\Delta\phi$ d'un capteur					
$\Delta\phi$ d'un capteur (°)	0,2				
Cos. $\phi$	1,00	0,50	0,20	0,10	0,05
Erreur en %	0,001	0,605	1,711	3,474	6,973

ces. En considérant une forme d'onde sinusoïdale (plus facile à évaluer), l'influence de  $\Delta\phi$  pour différents facteurs de puissance est explicitée Tableau 1.

Suivant les besoins, différentes méthodes de mesure de courant peuvent être utilisées, mais, pour chaque application, l'utilisateur doit savoir ce qu'il fait, les avantages et les inconvénients des unes et des autres devant être appréciés.

#### 3.1 Mesure de courant par shunt triaxial

Quoiqu' étant une solution relativement onéreuse, les shunts sont les meilleurs capteurs pour des mesures précises de courant et de puissance sur les variateurs, et LEM a beaucoup investi en développement pour concevoir des shunts large bande, à faible déphasage et faiblement influencés par la charge.

Un shunt avec ces caractéristiques doit être une résistance quasiment ohmique ( $L = 0$  et  $C = 0$ ). Ceci ne peut être réalisé qu'avec une architecture coaxiale apportant la compensation du champ électromagnétique. Afin d'atteindre une CMR élevée, il y est rajouté la garde (G), ce qui conduit finalement au shunt triaxial. Le principe d'un tel shunt est illustré fig.4.

Les prises de courant et de potentiel sont séparées (principe de Kelvin). HI, LO et Guard sont interconnectés directement sur la voie courant de l'analyseur de puissance par un shunt triaxial comme illustré fig.5 (en cas de shunt enfichable), ou à l'aide d'un câble triaxial (en cas de shunts externes).

L'élément résistif a la forme d'un tube, offrant ainsi une grande surface, et, en association avec un matériau spécial, un coefficient de charge extrêmement faible de moins de  $1,5 \cdot 10^{-6} \text{ \%/A}^2$ .

Les shunts enfichables (directement sur la voie courant) vont de 3 mA à 100A, alors que les shunts externes vont de 100 à 1400 A. Ces derniers sont déportés au niveau de l'objet du test et connectés sur la voie courant via un

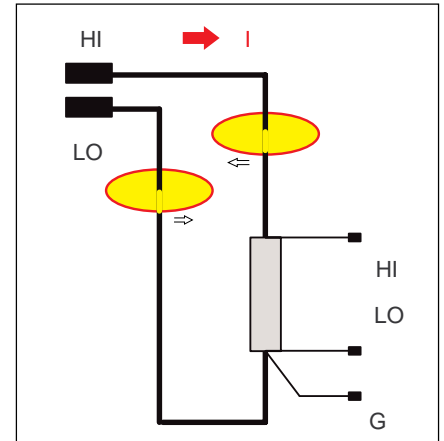


Fig. 4: principe d'un shunt triaxial

câble triaxial blindé. Les fig.6 et 7 illustrent chaque forme d'architecture.

#### 3.2 Mesure de courant par pinces passives

Les pinces passives ou transformateurs de courant ont pour la plupart une sortie de 1A. N'ayant pas besoin d'énergie auxiliaire, elles sont appelées pinces passives. De telles pinces ne sont utilisables qu'en AC, leur plage de fréquence étant par ailleurs limitée à la bande 10Hz ... 10kHz. Avec un matériau spécial pour le noyau, elles peuvent atteindre une précision en amplitude de  $\pm 0,2\%$  et une erreur de déphasage de  $\pm 0,3^\circ$  aux fréquences techniques de 50 ... 60Hz. Mais les erreurs croissent rapidement avec la fréquence.

Pour notre analyseur de puissance, nous proposons une telle pince avec un noyau en alliage Ni-Fe avec les spécifications ci-dessus relativement bonnes. Cette pince est fournie avec un adaptateur pour l'enfichage direct dans la voie courant et la lecture directe sans calcul auxiliaire. Ceci est une solution relativement économique et surtout utilisée côté secteur des variateurs.



