Classification
Physics Abstracts
0.660

NOUVELLE APPROCHE POUR LA MESURE PRÉCISE DE FAIBLES TENSIONS CONTINUES

E. SOUQUET, A. SIBLINI (*) et G. MESNARD

Laboratoire de Physique Electronique, Université Claude-Bernard, Lyon I, France

(Reçu le 21 décembre 1975, révisé le 23 mars 1976, accepté le 23 mars 1976)

Résumé. — En vue d'éliminer les erreurs que l'on rencontre habituellement dans les amplificateurs, les auteurs proposent un montage permettant de les compenser automatiquement. On emploie une méthode d'échantillonnage comportant deux phases : dans la première, l'erreur est mesurée et mise en mémoire ; dans la deuxième, elle est retranchée du résultat de la mesure. Une réalisation utilisant uniquement des circuits intégrés est présentée.

Abstract. — In order to eliminate the errors which usually occur in amplifiers, the authors propose a circuit in which they are automatically compensated. A sampling technique is used, with two phases. During the first one, the error is measured and memorized and during the second, it is subtracted from the result of measurement. An application using integrated circuits only is presented.

1. Introduction. — Nous nous proposons de présenter une méthode pour réduire sensiblement les erreurs intervenant dans la mesure des faibles tensions continues et tout particulièrement des tensions différentielles. Elle s'applique notamment aux tensions obtenues aux bornes d'impédances élevées dans les mesures électriques portant sur les matériaux et les composants. Nous donnerons un schéma complet d'application de la méthode utilisant uniquement des circuits intégrés.

Les amplificateurs à couplage direct, et même ceux qui comportent une liaison par capacité, présentent différents inconvénients qui rendent délicate la mesure de très faibles tensions. Les principales causes d'erreurs sont les suivantes :

1.1 DÉRIVE THERMIQUE DE LA TENSION D'OFFSET. — Pour la plupart des amplificateurs différentiels intégrés disponibles sur le marché, cette dérive est de l'ordre de $5 \mu\text{V/d } ^\circ\text{C}$. En les utilisant avec un gain de 60 dB, on obtient une dérive en sortie de $5 \text{ mV/d } ^\circ\text{C}$. La résolution de la mesure est donc faible.

1.2 TAUX DE RÉJECTION EN MODE COMMUN. — Pour une réjection de mode commun de 100 dB, valeur courante, un amplificateur utilisé dans des conditions identiques donnera, en sortie, si la tension de mode commun est de 1 V, une tension d'erreur de l'ordre de 10 mV.

1.3 ERREUR DUE A L'IMPRÉCISION DES COMPOSANTS PASSIFS.

1.4 BRUIT CLASSIQUE EN $1/f$. — Il est très gênant aux basses fréquences.

Si on connaît à tout instant l'erreur globale due aux trois premières causes, on peut envisager de la retrancher de la valeur lue. Nous avons étudié et réalisé un amplificateur qui exécute cette opération de façon automatique et affiche la valeur corrigée. Nous verrons que la méthode permet en outre de réduire considérablement le niveau de bruit, tout en conservant une bande passante satisfaisante.

2. Principe. — Le schéma de base utilisé est donné par la figure 1. Il correspond à une structure classique d'amplificateur opérationnel d'instrumentation, caractérisée par une résistance d'entrée élevée et un fort taux de réjection provenant de la conception de l'étage différentiel qui utilise un inverseur et un sommateur

FIG. 1.

(*) Boursier du C. N. R. S. libanais.

FIG. 2.

pour annuler la tension de mode commun. La tension de sortie est donnée par la relation

$$V_0 = k(V_2 - V_1) \left(\frac{2R_1}{R_2} + 1 \right) = K(V_2 - V_1).$$

Ce montage est complété par un système de mesure séquentiel représenté par la figure 2; A_1 désigne l'amplificateur précédent; A_2 est un amplificateur auxiliaire. Le fonctionnement comporte deux phases : dans une première phase, on mesure l'erreur; dans une deuxième phase, on détermine $V_2 - V_1$ en retranchant de V_0 l'erreur précédente qui a été mise en mémoire. La suite des opérations est la suivante :

2.1 PHASE 1. — Les interrupteurs $I_1, I_2, \dots, I_5$ sont dans la position « 1 » ; la tension V_1 est alors appliquée sur les deux entrées de l'amplificateur différentiel A_1 , dont la sortie affiche la tension d'erreur globale V_E , qui est mis dans la mémoire 1. L'amplificateur différentiel de gain unitaire A_2 , dont la tension d'entrée est nulle, affiche zéro en sortie.

