

Titre: Transducteur-tension-fréquence pour systèmes de puissance à 60
Title: hz

Auteurs: Michel Sanschagrin, & André B. Turgeon
Authors:

Date: 1978

Type: Rapport / Report

Référence: Sanschagrin, M., & Turgeon, A. B. (1978). Transducteur-tension-fréquence pour systèmes de puissance à 60 hz. (Rapport technique n° EP-R-78-30).
Citation: <https://publications.polymtl.ca/5968/>

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

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/5968/>
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-78-30
Report number:

URL officiel:
Official URL:

Mention légale:
Legal notice:



DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
SECTION AUTOMATIQUE, COMMUNICATION, INFORMATIQUE

Rapport Technique EP78-R-30

Classification: Library of Congress no.....

TRANSDUCTEUR-TENSION-FREQUENCE

POUR SYSTEMES DE PUISSANCE

par

Michel SANSCHAGRIN
Ingénieur

André B. TURGEON
Professeur Titulaire

18 septembre 1978

Ecole Polytechnique de Montréal

CA2PQ
UP4
78R30
FRE

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

21 SEPT 1978

Transducteur-Tension-Fréquence
pour systèmes de puissance
à 60 hz

par

Michel SANSCHAGRIN
André B. TURGEON

NOT

TABLES DES MATIERES

	<u>PAGE</u>
PRESENTATION	v
SOMMAIRE	vi
<u>CHAPITRE I</u>	1
<u>INTRODUCTION</u>	1
<u>CHAPITRE II</u>	4
<u>TRANSDUCTEUR DE TENSION</u>	4
II.1 Objectif	4
II.2 Principe de fonctionnement	4
II.3 Critères de réalisation	5
II.3.1 Atténuateur et redresseur	6
II.3.2 Déecteur de maximum	6
II.3.3 Echantillonnage	7
II.3.4 Bloqueur d'ordre zéro	7
II.3.5 Remise à zéro	8
<u>CHAPITRE III</u>	9
<u>TRANSDUCTEUR DE FREQUENCE</u>	9
III.1 Objectif	9
III.2 Principe de fonctionnement	9
III.3 Paramètres de l'approximation	10
<u>CHAPITRE IV</u>	13
<u>DISCUSSION</u>	13
Bilan des caractéristiques du transducteur tension-fréquence	15
Mesure en tension	15
Mesure en fréquence	15
<u>APPENDICE AI</u>	17
DESCRIPTION DETAILLEE DU TRANSDUCTEUR DE TENSION	17
AI.1 Préambule	17
AI.2 Atténuateur et redresseur	17
AI.3 Déecteur de maximum et remise à zéro	19
AI.4 Echantillonnage	20

	<u>PAGE</u>
AI.5 Bloqueur d'ordre zéro	22
AI.6 Montage	23
<u>APPENDICE AII</u>	26
DESCRIPTION DETAILLEE DU TRANSDUCTEUR DE FREQUENCE	26
AII.1 Préambule	26
AII.2 Intégrateur et délai	26
AII.3 Echantillonnage et bloqueur d'ordre zéro	28
AII.4 Approximation linéaire	30
AII.5 Montage	35
<u>APPENDICE AIII</u>	38
MESURES EN LABORATOIRE ET CARACTERISATION	38
AIII.1 Préambule	38
AIII.2 Temps de réponse et transducteur de tension	38
AIII.3 Temps de réponse et transducteur de fréquence	41
AIII.4 Réponse statique de fréquence	43
AIII.5 Erreur systématique de l'inversion période-fréquence	46

PRESENTATION

Ce transducteur a été conçu en fonction des besoins et des caractéristiques requises pour le banc d'essai d'un système de puissance. La tension est à la fréquence de 60 hz. Ce projet a reçu l'appui d'une subvention UPIR et cadre dans notre projet sur les systèmes de puissance subventionné par le Ministère de l'Education du Québec (FCAC).

Les auteurs tiennent à souligner leurs appréciations pour les discussions précieuses avec le professeur Louis Asselin. Ils remercient M. Richard Grenier de son étroite collaboration lors des essais sur le prototype et dans l'élaboration définitive de l'appareil.

SOMMAIRE

Ce rapport* décrit les principes de fonctionnement de même que les étapes de montage d'un transducteur tension-fréquence destiné à opérer sur des signaux alternatifs de l'ordre de 60 hertz.

Le transducteur de tension est indépendant de celui en fréquence. Il donne un signal continu (DC) en échantillonnant et en bloquant la valeur des maxima instantanés du signal alternatif préalablement redressé (double alternance).

Le transducteur de fréquence dépend du premier en ce qu'il y tire son information d'échantillonnage. La sortie est une tension continue proportionnelle à la fréquence et réévaluée à toutes les demi-périodes du signal alternatif.

Les niveaux d'entrée peuvent varier entre 0 et 250 volts et la fréquence entre 30 et 90 hertz.

Le traitement du signal par le transducteur se fait de façon analogique exclusivement, ce qui lui donne deux avantages importants: simplicité de montage et temps de réponse optimisé. Les composantes électroniques du transducteur sont majoritairement des amplificateurs opérationnels u741 dont les applications variées et le coût peu élevé imposent leur choix.

* SANSCHAGRIN, Michel Transducteur Tension-Fréquence - Projet de fin d'études - Ecole Polytechnique - Automne 1977.

CHAPITRE I

INTRODUCTION

Les systèmes de commande ou de compensation de groupes moteur-générateur (ou alternateur) nécessitent des intermédiaires dans la (les) boucle(s) de retour pour rendre les variables surveillées compatibles aux blocs de traitements. Ces intermédiaires sont généralement les suivants: transducteur, amplificateur, convertisseur A/N.

Lors de la conception d'un transducteur, la contrainte la plus importante à satisfaire est le temps de réponse. En effet, le plus rapidement les variations des paramètres à contrôler sont rapportées au compensateur, plus efficace est la compensation; cette remarque demeure valable seulement si le temps de compensation d'une perturbation est de l'ordre de grandeur du temps de réponse du transducteur.

Dans le cas des signaux alternatifs perturbés en amplitude et en fréquence, le temps de réponse minimum accessible correspond à une demi-période "instantannée" définie par l'intervalle de temps entre deux passages consécutifs à zéro ou entre deux maxima consécutifs (en valeur absolue).

Pour la tension, les transducteurs utilisés sont habituellement composés d'un redresseur suivi de circuits de filtrage passe-bas. Autrement dit, il s'agit d'un détecteur d'enveloppe correspondant à la perturbation du signal en amplitude. Le temps de réponse d'un tel appareil est de quelques cycles ce qui rend le transducteur inefficace si la perturbation a le même rythme que ce temps de réponse.

L'intermédiaire qui transforme la fréquence en niveau de tension continue est généralement une génératrice tachymétri-

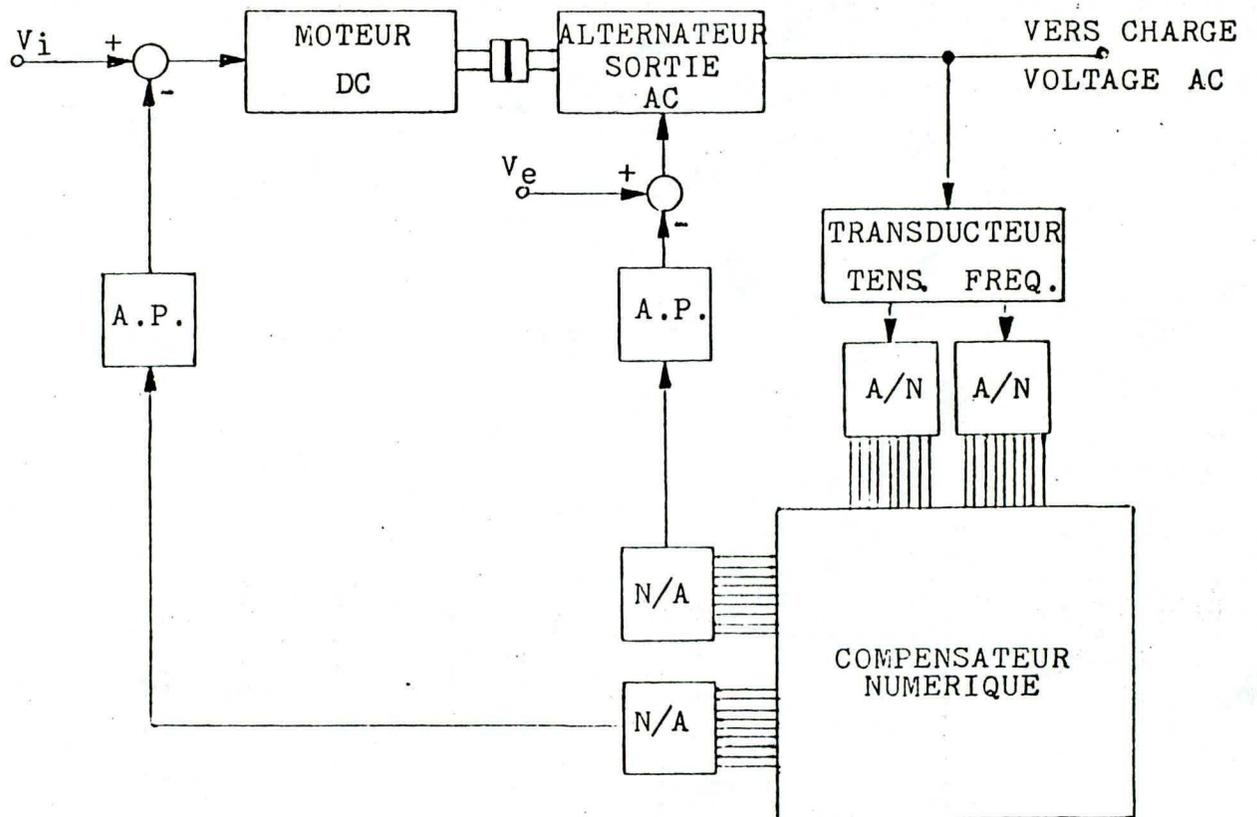
que. Là encore il y a lieu d'améliorer son temps de réponse par un circuit adéquat qui aura aussi les avantages d'être moins coûteux et de volume et poids plus restreints.

Le transducteur tension-fréquence décrit dans les pages qui suivent fait la mise-à-jour de l'amplitude et de la fréquence à toutes les demi-périodes ce qui correspond au critère de temps de réaction optimal énoncé plus haut.

De plus la gamme des amplitudes et des fréquences pouvant être analysée par l'appareil le rend versatile. Un diviseur de tension variable à l'entrée permet des niveaux de 0 volt à 240 volts et la haute impédance de ce diviseur donne une impédance d'entrée de 1megohm et plus. La fréquence des signaux pouvant être analysée par le transducteur de tension passe du continu jusqu'à plusieurs centaines de hertz. Mais notre intérêt porte sur des signaux de l'ordre de 60 hertz et le transducteur de fréquence réagit linéairement à des fréquences à $\pm 50\%$ de cette valeur.

Comme les deux transducteurs sont indépendants l'un de l'autre, sauf pour l'échantillonnage en fréquence, ils seront décrits séparément dans le texte pour une plus grande clarté.

La figure-1 donne le schéma bloc d'une application typique de compensation utilisant le transducteur.



V_i : Tension d'induit du moteur (voltage DC)
 V_e : Tension d'excitation de l'alternateur (voltage DC)
 A.P.: Amplificateur de puissance

Figure-1: Application typique du transducteur. La compensation peut aussi être analogique.

CHAPITRE II

TRANSDUCTEUR DE TENSION

II.1 Objectif

Obtenir une tension continue à partir d'un signal alternatif en échantillonnant les maxima instantanés de ce signal.

II.2 Principe de fonctionnement

En premier lieu il faut réaliser un redresseur double alternance . Ensuite il ne s'agit que de comparer ce signal redressé à sa contrepartie émergeant d'un détecteur de maximum. Le détecteur n'est qu'un condensateur précédé d'une diode qui ne conduit que si la tension au condensateur est inférieure au signal le chargeant.

La sortie du comparateur est nulle lorsque le condensateur se charge et différente de zéro quand la diode ne conduit plus. Au passage à zéro suivant du signal, il faut décharger cette mémoire.

C'est donc pendant un quart de période (ou une demi-fois la période du signal redressé) que le comparateur est non nul à sa sortie. Et c'est dans cet intervalle qu'il faut générer une impulsion d'échantillonnage de la mémoire vers un bloqueur d'ordre zéro.

Le bloqueur se régénère ainsi à toutes les demi-périodes du signal, et elles sont toutes indépendantes les unes des autres. Ainsi le niveau de tension continue à la sortie est indépendant des variations de fréquences du signal alternatif et ne dépend que des amplitudes maximales instantanées échantillonnées au rythme des passages aux maxima.

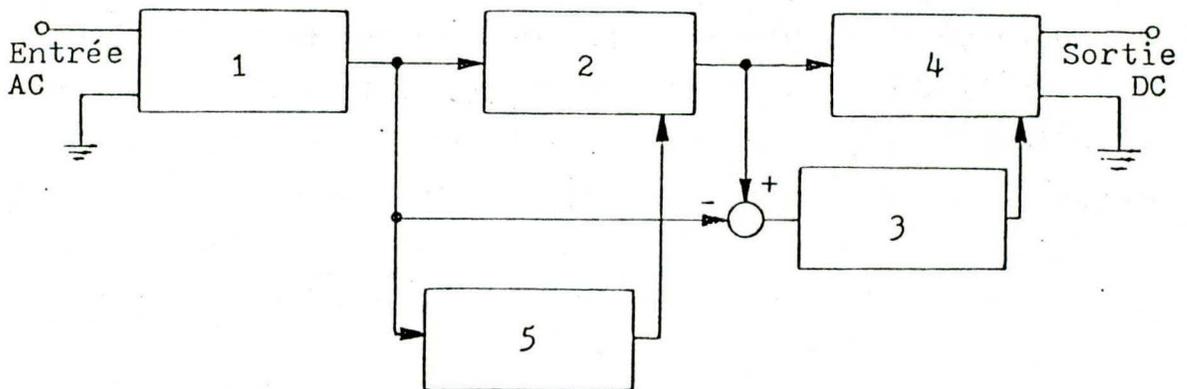
Le temps de réponse d'un tel système est de $T/2$ au maximum (T étant la période) et il correspond à un temps de réac-

tion minimal dans le cas d'un signal perturbé en amplitude et en fréquence.

