

**Titre:** Transducteur de tension alternative à petite constante de temps et  
petite ondulation sur la sortie

**Auteurs:** V. Musteata, Romano M. De Santis, & Jules O'Shea  
Authors:

**Date:** 1975

**Type:** Rapport / Report

**Référence:** Musteata, V., De Santis, R. M., & O'Shea, J. (1975). Transducteur de tension  
alternative à petite constante de temps et petite ondulation sur la sortie.  
Citation: (Rapport technique n° EP-R-75-61). <https://publications.polymtl.ca/6144/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/6144/>  
PolyPublie URL:

**Version:** Version officielle de l'éditeur / Published version

**Conditions d'utilisation:** Tous droits réservés / All rights reserved  
Terms of Use:

 **Document publié chez l'éditeur officiel**  
Document issued by the official publisher

**Institution:** École Polytechnique de Montréal

**Numéro de rapport:** EP-R-75-61  
Report number:

**URL officiel:**  
Official URL:

**Mention légale:**  
Legal notice:



# DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

## SECTION AUTOMATIQUE

Rapport Technique 75-R-61

TRANSDUCTEUR DE TENSION ALTERNATIVE

A PETITE CONSTANCE DE TEMPS

ET PETITE ONDULATION SUR LA SORTIE

par

V. MUSTEATA  
R.M. DE SANTIS  
J. O'SHEA

Le 7 octobre 1975

# Ecole Polytechnique de Montréal

CA2PQ  
UP4  
75R61  
FRE

Campus de l'Université  
de Montréal  
Case postale 6079  
Succursale 'A'  
Montréal, Québec  
H3C 3A7



**Bibliothèque  
École  
Polytechnique  
MONTREAL**

CLASSIFICATION

CA2 PQ

UP4

75R61 FRE

No D'ENTRÉE

78301

TRANSDUCTEUR DE TENSION ALTERNATIVE  
A PETITE CONSTANCE DE TEMPS  
ET PETITE ONDULATION SUR LA SORTIE

par

78301

V. MUSTEATA  
R.M. DE SANTIS  
J. O'SHEA

Le 7 octobre 1975

**A CONSULTER  
SUR PLACE**

TRANSDUCTEUR DE TENSION ALTERNATIVE A PETITE CONSTANCE DE TEMPS  
ET PETITE ONDULATION SUR LA SORTIE (+)

Valeriu Musteata\*

SOMMAIRE

Le présent rapport décrit le principe de fonctionnement et les détails de construction d'un transducteur de tension alternative caractérisé par un temps de réponse de l'ordre d'une période du signal d'entrée et par une ondulation à la sortie théoriquement nulle.

Les tensions d'entrée sont de l'ordre de 250[V].

Comme mesure auxiliaire, le transducteur donne aussi, une indication numérique (binaire) de la période du signal d'entrée.

Ce transducteur utilise une variation du principe de redressement synchrone et la réalisation est faite à l'aide des circuits logiques numériques et un bloqueur d'ordre zéro.

Ceci permet d'avoir une mise à jour de la tension et de la fréquence à la fin de chaque demi-période du signal d'entrée.

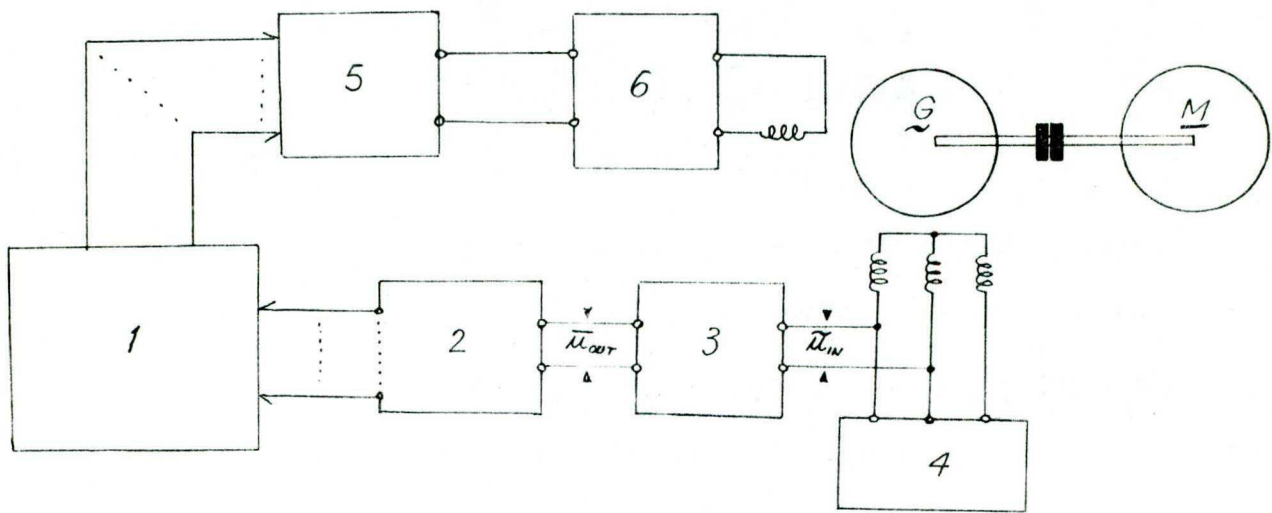
---

(+) Cette recherche a été subventionnée en partie par le Conseil National de la Recherche du Canada, Octroi A-8244, et en partie par l'octroi DGES-FCAC CRP-301. Le projet a été exécuté sous la direction des Professeurs R.M. De Santis et J. O'Shea.

\* Ecole Polytechnique, Montréal, Québec.

## 1. INTRODUCTION

Dans l'identification ou/et la commande d'un système moteur-générateur du type représenté à la figure 1, parmi les variables surveillées par l'ordinateur se trouvent des courants et des tensions alternatives. Dans l'installation considérée dans le cadre du Projet DGES-FCAC CRP-301<sup>\*</sup>, les tensions alternatives sont de l'ordre de 250[V], valeur effective, et le courant de l'ordre de 10[A]; la fréquence peut varier de  $\pm 25[\%]$  autour de 60[HZ].



**Figure 1:** Schéma partiel de principe du système étudié

- |   |  |
|---|--|
| 1 = ordinateur                          | 5 = convertisseur N/A                      |
| 2 = convertisseur A/N                   | 6 = ampli de puissance                     |
| 3 = transducteur de tension alternative | $\underline{M}$ = moteur à courant continu |
| 4 = charge                              | $\underline{G}$ = générateur synchrone     |

<sup>\*</sup> Traitement des Signaux et Commande des Processus Industriels par Ordinateur: Applications aux Réseaux Electriques.

Pour pouvoir lire, à l'aide de l'ordinateur, la valeur de la tension,  $\tilde{u}_{IN}$ , générée par le générateur synchrone, on utilise un transducteur de tension alternative et un convertisseur analogique-numérique. En conséquence, le transducteur de tension alternative a comme entrée la tension  $\tilde{u}_{IN}$  de l'ordre de 250 [V], de fréquence  $45 \div 75$  [Hz], et doit fournir sur la sortie une tension continue de max 10 [V], acceptable pour le convertisseur A/N, proportionnelle à la tension  $\tilde{u}_{IN}$ .

