

MAXIM Engineering Journal

Volume vingt-deux

EN DEUX MOTS 2

ARTICLE DE FOND Des combinaisons comparateur/CNA solutionnent les problèmes d'acquisition de données 3

APPLICATIONS	Un port série PC commande un convertisseur A/N 12 bits	10
	Une régulation PFM améliore un convertisseur élévateur à sortie double	12
	La sortie d'un régulateur abaisseur synchrone termine un bus de données rapide	13
	Un régulateur à autotransformateur inverse une tension de 12V en -12V	15
	Un circuit d'interface de données série fournit des tensions bipolaires	16
	Une source de courant programmable de 0A à 5A	17

NOUVEAUX PRODUITS	Amplis op/comparateurs		
	• Des CI avec comparateur et référence, à drain ouvert, qui ne consomment que 4 μ A	(MAX971-974/ MAX981-984)	19
	Amplis op rapides		
	• Un ampli op 350MHz à contre-réaction en tension possède une vitesse de montée de 1300V/ μ s	(MAX477)	19
	• Des buffers vidéo quadruples 275MHz commandent des câbles de 50 Ω et 75 Ω	(MAX496/497)	19
	• Une famille d'amplis op offrant faible bruit et très faible distorsion	(MAX4106-4109)	20
	• Des amplificateurs vidéo 500MHz à contre-réaction en courant consomment 5mA et fournissent 80mA	(MAX4112/4113)	20
	Commutateurs analogiques et multiplexeurs		
	• Des commutateurs analogiques SPST quadruples offrent une résistance passante de 10 Ω	(MAX312/313/314)	20
	• Des multiplexeurs 8 canaux et doubles 4 canaux avec une commande série	(MAX349/350)	21
	• Des commutateurs analogiques SPST quadruples à faible tension sont offerts à bas prix	(MAX4066/4066A)	22
	• Un commutateur SPST 8 canaux à faible tension possède une interface série	(MAX395)	23
	CI de gestion de l'alimentation		
	• Des alimentations PCMCIA ultra-minces qui s'insèrent dans les cartes de type 1 et de type 2	(MAX606/607)	22
	• Un contrôleur élévateur génère une sortie fixe (5V) ou réglable (3V à 16,5V)	(MAX608)	22
	• Les régulateurs linéaires SOT-23 ayant la plus faible chute de tension fournissent 50mA	(MAX8863/8864)	23
	CI d'interface		
	• Une interface RS-485/RS-422 full-duplex isolée et complète pour moins de 60,0 FF	(MAX1490A/1490B)	21
	• Des E/R RS-485/RS-422 à vitesse de montée limitée et faible consommation avec une protection contre les ESD de \pm 15kV	(MAX481E/483E/485E/ 487E-491E/1487E)	23

AU DEUXIEME TRIMESTRE, MAXIM A ENREGISTRE DES RESULTATS RECORD POUR SON BENEFICE D'EXPLOITATION, SES RECETTES ET SES PROFITS

Durant le deuxième trimestre de l'exercice financier 1996, se terminant le 31 décembre 1995, Maxim Integrated Products Inc. a enregistré des recettes nettes de 106,2 millions de dollars, une forte hausse par rapport aux 56,2 millions de dollars réalisés l'an dernier à la même période. Ce taux de croissance s'explique par les efforts de la société pour aligner ses expéditions à la demande de la clientèle. Le bénéfice net s'est accru de 258%, à 31,9 millions de dollars (ou 0,45 \$ par action) pour le trimestre, une autre augmentation considérable par rapport aux 8,9 millions de dollars (ou 0,14 \$ par action) réalisés durant le même trimestre du dernier exercice financier. Dans toutes les gammes de produits, la demande continue d'excéder les expéditions. Pour les 12 prochains mois, le niveau des commandes en attente demeure supérieur à 190 millions de dollars. Les bénéfices d'exploitation comptent pour 45,1% des recettes nettes, un record et une forte augmentation par rapport aux 23,5% enregistrés au même trimestre l'an dernier. Les fonds propres annualisés ont augmenté de 58,4% pour le deuxième trimestre, comparés aux 25,2% d'augmentation réalisés durant la même période l'an dernier.

Ces résultats marquent notre 41e trimestre consécutif d'augmentation des recettes et notre 39e trimestre consécutif d'augmentation des profits, un record inégalé dans l'industrie des circuits intégrés analogiques.

Durant le trimestre, la société a augmenté ses investissements comptant et à court-terme de 6,2 millions après avoir payé plus de 21 millions de dollars pour des biens d'équipement et avoir racheté 15,6 millions de dollars d'actions ordinaires.

Pendant les six premiers mois de l'exercice financier 1996, les expéditions de produits fabriqués ont augmenté de 88% par rapport à la même période l'an dernier. La production de tranches de silicium a augmenté de 124% par rapport à la même période l'an dernier. Cependant, les revenus enregistrés pendant ce trimestre continuent d'être limités par les niveaux de production de tranches de silicium.

