

UTILISATION AVEC UNE

Les convertisseurs N/A CMOS peuvent être utilisés pour fournir une sortie analogique à partir de micro-ordinateurs travaillant avec une seule alimentation +5 V. Compte tenu de leur très faible consommation, ils peuvent, dans la majorité des cas, être ajoutés à un micro-ordinateur, sans pour cela avoir à « gonfler » l'alimentation déjà en place ou ajouter d'autres alimentations.

Cet article décrit les techniques de base permettant d'utiliser des convertisseurs N/A CMOS tels que le double 8 bits AD7528 ou les 12 bits AD7545 et AD7548 d'Analog Device avec une seule alimentation +5 V; il présente aussi des méthodes pour associer ces circuits à des micro-ordinateurs en ajoutant un minimum de « hardware ».

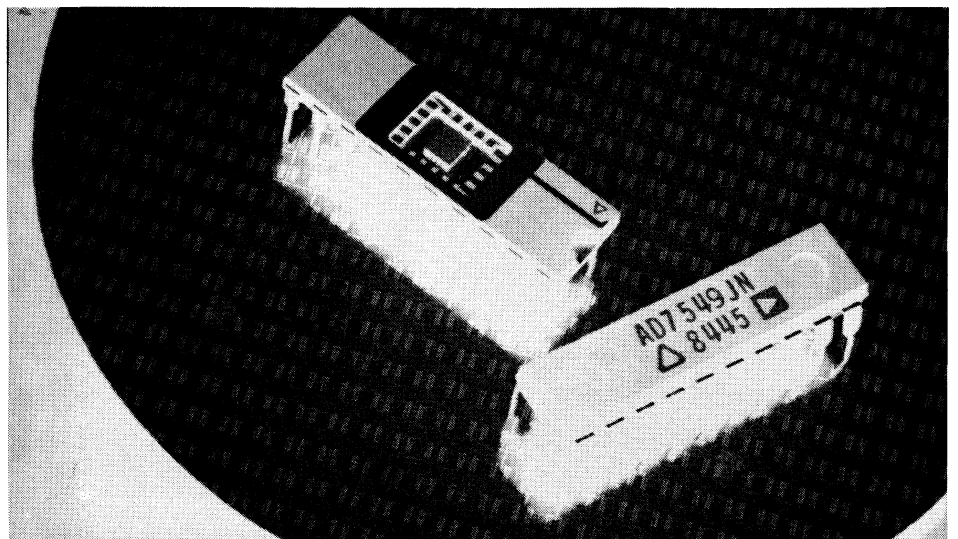
Généralités

Les convertisseurs N/A CMOS sont habituellement utilisés en sortie courant, en ajoutant un amplificateur opérationnel pour effectuer la conversion courant/tension, comme le montre le schéma de la figure 1.

Le courant dans le réseau R-2R est « aiguillé » vers la sortie OUT1 ou vers la masse AGND, selon l'état des commutateurs NMOS.

Puisqu'on a toujours un des deux commutateurs de chaque paire à l'état passant, le potentiel à l'extrémité de chaque branche de résistance 2R (et par conséquent le

L'AD7549 est un double convertisseur N/A compatible en niveau logique et en vitesse avec les microprocesseurs courants.



DES CONVERTISSEURS N/A SEULE ALIMENTATION +5 V

courant dans chaque branche) est constant et indépendant de l'état des commutateurs.

Ceci n'est vrai que si OUT1 et AGND sont au même potentiel. Dans la configuration classique de la figure 1, OUT1 et AGND sont forcés au même potentiel par l'amplificateur opérationnel externe.

L'amplificateur opérationnel étant monté en inverseur, le circuit classique (à sortie courant) de la figure 1 nécessite une référence de tension négative pour générer en sortie une tension positive.

Les méthodes pour s'affranchir de cette contrainte sont traitées ci-après.

Commutation de tension

Pour n'avoir besoin que d'une seule alimentation, il suffit d'utiliser le convertisseur en « commutation de tension » comme indiqué sur la figure 2. Le circuit a tout simplement été retourné : la tension de référence V_{in} est appliquée sur la sortie OUT1,