De plus, dans le cas idéal, pour améliorer le retard et la précision du réglage, le temps de réponse ainsi que l'ondulation sur la sortie du transducteur doivent être les moindres possible.

La réalisation typique d'un transducteur de tension alternative contient un transformateur d'isolation à rapport de transformation sous unitaire suivi par un redresseur et un filtre passe-bas.

Dans cette configuration la nécessité d'une petite constante de temps et celle d'une petite ondulation sur la sortie sont mutuellement contradictoires (en ce sens que si on veut obtenir une petite constante de temps de la réponse, on doit avoir une constante de temps d'intégration également petite ce qui donne une ondulation prononcée

sur la sortie; de façon similaire, pour obtenir une petite ondulation sur la sortie on doit augmenter la constante de temps d'intégration ce qui implique une réponse lente du transducteur). Le mieux qu'on puisse faire, dans ce cas, est d'établir un compromis entre la grandeur de l'ondulation supportée par le hardware qui suit le transducteur et la constante de temps de la réponse du transducteur considérée comme admissible pour une application quelconque.

Evidemment, parfois il est impossible de concilier les deux contraintes de façon satisfaisante.

Dans le présent article, on applique une variante du principe de redressement synchrone pour la réalisation d'un transducteur de tension alternative en essayant de satisfaire comme contraintes de base celles de petite ondulation sur la sortie et petite constante de temps pour la réponse du transducteur. Le terme "petite ondulation sur la sortie" doit être interprété comme l'ondulation dont la valeur crête à crête est plus petite ou égale au domaine d'insensibilité du convertisseur A/N tandis que "petite constante de temps de réponse" doit signifier une constante de temps de réponse plus petite ou égale à une cinquième de la constante de temps de la tension  $\tilde{u}_{IN}$ .

Le transducteur présenté a une constante de temps de maximum une demi-période du signal d'entrée tandis que l'ondulation sur

la sortie peut être obtenue plus petite que 20 [mV] pour une sortie de 10 [V]; ces caractéristiques se maintiennent presque constantes pour une variation continue de la fréquence du signal d'entrée dans un domaine relativement large.

Les essais ont été faits sur un prototype construit conformément au principe exposé dans ce qui suit, en utilisant des opto-isolateurs pour l'isolation électrique, l'atténuation et le redressement mono alternance de la tension alternative d'entrée; les résultats des essais ainsi que quelques extensions possibles sont ensuite présentés.

Le prix des composants pour la réalisation du transducteur n'a pas dépassé \$70.00 calculé au prix de détail; tous les composants sont disponibles en stock chez les détaillants.

## 2. LE PRINCIPE

On suppose une tension alternative d'entrée de forme sinusoidale, avec la valeur instantanée

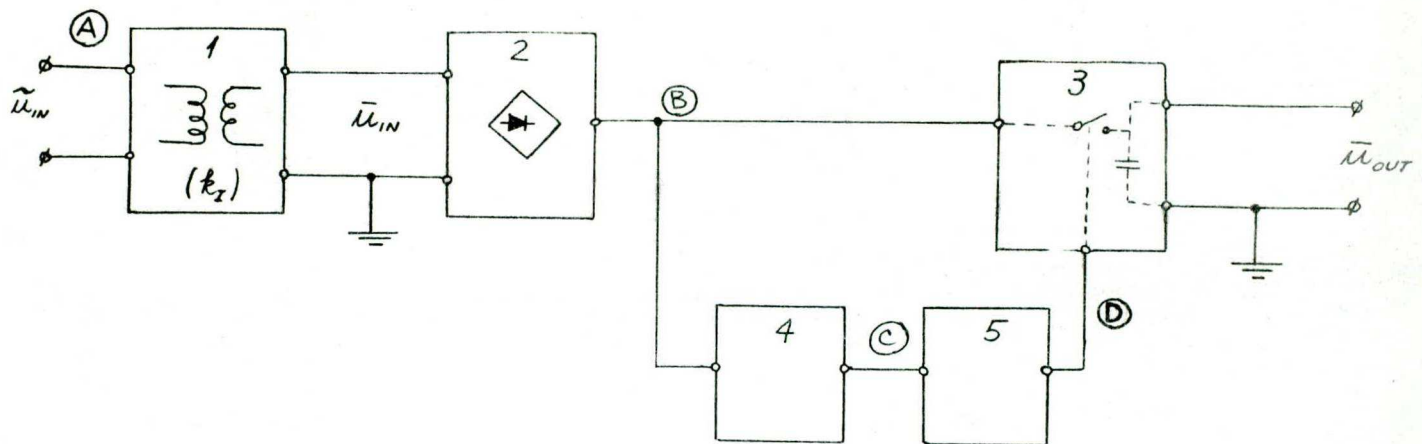
$$\tilde{u}_{IN} = \tilde{U}_{IN} \sin \omega t,$$

où:  $\tilde{U}_{IN}$  = valeur maximum en [V],

$$\omega = \text{pulsation [rad/sec]}, \quad \omega = 2\pi f_{IN} = \frac{2\pi}{T_{IN}}$$

$f_{IN}$  = la fréquence d'entrée en [HZ]

$T_{IN}$  = la période du signal d'entrée en [sec].



**Figure 2:** Schéma bloc du transducteur

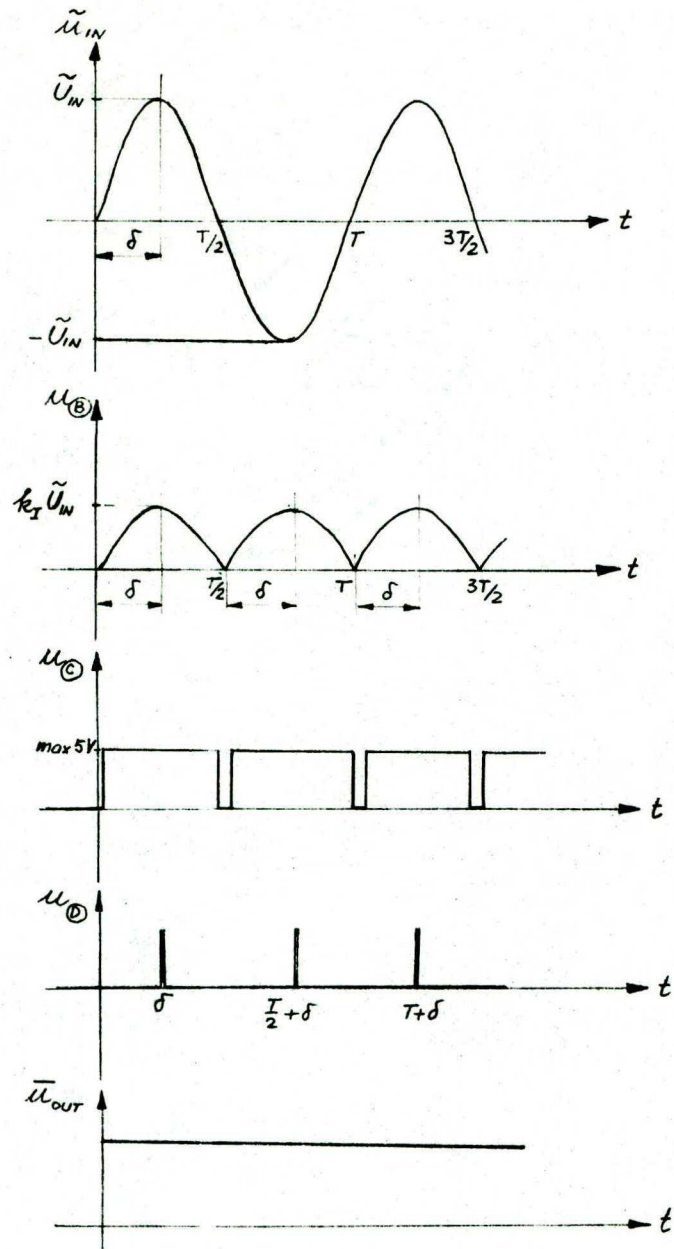
- 1 = Isolation électrique et atténuation
- 2 = Redresseur
- 3 = Bloqueur d'ordre zéro
- 4 = Comparateur
- 5 = Circuits de commande et temporisation