Fig. 5: shunt enfichable avec connecteur triaxial



Fig. 6: shunt externe 100A/30mV



Fig. 7: shunt 1500A/20mV

### 3.3 Mesure de courant par capteurs actifs

On a assisté au développement, ces dernières années, de capteurs actifs

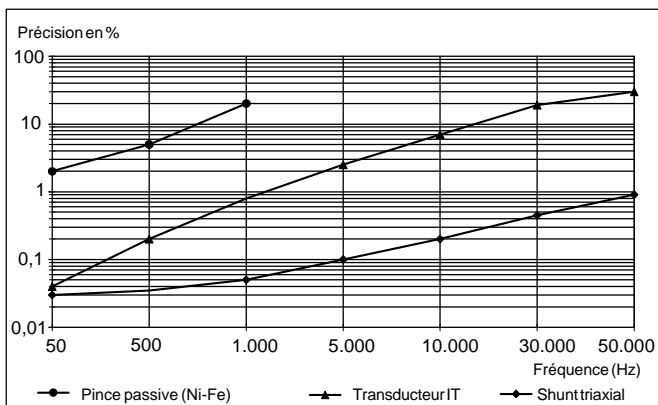


Fig. 8: Précisions de différents capteurs de courant pour facteur de puissance 0,1

relativement précis basés sur l'effet Hall et particulièrement adaptés pour de telles mesures, pour autant que les exigences quant à la précision ne soient pas trop élevées. La précision en amplitude est bonne, mais le déphasage augmente fortement avec la fréquence. La bande passante est d'abord mise en évidence et se présente plutôt bien, mais  $-3\text{dB}$  signifie déjà une erreur d'amplitude de  $-30\%$  et un déphasage de  $45^\circ$ . Leur avantage est dans la mesure de courant sans ouverture de circuit et leur adéquation pour les signaux (AC+DC).

On trouve également sur le marché des pinces à effet Hall, mais leur précision dans ces conditions est faible et pas toujours définie.

Pour mettre en évidence les très grandes différences entre les trois principes de mesure, nous avons fait des mesures dont les résultats sont donnés fig. 8, pour un facteur de puissance de 0,1.

### 4. Produit tension – fréquence

Quand un signal d'entrée a un temps de montée court (comme le signal MLI d'un variateur) et un potentiel élevé, il n'est plus possible de considérer séparément la tension et la fréquence. Le diviseur de tension du circuit d'entrée est un réseau de résistances et de capacités dont le principe est illustré fig. 9.

La capacité  $C_1$  est la plus chargée, étant en parallèle avec la partie ohmique élevée du diviseur. Le courant  $I_1$  est proportionnel à la fréquence et à la tension, mais limité par l'architecture.

Ceci signifie que le produit tension – fréquence est une constante (p. ex.

$1 \cdot 10^8 \text{ VHz}$ ) qui doit être spécifiée dans la fiche technique d'un tel appareil. Si l'on représente graphiquement la tension d'entrée en fonction de la fréquence, on obtient une courbe hyperbolique symétrique qui renseigne sur la tension maximum applicable pour une fréquence donnée. Une telle interdépendance est donnée fig. 10.

S'il y a lieu de mesurer sur des formes d'onde carrées avec des temps de montée courts, une fréquence équivalente peut être calculée comme donné en exemple fig. 11.

### 5. Linéarité

Il est demandé par ailleurs aux voies de mesure une linéarité élevée en fréquence et en amplitude. Ce besoin est grandement influencé par la partie hautement ohmique du diviseur du circuit d'entrée. Il y a lieu d'utiliser des composants (résistances, capacités) de qualité élevée.

Nous satisfaisons à ces exigences grâce à une architecture particulière, combinée avec une stabilité à long terme, à l'origine d'un cycle de recalibration très long de 24 mois (2 années) que nous confirmons à nos clients. Cette architecture, avec ses dimensions précisément définies, est illustré fig. 12.

La résistance est une résistance spéciale à couche métallique (2 Watt, 4,47kV) avec un très bas coefficient de température ( $< 5\text{ppm/K}$ ), un coefficient de tension minimum ( $< 0,1\text{ppm/V}$ ) et une dérive extrêmement faible ( $< 50\text{ppm/an}$ ). La capacité  $C$  est une capacité au gaz pour 8,6kV et 2pF, très stable, avec une dérive et une influence de la fréquence au minimum.