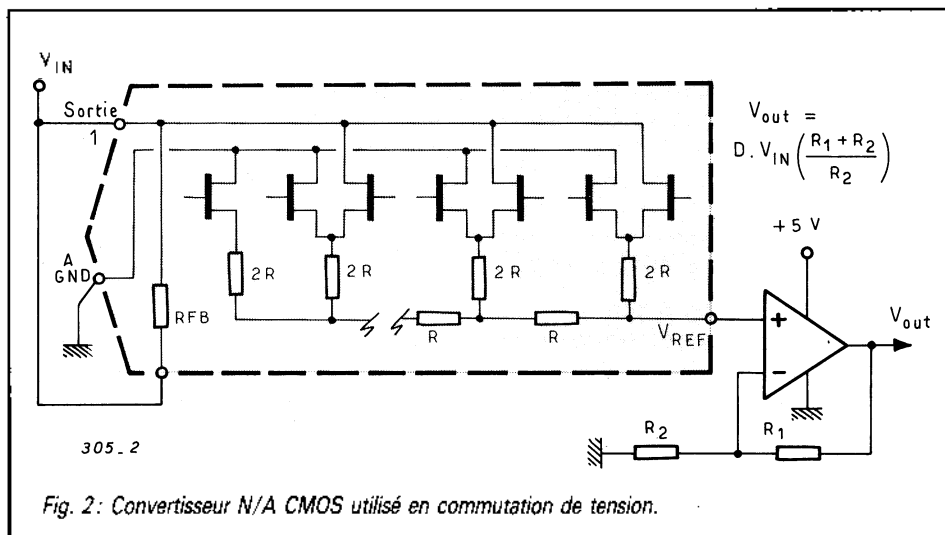


Fig. 2: Convertisseur N/A CMOS utilisé en commutation de tension.

AGND est reliée à la masse et la broche Vref devient la sortie.

On remarquera que OUT1 et AGND ne sont plus au même potentiel, ce qui entraîne que les commutateurs analogiques NMOS sont commandés par des tensions V_{gs} différentes. La résistance R_{on} de ces transistors MOS va donc dépendre du signal de commande.

Le commutateur relié à AGND recevra toujours une tension V_{gs} égale à +5V pour le rendre passant, mais celui relié à OUT1 verra son V_{gs} diminué de la valeur V_{in} . Cette différence entre les deux tensions V_{gs} appliquées entraîne une différence entre les valeurs des résistances R_{on} , ce qui se traduit par une détérioration de la linéarité du convertisseur.

En pratique, on considère que V_{in} (c.à.d. la tension de référence appliquée sur OUT1) ne doit pas dépasser 0,7 V si le convertisseur est alimenté par une tension de +5V. Des valeurs de V_{in} supérieures peuvent poser des problèmes de linéarité.

Il faut noter que la résistance d'entrée du convertisseur utilisé en commutation de tension varie avec le code numérique et que, par conséquent, la tension de référence V_{in} doit être obtenue à partir d'un amplificateur opérationnel buffer. L'impédance de sortie du convertisseur (en commutation de tension) est, par contre, constante et égale à R (10 kΩ typique).

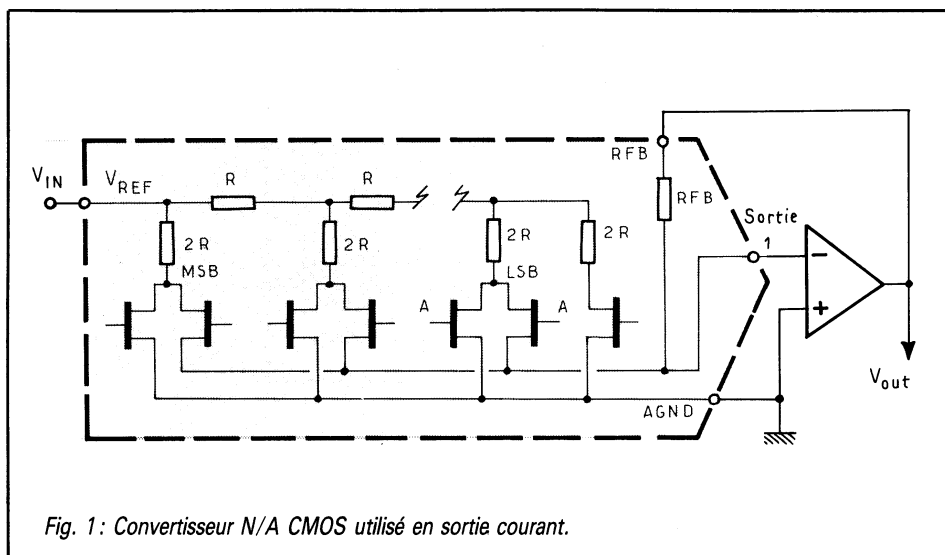


Fig. 1: Convertisseur N/A CMOS utilisé en sortie courant.

La figure 3 présente un double convertisseur N/A 8 bits (AD7528) utilisé en commutation de tension.

La tension de sortie du convertisseur varie entre 0 et 2,55 V par bonds de 10 mV. La consommation totale au repos est approximativement de 10 mW.