Jack Gifford, Président et chef du conseil, commente ainsi la situation : « Bien que Maxim ait augmenté sa production et ses expéditions de 88% durant les six premiers mois de l'exercice 1996 par rapport à la même période l'an dernier, nous avons eu plus de mal que prévu à augmenter notre production à notre usine de Beaverton. L'indice de productivité, mesuré par le nombre trimestriel de wafers produits par technicien, a atteint un sommet au quatrième trimestre du dernier exercice, puis il est demeuré relativement stable durant les six premiers mois de l'exercice financier en cours. Le rendement de nos installations de Beaverton atteint seulement 50% de celui réalisé à l'usine Maxim de Sunnyvale. »

Monsieur Gifford ajoute : « Durant les deux premiers trimestres qui ont suivi notre acquisition des installations de Tektronix, nous avons profité des 60 techniciens formés qui étaient déjà en place. Depuis, nous avons ajouté plus de 150 techniciens qui n'étaient pas familiers avec notre matériel et notre procédé de fabrication. Même si nous croyons que ces techniciens ont fait des progrès importants en peu de temps, nous prévoyons qu'il faudra plusieurs trimestres avant qu'ils soient entièrement formés et aient une productivité comparable à ceux de Sunnyvale. Dans la région de Portland, il n'y a pas suffisamment de techniciens formés par rapport à nos projets d'augmentation de capacité de production. »

Monsieur Gifford continue : « D'après notre expérience à Beaverton, je crois que la pénurie de techniciens formés et qualifiés se manifeste à l'échelle mondiale et que ce problème constitue un défi pour l'industrie à l'heure où les prévisions de capacité de production de wafers doivent être établies pour 1996 et les années suivantes. Ce facteur, ajouté à une demande internationale en croissance soutenue, sera source d'une pression continue sur les entreprises déjà opérationnelles. »

Durant le deuxième trimestre, le Conseil des gouverneurs de la bourse NASDAQ a ajouté la société Maxim à son indice NASDAQ 100, ce qui place Maxim parmi les 100 premiers titres négociés à la bourse NASDAQ.

PRODUITS NOUVEAUX

Un commutateur SPST 8 canaux à faible tension possède une interface série

Le MAX395 comprend huit commutateurs SPST indépendants à commande séparée dans un boîtier 24 broches. Conduisant aussi bien dans les deux sens, les commutateurs garantissent des résistances passantes de 100Ω. La résistance passante est appariée à 5Ω maximum entre les commutateurs et elle est uniforme à 10Ω sur la plage de signal spécifiée. Les courants de fuite ne sont que de 0,1nA à +25°C (10nA à T_{MAX}).

Le MAX395 est un composant CMOS qui fonctionne avec des tensions d'alimentation doubles de ±2,7V à ±8V ou avec une alimentation simple de 2,7V à 16V. Avec des alimentations 5V ou ±5V, les seuils logiques garantis des entrées numériques (0,8V et 2,4V) garantissent une compatibilité TTL/CMOS. Chaque commutateur peut accepter des tensions analogiques rail à rail. Le brochage du MAX395 est compatible avec le MAX335.

Des E/R RS-485/RS-422 à vitesse de montée limitée et faible consommation avec une protection contre les ESD de ±15kV

Les MAX481E, MAX483E, MAX485E, MAX487E-MAX491E et MAX1487E sont des émetteurs-récepteurs faible consommation conçus pour les communications RS-485 et RS-422 dans les environnements difficiles. Chaque composant possède un émetteur et un récepteur dont la sortie émetteur et l'entrée récepteur disposent d'une protection de ±15kV contre les décharges électrostatiques (ESD) selon le modèle du corps humain. En outre, les composants sont garantis contre le latchup en cas d'ESD.

L'émetteur des MAX481E, MAX485E, MAX490E, MAX491E et MAX1487E permet d'avoir une vitesse de transmission atteignant 2,5Mbit/s. L'émetteur des MAX483E, MAX487E, MAX488E et MAX489E possède une vitesse de montée limitée qui minimise les interférences électromagnétiques et les réflexions causées par des câbles ayant des terminaisons mal adaptées. Ainsi, ces émetteurs-récepteurs peuvent produire des transmissions de données sans erreur jusqu'à 250kbit/s. La plage d'entrée en mode commun s'étend de -7V à 12V.

L'interface série du MAX395 est compatible SPI™, QSPI™ et Microwire™. Fonctionnant comme un registre à décalage, il vous permet de valider des données de façon synchrone avec le flanc montant de CLK. Puis un flanc montant sur CS transfère les données aux commutateurs en les affectant simultanément. La sortie du registre à décalage (DOUT) vous permet de placer plusieurs MAX395 en cascade.

À la mise sous tension, une réinitialisation automatique garantit que tous les commutateurs sont ouverts et que les registres à décalages internes sont remis à zéro. En outre, l'entrée RESET permet au MAX395 de répondre aux commandes de réinitialisation asynchrone. La protection contre les décharges électrostatiques est spécifiée à 2kV selon la méthode 3015.7 de la norme MIL-STD-883.