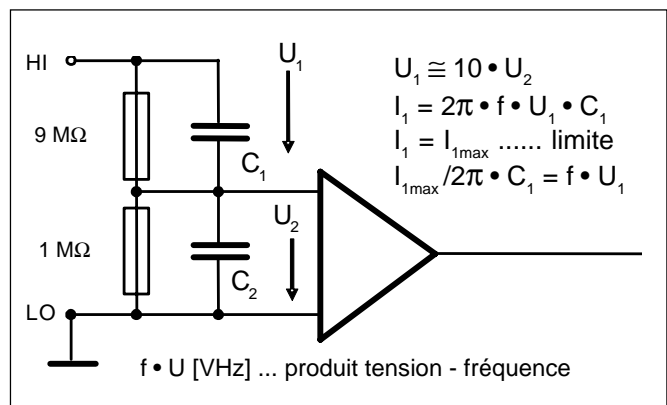


Fig. 9: schéma d'un circuit d'entrée

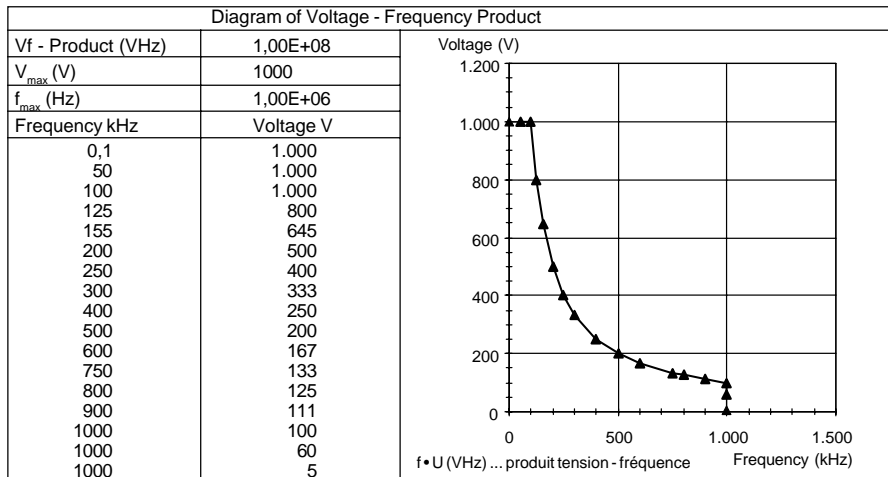


Fig. 10: interdépendance des entrées fréquence et tension  
Diagramme du produit tension – fréquence

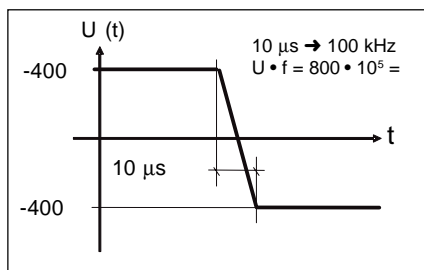


Fig. 11: temps de montée et produit fréquence – tension

## 6. Traitement numérique du signal

Le traitement numérique des signaux dans un tel analyseur de puissance doit aussi répondre à des exigences plus élevées que dans la plupart des cas habituels, sous peine de résultats illicites. Quelques uns des points les plus importants à considérer sont évoqués ci-après.

### 6.1 Mesure simultanée

Dans un analyseur de puissance électronique moderne, la puissance active doit être calculée numériquement avec l'utilisation de la définition générale en tant qu'énergie par unité de temps. La définition classique  $P = U \cdot I \cdot \cos \varphi$  n'est valable que pour les signaux de forme sinusoïdale et n'est pas applicable pour les variateurs. La définition de la puissance active en

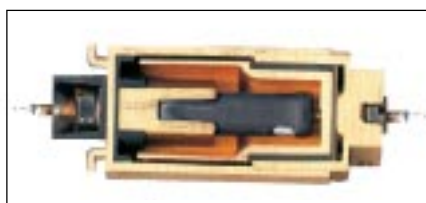


Fig. 12: diviseur de tension haut de gamme

tant qu'énergie (Ws) par unité de temps (s) est écrite dans l'expression ci-après. Pour calculer la puissance active, trois opérations doivent être réalisées, à savoir l'échantillonnage de la tension et du courant, leur multiplication et leur moyennage.