La tension de 1,2 délivrée par la référence AD589 est divisée par deux, l'amplificateur opérationnel X1 sert de buffer et fournit au convertisseur une tension de référence de 0,6 V. Les sorties du double convertisseur N/A sont amplifiées par X2 et X3 qui ont, de plus, un rôle de buffer. On dispose ainsi d'une sortie variant entre 0V et 2,55 V. Les résistances R1 et R'1 sont utilisées pour ajuster les sorties pleine échelle du circuit.

Commutation de courant avec l'alimentation unique

La figure 4 présente une autre méthode d'utilisation d'un convertisseur N/A CMOS avec une alimentation unique + 5V. Le circuit utilise la configuration classique sortie courant, à ceci près que AGND est porté à un potentiel de référence positif V_{in} .

L'ampli Op en sortie fixe la broche OUT1 au même potentiel que AGND; V_{ref} étant relié à la masse, il est à un potentiel négatif, et égal à V_{in} , par rapport à OUT1 et à AGND.

Dans le circuit présenté en figure 4, la tension de sortie varie de + V_{in} pour un code d'entrée 00...0 à + $(2V_{in}-1LSB)$ pour un code d'entrée 11...1

Bien que tous les commutateurs NMOS reçoivent le même niveau de tension de commande V_{gs} sur la grille, cette valeur est réduite de V_{in} . Ceci peut causer des erreurs de gain et de linéarité et il est déconseillé d'avoir V_{in} supérieur à 4V pour une tension d'alimentation V_{dd} de + 5V.

On devra faire attention au fait que le circuit de la figure 4 ne fonctionne qu'avec des convertisseurs du type AD7528, AD7545, AD7548, AD7534 ou AD7535.

Ces convertisseurs CMOS ont une configuration interne permettant de porter AGND à un potentiel V_{in} , comme indiqué. Si l'on utilise d'autres convertisseurs CMOS dans

le circuit de la figure 4, on risque d'avoir des erreurs de linéarité importantes. Un AD7240 peut également être utilisé dans cette configuration, mais il nécessitera alors une alimentation V_{dd} supérieure à 7V.

Dans le circuit de la figure 4, la tension de sortie est limitée entre + V_{in} et + $(2V_{in} - 1LSB)$. Pour augmenter cette plage de variation (c'est-à-dire augmenter le gain), on peut ajouter une résistance en série avec R_{fb} , comme indiqué en pointillé sur la figure, ou mieux, utiliser la configuration de la figure 5.

Ces convertisseurs N/A CMOS ont en effet un coefficient de variation de la résistance en fonction de la température d'environ - 300 ppm/°C.

La méthode simple d'augmentation du gain, par addition d'une résistance série à R_{fb} , n'est donc pas utilisable que pour des applications dans des gammes de variation de température limitées.

Le circuit de la figure 5 propose une solution permettant d'augmenter la plage de variation de la tension de sortie, sans provoquer les problèmes dus au mauvais appariage des coefficients en température des résistances.

La sortie reste à V_{in} pour un code d'entrée égal à 00...0, et le gain du convertisseur est fixé par R1 et R2. La résistance R3, égale à $(R1/R2)$, compense le coefficient en température de R1 et R2.

Choix de l'amplificateur

Le choix d'un amplificateur pour opérer avec une alimentation unique + 5 V est délicat. Relativement peu d'amplificateurs sont conçus pour travailler avec une alimentation négative (dans le cas présent, la masse).

Parmi les amplificateurs possibles pour ce type d'utilisation, on peut citer : le CA324 et le LM10 (amplificateurs bipolaires avec étages d'entrée à transistors PBP), le CA3140 et le CA3160 (amplificateurs BIMOS avec entrées MOS canal P) et la famille TL091 (amplificateurs JFET avec entrée JFET canal N).

La faible tension d'offset sur les entrées des amplificateurs bipolaires constitue un avantage certain, particulièrement pour opérer en + 5V.

En contrepartie, les amplificateurs BIMOS ont un temps d'établissement plus faible et leurs sorties peuvent atteindre les limites des tensions d'alimentation, autorisant donc une gamme d'excursion de 0 à + 5 V. Le LM10 contient, en plus, une référence de tension égale à 200 mV pouvant être utile dans certains des montages présentés. Les JFET sont, en général, les moins bruyants.