II.3 Critères de réalisation

Du principe ci-haut décrit se dégage un schéma bloc simple dont les modules ont des tâches bien précises à effectuer. Le bon fonctionnement du transducteur implique une coordination dans le temps de ces modules pour des plages de tensions et fréquences les plus larges accessibles. De plus, l'entrée et la sortie doivent présenter des impédances qui s'adaptent de façon générale aux montages dans lesquels le transducteur sera appelé à fonctionner.

La figure-2 présente le schéma bloc du transducteur de tension.



1- Atténuateur et
Redresseur
2- Décteur de
maximum

3- Echantillonnage
4- Bloqueur d'ordre zéro
5- Remise à zéro

Figure-2 Schéma-bloc du transducteur de tension.

Ces remarques imposent des critères sur chacun des modules de l'appareil.

II.3.1 Atténuateur et redresseur

L'appareil est destiné principalement à des niveaux d'entrée de 120 et 240 volts rms. Il y a donc lieu d'atténuer le niveau du signal pour le ramener dans les limites d'opération du transducteur; dans notre cas, ± 15 volts. Dans les transducteurs "classiques", l'atténuation est réalisée par un transformateur à rapport sous-unitaire. Mais les transformateurs posent des problèmes d'adaptation d'impédance et les phénomènes transitoires dûs aux perturbations sur le signal à l'entrée sont retardés et parfois déformés de façon appréciable selon le circuit équivalent du transformateur. Aussi a-t-on avantage à avoir une impédance d'entrée résistive élevée, à la manière d'un voltmètre.

L'atténuation est donc réalisée par un diviseur de tension variable.

Le redresseur est à double alternance pour obtenir un meilleur temps de réaction. Dans le cas présent, on ne peut monter un redresseur passif car ce dernier requiert une isolation par rapport à la terre du signal d'entrée. Par contre, un circuit actif ne comprenant que deux u741 suffit à le réaliser de façon plus efficace en ce qu'il réduit la tension seuil des diodes de 0.7 volt à quelques 20 mvolts. De plus, l'impédance d'entrée du redresseur est celle de l'ampli opérationnel qui vaut typiquement 2.0 Mohms. Il est donc possible d'obtenir les mêmes rendements à l'entrée qu'avec le diviseur pour des signaux ne nécessitant pas d'atténuation.

II.3.2 Détecteur de maximum

Le détecteur est tel que décrit dans le principe. Il s'agit d'une diode suivie d'un condensateur se chargeant jusqu'à la valeur maximale de l'alternance et la maintenant jusqu'à la décharge lors du passage à zéro suivant. Le maximum sera alors échantillonné pendant un intervalle de temps se terminant avant la décharge de ce condensateur. Soulignons qu'un u741 monté en suiveur isole le condensateur mémoire pour éviter toute décharge autre que celle prévue au rythme des passages à zéro.

II.3.3 Echantillonnage

L'échantillonnage est la partie délicate de l'appareil. Rappelons que le maximum d'une alternance est maintenu pendant la moitié de sa durée. Or, le transducteur doit être flexible sur une bande de fréquence assez grande autour de 60 hertz surtout au-dessous lors des court-circuits du signal amenant une chute de tension abrupte, et une fréquence nulle; c'est le cas d'une mono-alternance comme signal d'entrée.

Pour générer une impulsion d'échantillonnage de durée faible par rapport au temps d'une demi-alternance, on soustrait le signal redressé de la valeur mémorisée par le détecteur et on amplifie grandement le résultat. Pendant la charge, la différence est nulle. Mais quand la diode du détecteur cesse de conduire, la valeur mémorisée devient plus grande que celle du signal décroissant et la différence amplifiée donne une impulsion de durée égale au temps de mémorisation du maximum. Pour créer l'impulsion d'échantillonnage, on passe la différence dans un intégrateur. On obtient ainsi un délai entre la différence première et celle filtrée.

Le temps d'intégration quantifie le délai que l'on récupère pour aller échantillonner. Les paramètres de ce module doivent être ajustés de façon à générer l'impulsion quel que soit la fréquence ou l'amplitude du signal dans les limites d'opération. Autrement dit, le module d'échantillonnage détermine les bornes de réaction du transducteur.

II.3.4 Bloqueur d'ordre zéro

Le bloqueur est composé d'un interrupteur électronique, d'un condensateur et d'un suiveur qui isole la charge. L'interrupteur est un transistor à effet de champ JFET qui ne conduit que sous excitation du signal d'échantillonnage. Comme l'indique la figure-2, le condensateur se charge à la valeur du maximum de l'alternance dans cet intervalle de temps. L'amplification opérationnel monté en suiveur en plus d'isoler la valeur de tension pour éviter sa décharge, constitue la sortie du transducteur. L'impédance de sortie d'un u741 est typiquement de 75 ohms ce qui est faible et souhai-

table dans plusieurs montages de mesure.

II.3.5 Remise à zéro

Une remise à zéro du détecteur de maximum à tous les passages à zéro du voltage d'entrée permet la réévaluation de ce signal au même rythme, soit le meilleur accessible.

Pour ce faire, on n'a qu'à placer un interrupteur en parallèle avec le condensateur de mémorisation du détecteur et l'activer lors des passages à zéro pour une décharge "instantannée" de la capacité. Le signal qui commande la décharge est la sortie du redresseur qu'on amplifie fortement par un inverseur ce qui engendre un train d'impulsions dont la valeur crête est nulle et de durée très faible lors des passages à zéro; autrement le niveau se maintient à -15 volts.

Le transistor utilisé est du type bijonction (NPN) servant dans ses caractéristiques non-linéaires; saturation et blocage. Il est à noter que le JFET en 4- sert sous les mêmes propriétés.

CHAPITRE III

TRANSDUCTEUR DE FREQUENCE

III.1 Objectif

L'objectif est d'obtenir une tension continue proportionnelle à la fréquence, autour de 60 hertz, à partir d'un niveau associé à la période. Cette tension se régénère à toutes les demi-périodes d'un signal d'entrée alternatif.

III.2 Principe de fonctionnement

Le rythme de réévaluation de la fréquence se donne en fonction de la période qui constitue notre point de départ. En effet, nous possédons l'information sur la valeur de la période car nous pouvons quantifier par un niveau de tension l'intervalle de temps entre deux passages à zéro du signal d'entrée.

Le transducteur doit générer un niveau de tension proportionnel à l'inverse de la période, soit la fréquence. Pour réaliser l'inversion, le transducteur passe par un intermédiaire comme suit:

en posant $f(T)$ la tension associée à la période T ,
on définit $f_a(T)$,

$$f_a(T) = f(T) - \frac{1}{f(T)}$$

si $f(T)$ est une droite, $f_a(T)$ est une courbe dont l'allure ressemble à $f(T)$ lorsque T augmente. Dans cette partie de la courbe, il est donc aisé d'approximer $f_a(T)$ à partir de $f(T)$ et d'obtenir la fonction inverse,

$$\frac{1}{f(T)} = f(T) - f_a(T)$$

Ce genre d'approximation se prête bien à des signaux analogiques ce qui réduit la complexité du montage de même que son coût.

III.3 Paramètres de l'approximation

Une méthode simple qui donne une tension proportionnelle à un temps désigné (la période) consiste à intégrer durant cet intervalle par un circuit RC. Pour avoir plus de précision sur les niveaux de tension correspondant aux périodes "instantanées" du signal d'entrée, on se sert de toute la plage disponible; ± 15 volts.

Pour utiliser au maximum cette plage, la constante de temps d'intégration est optimisée pour les fréquences limites; 25 et 100 hertz. Ce calcul demande comme constante de temps d'intégration du circuit RC, $r = 10$ msecondes. L'intégration se fait entre -15 et $+15$ volts, le condensateur étant déchargé (remis à -15 volts) à toutes les demi-périodes du signal alternatif mesuré. En appelant e_f la tension proportionnelle à la période, on a la relation suivante,

$$e_f = 15 - 30e^{-t/r} \text{ en volts} \quad \text{où } \left. \begin{array}{l} \text{"r" est la constante} \\ \text{de temps et} \\ \text{"t" le temps d'intégra-} \\ \text{tion } 0 \leq t \leq T/2 \end{array} \right\}$$

Il est à remarquer que des signaux de 100 et 25 hertz ont respectivement comme demi-période 5 et 20 msec. Le temps d'intégration t est borné (à 63%) par $r/2$ et $2r$. La fonction e_f a donc une courbure importante contrairement à la droite que l'on aurait obtenue en prenant une constante de temps plus grande soit 100 ou 200 msec.

Soit V_f la tension proportionnelle à la fréquence. On

peut fixer V_f de manière à utiliser au maximum les ± 15 volts disponibles. Le critère important concerne la fréquence centrale, 60 hertz. On désire qu'à cette fréquence la tension soit nulle à la sortie du transducteur. De plus, en associant un écart de 1 hertz à une différence de 0.4 volt, on est en mesure d'analyser des fréquences à ± 30 hertz du signal central.

La largeur de bande qu'analyse le transducteur peut être atténuée en amplifiant le niveau V_f . En diminuant ainsi la largeur de bande, on augmente la précision sur 1 hertz qui, par exemple, passant à 1.0 volt permet tout de même des écarts de fréquence de ± 15 hertz soit une plage passant de 45 à 75 Hz.

Mathématiquement,

$$V_f = 0.4 f - 240 \text{ en volts où } f \text{ est la fréquence.}$$

La tension intermédiaire est appelée V_x ,

$$V_x = e_f + V_f \text{ en volts.}$$

A partir du graphique de V_x versus e_f , une approximation linéaire de V_x est réalisée et appelée V_{xa} . De V_{xa} , on tire une valeur approchée de V_f , V_{fa} ;

$$V_{fa} = V_{xa} - e_f.$$

La valeur e_f variant durant l'intervalle d'intégration, V_{xa} et V_{fa} suivent. Le niveau de V_{fa} intéressant est celui qui précède la décharge de l'intégrateur, et c'est à ce moment précis qu'il faut échantillonner V_{fa} et le maintenir dans un bloqueur d'ordre zéro jusqu'à la fin de la demi-période suivante.

Comme on se sert du signal émergent du module 'Remise à zéro' du transducteur de tension pour échantillonner et décharger, on doit créer un délai entre les deux commandes pour retarder la décharge de l'intégrateur.

La figure-3 présente le schéma-bloc du transducteur de fréquence.

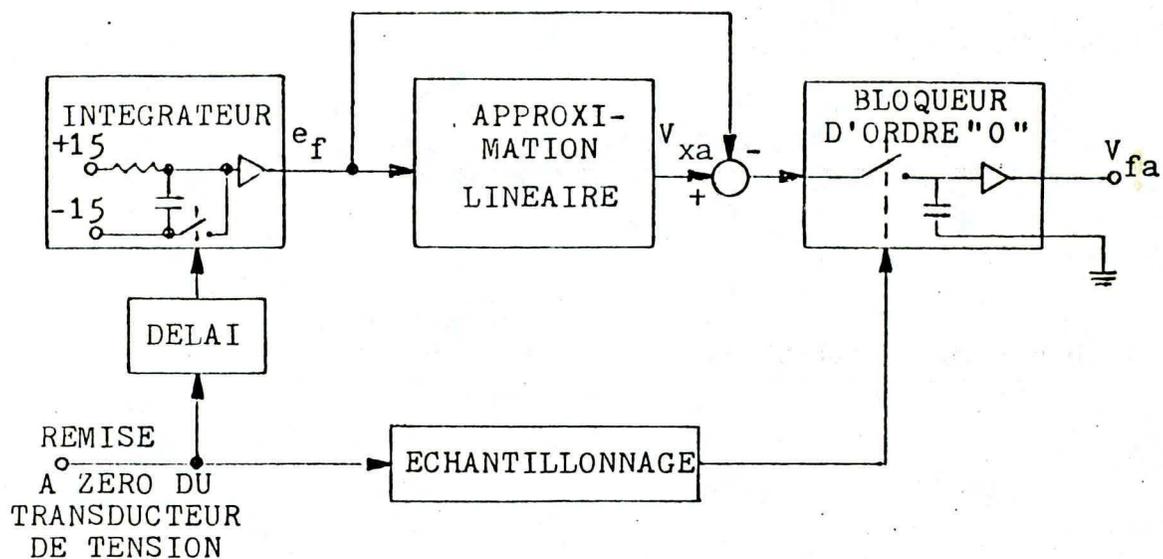


Figure-3: Schéma de fonctionnement du transducteur de fréquence.

CHAPITRE IV

DISCUSSION

Les premiers chapitres constituent une description générale mais nécessaire du transducteur tension-fréquence. Dans les annexes 1 à 3, une description détaillée et une analyse de ses caractéristiques donnent le supplément d'information requis pour le montage de l'appareil et pour son utilisation.

Pour la présente discussion, l'annexe 3 est importante. L'analyse de l'erreur d'approximation linéaire du transducteur de fréquence de même que les temps de réponse sont considérés.

Le calcul de l'approximation linéaire détermine un circuit électronique qui à son tour approxime ce calcul.

Rappelons que la sortie du transducteur doit être nulle pour un signal d'entrée de 60 hertz. Le circuit intégrateur est ajustable pour permettre de régler le niveau de sortie à zéro pour un signal test de 60 hertz. Ce simple ajustement permet de réduire les erreurs d'approximation de tout appareil aux mêmes niveaux que celles introduites par le calcul théorique de l'approximation linéaire. Autrement dit, l'utilisation de composantes (résistances) précises à 5% pour le montage du circuit d'approximation n'introduit pas d'erreurs supplémentaires appréciables. Dans la bande 35 à 80 hertz, l'erreur sur un hertz ne dépasse pas 15%, et dans cette bande l'erreur relative à la courbe en fréquence désirée est inférieure à 2%.

Des courbes obtenues à partir d'essais sur un prototype sont données pour permettre de visualiser et de calculer leurs temps de réponse respectifs.

Le temps de réponse de chacun des appareils est au maximum de $T/2$, une demi-période. Ce temps est propre à l'opération des transducteurs qui se régénèrent au rythme des passages à zéro ou des passages par un maximum d'un signal alternatif deux fois redressé, rythme égal à $T/2$.

Mais on peut définir un temps de réponse qui irait plus loin dans la caractérisation de chacun des appareils. Ce temps de réponse est appelé délai d'échantillonnage et il est calculé à partir d'instantants permettant d'établir sans équivoque la valeur de l'amplitude et de la fréquence du signal étudié; pratiquement, l'échantillonnage en ces moments est considéré comme réponse instantannée. Dans le cas de signaux perturbés en tension et en fréquence, il n'existe que deux de ces instantants. L'instant du passage par un maximum en valeur absolue donne une information sur l'amplitude instantannée du signal. Le moment correspondant au passage par zéro de l'alternance quantifie la valeur de la demi-période qui vient de se terminer.