Un schéma bloc simplifié du transducteur est donnée à la fig. 2; les formes d'onde à divers points de la fig. 2 sont données à la figure 3.

Puisque l'on peut avoir deux cas de base, on va considérer premièrement:

a) Fréquence constante, amplitude variable.

Comme montré à la fig.3, la valeur maximum de  $u_B = K \cdot \tilde{u}_{IN}$  survient deux fois dans chaque période,  $\delta$  secondes après le passage par zéro du  $\tilde{u}_{IN}$ . Si la fréquence est constante,  $\delta$  est constant et si de plus la fréquence est connue alors  $\delta$  est connu aussi. Dans ce cas on peut

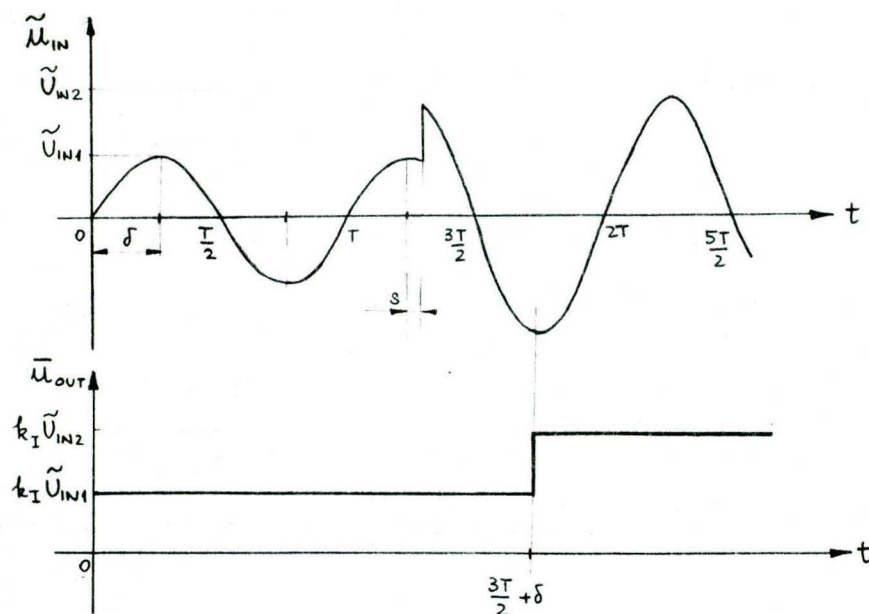


**Figure 3:** Formes d'ondes à divers points de la fig. 2.

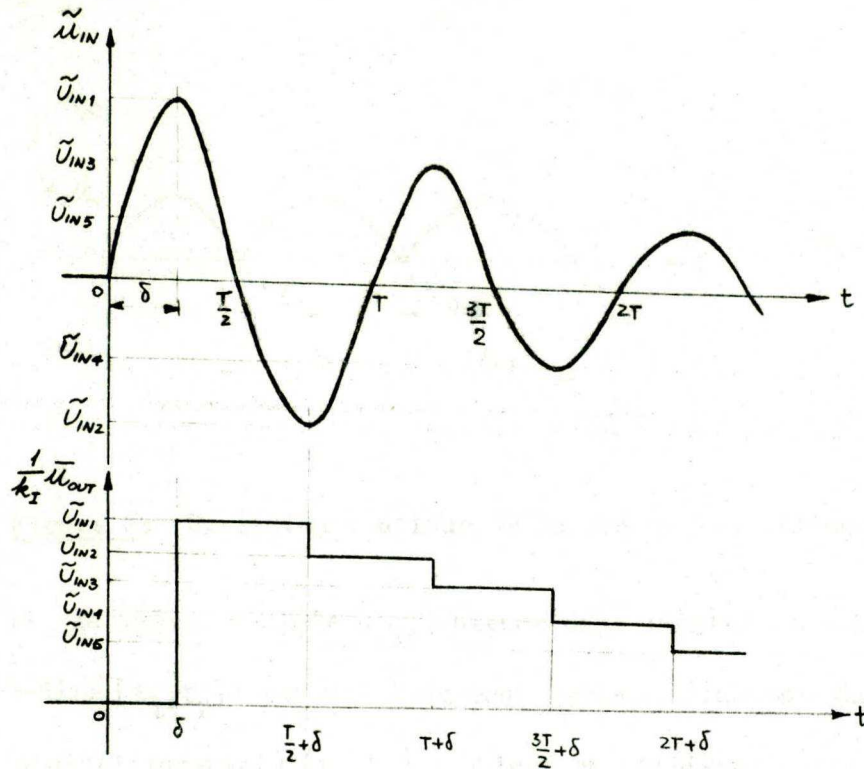
imaginer un circuit qui, après chaque passage par zéro, va chronométrer l'intervalle de temps  $\delta$  et à la fin duquel, va prendre un échantillon de la tension  $u_B$  (c'est-à-dire va faire que  $\bar{u}_{OUT} = k_I \tilde{u}_{IN} = u_{B \max}$ ). Entre deux échantillons, à cause du bloqueur d'ordre zéro, la sortie va rester constante et égale à la dernière valeur échantillonnée  $k_I \tilde{u}_{IN}$ .

Si l'amplitude est constante, l'ondulation sur la sortie dépend de la précision avec laquelle on mesure l'intervalle de temps  $\delta$ , du temps d'acquisition et de la dérive dans le temps du bloqueur d'ordre zéro utilisé.