La tension d'offset sur les entrées des amplificateurs (V_{os}) est importante dans ces applications à alimentation unique + 5 V pour deux raisons : D'abord, dans les configurations sor-

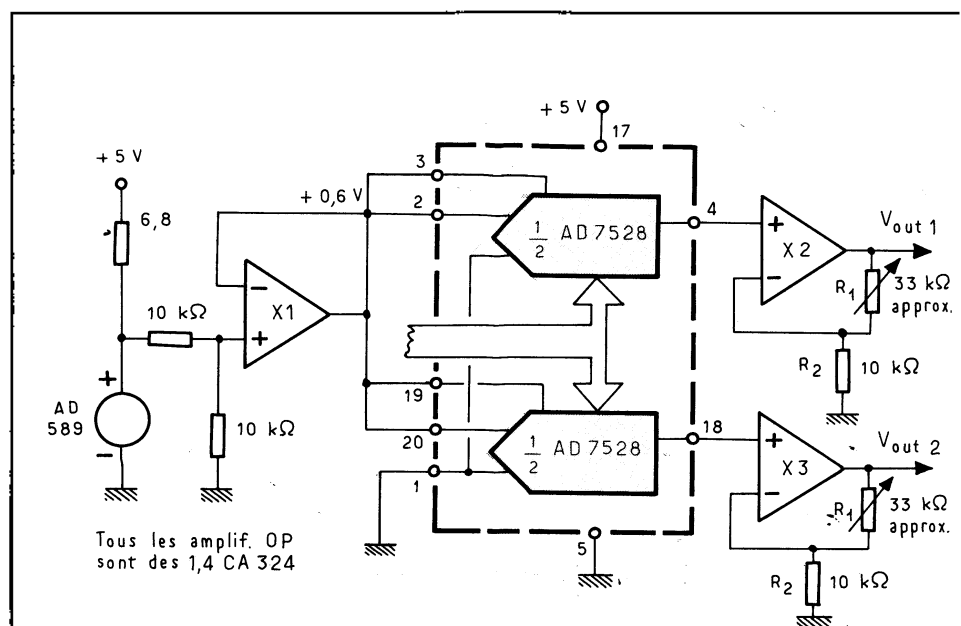


Fig. 3: Double convertisseur N/A CMOS avec alimentation unique + 5 V.

tie courant, il existe une différence de potentiel entre OUT1 et AGND égale à V_{os} , donc le courant dans chaque branche de résistance $2R$ varie selon que la branche est reliée à AGND ou à OUT1.

En pratique, on considère donc que, dans ce type de circuit, la tension d'offset sur les entrées de l'amplificateur ne doit pas dépasser 10% de la résolution de la tension de sortie du convertisseur (soit $1/10$ LSB) afin de minimiser les effets sur la linéarité du système.

La deuxième raison est que les deux montages à alimentation unique +5V présentés ici (commutation de tension et commutation de courant) vont, en général, avoir besoin tous les deux d'une amplification de la sortie du convertisseur N/A.

Donc, la tension d'offset sur les entrées va être multipliée par le gain de l'amplificateur et va provoquer ainsi une tension d'offset en sortie.

Dans le cas de la figure 2 et de la figure 5, la contribution de V_{os} à la sortie sera :

Erreur d'offset en sortie =

$$V_{os} \frac{R_1 + R_2}{R_2}$$

L'offset en sortie sur le circuit de la figure 3 est de ± 1 LSB (± 10 mV) avec les valeurs typiques du CA324. La tension d'offset sur les entrées est facilement annulée sur des boîtiers contenant un seul ampli