Pour le transducteur de tension le délai d'échantillonnage est typiquement de 0.8 mseconde à 60 hertz ce qui est inférieur à 5% de la valeur de la période. Le transducteur de fréquence répond à l'échelon de fréquence comme suit: (à 60 Hz)
réponse instantannée à l'échelon en montée,
délai de 0.05 msec/hertz en descente

Une ombre au tableau, le transducteur de fréquence donne une sortie dont le niveau varie de façon non négligeable lorsque l'amplitude du signal d'entrée est perturbée à $\pm 40\%$ de la valeur ayant servi à l'ajustement du zéro à 60 hertz. Mais le type d'applications que vise le transducteur rend peu probable cette situation puisqu'il y a compensation en tension du signal comme l'indique la figure-1.

Le désavantage du transducteur tension-fréquence est qu'il n'est pas isolé par rapport au signal mesuré. Pour des mesures de circuits triphasés, on peut évaluer directement les tensions de phase mais on requiert un transformateur pour les tensions de ligne.

Un tableau résume des données sur les modules et une photo montre l'appareil à son étape finale.

BILAN DES CARACTERISTIQUES
DU TRANSDUCTEUR
TENSION - FREQUENCE

MESURES EN TENSION

(Référer au schéma de cablage de la figure-4)

ENTREE J1 : 0-240 volts , suggéré: 120/240 volts rms

ENTREE J2 : 0-15 volts crête

ATTENUATEUR P2 : 2-100 sur ENTREE J1

GAIN DU REDRESSEUR P3 : 1-6

P1 : ajustement interne du redresseur double-alternance

LIMITES FREQUENCIELLES :

amplitude crête de 1 volt en J9 : 10-150 hertz

amplitude crête de 14 volts en J9 : 0.5-200 hertz

LIMITE DE NIVEAU :

réponse linéaire moins 0.7 volt pour signal de 1 volt
crête et plus en J9

TEMPS DE REPONSE :

maximum d'une demi-période $T/2$

délai d'échantillonnage : typiquement de 0.8 msec

maximum de 2.0 msec

MESURES EN FREQUENCE

(Référer au schéma de cablage de la figure-7)

LARGEUR DE BANDE : ± 30 hertz centrés à 60 hertz

AJUSTEMENT P4 : ajustement du zéro de sortie à 60 hertz

ATTENUATEUR DE BANDE P5 : 1-11 (± 30 hertz réduit à ± 3)

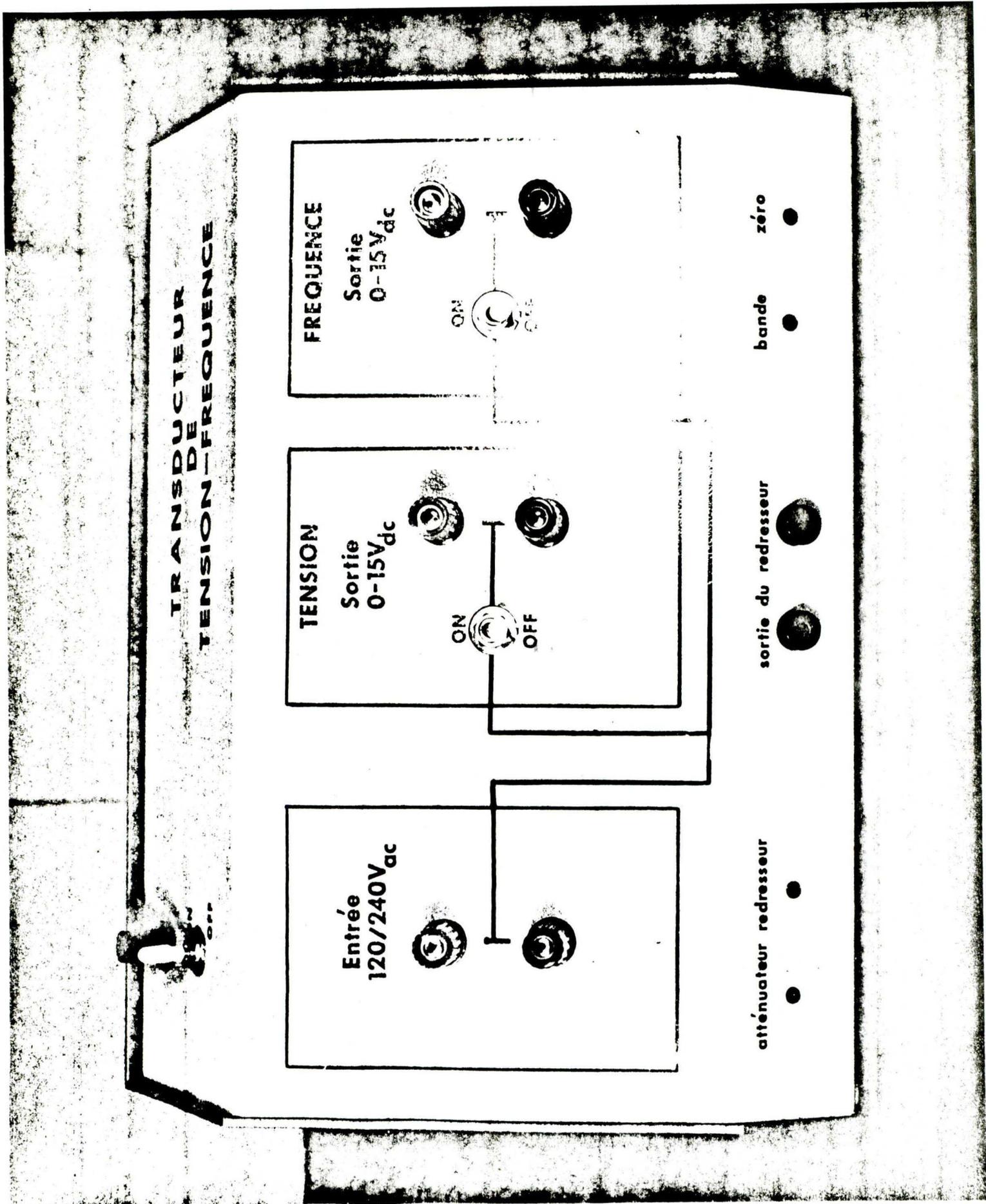
TEMPS DE REPONSE : maximum de $T/2$

délai d'échantillonnage : aucun en montée de fréquence

0.05 msec/hertz en descente

ALIMENTATION : ± 15 volts 200 mA

50 mA disponible en J5 et J6



APPENDICE AI

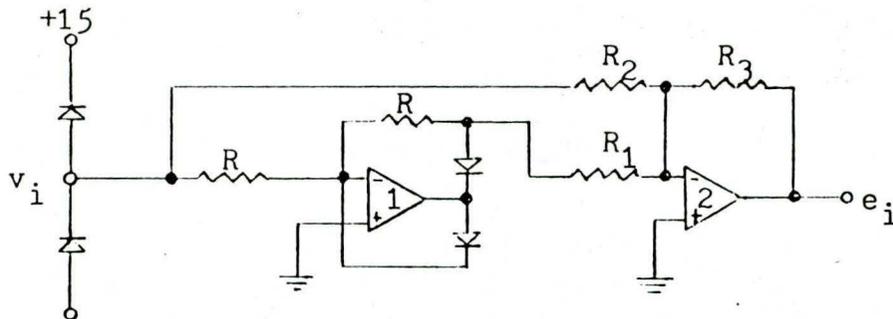
DESCRIPTION DETAILLEE DU TRANSDUCTEUR DE TENSION

AI.1 Préambule

Cette section justifie les éléments et leurs valeurs qui composent les divers modules du schéma-bloc du transducteur représenté à la figure-2. Le calcul des paramètres tout comme la description générale du texte principal considèrent les modules de la figure-2 séparément. Finalement, le schéma de câblage de la figure-4 concrétise les présentes justifications de même que la figure-5 qui donne l'évolution de signaux en divers points du transducteur.

AI.2 Atténuateur et redresseur

Le circuit du redresseur est comme suit (1).



Pour avoir un redressement égal de chaque alternance, il faut que $R_2 = 2R_1$. Une résistance variable joue le rôle de R_1 pour obtenir le plus précisément possible la relation entre les deux résistances. L'ajustement de R_1 doit se faire lors du montage et il ne sera pas accessible à l'utilisateur. Les diodes saturent l'entrée v_i à 30 volts crête à crête, soient les bornes supérieure et inférieure de l'amplificateur u741.

La sortie e_i s'exprime ainsi:

$$e_i = |v_i| (R_3/R_2)$$

la valeur de R_2 étant fixée, on donne à l'utilisateur un contrôle sur le gain du redresseur en ajoutant à R_3 une résistance variable et e_i devient:

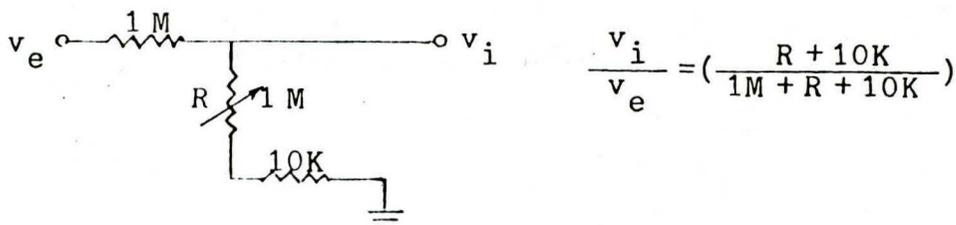
$$e_i = |v_i| \frac{(R_3 + R_v)}{R_2} \quad \text{avec} \quad R_3 = R_2 \quad \text{et} \\ 0 \leq R_v \leq R_{vmax}$$

Les composantes ont les valeurs suivantes en ohms:

$$\begin{aligned} R &= 10K \\ R_1 &= 15K \quad \text{variable ajusté à environ } 10K \\ R_2 &= 20K \\ R_3 &= 20K \\ R_v &= 100K \quad \text{variable} \end{aligned}$$

Le gain du redresseur varie entre 1 et 6.

Le diviseur de tension suivant constitue l'atténuateur:



v_i est l'entrée du redresseur. Les limites de l'atténuateur sont données pour $R=0$ et $R=1M$.

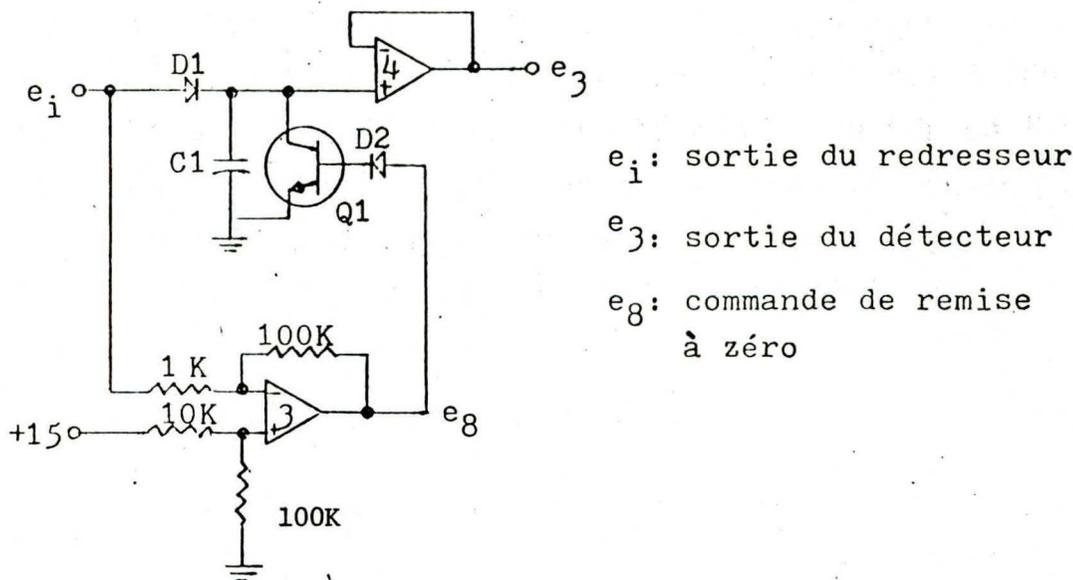
$$0.01 = \frac{v_i}{v_e} = 0.50$$

Comme v_i est limité à 15 volts crête, la valeur de v_e maximum est de 1500 volts crête ou environ 1050 volts rms. Cette limite est donc suffisante pour la mesure de fortes fluctuations autour de 240 volts rms considéré comme la tension d'entrée (et ses variations) maximale du transducteur.

Le courant efficace maximum à l'entrée considérant v_e maximum est de 1.05 mA rms.

AI.3 Détecteur de maximum et remise à zéro

Le circuit suivant compose les deux modules:



Les composants D1, C1, et le u741 monté en suiveur forment le détecteur de maximum; les autres éléments font partie du module de remise à zéro.

La valeur de C1 dépend du temps de réaction de Q1 lors de la décharge; cette contrainte tend à diminuer la valeur de C1. Mais C1 doit maintenir constant le niveau maximum détecté

pendant un quart de période, ce qui pose une limite inférieure à C1, limite qui dépend de la sorte de condensateur utilisée. Les condensateurs servant dans le montage sont de types équivalents à ceux disponibles au laboratoire d'asservissement.