Offert en boîtiers SO large ou DIP étroit 24 broches, le MAX395 est livré en gammes de température : commerciale (0°C à +70°C), industrielle étendue (-40°C à +85°C) et militaire (-55°C à +125°C).

(Cercler 19)

Tous ces émetteurs-récepteurs fonctionnent sous 5V. En l'absence de charge, ou chargés mais avec les émetteurs désactivés, le MAX488E et le MAX489E ne consomment que 120μA. Les émetteurs-récepteurs MAX481E, MAX483E et MAX487E possèdent un mode veille qui abaisse le courant d'alimentation à seulement 0,5μA. Toutes les sorties d'émetteur ont un dispositif de limitation du courant offrant une protection contre les courts-circuits. Pour se protéger contre les dissipations excessives de puissance, tous les émetteurs possèdent un dispositif de protection thermique qui place la sortie en haute impédance lorsque cela est nécessaire. Tous les récepteurs possèdent un dispositif anti-panne qui garantit des sorties état haut en présence d'une entrée coupée.

Les MAX488E-MAX491E sont conçus pour des communications en full-duplex, tandis que les MAX481E, MAX483E, MAX485E, MAX487E et MAX1487E sont conçus pour des communications en half-duplex. Les MAX487E et MAX1487E ont une impédance de 1/4 d'unité de charge à l'entrée du récepteur, ce qui permet de placer jusqu'à 128 E/R sur un bus RS-485 ou RS-422 (ces bus n'acceptent pas plus de 32 E/R standard). Pour les applications peu sensibles aux ESD, utilisez des émetteurs-récepteurs « non E » moins coûteux (MAX481/483/485/487-491 et MAX1487).

Les régulateurs linéaires SOT-23 ayant la plus faible chute de tension fournissent 50mA

Les MAX8863 et MAX8864 sont des régulateurs linéaires conçus principalement pour les applications sur batterie. Fonctionnant à partir d'une entrée dans la plage de 2,5V à 5,5V, ils fournissent un courant de sortie pouvant atteindre 50mA avec une chute de tension ne dépassant pas 120mV. Des transistors ballast PMOS garantissent que le faible courant de repos (80μA) demeure indépendant du courant de charge. Les régulateurs MAX8863/MAX8864 conviennent donc aux modems, aux téléphones cellulaires ou sans fil et à d'autres appareils portatifs.

Chaque circuit offre un fonctionnement Dual Mode™ qui permet d'avoir une tension de sortie fixe ou réglable. Les régulateurs MAX8863T/MAX8864T sont pré-réglés à 3,175V et les MAX8863S/MAX8864S sont pré-réglés à 2,850V. Les deux versions vous permettent de régler la sortie dans la plage 1,25V à 5,5V à l'aide d'un diviseur résistif externe.

Ces régulateurs possèdent un mode veille qui abaisse leur courant d'alimentation à 0,1μA. Les deux composants sont identiques, sauf que le mode veille force le MAX8864 à décharger activement sa tension de sortie vers la masse. Parmi leurs caractéristiques communes, mentionnons une protection contre les courts-circuits, un dispositif thermique de mise en veille et une protection contre les inversions de batterie.

Présentés en boîtier SOT-23 5 broches, les MAX8863/MAX8864 sont disponibles en gamme de température industrielle élargie.

(Cercler 20)

Dual Mode est une marque commerciale de Maxim Integrated Products.

Le MAX489E et le MAX491E sont offerts en boîtiers SO et DIP plastique 14 broches ; les autres composants sont offerts en boîtiers SO et DIP plastique 8 broches. Tous sont disponibles en gammes de température commerciale et industrielle étendue. Le MAX1487E est également disponible en version militaire.

(Cercler 21)

PRODUITS NOUVEAUX

Des commutateurs analogiques SPST quad. à faible tension sont offerts à bas prix

Les commutateurs analogiques MAX4066 et MAX4066A sont conçus pour dépasser les performances des composants compatibles broche à broche avec le standard 74HC4066. Contrairement aux commutateurs 74HC, les MAX4066A offrent des limites garanties pour la résistance passante (45Ω avec une alimentation 12V), pour l'appariement des résistances passantes entre les canaux (maximum 2Ω) et pour le courant de fuite (maximum 100pA à $+25^\circ\text{C}$). Disponible à meilleur

prix encore, le MAX4066 offre une résistance passante maximum de 45Ω et un appariement à 4Ω (avec une alimentation 12V). Le courant de fuite du MAX4066 est de 1nA maximum à $+25^\circ\text{C}$.

Entièrement spécifiés à 3V, 5V et 12V, les commutateurs MAX4066/MAX4066A ont un fonctionnement garanti avec des tensions d'alimentation de 2V à 16V. A 12V, par exemple, ils offrent tous deux une résistance maximale de 45Ω , un appariement canal à canal de 2Ω et une uniformité de 4Ω sur la plage de signal spécifiée. Les signaux d'entrée vont de V+ à la masse (inclusive).