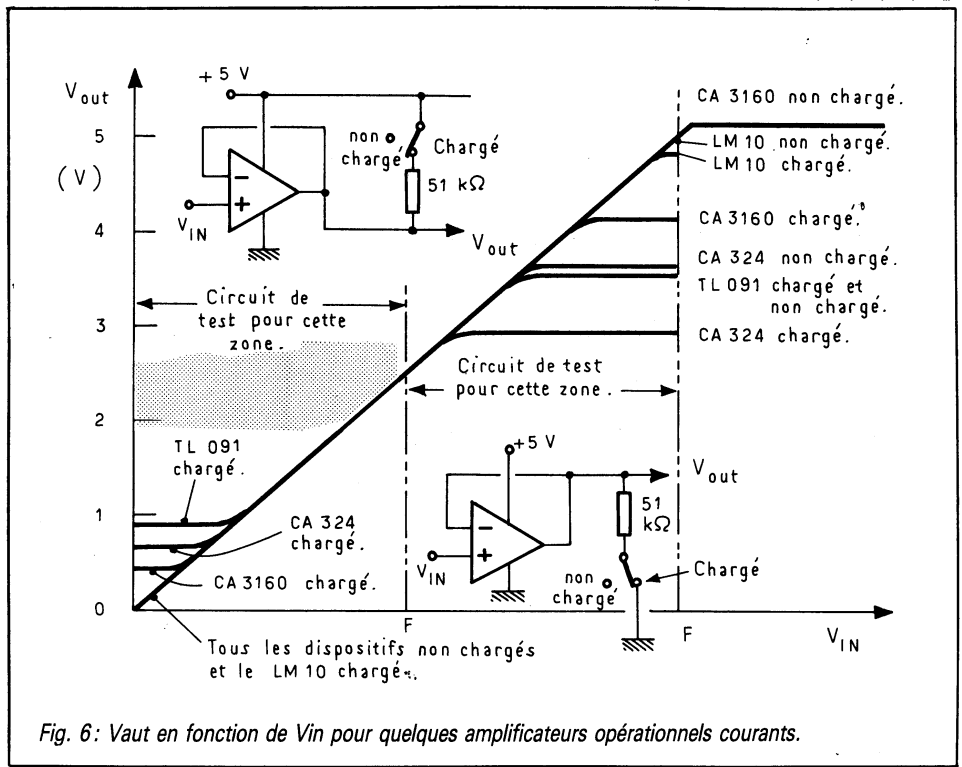


Fig. 6: V_{out} en fonction de V_{in} pour quelques amplificateurs opérationnels courants.

Op car on dispose généralement d'une broche d'ajustement d'offset.

Ce n'est pas le cas pour les boîtiers contenant plusieurs amplificateurs, comme le CA 324. L'offset de l'amplificateur n'a pas d'influence sur la linéarité dans le cas d'une montage commutation de tension.

L'étage de sortie de l'amplificateur détermine la gamme de variation de la tension de sortie du montage. Tous les amplis cités ici ont des sorties pouvant aller jusqu'au potentiel de la

masse, à condition de ne pas être chargés.

A l'autre bout de l'échelle de variations, les sorties du CA423 et du TL091 sont limitées à une valeur maximale de 3,5 v alors que le LM10 et le CA3160 peuvent aller pratiquement jusqu'à 5 V.