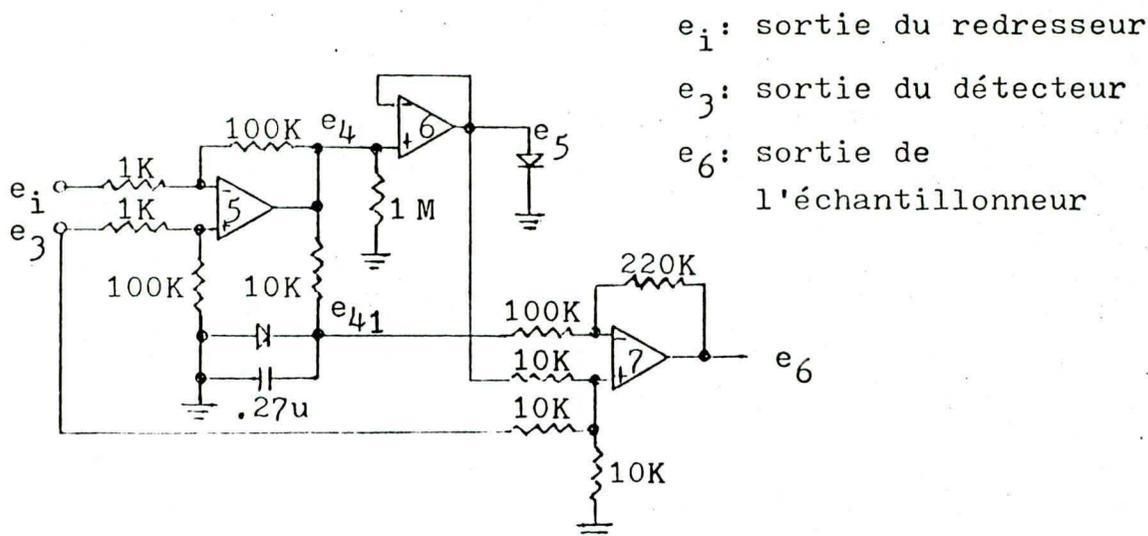
Pour un transistor de type 2N4123, le temps de réponse est inférieur à 50 msec. Un condensateur C1 de 0.01 ufarad répond aux critères mentionnés.

La durée de l'impulsion de remise à zéro est supérieure à 50 nsec ce qui satisfait aux exigences de cette opération.

Pour obtenir e_8 , on amplifie largement e_i en l'inversant. De plus, on ajoute une légère tension positive pour amener D2 à conduire lors des passages à zéro de e_i et ainsi faire saturer Q1. Le u741 de ce module opère en saturation et les valeurs des résistances ont été déterminées par ajustements d'un prototype.

La diode D2 protège la jonction base-émetteur de Q1 (qui ne peut supporter plus de 5 volts à ses bornes) d'une tension négative de -15 volts en e_8 lors du fonctionnement en mode de détection.

AI.4 Echantillonnage



Ce circuit constitue l'élément clef du transducteur de tension en ce qu'il crée l'impulsion d'échantillonnage. La

simplicité de montage se combine à la versatilité de la réponse quant aux valeurs et variations de tensions et fréquences du signal à l'entrée du transducteur.

A cause de la diode D1 du détecteur, e_3 est 0.7 volt inférieure à e_i . Le signal e_4 est la différence amplifiée :

$$e_4 = 100 (e_3 - e_i)$$

En passant par un circuit d'intégration, on obtient e_{41} retardée par rapport à e_4 . Une diode court-circuitée à la terre la partie négative de l'intégration de sorte que e_{41} est positif ou nul. De façon analogue, e_5 correspond à la partie négative ou nulle du signal e_4 .

La constante de temps de l'intégrateur est de 2.7 usec pour permettre la versatilité citée plus haut. Sa valeur provient de l'étude des caractéristiques limites du montage lors des ajustements du prototype en vue d'optimiser la réponse du transducteur.

La différence que réalise le u741 no 7 entre e_5 et e_{41} détermine l'impulsion d'échantillonnage. Cette impulsion est relative au niveau du maximum détecté, e_3 . En effet e_3 est appliqué à la source du transistor JFET du bloqueur d'ordre zéro. Ce transistor est en état de blocage ou de conduction selon que la tension appliquée à sa grille, e_6 , est négative ou nulle, respectivement, par rapport à la tension de source e_3 .

En résumé,

$$e_6 = e_3 + (e_5 - 2e_{41}) \quad \text{où } e_{41} \text{ est multiplié par 2}$$

pour hâter sa saturation

Il y a échantillonnage de e_3 lorsque,

$$e_5 - 2e_{41} = 0; \quad \text{et blocage lorsque cette différence est égale à -15 volts.}$$

Les graphes de la figure-5 permettent de suivre l'évolution des signaux du transducteur et ainsi de visualiser la formation de la commande d'échantillonnage.

AI.5 Bloqueur d'ordre zéro

Le bloqueur utilise un transistor JFET du type TIS74 ayant un temps de réponse (fermeture et ouverture de l'interruption électronique) de 60 nsec, et une résistance interne r_{ds} de 40 ohms au maximum. La tension qui établie l'état du transistor est V_{gs} . Dans le cas présent,

$$V_{gs} = e_6 - e_3 = e_5 - 2e_{41}$$

La durée de cette impulsion d'échantillonnage doit être supérieure à la somme du temps de réponse du TIS74 et du temps de charge du condensateur mémoire du bloqueur. Mais la durée de l'échantillonnage se chiffre à environ 100 usec ce qui permet une valeur de 0.1 ufarad pour le condensateur, composante assez grande pour maintenir le niveau de la tension bloquée entre les échantillonnages tout en ne requérant que 4 usec pour se charger.

Le condensateur du bloqueur d'ordre zéro est isolé par un circuit suiveur.

AI.6 Montage

La figure-4 donne le schéma de câblage du transducteur de tension. La figure-5 représente diverses formes de signaux tirés des points stratégiques du montage; cette visualisation résume toute la description qui a précédée et peut servir de points de repère lors du montage de l'appareil.

Les caractéristiques des transistors utilisés sont annexés à la fin de cet appendice.

Les résistances sont données en ohms, leur précision est à 5% et la puissance de 1/4 de watt.

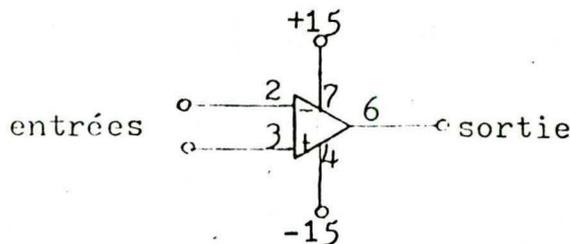
Les diodes sont du type 1N4001 et peuvent supporter 100 volts et 1 ampère.

La valeur des condensateurs est donnée en farad.

Les tensions e_n sont des points de contrôle dont les graphes sont donnés à la figure-5.

Le bloc d'alimentation du transducteur sert aux deux montages, tension et fréquence. Il s'agit d'un bloc fournissant ± 15 volts et 200 mAmpères.

Les amplificateurs opérationnels u741 sont montés en accord avec le schéma suivant.

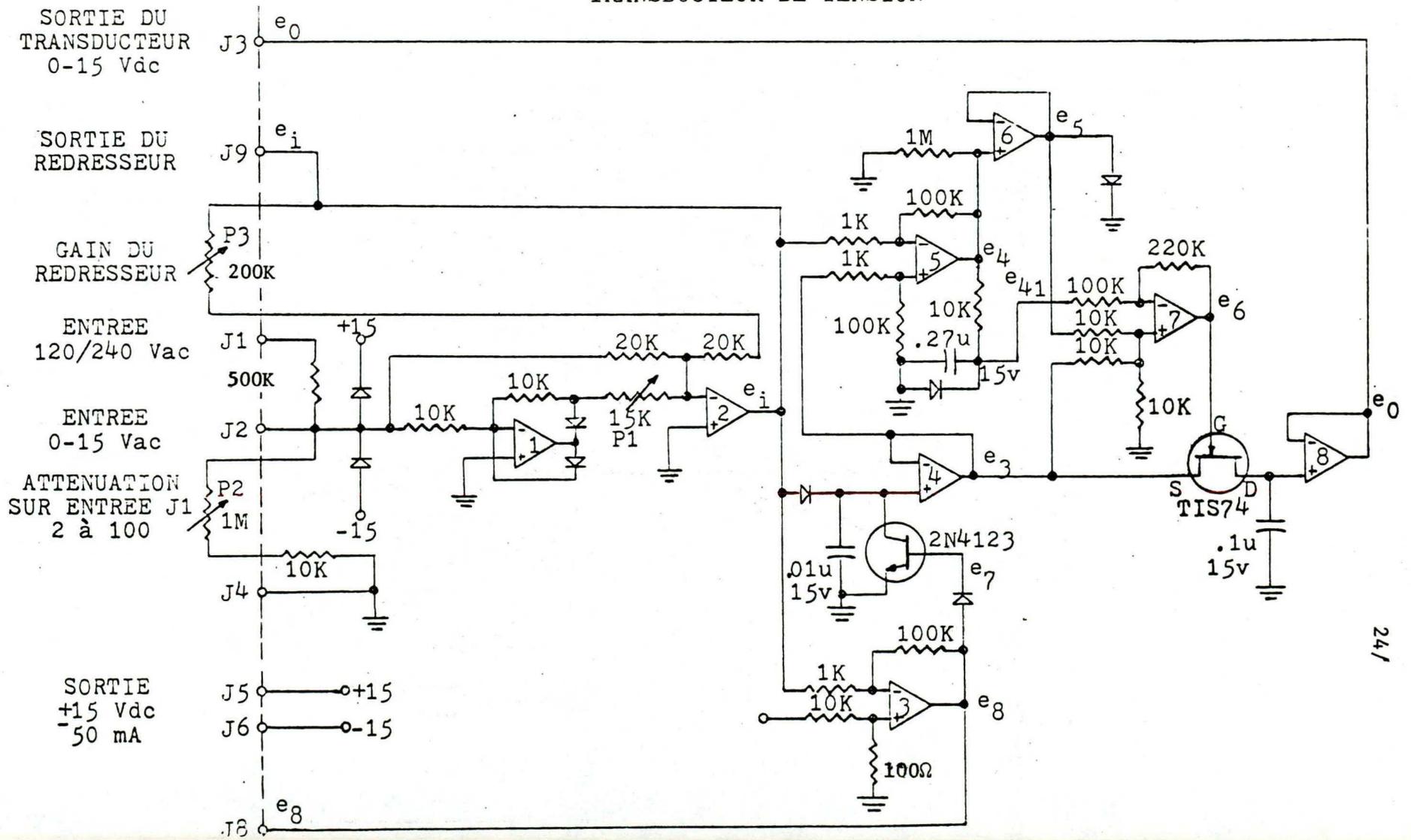


Les transistors ont les équivalences suivantes;

TIS74 = 2N4860 et 2N4860A

2N4123 = 2N3566, A5T4123, 2N4124 et A5T4124

Figure-4: SCHEMA DE CABLAGE DU
TRANSDUCTEUR DE TENSION



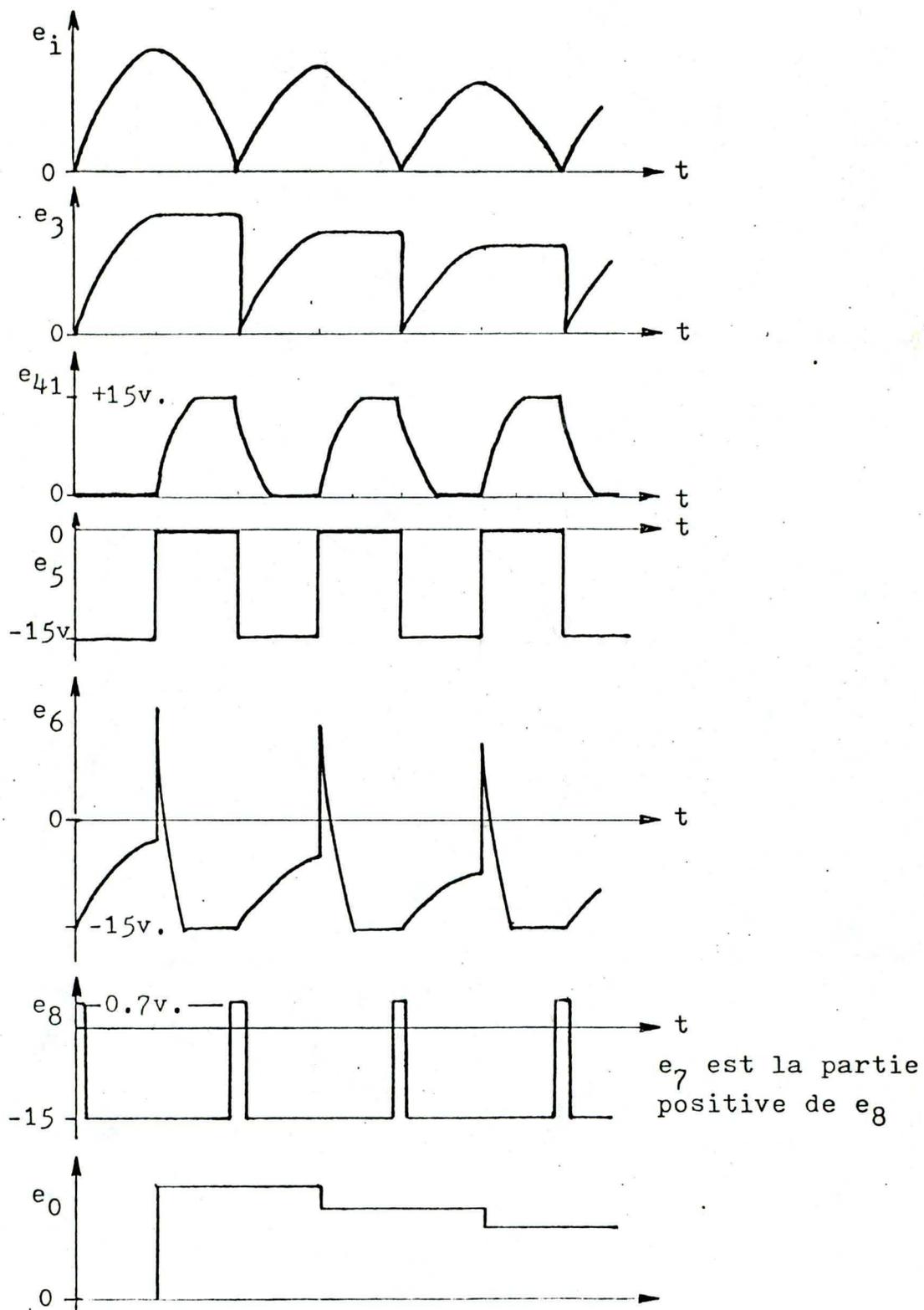


Figure-5: Evolution des signaux dans le transducteur de tension

APPENDICE AII

DESCRIPTION DETAILLEE DU TRANSDUCTEUR DE FREQUENCE

AII.1 Préambule

La figure-3 donnant le schéma-bloc du transducteur de fréquence oriente la description vers une analyse des modules comme pour l'appendice I. Le schéma de cablage de la figure-7 identifie chacun des éléments et complète comme il se doit le schéma-bloc du transducteur.

AII.2 Intégrateur et délai

L'intégrateur est un circuit RC variable pour permettre l'ajustement du zéro de tension associé à une fréquence d'entrée de 60 hertz. Un circuit suiveur l'isole du circuit qu'il alimente et un transistor bijonction permet la décharge du condensateur à toutes les demi-périodes du signal étudié.