Chaque composant convient aux applications en multiplexeur, démultiplexeur ou commutateur bilatéral. La sélection de

canaux est faite par niveaux logiques TTL/CMOS. Grâce à leur faible courant de fuite (100pA maximum pour le MAX4066A) et à leur faible consommation d'énergie ($0,5\mu\text{W}$), les commutateurs MAX4066/MAX4066A conviennent parfaitement aux applications sur batterie. Chacun offre une protection contre les décharges électrostatiques de 2000V selon la méthode 3015.7 de la norme MIL-STD-883.

Offerts en boîtiers QSOP 16 broches, SO étroit et DIP 14 broches, les MAX4066/MAX4066A sont disponibles dans les gammes de température suivantes : commerciale, industrielle étendue et militaire.

(Cercler 16)

Des alimentations PCMCIA ultra-minces qui s'insèrent dans les cartes de type 1 et de type 2

Des convertisseurs élévateurs 1MHz et 1,25mm de haut occupent un espace de seulement $1,61\text{cm}^2$

Les convertisseurs MAX606/MAX607 occupent une hauteur et une superficie moins élevées que tout autre CI équivalent. Conçus pour les cartes PCMCIA de types 1 et 2, ainsi que pour d'autres applications minces, ils occupent une hauteur de seulement 1,11mm dans un boîtier μMAX 8 broches. Leur fréquence de découpage élevée (jusqu'à 1,2MHz pour le MAX606) permet d'utiliser des petits composants externes et d'arriver à des circuits de type 1 faisant 1,35mm de haut sur une superficie de $1,61\text{cm}^2$, ou des circuits de type 2 légèrement plus hauts sur une superficie de $1,03\text{cm}^2$.

Les MAX606/MAX607 acceptent des tensions d'entrée entre 3V et 5,5V, et produisent des sorties régulées 5V ou 12V selon l'état du signal logique appliqué. Avec deux résistances externes, vous pouvez régler la sortie à n'importe quel niveau entre V_{IN} et 12,5V. La précision de la sortie est garantie à $\pm 4\%$. Avec des courants de charge entre 2mA et 200mA, la régulation PFM à limitation du courant du convertisseur

produit des rendements entre 80% et 90%. Le courant de sortie est de 60mA sous 12V (garanti) ou 120mA sous 5V.

La fréquence de découpage du MAX606 (deux fois plus élevée que celle du MAX607) se situe entre 600kHz et 1,2MHz selon la tension d'entrée, la tension de sortie et d'autres conditions de fonctionnement. Ainsi, les circuits MAX607 à fréquence plus basse ont besoin de composants externes un peu plus volumineux. Les deux composants ont un mode veille à commande logique qui prolonge la durée des batteries en réduisant le courant d'alimentation à $1\mu\text{A}$. Lors des mises sous tension, un circuit de démarrage retardé configuré par l'utilisateur empêche les surintensités d'entrée.

Un kit d'évaluation pré-assemblé (MAX606EVKIT-MM) est disponible pour raccourcir les délais de conception associés au MAX606. Offerts en boîtiers SOIC et μMAX 8 broches, les MAX606/MAX607 sont spécifiés dans la gamme de température industrielle étendue (-40°C à $+85^\circ\text{C}$).

(Cercler 17)

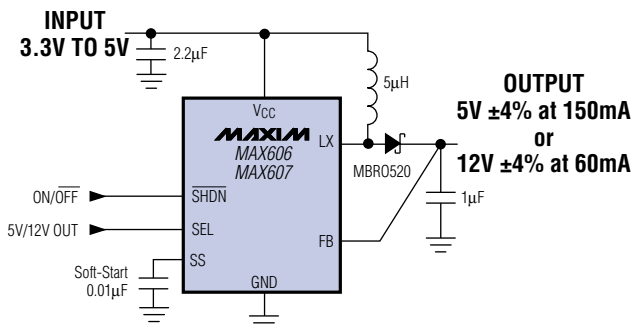
Un contrôleur élévateur génère une sortie fixe (5V) ou réglable (3V à 16,5V)

Le MAX608 est un contrôleur élévateur à faible tension qui fonctionne de 1,8V à 16,5V. Sa tension de sortie est fixe à 5V ou (avec un diviseur résistif externe) variable de 3V à 16,5V. Le courant de fonctionnement sans charge est de seulement $85\mu\text{A}$, ou $2\mu\text{A}$ en mode veille (maximum $5\mu\text{A}$). Sous forte charge, la régulation PFM à limitation de courant du régulateur garantit un rendement élevé de 85% entre 30mA et 1,5A.

Le contrôleur MAX608 convient parfaitement aux systèmes utilisant une batterie à deux ou trois accumulateurs. Sa fréquence de fonctionnement élevée (jusqu'à 300kHz) permet d'employer des petits composants externes montés en surface. Le MAX608 ne fonctionne qu'en mode « bootstrap », avec sa tension de sortie connectée à sa borne d'alimentation (OUT). Dans le cas d'une sortie 12V ou d'une application qui n'est pas de type bootstrap (où le circuit est alimenté par la tension d'entrée), il faut se référer au MAX1771 compatible broche à broche.