La figure 6 représente les caractéristiques de transfert des CA3160, TL091, CA324 et LM10 dans différentes conditions de charge. Il est particulièrement important de bien considérer le circuit commandé par la sortie de l'amplificateur car les tensions de sortie minimales et maximales peuvent être limitées par la capacité de l'amplificateur à fournir du courant ou à en consommer.

Une application des convertisseurs N/A utilisés avec une alimentation unique

La figure 7 représente une commande de table traçante X-Y, illustrant comment les configurations décrites plus haut peuvent être utilisées à l'intérieur d'un système.

L'interface de commande de la table traçante utilise une méthode d'interpolation pour faire tracer des segments de droite entre deux points définis par leurs coordonnées X et Y.

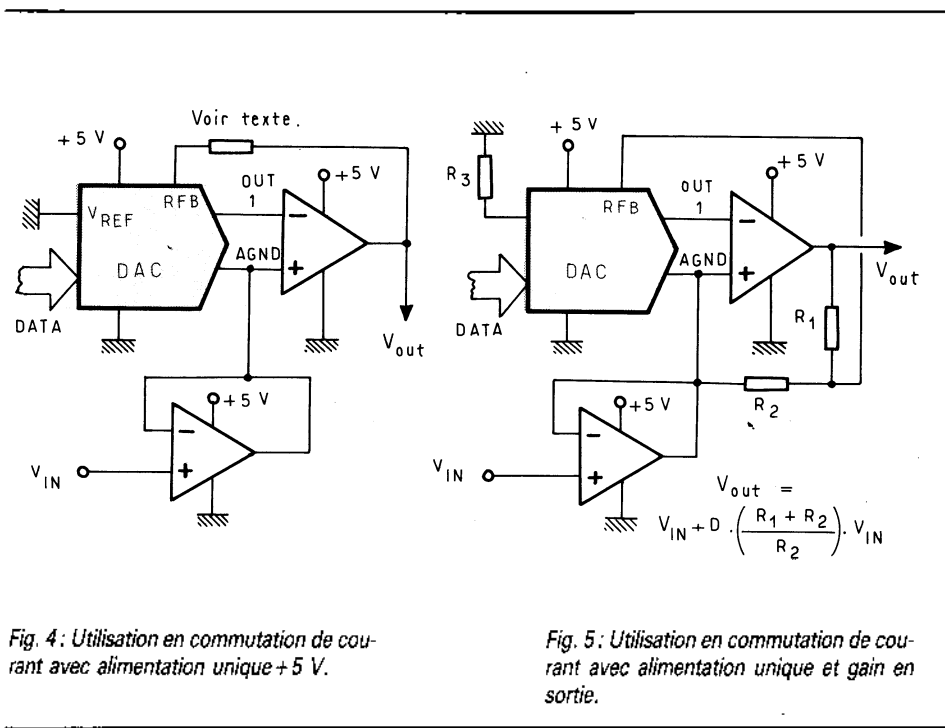
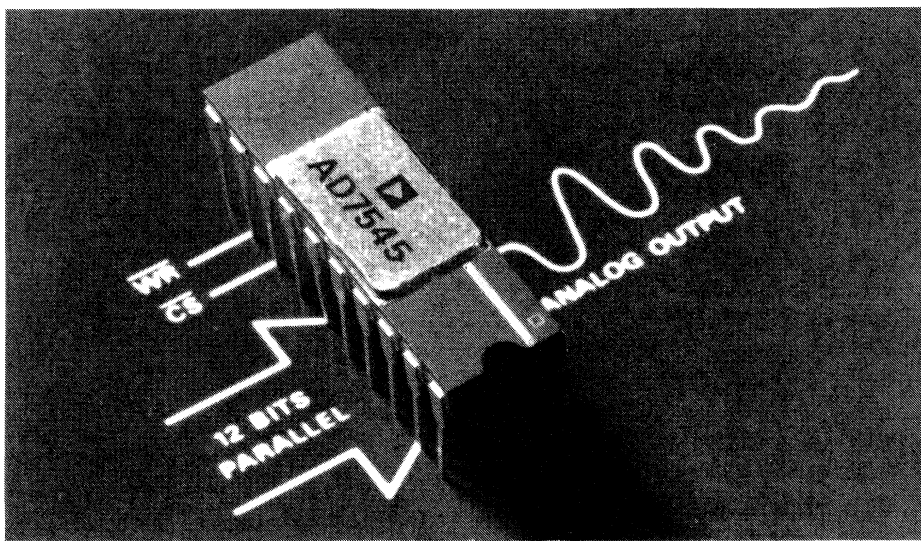