$$P = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_{(t)} \cdot i_{(t)} dt$$

Ce qui veut dire, en finalité, que chaque quantité  $u(t)$  et  $i(t)$  doit être échantillonnée rigoureusement au même instant  $t$ , sans déphasage analogique ou numérique. Un bon analyseur de puissance ne doit pas avoir plus de 5 m° de déphasage analogique et chaque quantité doit être scrutée de manière synchrone, à l'exclusion de tout multiplexage. Ainsi est-il plus coûteux de doter chaque voie de son propre CAN (avec synchronisation), mais c'est le seul moyen d'éviter des résultats illicites.

### 6.2 Echantillonnage

Les signaux de sortie d'un variateur sont de nature instable, toutes les valeurs caractéristiques (forme d'onde, fréquence, spectre) changeant plus ou moins. Un analyseur de puissance adéquat doit être capable de changer la méthode d'échantillonnage en fonction de la structure du signal. L'utilisateur devrait pouvoir choisir entre trois méthodes, à savoir l'échantillonnage adaptatif, l'échantillonnage synchrone et l'échantillonnage avec une fréquence fixe.

L'échantillonnage adaptatif n'opère pas avec une fréquence fixe, la fréquence étant adaptée à celle du signal de

manière que, en association avec un moyennage automatique, soit atteint l'optimal entre la durée de la mesure et la stabilité de l'affichage. Ce qui signifie la sélection automatique d'un intervalle de moyennage de 5 à 8 périodes du signal. Cette méthode est la méthode par défaut, 90% de toutes les applications pouvant être couvertes par celle-ci. A cet effet, un circuit approprié détecte l'instant où la fréquence d'échantillonnage devient multiple de celle du fondamental et entraîne la modulation de la première.

L'échantillonnage synchrone donne de meilleurs résultats pour des intervalles de moyennage courts, vu qu'un intervalle synchronisé autorise le moyennage sur même seulement une période. Le résultat n'est pas tronqué lorsque des multiples des périodes du signal sont moyennés. Par ailleurs, cette méthode est absolument nécessaire pour l'analyse d'harmoniques avec une Transformée de Fourier Discrète (DFT).

L'échantillonnage avec fréquence fixe est principalement utilisé lorsqu'il y a lieu d'enregistrer les échantillons dans la mémoire interne à intervalles équidistants. Dans ce cas, la fréquence d'échantillonnage est sélectionnée directement en kHz.

### 6.3 Moyennage

Le moyennage est un point clé de toute méthode de mesure, analogique ou numérique. Il n'y a pas de réponse générale valable dans tous les cas. Il dépend de l'application et de ce qu'on veut voir pendant la mesure. Des intervalles de moyennage courts entraînent un affichage instable, mettant en évidence toute variation du signal d'entrée. Des intervalles de moyennage longs donnent un affichage stable, mais des pics de courte durée sont également moyennés et peuvent conduire à des conclusions erronées quant à la structure des signaux.

C'est pourquoi nous avons réalisé deux niveaux d'intervalles de moyennage, un court (appelé moyennage A) et un plus long (appelé moyennage B) pour le choix de multiples du moyennage A. Les deux peuvent être affichés. Dans notre analyseur de puissance, nous avons réalisé des intervalles de moyennage de 20ms à 47h. Cette gamme étendue couvre toutes les applications, depuis la détection de pics de courte durée

# Moyennage

jusqu'aux mesures de longue durée telles que les caractéristiques thermiques.

## 7. Mesures pratiques

Un système très confortable pour l'essai complet d'un entraînement piloté par variateur est représenté fig. 13. Il utilise un analyseur 12 voies avec des entrées auxiliaires pour la mesure du couple et de la vitesse sur l'arbre du moteur. La mesure simultanée a une importance croissante avec le nombre de voies utilisées, étant donné que les résultats pour ces entraînements pilotés par variateur ne sont jamais stables.