Un kit d'évaluation pré-assemblé est disponible pour raccourcir les délais de conception associés au MAX608. Présenté en boîtiers SO et DIP 8 broches, le MAX608 est disponible en gammes de température commerciale (0°C à $+70^\circ\text{C}$) et industrielle étendue (-40°C à $+85^\circ\text{C}$).

(Cercler 18)



Des combinaisons comparateur/CNA solutionnent les problèmes d'acquisition de données

L'exposé suivant étudie une option souvent délaissée dans plusieurs applications existantes de convertisseur A/N : il vaut parfois mieux réaliser la conversion A/N avec un comparateur discret et un convertisseur N/A. Cette substitution suppose que les mesures doivent être obtenues différemment, mais elle peut offrir divers avantages, dont une diminution des coûts, une plus grande rapidité, une plus grande souplesse et une diminution de la consommation d'énergie.

Cependant, les tendances récentes pointent dans l'autre direction. En effet, les concepteurs devant implémenter une conversion A/N exigent généralement un convertisseur A/N monté en boîtier (CAN) pour exécuter ce travail, mais la plupart des ingénieurs ne savent pas qu'il y a une autre possibilité (rappelons que le rapport prix/performance des CAN chute continuellement). Un comparateur analogique combiné à un convertisseur N/A (CNA) et une circuiterie numérique, forme le noyau d'un CAN à approximation successive.

Cette approche combinant un comparateur discret à un CNA est déjà répandue dans certains domaines. Les appareils de test automatique, les discriminateurs nucléaires d'impulsions et les réflectomètres temporels utilisent souvent cette technique où une entrée du comparateur est commandée par le CNA, alors que l'autre est commandée par le signal devant être surveillé. Nous vous présentons ci-après quelques problèmes de mesure d'ordre général, ainsi que des applications spécifiques dans lesquelles une combinaison comparateur/CNA convient mieux qu'un CAN disponible sur le marché.

Analyse de tensions transitoires

Si l'on voulait utiliser une technique directe et peu sophistiquée pour saisir les événements ayant une amplitude à variations rapides (transitoires), il suffirait de les numériser avec un CAN rapide supporté par un processeur et d'une mémoire vive rapide (figure 1). Les événements monocoup peuvent forcer l'emploi de cette approche, de même que la nécessité de discerner les petits détails dans les transitoires. Autrement, si les transitoires sont répétitifs, vous pouvez mieux mesurer leur amplitude maximale et d'autres caractéristiques en choisissant l'approche CNA/comparateur (figure 2).

Le CAN définit un niveau d'essai à une entrée du comparateur, alors que le signal transitoire est appliqué à l'autre entrée. Vous pouvez alors déterminer l'amplitude maximale des transitoires en réglant la sortie du CNA, à l'aide d'un registre numérique, puis en saisissant la réponse de sortie du comparateur lorsque son seuil est dépassé. Seule l'entrée du comparateur doit supporter toute la largeur de bande des transitoires, tandis que la

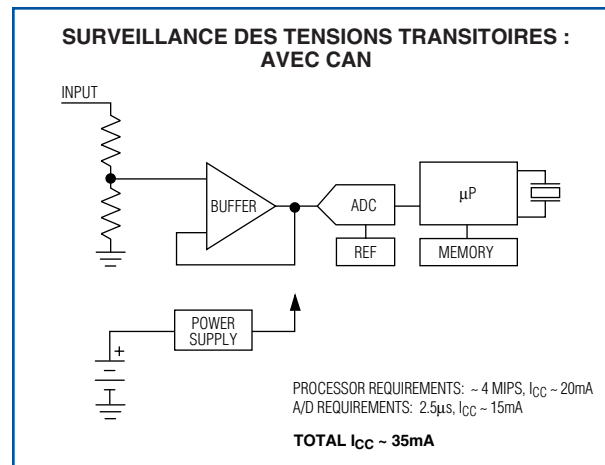


Figure 1. Constituant une approche directe d'analyse des transitoires, le circuit CAN est énergivore et coûteux.