Fig. 4: Utilisation en commutation de courant avec alimentation unique +5 V.

Fig. 5: Utilisation en commutation de courant avec alimentation unique et gain en sortie.



Le convertisseur N/A AD7545 est un convertisseur CMOS bon marché 12 bits utilisé en commutation de courant avec alimentation 5 V unique.

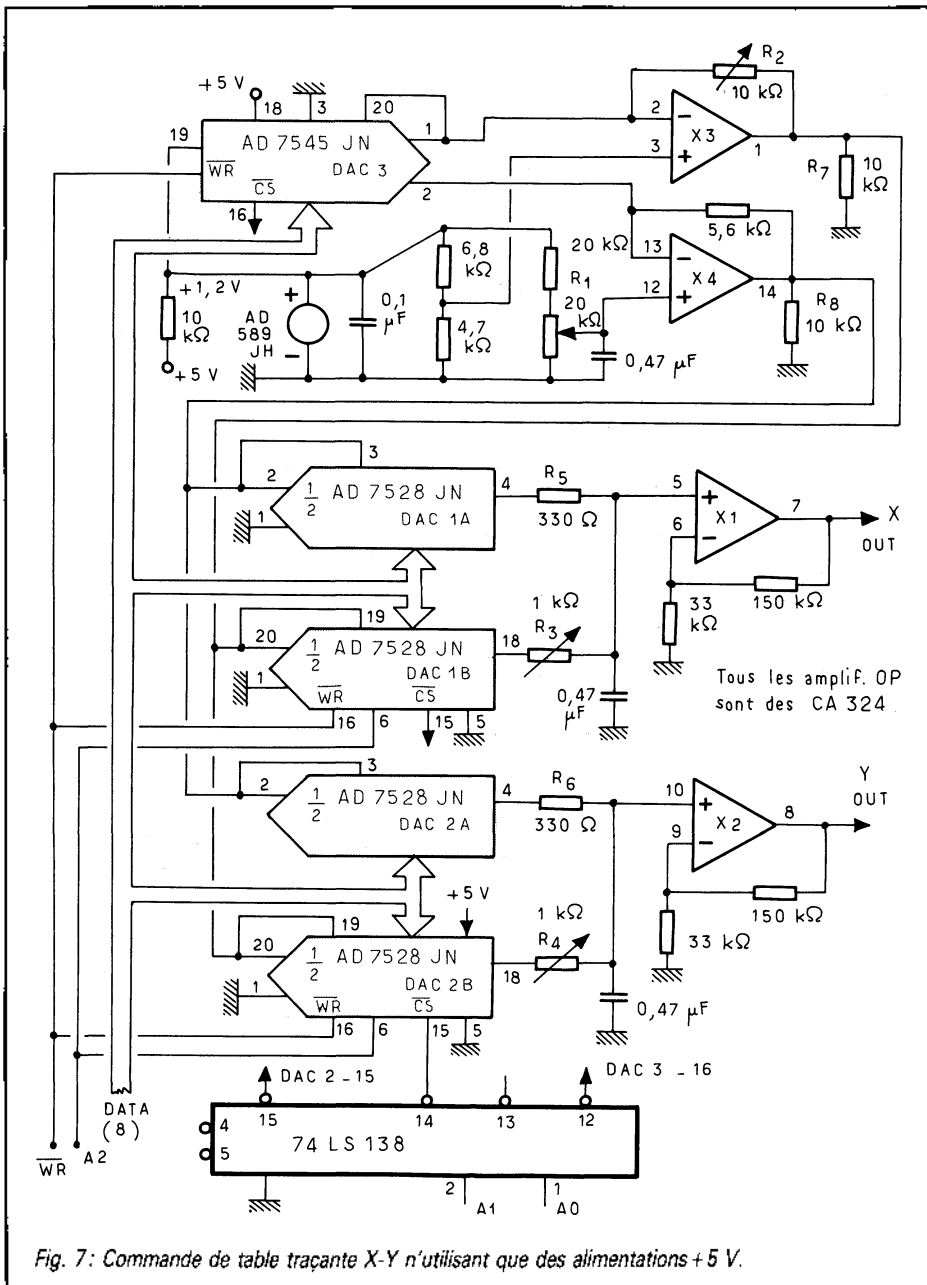


Fig. 7: Commande de table traçante X-Y n'utilisant que des alimentations + 5 V.

Le micro-ordinateur charge les coordonnées X et Y des points de départ et d'arrivée dans les doubles convertisseurs DAC1 et DAC2 utilisés en commutation de tension. La ligne droite entre les points est obtenue en utilisant un signal triangulaire comme référence des convertisseurs.

La figure 8 montre la relation entre les signaux triangulaires de référence et le contenu des registres pour chacun des 4 convertisseurs. Dans le circuit représenté ici, les deux signaux triangulaires, d'amplitudes égales mais déphasés de 180°, sont générés par un convertisseur DAC3.

Le micro-ordinateur utilise un registre interne pour compter et décompter alternativement entre 00H et FFH; chaque étape du comptage est chargée dans DAC3.

Les courants de sortie sur les bornes OUT1 et AGND de DAC3 auront donc la forme triangulaire et le déphasage souhaités et seront convertis en tensions par l'intermédiaire des amplificateurs opérationnels X3 et X4.

On remarquera que DAC3 travaille en commutation de courant avec ses deux sorties OUT1 et AGND portées à +0,5V et une référence de +1,2V.

Les deux signaux triangulaires doivent avoir exactement les mêmes valeurs minimales et maximales; R1 sert à compenser la différence de tension d'offset des amplificateurs et à s'assurer que les valeurs maximales des triangles sont les mêmes (approximativement +0,5V), R2, qui règle le gain d'un des amplificateurs, est utilisé pour amener les deux valeurs minimales à +0,1V.

La valeur pic du signal triangulaire (+0,5V) est déterminée par la tension maximale pouvant être appliquée sur les convertisseurs DAC1 et DAC2, sans dégradation de la linéarité.

La valeur minimale de 0,1V est fixée par la capacité d'absorption de courant des amplificateurs X3 et X4, qui ont à absorber dans ce cas un courant maximal. Ils doivent, de plus, le faire sans perte de linéarité due à leur impédance de sortie.

Les résistances R7 et R8 procurent aux sorties des amplificateurs X3 et X4, une capacité d'absorption de courant supérieure, leur permettant de descendre jusqu'à +0,1V.

Les sorties de chaque convertisseur sont sommées et amplifiées par X1 et X2. Les résistances d'ajustage R3 et

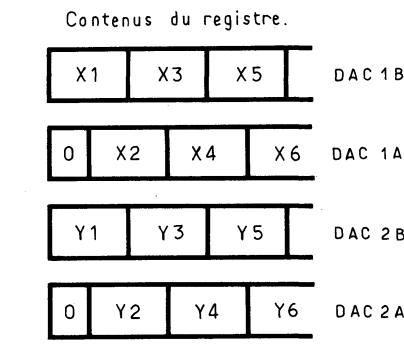
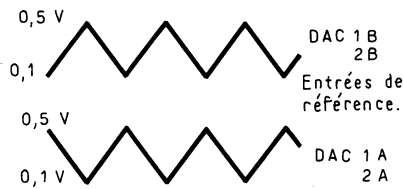


Fig. 8: Signaux triangulaires de référence et contenus associés des registres.

R4 sont utilisées pour égaler les impédances de sortie des paires de convertisseurs.