La constante de temps est évaluée pour optimiser la plage de tensions entre ± 15 volts qu'occupe l'intégrateur entre 25 et 100 hertz de fréquences d'entrée. On a :

$$e_f = 15 - 30e^{-t/r} \quad r \text{ étant la constante de temps en msec}$$

soient $f_1 = 100$ Hz et $f_2 = 25$ Hz , au moment de l'échantillonnage, $t = \frac{T}{2}$ la période.

$$e_f\left(\frac{T_1}{2}\right) = 15 - 30e^{-5/r} \quad T_1 = 10\text{msec}$$

$$e_f\left(\frac{T_2}{2}\right) = 15 - 30e^{-20/r} \quad T_2 = 40\text{msec}$$

En soustrayant la deuxième équation de la première, on obtient:

$$\Delta e_f = 30 (-e^{-5/r} + e^{-20/r})$$

$$\frac{d\Delta e_f}{dr} = 30 (5e^{-5/r} - 20e^{-20/r})$$

Le maximum de r s'obtient en posant la dérivée égale à zéro, et on tire:

$$r = 15/\ln 4 = 10.82 \text{ msec.}$$

Pour simplifier, la constante de l'intégrateur est fixée à 10 msec.

Le délai correspond plutôt à une pause avant la décharge de l'intégrateur. Pour ce faire, on ajoute un détecteur de maximum (diode et condensateur) entre l'intégrateur et le circuit suiveur. La capacité du détecteur est faible par rapport à celle de l'intégrateur pour ne pas modifier sa constante de temps RC. Cette capacité étant faible, elle ne conserve le maximum que très peu de temps avant de se décharger rapidement par sa résistance de fuite. Mais ce temps de conservation est suffisant pour permettre l'échantillonnage à toutes les demi-périodes à partir d'un seul signal contrôlant également la décharge de l'intégrateur. Autrement dit, on ne perd pas d'information sur la fréquence car au moment d'échantillonnage, l'intégrateur est déjà remis à neuf et recommence à quantifier la valeur de la période, tandis que le maximum du détecteur se maintient pendant la durée d'échantillonnage. La valeur des éléments dépend en partie des ajustements faits en laboratoire pour corriger l'approximation des calculs théoriques.

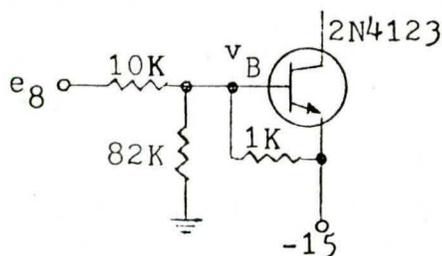
Le transistor 2N4123 permet une grande liberté d'opération en tension et en fréquence pour ce qui est de la dé-

charge de l'intégrateur, si on utilise une capacité de 0.01 ufarad. La constante du circuit RC étant de 10 msec, la résistance est donc fixée à 1 Mohm. Pour permettre un ajustement du zéro à 60 hertz, R est composé de deux valeurs, l'une fixe et l'autre variable accessible par l'utilisateur.

La valeur du condensateur du détecteur a été établie à 0.001 ufarad.

De plus on doit modifier le signal de remise à zéro provenant du transducteur de tension en J8, pour ne pas endommager le transistor qui rappelons le, ne supporte qu'un maximum de 5 volts entre la base et l'émetteur.

L'émetteur du transistor est à -15 volts en permanence. Pour le bloquer, il suffit d'appliquer ce niveau à la base; pour le saturer, on a à appliquer environ -13.3 volts à la base. Les composantes suivantes réalisent ces conditions.



$$v_B = 0.89 e_8 - 14.84 \text{ volts}$$

or e_8 est un train d'impulsions ayant les limites de 2 et -15 volts.

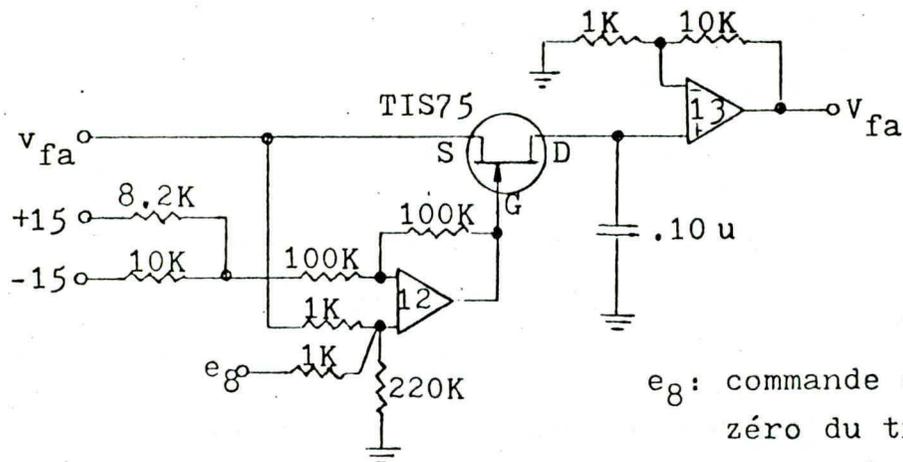
Pour $e_8 = 2$ volts, $v_B = -13.06$ d'où décharge

$e_8 = -15$ volts, $v_B = -15$ saturé, et le transistor est bloqué.

III.3 Echantillonnage et bloqueur

L'échantillonnage est commandé par le signal de remise à zéro du transducteur de tension (en J8 sur le schéma de câblage). Le bloqueur d'ordre zéro est similaire à celui présenté dans l'appendice I. Un gain est ajouté au bloqueur et il varie entre 1 et 11. Son but est de limiter la largeur de bande autour de 60 hertz selon les perturbations en fréquence que l'on veut traiter.

Le circuit suivant représente ces modules :



e_8 : commande de remise à zéro du transducteur de tension

V_{fa} : sortie de transducteur de fréquence

$$v_{fa} = V_{fa} \text{ à } t = T/2$$

V_{fa} varie entre ± 15 volts. Pour bloquer le transistor on doit appliquer une tension négative par rapport à la source, soit le niveau v_{fa} . Mais pour pouvoir échantillonner des niveaux voisins de -15 volts, le transistor doit bloquer pour un V_{GS} faible. Le choix du TIS75 s'impose en raison de sa faible tension de blocage qui se situe autour de $V_{GS} = -0.8v$. comparativement à -2.0 volts pour le TIS75 utilisé dans le bloqueur du transducteur de tension.

La tension appliquée à la grille est :

$$V_G = e_8 + V_S - 1.5 \text{ volts d'où,}$$

$$V_{GS} = e_8 - 1.5 \text{ volts.}$$

On soustrait un terme de 1.5 à la commande d'échantillonnage e_8 pour éliminer des pointes de surtension qui apparaîtraient autrement en V_{fa} .

III.4 Approximation linéaire

Pour réaliser l'approximation, on considère les équations données dans le texte principal. Les paramètres utilisés sont les suivants:

e_f : sortie de l'intégrateur (tension proportionnelle à la période T)

V_f : tension proportionnelle à la fréquence (l'altitude est fixée telle que désirée)

V_x : intermédiaire pour passer de e_f à V_f

V_{xa} : approximation linéaire de V_x

V_{fa} : approximation de V_f en se servant de V_{xa}

f : la fréquence en hertz

r : constante de temps de l'intégrateur (0.01 sec)

Au moment de l'échantillonnage ($t = T/2$), nous avons les équations: (les niveaux sont en volts)

$$(1) \quad e_f = 15 - 30e^{-T/2r}$$

$$(2) \quad V_f = 0.4 f - 24.0 \quad \text{mais} \quad f = \frac{1}{T}$$

$$(3) \quad V_f = \frac{0.4}{T} - 24.0$$

$$(4) \quad V_x = V_f + e_f$$

De (4), on trace la courbe de V_x en fonction de e_f et l'approximation linéaire est faite directement pour donner V_{xa} . La figure-6 représente cette courbe et identifie les 10 points de linéarisation choisis.

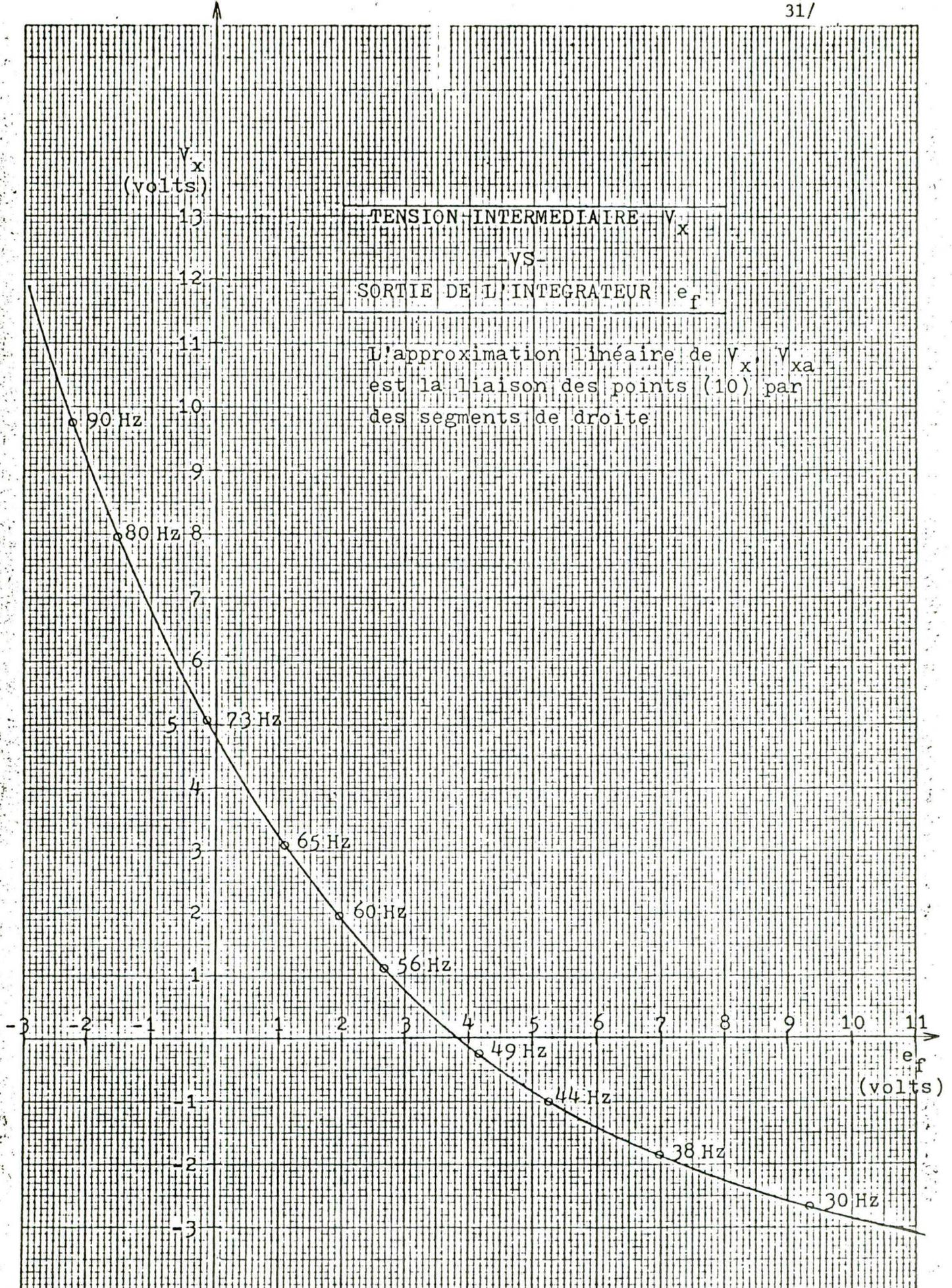


Figure-6

Le tableau suivant identifie ces points.

f	e_f	V_x
(hertz)	(volts)	(volts)
90	-2.2126	9.7874
80	-1.0578	6.9422
73	-0.1237	5.0763
65	1.0989	3.0989
60	1.9621	1.9621
56	2.7155	1.1155
49	4.1866	-0.2134
44	5.3705	-1.0295
38	6.9521	-1.8479
30	9.3337	-2.6663

Mathématiquement, on représente la linéarisation à l'aide des fonctions échelon $U(e_f)$:

$$\begin{aligned}
 V_{xa} = & (-2.4638 (e_f + 15) + 41.293) U(e_f + 15) & , (A_1) \\
 & + 0.4663 (e_f + 1.0578) U(e_f + 1.0578) & , (A_2) \\
 & + 0.3801 (e_f + 0.1237) U(e_f + 0.1237) & , (A_3) \\
 & + 0.3004 (e_f - 1.0989) U(e_f - 1.0989) & , (A_4) \\
 & + 0.1933 (e_f - 1.9621) U(e_f - 1.9621) & , (A_5) \\
 & + 0.2203 (e_f - 2.7155) U(e_f - 2.7155) & , (A_6) \\
 & + 0.2141 (e_f - 4.1866) U(e_f - 4.1866) & , (A_7) \\
 & + 0.1718 (e_f - 5.3705) U(e_f - 5.3705) & , (A_8) \\
 & + 0.1739 (e_f - 6.9521) U(e_f - 6.9521) & , (A_9)
 \end{aligned}$$

La tension approchée de V_f s'obtient directement

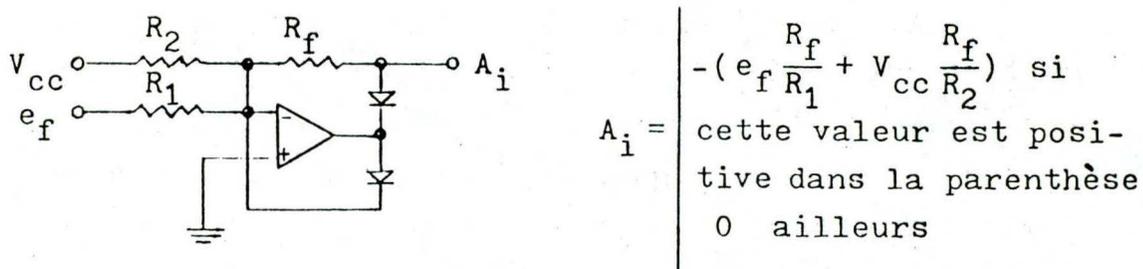
$$V_{fa} = V_{xa} - e_f$$

Electroniquement, l'approximation est réalisée par 9 circuits correspondants aux équations identifiées A_i .