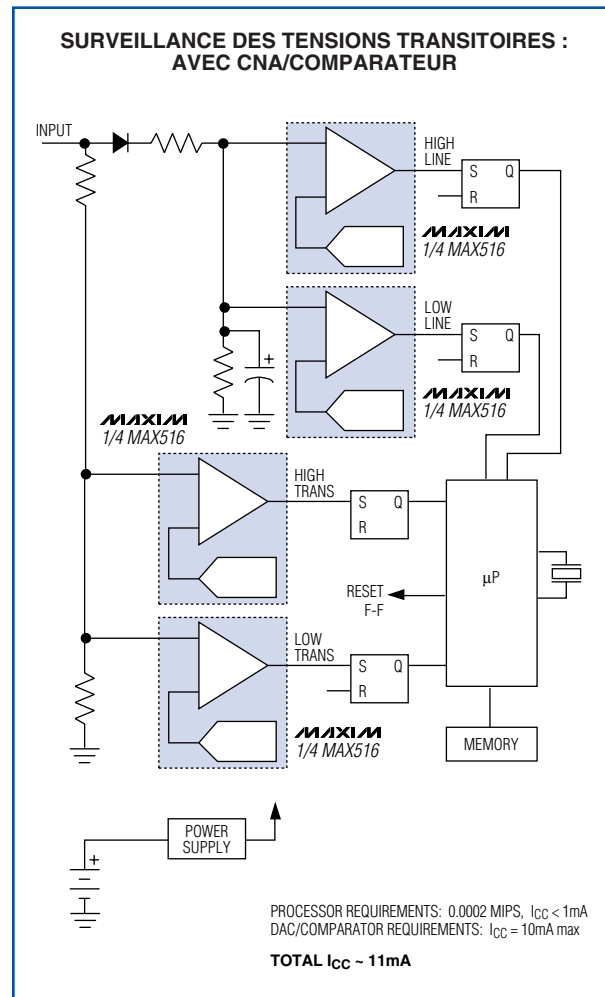


Figure 2. Si l'application de la figure 1 peut accepter une approche itérative pour les mesures d'amplitude, le remplacement du CAN par une combinaison CNA/comparateur apportera des économies d'énergie et une diminution de coût.

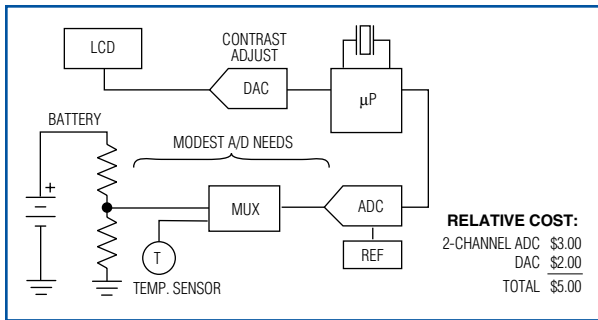


Figure 3. Cette circuiterie est rencontrée couramment dans les appareils portables.

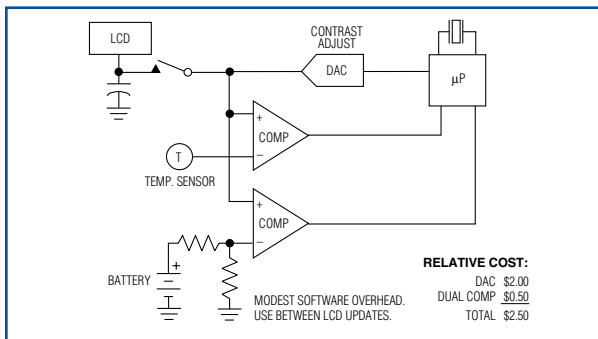


Figure 4. L'ajout de deux comparateurs au circuit de la figure 3 permet au CNA de réaliser la fonction CAN, réduisant ainsi le coût.

sortie du CNA peut avoir des temps d'établissement arbitrairement longs sans affecter la précision des mesures. Ainsi, les mesures réalisées dans le domaine analogique vous permettent de remplacer un CAN coûteux par un CNA économique et un comparateur.

Dans ce cas, il faut toutefois songer au problème de la surveillance d'une tension analogique en respectant les limites de tolérance. De nombreux instruments d'auto-diagnostic surveillent les tensions d'un système, la température et d'autres grandeurs analogiques par rapport à des valeurs limites définies dans un logiciel. Cependant, si les comparaisons sont faites entre un comparateur dont la valeur du point de consigne est fournie par un CNA, vous pouvez réduire la charge du processeur puisqu'il ne lui faut lire qu'un seul bit représentant la condition hors-limite.

Etant donné que cette technique (comparaison de domaines analogiques) est aussi précise que la technique du CAN (comparaison de domaines numériques), pourquoi numériser toute une valeur alors que l'on peut simplement la comparer à un point de consigne ? Un cas spécial doit être mentionné : si la valeur doit être comparée à plusieurs points de consigne, comme des niveaux d'avertissements haut/bas et des niveaux de veille haut/bas, il pourrait être préférable d'utiliser un CAN plutôt que les quatre CNA et les quatre comparateurs autrement nécessaires.

Obtention d'un CAN simple à partir d'un CNA existant

Dans le cas des instruments portatifs ayant des contraintes de coût et de taille, un CNA existant peut parfois être utilisé pour exécuter également une conversion A/N. Les téléphones cellulaires et les appareils électroniques médicaux, par exemple, possèdent souvent un CNA pour régler la tension de contraste d'un afficheur à cristaux liquides (figure 3). Dans certains cas, il est également possible de surveiller une température ou la tension d'une batterie (conformément à la description ci-dessus) en ajoutant simplement un comparateur et des commutateurs. Le CNA existant accomplit alors deux tâches et l'affichage s'éteint lorsque le CNA participe aux conversions analogiques/numériques. Pour compenser l'effacement, on peut utiliser un échantillonneur-bloqueur simple fabriqué avec un commutateur analogique et un condensateur (figure 4), ce qui permettra de préserver la tension de contraste de l'affichage à cristaux liquides durant les conversions A/N.