Si on utilise des convertisseurs AD7528LN, ces derniers sont garantis pour avoir un appariement de leurs impédances de sortie de +/-0,4% (1/256) et les résistances R3, R4, R5 et R6 sont alors inutiles.

Le circuit, sous forme de schéma, peut sembler encombrant; il n'utilise, en réalité, que cinq circuits intégrés DIP et une référence de tension du type AD589JH.

On remarquera que le convertisseur AD7545 est un 12 bits, mais que, dans cette application, les autre LSB (bits de poids le plus faible) sont reliés à la masse.

Interfaçage aux μP des convertisseurs N/A utilisés avec une alimentation unique

Les trois convertisseurs utilisés dans les applications de cet article (AD7528, AD7545, AD7548) contiennent des registres internes, commandés par les broches CS et WR. Ils

sont compatibles en niveaux logiques et en vitesse avec la plupart des μP courants.

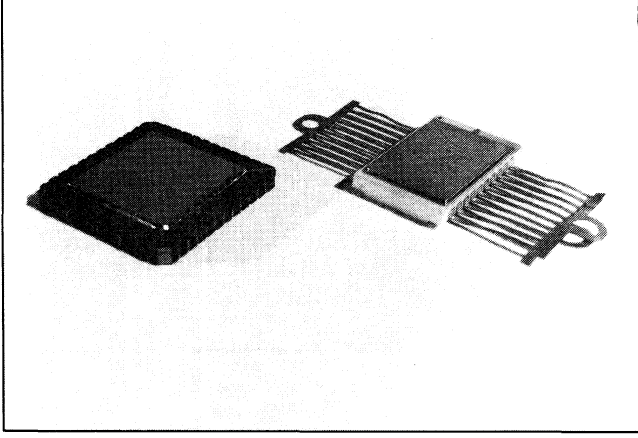
Ces convertisseurs n'étant, en pratique, pas autre chose que des WOM (« WRITE ONLY MEMORIES »)..., ils peuvent être câblés de façon à utiliser la même adresse que des ROM déjà en place, à condition de s'assurer que les sorties de chaque ROM ne soient présentes que lors des cycles de lecture.

En pratique, ceci signifie que le même décodeur d'adresse peut être utilisé pour les ROM et les convertisseurs N/A. L'effet de charge pratiquement nul de la commande CS des convertisseurs est un atout supplémentaire ici, puisqu'on n'augmente pas de façon significative la charge de la sortie du décodeur.

PH. BURTON
Analog Devices Ireland
Adaptation J.P. ANDREOTTI
Analog Devices France

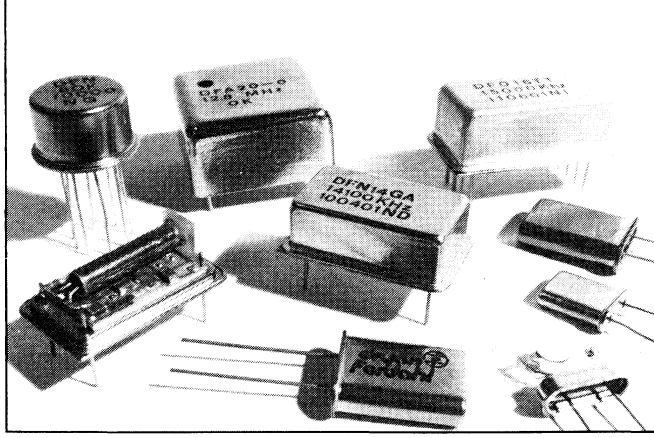
COMPOSANTS PIEZOÉLECTRIQUES

Mc COY



- quartz microprocesseur, HC18/U, 1 à 48 MHz ± 50 ppm
- quartz industriels, HC, TO-8, TO-5, COMODOR 100 kHz à 25 MHz
- quartz professionnels, HC, TO-8, chip carrier : 1 kHz à 250 MHz
- filtres à quartz 2, 4, 6, 8 poles

DRYAN FORDAHL



- filtres monolithiques 455 kHz, 10,7 MHz, 21,4 MHz...
- oscillateurs DIL low cost 300 kHz à 70 MHz
- oscillateurs DIL très faible consommation (≤ 3 mA) 4 à 25 MHz
- oscillateurs DIL haute température 100 kHz à 15 MHz
- oscillateurs TCXO, VCXO, OCXO, 1 à 250 MHz
- oscillateurs chip carrier, flat pack 1 à 100 MHz

GINSBURY ÉLECTRONIQUE S.A.

30, place de la Madeleine - 75008 Paris Tél. : (1) 268.04.00 - Tx. 220 862 - Tc. (1) 742.82.06