Une variation en échelon dans l'amplitude du signal  $\tilde{u}_{IN}$  d'entrée va être vue sur la sortie avec un retard de maximum  $\frac{1}{2}T_{IN}$  (voir fig.4); une variation continue dans l'amplitude va être vue sur la sortie comme si l'enveloppe de l'onde redressée était quantifiée avec une période de  $\frac{1}{2}T_{IN}$  (voir fig. 5).



**Figure 4:** Variation échelon dans l'amplitude.



**Figure 5:** Variation continue dans l'amplitude.

b) Fréquence variable, amplitude constante.

Quand la fréquence d'entrée est variable, on ne peut plus appliquer la méthode décrite dans a), puisque l'intervalle de temps  $\delta$  devient variable aussi; ceci fait que  $\delta$  n'est pas connu aux moments de passage par zéro de  $\tilde{u}_{IN}$ . A raison de ceci, on utilise une estimée  $\hat{\delta}$  du  $\delta$  selon le sens défini dans ce qui suit.

On suppose une variation continue dans la fréquence du signal d'entrée  $\tilde{u}_{IN}$  et on considère les trois demi-périodes de l'onde rectifiée dans la fig. 6.

Durant l'intervalle de temps  $[t_2, t_3]$ , les événements suivants se produisent:

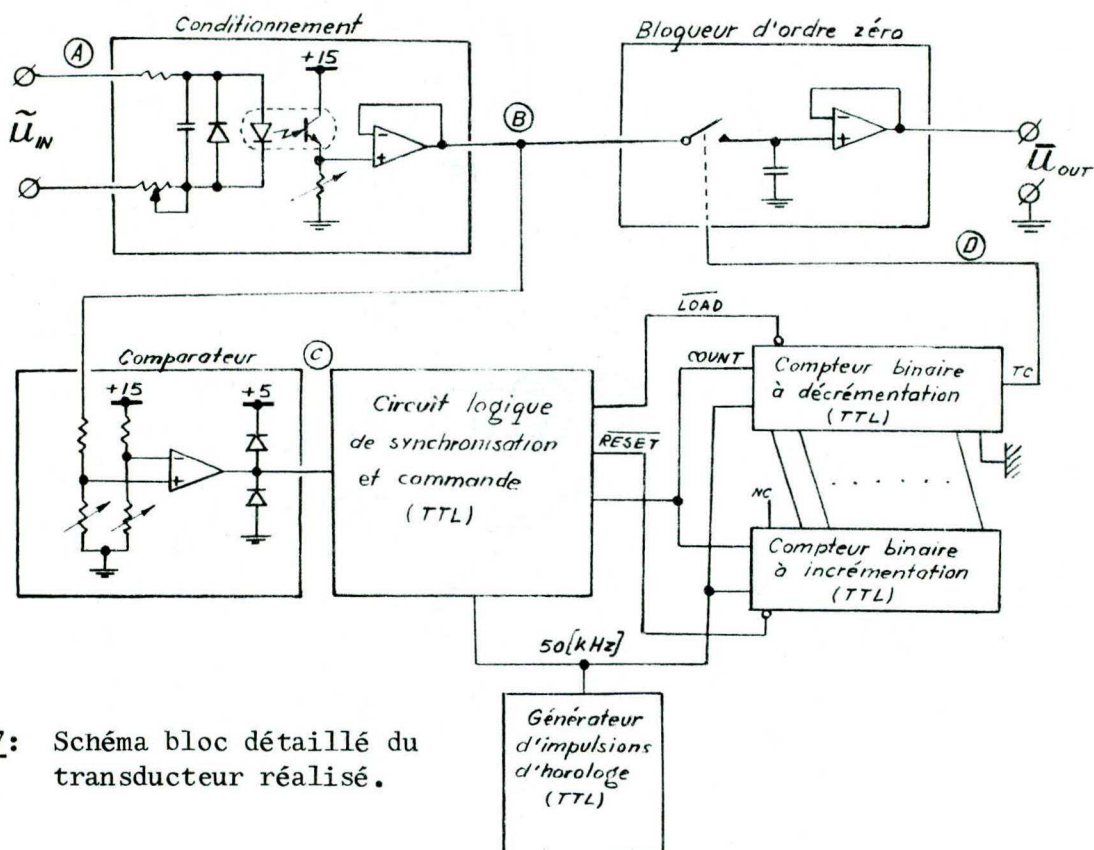
Il faut remarquer que même si des erreurs supplémentaires s'ajoutent dans le cas de la variation de la fréquence, une fois la fréquence devenue stable, le transducteur se syntonise sur la nouvelle fréquence dans un délai maximum d'une période après la stabilisation.

### 3. LA REALISATION PRATIQUE

Le schéma bloc détaillé du transducteur réalisé est donné à la fig. 7.

Les éléments de base ainsi que leurs fonctions sont les suivants:

- le bloc de conditionnement limite le courant à travers la diode de l'opto-isolateur à max. 25[mA]; il supprime les éventuelles transitoires très rapides (2[kV] pour 20[usec]) et donne sur la sortie une tension redressée mono-alternance à basse impédance de sortie;



**Figure 7:** Schéma bloc détaillé du transducteur réalisé.

- le comparateur sert à générer un signal qui est utilisé par le circuit logique de synchronisation et commande dans la prise de décisions et le séquençement des commandes adressés aux deux compteurs numériques;
- un compteur binaire de 16 bits destiné à la mesure de la durée de la portion active du signal de commande (équivalente à la durée d'une demi-période du signal d'entrée);
- un compteur binaire à décrémentation de 16 bits destiné à mesurer la durée de l'intervalle  $\delta = \frac{1}{2} N_{ci}$  où  $N_{ci}$  = le contenu du compteur binaire à incrémentation.

Ce compteur fournit la commande d'échantillonnage de durée de 4  $\mu$ sec à la fin de l'intervalle de temps  $\delta$ ;

- le bloqueur d'ordre zéro,
- le générateur d'impulsions qui sert comme base de temps pour la synchronisation ou/et le comptage.