Tous les composants d'un tel entraînement peuvent être testés précisément. Avec le câblage de la fig. 13, on calcule aussi bien le rendement global que les rendements partiels du redresseur, du variateur et du moteur. Comme les gammes et le couplage peuvent être choisis différemment pour chaque voie, on peut aussi faire des mesures précises dans le circuit DC. Différentes interfaces et supports logiciels sont disponibles pour le déroulement automatique d'essais en contrôle de production.

Une autre particularité doit être mise en évidence quand on raisonne sur le schéma de la fig. 13. La mesure de puissance en sortie de variateur ne doit jamais être faite avec la méthode des deux wattmètres. Bien que n'ayant pas de neutre (système triphasé trois fils), la condition  $\Sigma I = 0$  pour la méthode des deux wattmètres n'est pas remplie, les fréquences plus élevées et les capacités réparties entraînant la circulation d'un courant à la terre. La mesure à l'entrée d'un

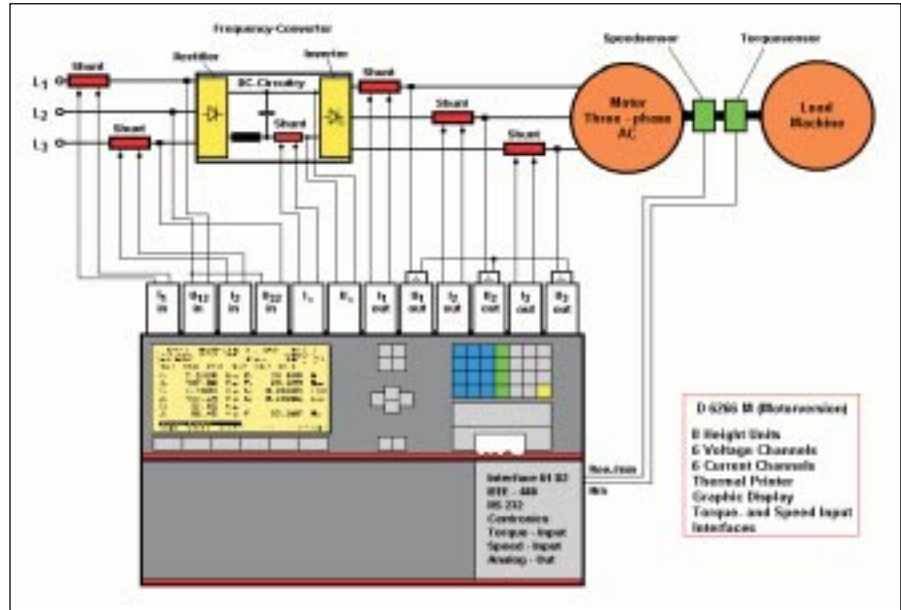


Fig. 13 : essai complet d'un entraînement piloté par variateur

variateur peut être faite avec cette méthode, vu qu'il n'y a que la fréquence du réseau avec des harmoniques limitées.

Un câblage comparable pour un tel analyseur 12 voies est utilisé dans les départements de R&D de fabricants automobiles notoires développant des véhicules électriques. Il est aisément compréhensible que la meilleure précision est requise dans ce cas, ces entreprises luttant pour chaque 0,1% de gain de rendement pour augmenter l'autonomie d'un tel véhicule avant la recharge des batteries.

Pour faire suite à la demande, nous avons introduit les intégrations séparées +Wh et -Wh. Ainsi est-il possible d'afficher la consommation d'énergie en phase d'accélération et la restitution d'énergie en phase de décélération.

## 8. Résumé

L'objectif de cet article a été d'expliquer les exigences très fortes pour la mesure de puissance et d'autres paramètres dérivés sur les variateurs, et de donner des indications relatives aux caractéristiques à prendre en considération lors du choix d'un appareil pour ce besoin. Les points très importants du prétraitement du signal analogique ont été décrits.



LEM NORMA GmbH  
Liebermannstraße F 01, A-2345 Brunn am Gebirge  
Tel. +43/22 36/69 15 02, Fax +43/22 36/69 14 00  
e-mail: lno@lem.com, http://www.lem.com