A_1 indique que son origine est à -15 volts; la relation est donc présente en tout temps et ne nécessite pas de considérations autres qu'un simple additionneur.

Par contre les équations A_2 à A_9 sont influencées par les fonctions échelons apparaissant discrètement à mesure que la sortie de l'intégrateur e_f croît.

La modification d'un circuit de diode de précision permet de créer l'équation échelon et ainsi les A_i . On obtient le circuit suivant:



Il ne s'agit que de calculer R_1 et R_2 pour chacune des équations représentées. Les valeurs de R_f et de V_{cc} sont fixées:

$$R_f = 11 \text{ Kohms} \quad \text{et} \quad V_{cc} = \pm 15 \text{ volts au besoin.}$$

A titre d'exemple, considérons A_2 et A_6 :

$$A_2 = 0.4663 (e_f + 1.0578) U(e_f + 1.0578)$$

il faut faire l'égalité entre A_2 et A_i ci-dessus,

$$e_f \frac{R_f}{R_1} + V_{cc} \frac{R_f}{R_2} = 0.4663 e_f + 0.4663 (1.0578)$$

$$\text{d'où} \quad V_{cc} = +15, \quad R_1 = 23.6 \text{ K} \quad \text{et} \quad R_2 = 334.5 \text{ K}$$

$$A_6 = 0.2203 (e_f - 2.7155) U(e_f - 2.7155)$$

de $A_6 = A_i$ on obtient

$$\frac{R_f}{R_1} = 0.2203 \quad \text{et} \quad V_{cc} \frac{R_f}{R_2} = -(0.2203)(2.7155)$$

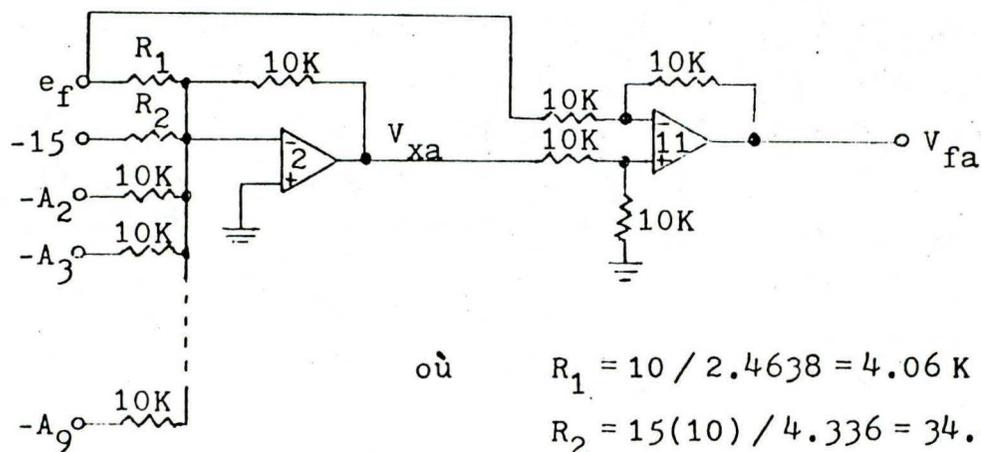
$$\text{d'où} \quad V_{cc} = -15, \quad R_1 = 50 \text{ K} \quad \text{et} \quad R_2 = 275.8 \text{ K}$$

L'additionneur A_1 évalue V_{xa} pour toutes les valeurs de e_f . V_{xa} étant la somme des équations A_i ($i=1,9$), cet additionneur doit être du type inverseur pour amener à un signe positif les termes A_2 à A_9 qui ont changés de signe dans le circuit précédent.

Le montage du circuit d'approximation est complété ainsi:

$$V_{xa} = -2.4638 (e_f + 15) + 41.293 + A_2 + A_3 + \dots + A_9$$

$$V_{xa} = -2.4638 e_f + 4.336 + A_2 + A_3 + \dots + A_9$$



$$\text{où} \quad R_1 = 10 / 2.4638 = 4.06 \text{ K}$$

$$R_2 = 15(10) / 4.336 = 34.6 \text{ K}$$

La valeur de V_{fa} est déterminée par le comparateur qui suit la tension V_{xa} :

$$V_{fa} = V_{xa} - e_f$$

AII.5 Montage

La figure-7 donne le schéma de câblage du transducteur de fréquence. La figure-8 donne les diverses formes de signaux correspondant à des points de vérification lors du montage de l'appareil.

Les informations données relativement aux composantes du transducteur de tension (figure-4), restent valables. Ajoutons toutefois que les condensateurs utilisés devront être à base de céramique et ce, pour les deux appareils en raison de leur meilleure performance pour le maintien de la charge en mode de mémorisation.

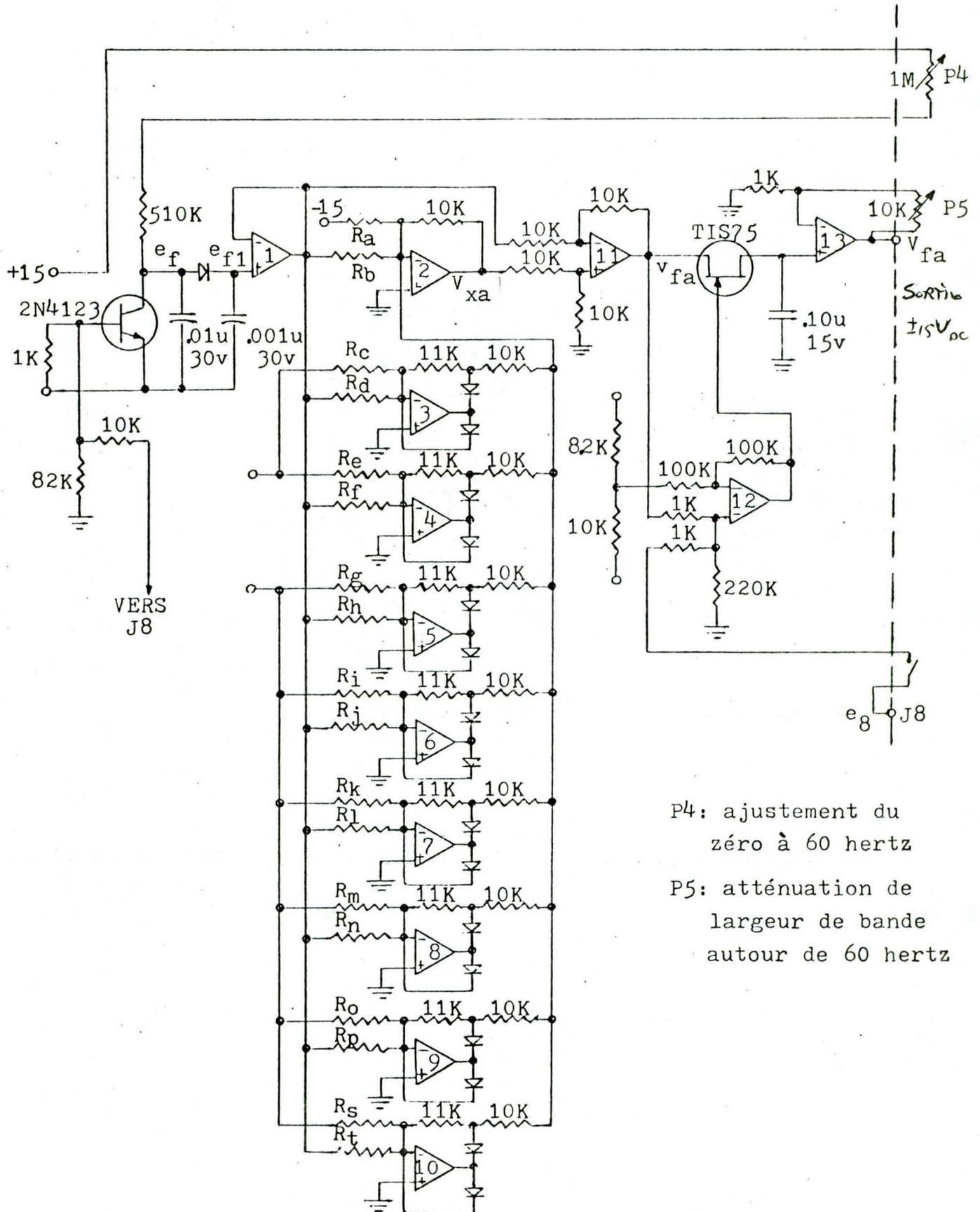
Le transistor TIS75 est décrit dans les feuilles de caractéristiques à la fin de l'annexe I. Ses équivalents sont les suivants:

TIS75 = 2N4857, 2N4092 et 2N4861

Les résistances indicées dans le schéma de câblage de la figure suivante, sont composées de deux valeurs et identifiées ci-bas:

$R_a = 30 \text{ K} + 4.7 \text{ K}$	$R_j = 47 \text{ K} + 10 \text{ K}$
$R_b = 5.6 \text{ K} // 15 \text{ K}$	$R_k = 270 \text{ K} + 5.6 \text{ K}$
$R_c = 330 \text{ K} + 4.7 \text{ K}$	$R_l = 47 \text{ K} + 3.0 \text{ K}$
$R_d = 22 \text{ K} + 1.6 \text{ K}$	$R_m = 180 \text{ K} + 4.3 \text{ K}$
$R_e = 3600 \text{ K}$	$R_n = 51 \text{ K} + .39 \text{ K}$
$R_f = 20 \text{ K} + 9.1 \text{ K}$	$R_o = 160 \text{ K} + 18 \text{ K}$
$R_g = 470 \text{ K} + 30 \text{ K}$	$R_p = 51 \text{ K} + 13 \text{ K}$
$R_h = 36 \text{ K} + .62 \text{ K}$	$R_s = 270 \text{ K} // 270 \text{ K}$
$R_i = 430 \text{ K} + 5.1 \text{ K}$	$R_t = 62 \text{ K} + 1.3 \text{ K}$

Figure-7: SCHEMA DE CABLAGE DU
TRANSDUCTEUR DE FREQUENCE



P4: ajustement du
zéro à 60 hertz

P5: atténuation de
largeur de bande
autour de 60 hertz

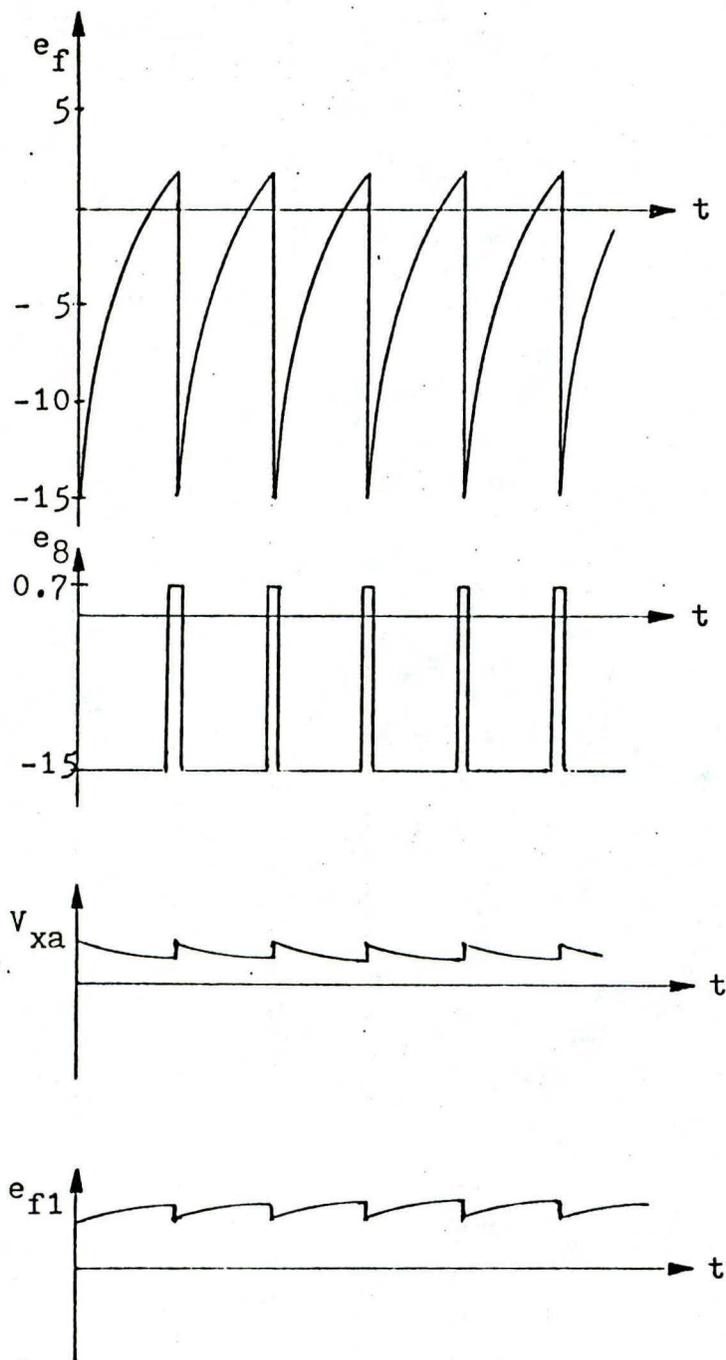


Figure-8: Evolution des signaux dans le transducteur de fréquence

APPENDICE AIII

MESURES EN LABORATOIRE ET CARACTERISATION

AIII.1 Préambule

Le but de cet annexe est de présenter une étude des temps de réponse et des limites d'opération.

AIII.2 Temps de réponse-Transducteur de tension

Le transducteur réagit linéairement en échantillonnant le maximum (moins 0.7 volt) de tout signal, à la sortie du redresseur, compris entre 1 et 14 volts. Autrement dit, une tension d'entrée de 120 volts rms en J1 et atténuée à 8.0 volts crête à la sortie du redresseur sera analysée linéairement entre 15 volts et 210 volts soit des perturbations extrêmes de -87.5% et +75%. On peut modifier les limites selon les contraintes du signal étudié en agissant sur l'atténuateur P2 à l'entrée de l'appareil et sur le gain P3 du redresseur.