Il existe également une autre solution consistant à remplacer le CNA simple déjà en place par un CNA double peu coûteux. Une moitié du CNA double produit une tension de contraste ininterrompue pour l'affichage à cristaux liquides, tandis que l'autre moitié aide à former un CAN à part entière. Qu'il soit simple ou double, le CNA et le comparateur doivent être accompagnés d'une routine logicielle simple et rapide qui commande le CNA et échantillonne le comparateur pour mettre en oeuvre une approximation successive (voir l'encadré intitulé *Approximation successive*).

Considérations de mise en oeuvre

La combinaison d'un CNA et d'un comparateur est une opération simple. Un signal est d'abord appliqué à l'entrée non-inverseuse du comparateur, puis le CNA fournit un seuil numériquement programmable à l'entrée inverseuse. Le comparateur produit alors une sortie logique état haut dès que le signal est plus positif que le seuil. Vous devez cependant prendre des précautions dans plusieurs domaines.

Pour garantir des niveaux de seuil précis, la résistance statique de sortie du CNA doit être faible par rapport au courant de polarisation de l'entrée du comparateur. Cette préoccupation apparaît surtout dans les circuits à faible puissance, pour lesquels la résistance de sortie du CNA peut atteindre 10kΩ.

Une autre exigence relative aux CNA est d'avoir une faible impédance dynamique de sortie. Sinon, les transitions numériques rapides de la sortie du comparateur peuvent induire, par couplage au travers des capacités parasites du montage, des transitoires sur l'entrée qui dégradent la précision en causant des oscillations. Si des sacrifices peuvent être consentis au niveau du temps d'établissement, vous pouvez abaisser l'impédance dynamique de sortie du CNA en ajoutant un condensateur de découplage à l'entrée du comparateur. Une instabilité et une oscillation peuvent être produites par une charge capacitive trop élevée au niveau de l'amplificateur de sortie du

PRODUITS NOUVEAUX

Des multiplexeurs 8 canaux et doubles 4 canaux avec une commande série

Les multiplexeurs MAX349 et MAX350 (8 canaux et double 4 canaux) offrent une sélection de canal à commande série. Les résistances passantes sont de 100Ω maximum, avec un appariement à 16Ω maximum entre les commutateurs et une uniformité à 10Ω maximum sur la plage de signal spécifiée. Tous les canaux conduisent aussi bien dans les deux sens.

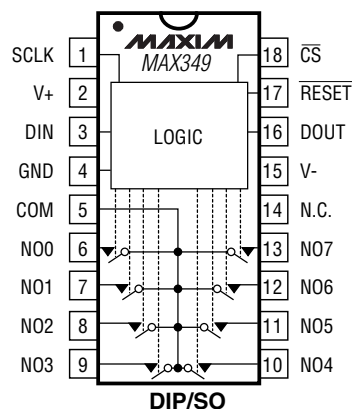
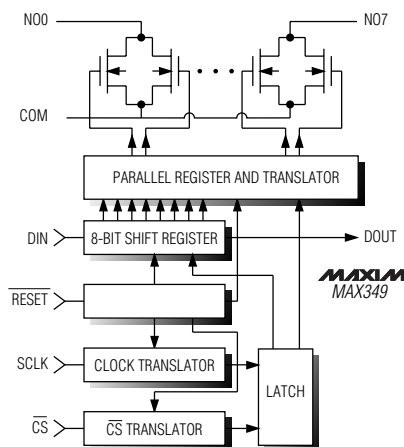
Chaque composant CMOS fonctionne avec une alimentation double de ±2,7V à ±8V ou une alimentation simple de 2,7V à 16V. Chacun traite les signaux d'entrée rail à rail, tout en affichant un courant de fuite off de seulement 0,1nA à +25°C (5nA à +85°C). A la mise sous tension, une réinitialisation automatique ouvre tous les commutateurs et remplit tous les registres à décalage internes avec des zéros. Chaque circuit offre également une entrée RESET asynchrone.

L'interface série est compatible SPI™, QSPI™ et Microwire™. Fonctionnant comme un registre à décalage, il effectue une validation synchrone des données (sur DIN) avec le flanc montant de l'horloge (SCLK).

La sortie du registre à décalage (DOUT) vous permet de connecter plusieurs MAX349 et MAX350 ensemble dans une configuration en cascade. Puisque toutes les entrées numériques ont des seuils logiques de 0,8V et 2,4V, les CI ont une compatibilité garantie avec la logique TTL et CMOS lorsqu'ils fonctionnent avec des alimentations 5V ou ±5V.