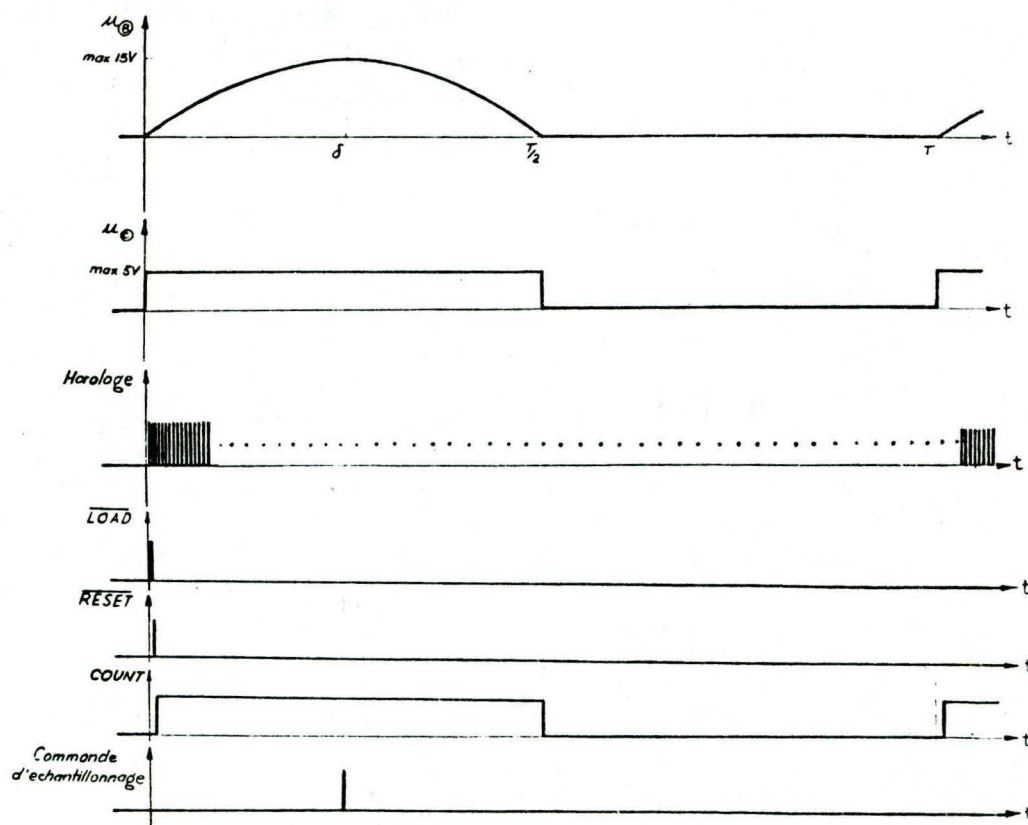
Le fonctionnement du transducteur est cyclique; pendant un cycle, les actions suivantes ont lieu (voir les diagrammes de temps à la fig. 8):

le début de la période active du signal dans C (c'est-à-dire le front montant du  $u_C$ ) démarre la séquence suivante d'événements:

- le transfert du contenu binaire du compteur à incrémentation dans le compteur à décrémentation après avoir été décalé une position vers la gauche (ce qui équivaut à une division par deux du premier contenu);

à la fin de cette action, le contenu du compteur à décrémentation est une demie de la période active du  $u_C$  (c'est-à-dire  $\delta \approx \frac{1}{2}(\frac{T}{2})$ );

- la remise à zéro du compteur à incrémentation;



**Figure 8:** Diagrammes de temps pour la figure 7.

- le démarrage du comptage pour les deux compteurs avec le taux donné par la fréquence des impulsions d'horloge: quand le compteur à décrémentation arrive à zéro, ceci génère la commande d'échantillonnage pour le bloqueur d'ordre zéro ;

la fin de la période active arrête le comptage des deux compteurs.

La seule différence entre la réalisation pratique et le principe exposé auparavant est l'utilisation d'un redressement monoalternance avec des conséquences sur la constante de temps (qui devient au maximum égale à une période du signal d'entrée).

L'utilisation des opto-isolateurs pour l'isolation électrique et redressement introduit des nonlinéarités de l'ordre de 5[%] (dans le cas du MCT2, MONSANTO) et pourront être réduites à 1[%] si on utilise MCD2M; les variations de la caractéristique entrée-sortie avec la température seront plus prononcées dans le premier cas par rapport au dernier. La nécessité du redressement monoalternance a été dictée par la grande dispersion dans les caractéristiques des optoisolateurs disponibles. Dans le montage double alternance, ceci rend l'onde redressée très asymétrique, et produit en conséquence une grande ondulation sur la sortie.

Les nonlinéarités présentes ainsi que la sensibilité avec la température ne constituent pas un grand handicap si l'on dispose d'un ordinateur pour exécuter les corrections nécessaires. Evidemment, on peut remplacer les opto-isolateurs par un transformateur et un

redresseur ce qui peut atténuer les difficultés mentionnées.

L'ondulation sur la sortie a été de l'ordre de max 50[mV] @ 10[V] tension continue de sortie et elle a été due premièrement à l'utilisation d'une carte wire-wrap et en conséquence la qualité de la masse analogique n'as pas été satisfaisante.

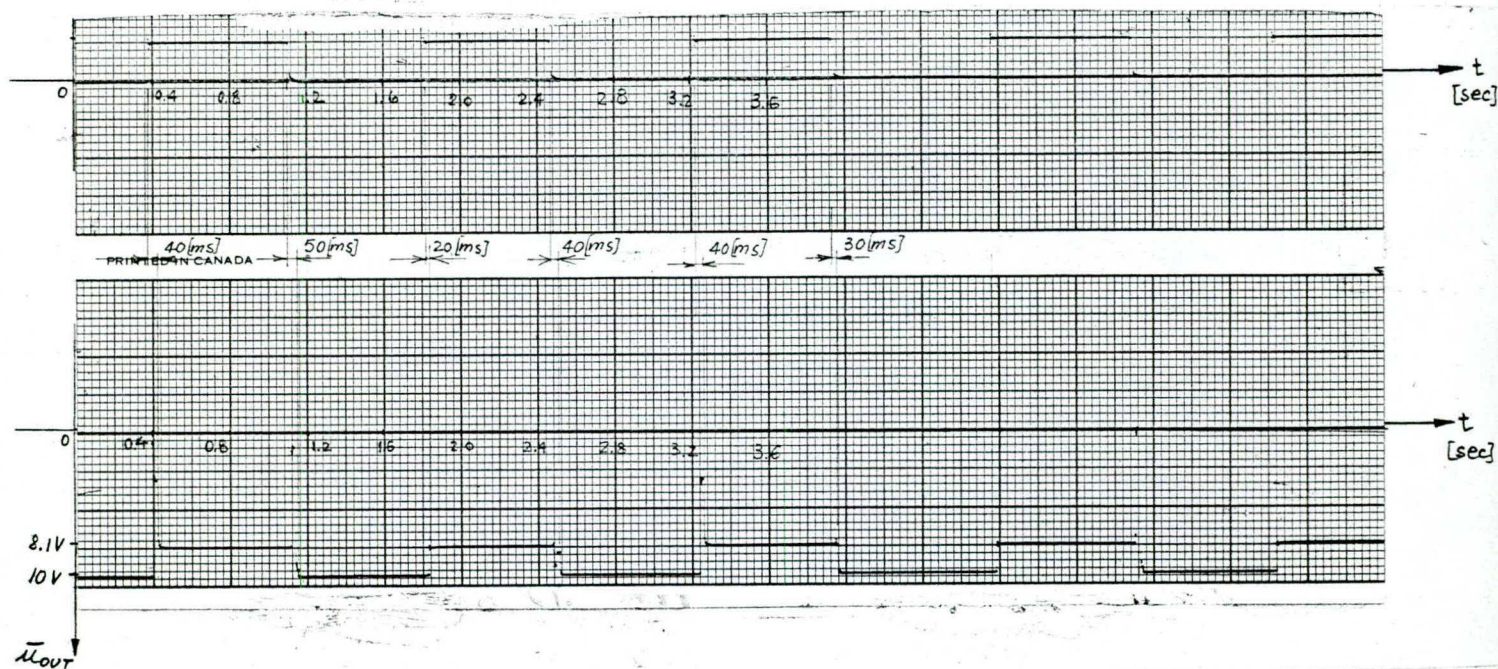
La fréquence de l'horloge a été de 50[kHz] ce qui peut accommoder des fréquences d'entrée entre  $\approx 10[\text{Hz}]$  et 120[Hz] avec des erreurs de max 0.5[%] (sans compter les erreurs dues aux variations de température).