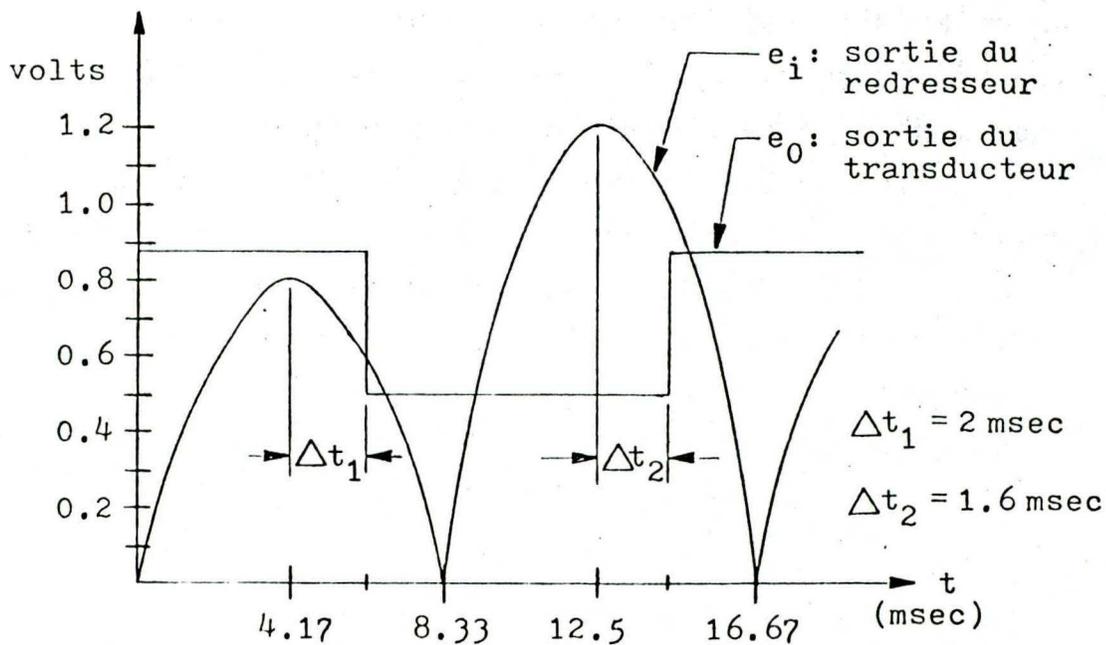
Temps de réponse.

On peut définir deux temps de réponse pour le transducteur de tension. Le premier découle du fonctionnement de l'appareil qui le fixe à $T/2$, soit une demi-période. C'est le temps de réponse maximal associé au transducteur. Le second est appelé le "délai d'échantillonnage"; ce temps caractérise la durée qui nous sépare de l'information à recueillir.

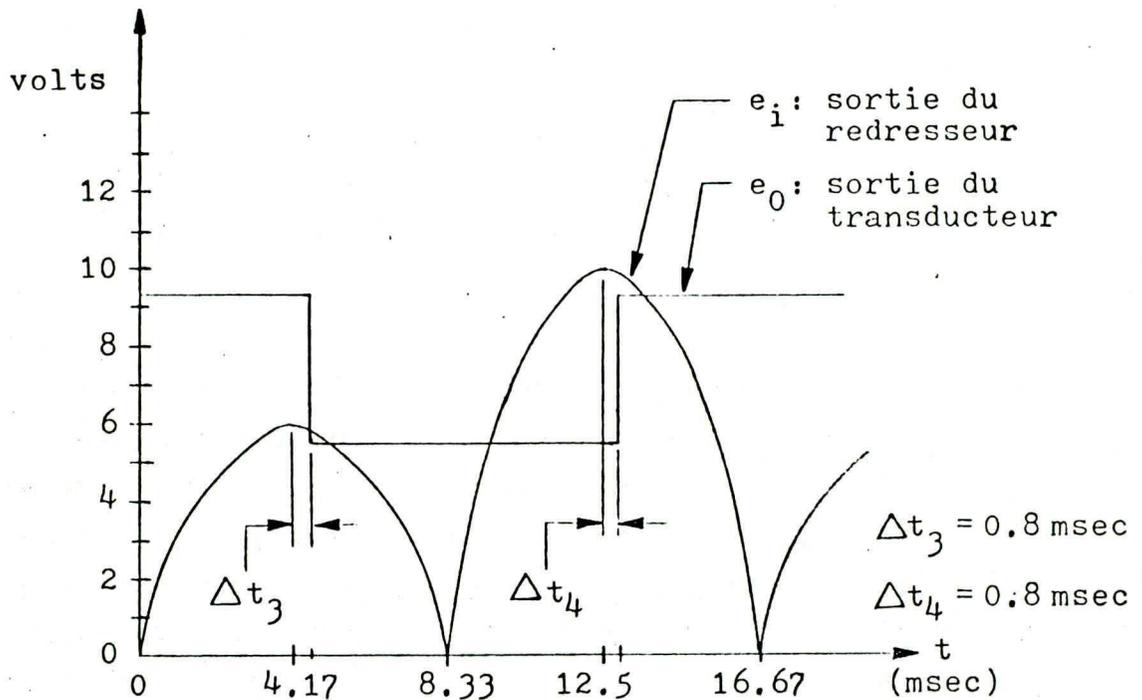
Pour un signal perturbé à la fois en tension et en fré-

quence, le seul instant qui nous informe de la valeur de l'amplitude est celui du passage par le maximum. Le délai d'échantillonnage est l'intervalle de temps entre le moment du passage au maximum et le temps d'échantillonnage. Pour l'évaluer, on dérègle le redresseur en modifiant l'ajustement P1, de façon à obtenir des alternances inégales en amplitude. Cette opération correspond à une modulation AM du signal redressé (porteuse de 120 hertz) par le signal d'entrée du transducteur soit 60 hertz. On peut vérifier cette modulation pour des signaux d'entrée variant entre 10 et 150 hertz, à faible amplitude et entre 0.5 et 200 hertz pour des amplitudes supérieures à 5 volts crête à la sortie du redresseur.

Les enregistrements ont été faits par un oscilloscope à mémoire. Les traces suivantes ont été retenues:



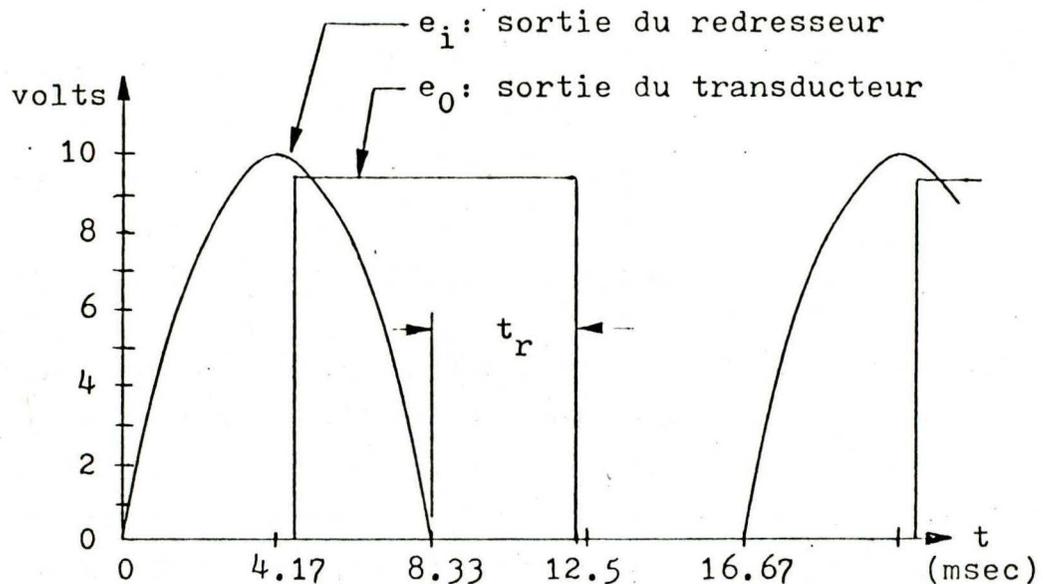
Cette courbe qui correspond à un niveau minimum d'entrée pour le transducteur donne le maximum du délai d'échantillonnage pour l'appareil soit 2 msec.



Ce tracé est typique du délai d'échantillonnage pour des niveaux d'entrée e_i de 4 volts crête ou plus; $\Delta t = 0.8$ msec.

Un cas important est celui des variations à 100% de l'amplitude soit pour l'illustrer, une mono-alternance comme signal d'entrée. Dans ce cas, le temps de réponse est inférieur à $T/4$, ce qui est deux fois plus rapide. Ce temps est conditionné par la décharge complète du condensateur servant au délai d'échantillonnage (voir appendice AI).

La courbe de la page suivante illustre un cas typique.



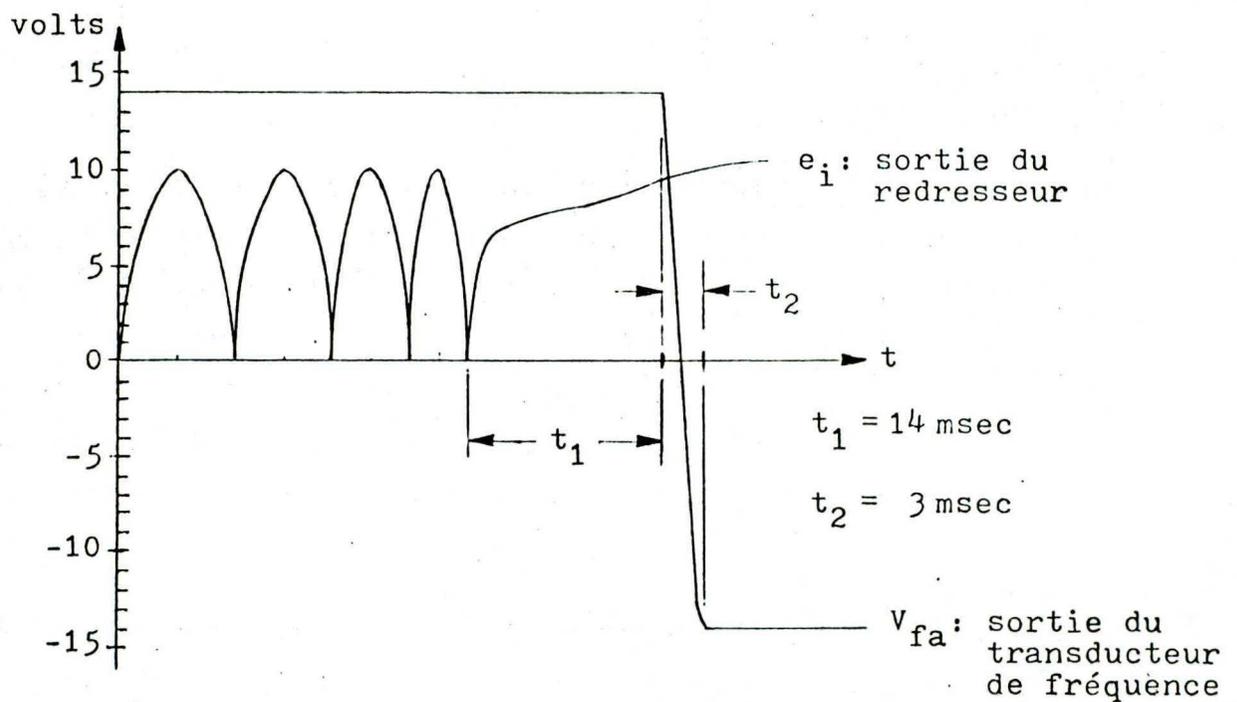
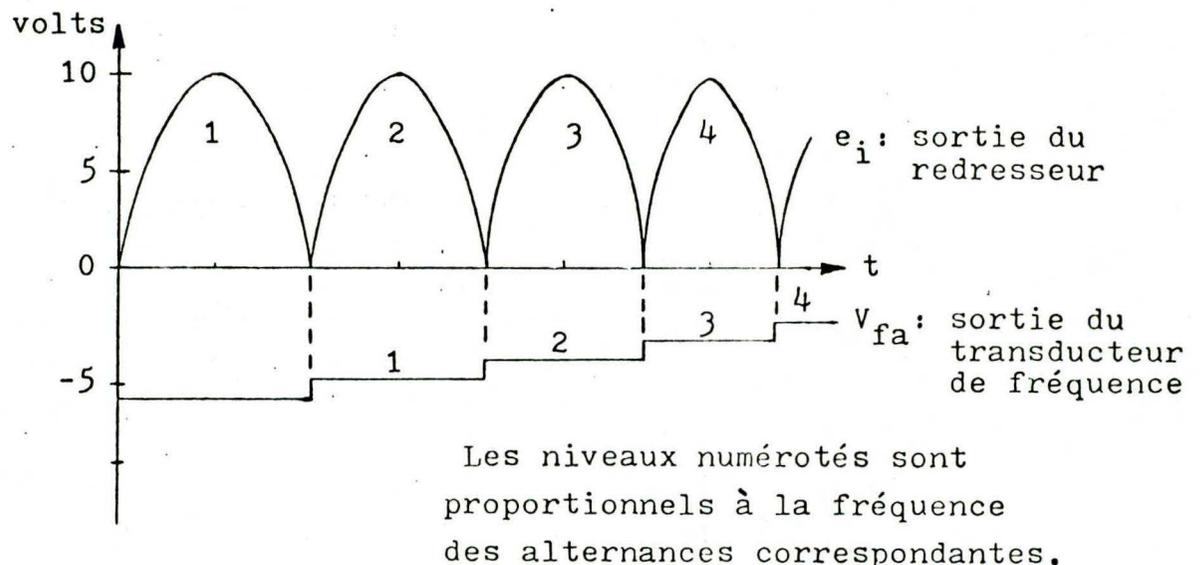
$$t_r = 4 \text{ msec} \quad \angle \quad T/4 = 4.17 \text{ msec}$$

AIII.3 Temps de réponse-Transducteur de fréquence

Un générateur à balayage de fréquence permet de représenter la réponse à l'échelon de fréquence. Le générateur utilisé, lorsque centré à 60 hertz, donne un balayage en montée régulière de fréquence et un retour brusque au minimum pour recommencer. Le rythme de l'allé-retour et l'étendue en fréquence pour le balayage sont réglables.

Pour la présente étude, un balayage entre 0 et 110 hertz au rythme de 1 seconde par cycle complet (allé-retour) permet de vérifier toute la bande d'opération du transducteur.

Un oscilloscope à mémoire nous a fourni les traces suivantes dont l'allure indique bien que le transducteur répond à l'échelon de variation de fréquence. Son temps de réponse est au maximum égal à $T/2$.



La dernière courbe représente le retour brusque à faible fréquence. Au haut de la course du balayage, le transducteur sature à 14 volts et lors du retour, le niveau reste maintenu par le bloqueur d'ordre zéro à la sortie car il n'y a pas de passage à zéro de l'alternance pour faire conduire le TIS75, transistor interrupteur du bloqueur.