2.2 PHASE 2. — Les interrupteurs sont en posi-

FIG. 3.

tion « 0 » ; à la sortie de A_1 nous avons une tension $K(V_2 - V_1) + V_E$ et A_2 effectue l'opération :

$$[K(V_2 - V_1) + V_E] - V_E = K(V_2 - V_1) = V_s.$$

Cette valeur corrigée V_s est mise dans la mémoire 2. Le cycle se répétant, elle fournira une valeur quantifiée de $K(V_2 - V_1)$ (Fig. 3). Un filtre passe-bas lisse la fonction.

3. Analyse du système. — **3.1** Il est clair que la tension d'erreur due à la dérive thermique et au RRMC est annulée. Si la fréquence de commutation des interrupteurs est grande, la méthode, de ce point de vue, est valable, la dérive thermique étant un phénomène lent. Les interrupteurs sont des portes analogiques à FET ou à MOS.

3.2 ERREUR DUE A LA PRÉCISION DES RÉISTANCES. — Considérons le schéma de la figure 1 ; on peut le diviser en deux parties amplifiant respectivement les tensions V_2 et V_1 . Prenons arbitrairement un gain unitaire pour la partie correspondant à V_2 et soit α le gain en tension pour celle qui correspond à V_1 ($\alpha \approx 1$). Lors de la phase 1, le défaut de précision des résistances conduit, à la sortie de A_1 , à $V_1 - \alpha V_1$, tandis que dans la phase 2 on obtient $-\alpha V_1 + V_2$; après soustraction, on a le résultat :

$$(-\alpha V_1 + V_2) - (V_1 - \alpha V_1) = V_2 - V_1.$$

On voit que l'erreur est éliminée.

3.3 INFLUENCE DU BRUIT. — Raisonons sur une tension de bruit $V_E(t)$ variable dans le temps, conformément à la figure 4. L'instant t_1 correspond à une phase 1 ; nous mesurons la tension d'erreur de bruit V_{E1} ; mais à l'instant t_2 de la phase 2, celle-ci est V_{E2} , il y a donc une tension d'erreur résiduelle $V_{E2} - V_{E1}$.

FIG. 4.

Le cycle se répétant, les tensions d'erreur résiduelles seront successivement :

$$V_{E2} - V_{E1}, \quad V_{E4} - V_{E3}, \quad \text{etc...}$$

Si la fréquence d'échantillonnage est suffisamment grande, on voit que la tension d'erreur résiduelle est proportionnelle à la dérivée de la tension de bruit. En exprimant celle-ci sous la forme :

$$V_E(t) = a_0 + \sum_1^n a_n \sin \omega_n t + b_n \cos \omega_n t$$

on a :

$$V'_E(t) = \sum_1^n a_n \omega_n \cos \omega_n t - b_n \omega_n \sin \omega_n t.$$

Les composantes de basse fréquence sont donc pratiquement éliminées ; les composantes haute fréquence le sont par les mémoires analogiques qui se comportent comme des filtres passe-bas et, d'autre part, par le filtrage effectué en sortie.

4. Elimination des parasites de commutation. —

L'utilisation des transistors MOS en commutation entraîne l'apparition de pics importants (Fig. 5), particulièrement gênants après amplification. Aussi on ne considérera que la partie utile du signal (en gros traits

FIG. 5.

sur la Fig. 5). Le reste est éliminé grâce à une logique annexe commandant les portes I_2 , I_3 et I_4 . Celles-ci ne sont ouvertes que durant le temps correspondant à la partie utile du signal. Le schéma et le diagramme temporel de la figure 6 montrent le principe de fonctionnement.

FIG. 6.

5. Bande passante. — Elle dépend d'une part de la fréquence d'échantillonnage, d'autre part de la constante de temps des mémoires.

6. Application. — Sur la figure 7 nous donnons un schéma d'application complet pour un amplificateur dont les caractéristiques sont les suivantes :

- fréquence d'échantillonnage : 5 kHz,
- bande passante à -3 dB : 500 Hz,
- impédance d'entrée $> 10^{11} \Omega$,
- taux de réjection en mode commun : non mesurable,
- dérive thermique : non mesurable,
- tension de mode commun max : 10 V,
- gain maximal en tension : 2×10^4 .

Voir figure 7 page suivante.

Fig. 7.