Le circuit logique de synchronisation et de commande, les compteurs binaires et le générateur d'impulsions d'horloge ont été réalisés en technologie TTL tandis que le bloqueur d'ordre zéro a été du type LH0043C de NATIONAL. Le coût des composants, y inclus la carte wire-wrap et les supports pour les 25 circuits intégrés a été de max \$140.00.

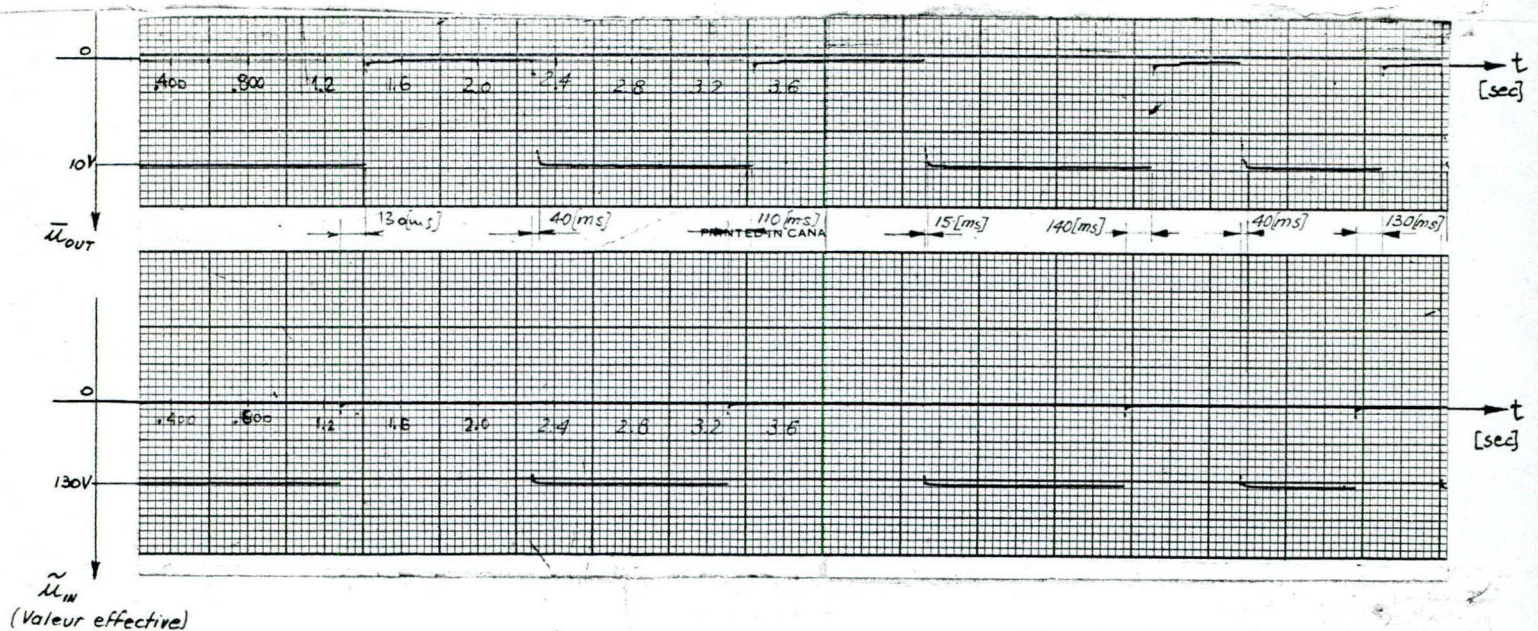
Les résultats expérimentaux pour la réponse du prototype aux variations en échelon de la valeur efficace de 19[%] et 100[%] sont présentés à la fig. 9 et 10 respectivement; la tension d'entrée a été de max 130[V] valeur efficace de fréquence 60[Hz].

Dans le cas des variations de 19[%], la constante de temps, pour les variations dans les deux sens, a été de max 50[msec] ce qui équivaut à presque trois périodes du signal d'entrée; ceci est dû aux transitoires générées par les contacts de l'interrupteur qui applique l'échelon. À cause de ces transitoires, la sortie peut aller même à zéro pour

une très courte période jusqu'à ce que la tension d'entrée devienne stable.



**Figure 9:** Variation échelon de 19[%] dans la valeur effective de la tension alternative d'entrée.



**Figure 10:** Variation échelon de 100[%] dans la valeur effective de la tension alternative d'entrée.

Dans le cas des variations de 100[%] on obtient une constante de temps de max 150[msec] pour un échelon de 130[V] à zéro et une constante de temps de max 40[msec] pour un échelon de zéro à 130[V].

On obtient une très grande constante de temps pour une variation de 130[V] à zéro à cause d'un circuit inclus dans le transducteur dont la tâche est de mettre à zéro la sortie du transducteur quand la tension d'entrée est en dehors du domaine de mesure (c'est-à-dire tension plus petite que 10[V] et fréquence en dehors du domaine 10[Hz] à 120[Hz]). Quand on applique zéro volt à l'entrée, le circuit attend 120[msec] et seulement après ceci la sortie est forcée à zéro. La différence de 30[msec] est due encore une fois aux vibrations générées par l'interrupteur qui applique l'échelon.

Les essais en fréquence ont été faits surtout pour confirmer le bon fonctionnement conformément au principe décrit précédemment; on n'a pas enregistré les résultats à cause de la relative difficulté imposée par l'enregistrement. Sur l'oscilloscope on n'a pas pu déceler aucune imprécision ou mauvais fonctionnement et en conséquence nous nous sommes déclarés satisfait pour le moment.

Le schéma de câblage du prototype réalisé ainsi que les formes d'onde pour  $u_B$ ,  $u_C$  et  $u_B$ ,  $\bar{u}_{OUT}$ , sont donnés aux figures 11, 13, 14 et 15 respectivement; la caractéristique statique entrée-sortie est donnée à la figure 16.