Mais comme il n'y a pas de passage à zéro pour décharger l'intégrateur, ce dernier augmentant entraîne la tension V_{fa} vers -15 volts. A ce niveau de saturation, le TIS75 n'est plus bloqué car V_{GS} vaut zéro et V_{fa} tend rapidement vers la saturation négative. Le temps de chute est $t_2 = 3 \text{ msec}$; il est conditionné par le temps de décharge du détecteur de maximum qui suit le circuit RC d'intégration (voir figure-7).

Le temps de réponse maximum du transducteur de fréquence est de $T/2$. Mais comme pour le transducteur de tension on peut définir un second temps de réponse. Le seul moment qui nous informe de la valeur instantanée de la fréquence est le passage à zéro lorsqu'on considère des perturbations tension-fréquence. Dans cette optique plus pratique, le temps de réponse est réduit à zéro lors de la montée en fréquence et a une valeur très faible en descente; 3 msec réparties sur 60 hertz soit 0,05 msec par hertz de diminution de fréquence.

AIII.4 Réponse statique de fréquence

Le tableau suivant donne les résultats des mesures statiques en fréquence du transducteur. L'ajustement du zéro à 60 hertz et les mesures sont tirés d'un signal redressé de 7.5 volts crête.

f (hertz ± 0.2)	V_{fa} (volts DC)	f (hertz ± 0.2)	V_{fa} (volts DC)
30.0	-12.00	60.0	0.00
35.0	-10.10	62.0	0.84
40.0	-8.20	64.0	1.62
45.0	-6.20	66.0	2.50
50.0	-4.10	68.0	3.30
52.0	-3.35	70.0	4.10
54.0	-2.50	75.0	6.30
56.0	-1.70	80.0	8.30
58.0	-0.84	85.0	10.50
60.0	0.00	90.0	12.50

Pour toute la bande de fréquence, le ronflement sur V_{fa} est inférieur à 80 mvolts.

Le graphique de la figure- 9 donne la réponse statique du transducteur de fréquence à partir des valeurs tirées du tableau ci-haut.

Le problème inhérent au fonctionnement du transducteur le rend vulnérable aux fortes variations du niveau de l'amplitude du signal d'entrée. Pour un signal non perturbé donnant zéro volt après ajustement de $P4$ et dont l'amplitude crête à la sortie du redresseur de l'appareil de tension vaut 10 volts (60 hertz), l'erreur relative à un hertz se maintient à moins de 25% pour des variations d'amplitude ne dépassant pas ± 4 volts. Cette fiabilité se compare à celle de l'erreur d'approximation. Concrètement, cela signifie que le transducteur de fréquence perd de sa précision lorsque le niveau du signal d'entrée varie de plus de 40% par rapport à sa valeur non perturbée. Pour pouvoir garder cet ordre de grandeur (40%), il est suggéré de fixer le niveau non perturbé à 7.5 volts ou plus. Cette remarque ne concerne que le transducteur de fréquence et n'affecte en aucune façon le transducteur de tension lorsqu'il est utilisé seul.

La source de ces variations provient de la durée du signal d'échantillonnage et de décharge de l'intégrateur. Comme l'intégrateur est très sensible aux faibles variations de fréquences, une légère avance ou un mince retard dans sa décharge aura pour effet de modifier le niveau V_{fa} de sortie. Le signal e_g (voir figure-8) qui conditionne la décharge est créé en amplifiant la sortie du redresseur double-alternance et en l'inversant de façon à obtenir un train d'impulsions d'amplitudes nulles lorsqu'il y a passage par zéro des alternances. Peu importe le circuit d'amplification, les caractéristiques internes du u741 (slew rate) font que la durée de ces impulsions varie avec l'amplitude du signal d'entrée.

SPECIFY TRACING OR DRAWING PAPER
GRAPHIC SUPPLIES CANADA LTD.
MADE IN CANADA

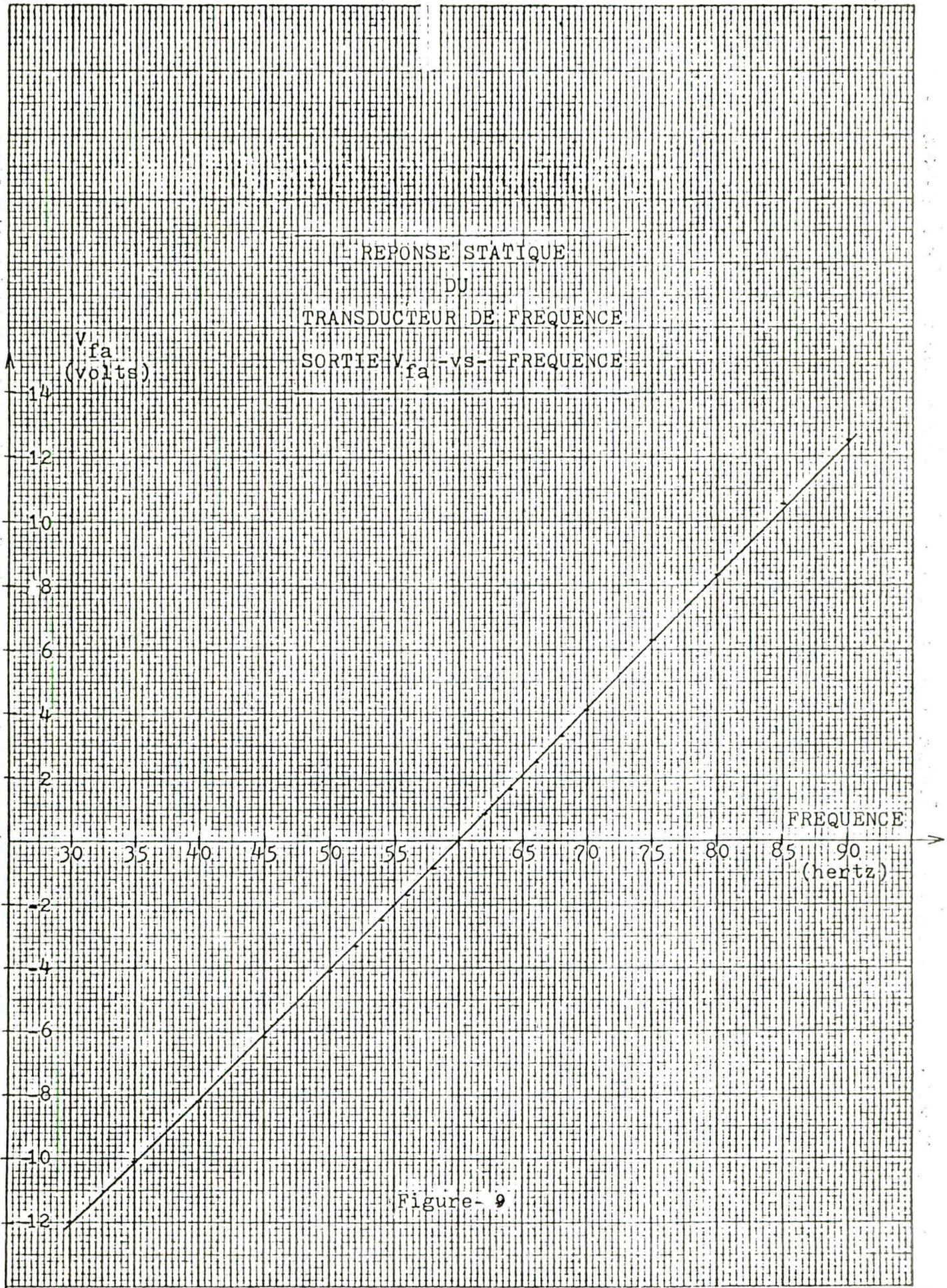


Figure- 9

AIII.5 Erreur systématique de l'inversion période-fréquence

L'approximation linéaire de la fonction intermédiaire V_x , engendre des erreurs entre les points de linéarisation qui augmentent avec l'écart entre ces points.

Mais à cela s'ajoutent les erreurs sur les valeurs de résistances servant directement dans le circuit d'approximation. Une étude de l'équation régissant V_{xa} montre que les erreurs sur les composantes du montage n'auront comme effet que de faire varier l'inclinaison de la pente de la courbe V_{fa} . C'est donc dire que le transducteur donnera quand même une sortie proportionnelle à la fréquence. Dans une certaine mesure, on peut corriger cette pente en ajustant le gain à la sortie tel que désiré.

L'équation V_{xa} donnée par la somme de A_1 à A_9 de l'appendice ~~III~~ montre que la relation est centrée autour de A_1 qui donne l'allure principale de la courbe. Les valeurs qui viennent se greffer à A_1 à mesure que e_f augmente sont de pente faible par rapport à celle de A_1 et une variation des termes A_2 à A_9 n'aura pas pour effet de modifier de façon appréciable le comportement global attendu.

La pente de A_1 est de 2.46 tandis que celles des autres termes ne dépassent pas 0.47 et ne se manifestent que graduellement en apparaissant successivement pour des valeurs de e_f comprises entre -1 et 7 volts. Rappelons que leur apparition est conditionnée par des fonctions échelons dépendant de e_f (du type $U(e_f - k)$).

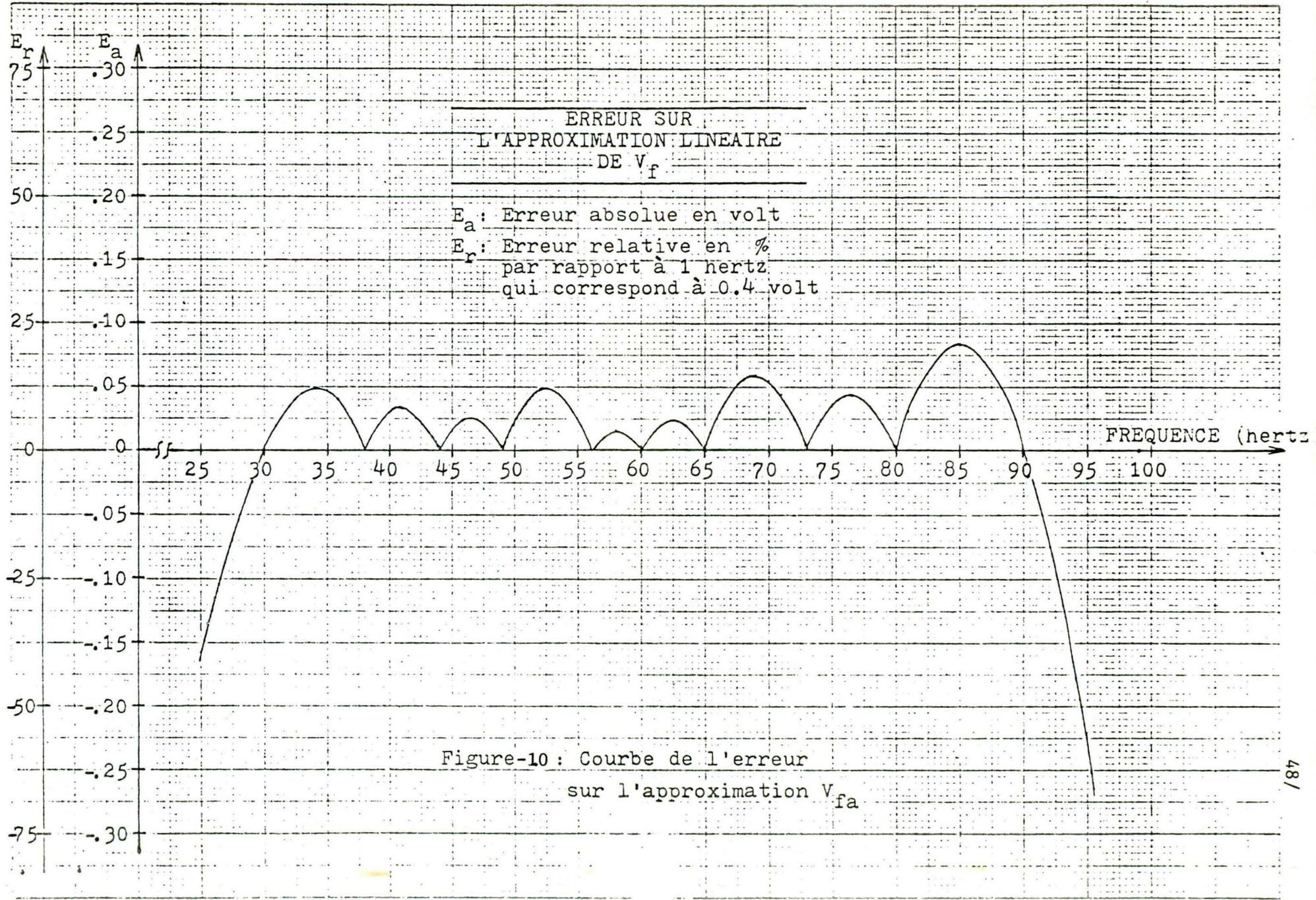
Des résultats obtenus par programmation des fonctions régissant le transducteur permettent de tracer la courbe de l'erreur sur l'approximation V_{fa} ; figure-10.

Le graphique montre bien que l'erreur augmente avec l'écart en fréquence entre les points de linéarisation.

De plus, le graphique de la figure-10 met en évidence l'erreur relative sur un hertz indépendamment de V_f c'est-à-dire de la fréquence. Un écart de un hertz correspond à 0.4 volt d'écart V_f . L'erreur maximale obtenue sur un hertz est de 21% pour la fréquence 85 hertz. Ailleurs, entre 30 et 80 hertz, cette erreur sur un hertz ne dépasse pas 15%. Pour augmenter la précision, il faut augmenter le nombre de points de linéarisation. Mais pratiquement, ce nombre sera limité par les erreurs sur les composantes utilisées qui viendraient à se nuire plutôt qu'à se compléter.

Une approximation de la courbe comme réalisée entre 55 et 65 hertz demanderait 13 points de linéarisation. Mais cette précision n'est pas requise en raison du type d'utilisation qui sera faite du transducteur. Il ne s'agit pas d'un fréquemètre mais plutôt d'un quantificateur d'écart de fréquence autour d'une pulsation centrale de 60 hertz.

Il est à remarquer que pour la plage de fréquence considérée l'erreur serait moindre que 2% si on regarde la précision sur la fréquence même et e $\epsilon = \frac{\Delta f}{f}$.



**À CONSULTER
SUR PLACE**

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL



3 9334 00288978 8