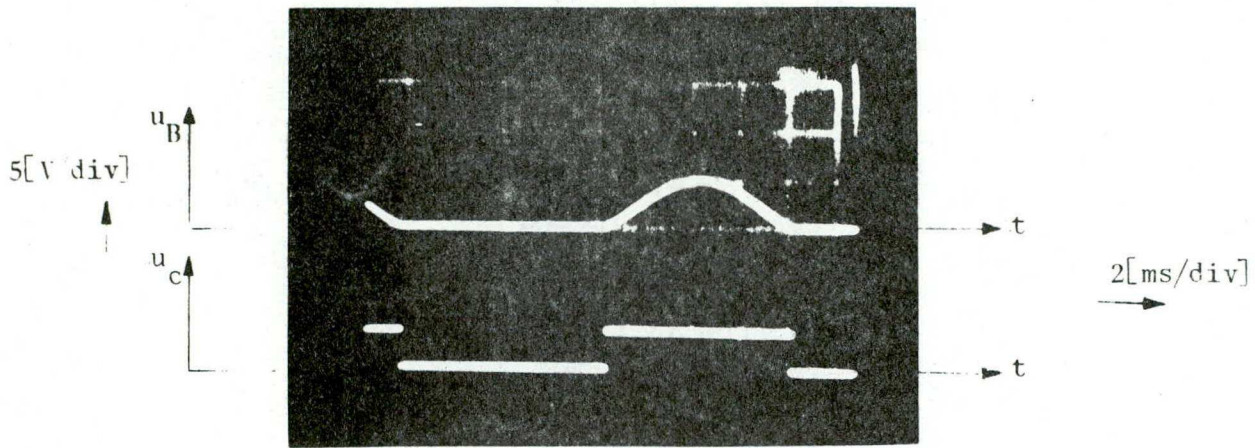


Figure 13: Les formes d'onde de  $u_B$  et  $u_C$  mesurées sur le prototype construit.

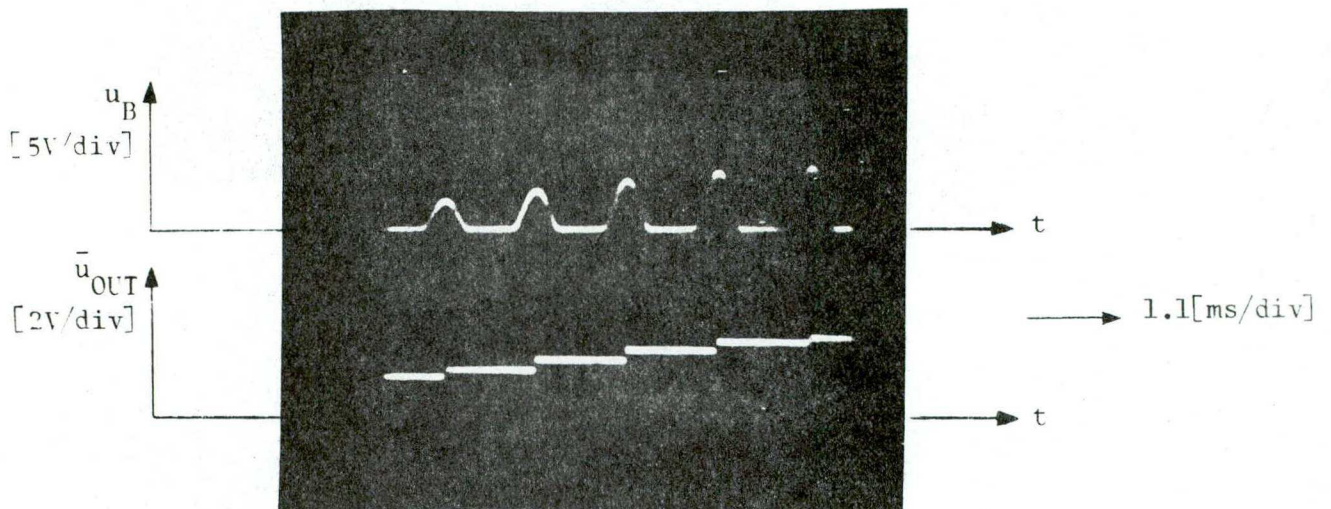


Figure 14:  $u_B$  et  $\bar{u}_{OUT}$  vs temps pour une variation continue dans l'amplitude du signal d'entrée (mesure sur le prototype réalisé).

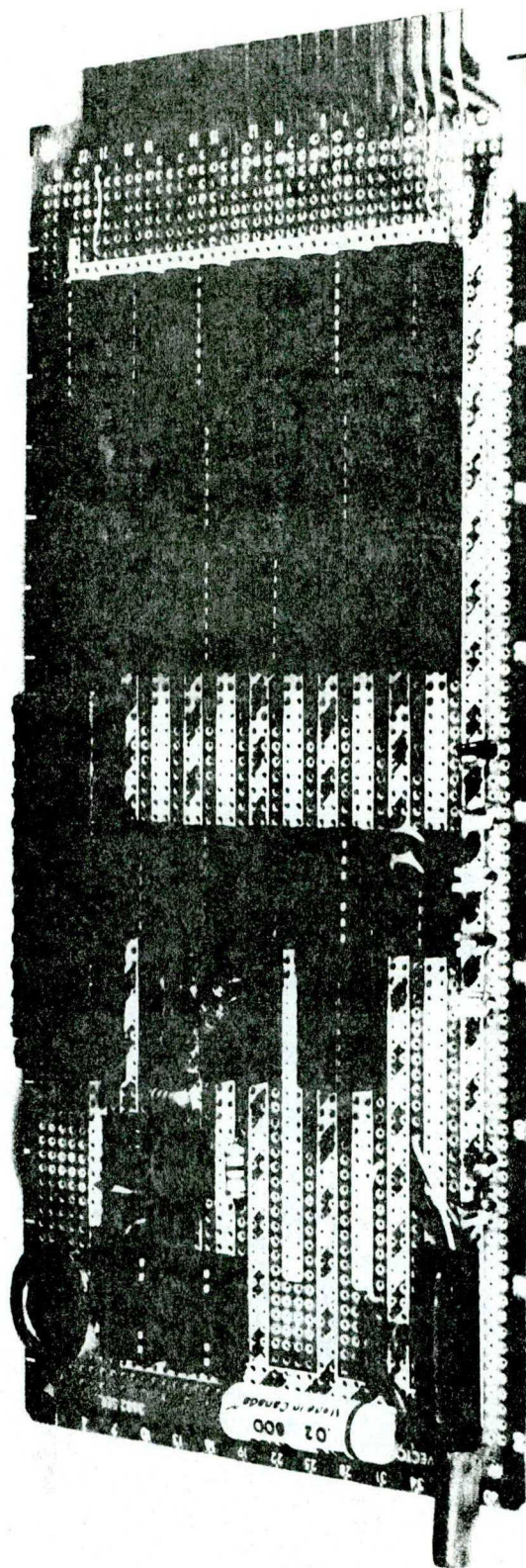


Figure 15: Vue du prototype réalisé.

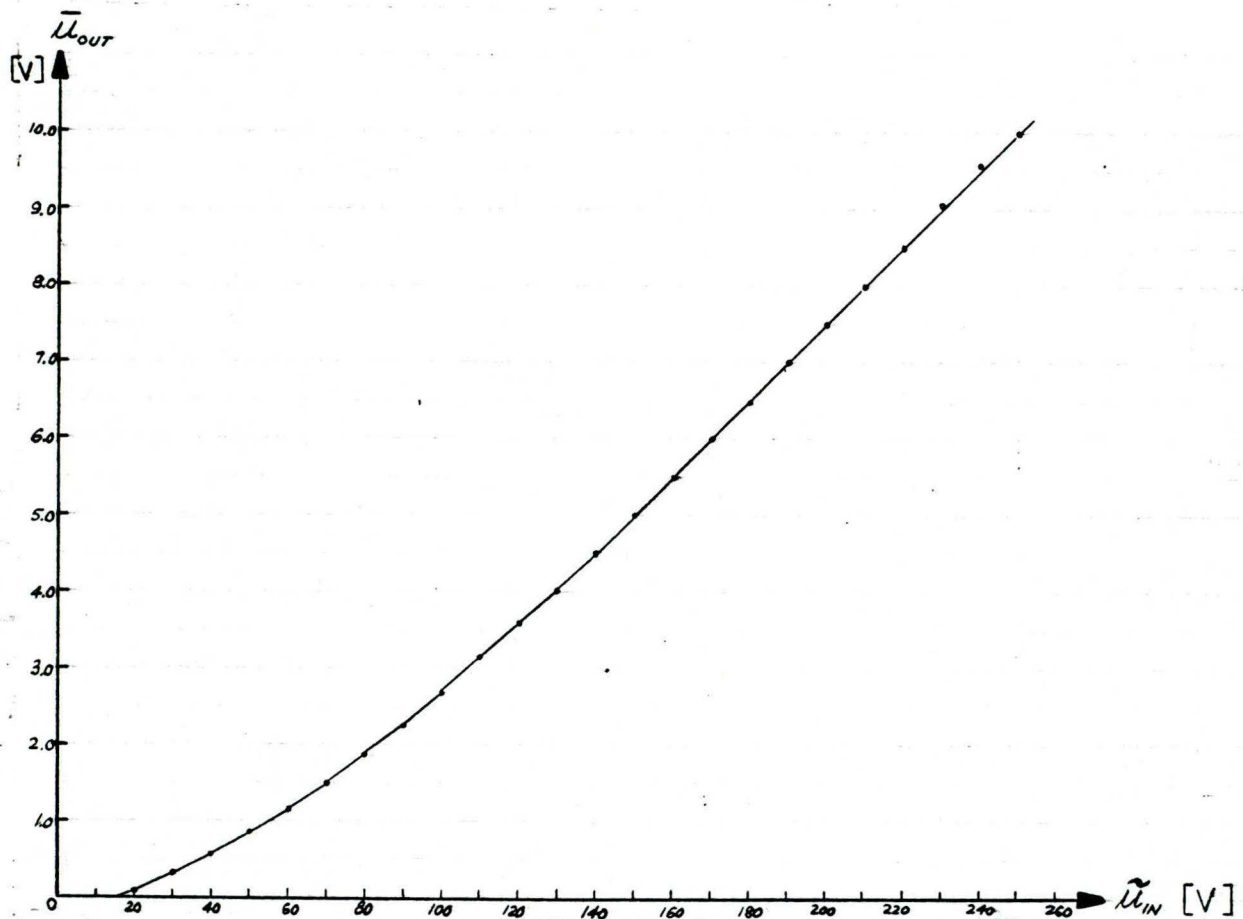


Figure 16: Caractéristiques statiques entrée-sortie.

## 5. UTILISATION

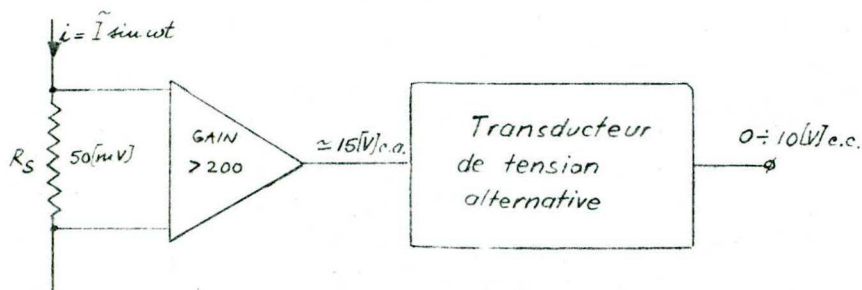
Le transducteur peut être utilisé pour la conversion d'une onde de tension périodique de forme quelconque dont le maximum se situe obligatoirement à  $(2K + 1)\frac{T}{4}$  et doit être capable de fournir

min 2.5[mA] (max 25[mA]) dans la diode lumineuse du photo-isolateur.

On peut mesurer des courants alternatifs en faisant premièrement la conversion en tension (sur une résistance pure) et en ajoutant un amplificateur à gain fixé pour monter le niveau du signal en tension ainsi obtenu (voir fig. 17); la sortie de l'amplificateur peut être utilisée alors comme entrée pour le transducteur de tension alternative.

On peut épargner des composants dans le transducteur si on dispose ailleurs d'une valeur numérique de la période du signal d'entrée ce qui est le cas dans le système à la fig. 1 (ceci élimine au moins le compteur à incrémentation).

Il est intéressant de noter qu'en lisant le contenu du compteur à incrémentation au début de la période active du signal  $u_B$  (directement ou en mémorisant le contenu dans un registre tampon), le transducteur fournit une indication numérique (binaire) sur la période du signal d'entrée.



**Figure 17:** L'Utilisation du transducteur pour la mesure des courants

La limite supérieure pour la fréquence d'entrée sera limitée principalement par la vitesse limite des circuits logiques, le temps d'acquisition du bloqueur d'ordre zéro et les erreurs admissibles sur la sortie générée par le positionnement de la prise d'échantillon par rapport au moment de maximum dans le signal d'entrée.

On considère que le transducteur est acceptable du point de vue coût / performance dans le cadre d'un système d'acquisition des données du type représenté à la fig. 1 puisque le coût des alimentations et certains circuits sont répartis entre plusieurs transducteurs.

La nécessité des trois sources d'alimentation et du volume occupé rend le coût du transducteur prohibitif si celui ci est réalisé comme unité indépendante.

## 6. CONCLUSION

On a présenté le principe de fonctionnement d'un transducteur de tension alternative caractérisé par une faible constante de temps, une petite ondulation sur la sortie et une certaine adaptivité par rapport à la fréquence d'entrée, réalisé à l'aide des techniques de la logique numérique.

Le transducteur est susceptible d'être utilisé premièrement dans un système d'acquisition de données fonctionnant avec un système moteur-générateur.

## 7. REMERCIEMENTS

L'auteur tient a remercier les professeurs J. O'Shea et R.M. De Santis pour le soutien moral et matériel, aux secrétaires de la section automatique pour avoir dactylographié le manuscript et à Monsieur Grenier pour avoir réalisé le prototype.

L'auteur exprime sa gratitude envers sa famille pour leur compréhension et leur appui.

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL



3 9334 00288766 7