Offerts en boîtiers SSOP 20 broches, SO large 18 broches et DIP 18 broches, les multiplexeurs MAX349/MAX350 sont disponibles dans les gammes de température suivantes: commerciale (0°C à +70°C), industrielle étendue (-40°C à +85°C) et militaire (-55°C à +125°C).

(Cercler 14)



SPI et QSPI sont des marques commerciales de Motorola Inc.
Microwire est une marque commerciale de National Semiconductor Corp.

Une interface RS-485/RS-422 full-duplex isolée et complète pour moins de 60,0 FF

Les MAX1490A/MAX1490B sont des émetteurs-récepteurs pour communications de données full-duplex qui fournissent une interface RS-422 ou RS-485 isolée dans un boîtier unique. Chaque circuit entièrement isolé fonctionne avec une alimentation simple 5V sur le côté logique de la barrière isolante. En outre, tout le circuit, comprenant les CI émetteurs-récepteurs, les photocoupleurs et le transformateur, s'insère dans un boîtier DIP 24 broches. Les barrières isolantes supportent typiquement 1600V_{eff} pendant une minute ou 2000V_{eff} pendant une seconde.

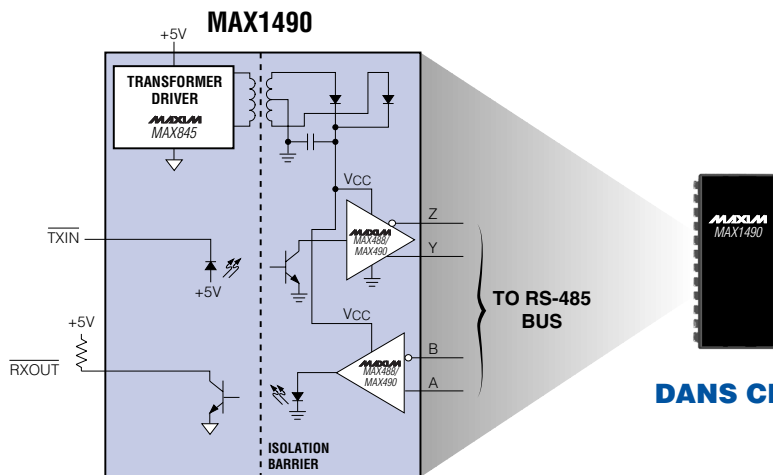
Le MAX1490A accepte des vitesses de transmission atteignant 2,5Mbit/s. Offrant des transmissions sans erreur à 250kbit/s, le MAX1490B possède des émetteurs à vitesse de montée limitée qui minimisent les interférences électromagnétiques tout en réduisant les réflexions causées par des charges terminales mal adaptées.

Chaque sortie d'émetteur possède un montage de limitation de courant de courts-circuit et de mise en veille thermique, ce qui empêche les dissipations de puissance excessives en plaçant les sorties en haute impédance. Toutes les entrées et sorties respectent les normes RS-485 et RS-422. En guise de dispositif anti-panne dans les conditions de circuit ouvert, les récepteurs garantissent un état logique haut à la sortie

RO. (Les MAX1480A/MAX1480B sont des produits semblables, mais ils offrent un fonctionnement en half-duplex.)

Offerts en boîtier plastique DIP large 24 broches, les émetteurs-récepteurs sont disponibles en gammes de température commerciale (0°C à +70°C) et industrielle étendue (-40°C à +85°C).

(Cercler 15)



DANS CELA!

TOUT CECI...

PRODUITS NOUVEAUX

Une famille d'amplis op offrant faible bruit et très faible distorsion

Les amplis op MAX4106-MAX4109 forment une nouvelle famille de composants rapides à contre-réaction en tension qui offrent des niveaux incroyablement bas de bruit et de distorsion. Offerts en boîtiers SO 8 broches, ils fonctionnent sous $\pm 5V$ et fournissent jusqu'à 90mA avec une dynamique de sortie de $\pm 3,5V$.

Les MAX4106/MAX4107 sont utiles dans les préamplificateurs de CAN à bruit très faible, dans les applications à ultrasons et dans les récepteurs à haute-performance. Ils sont compensés pour un gain en boucle fermée de 5V/V pour le MAX4106 et 10V/V pour le MAX4107. Ils combinent une grande rapidité (350MHz pour le MAX4106, 300MHz pour le MAX4107) avec un bruit en tension très bas (0,75nV/ \sqrt{Hz}). A 5MHz avec $V_{OUT} = 2V_{p-p}$, leur dynamique sans parasite (SFDR) est de -63dBc pour le MAX4106 (à 5V/V) et de -60dBc pour le MAX4107 (10V/V). Les vitesses de montée se chiffrent à 275V/ μs (MAX4106) et à 500V/ μs (MAX4107).

Les amplificateurs opérationnels MAX4108/MAX4109 combinent une grande rapidité avec une distorsion très faible. Ils constituent donc des circuits adaptés à la vidéo composite et RVB, aux préamplificateurs CAN et au traitement de signaux RF à haute-performance. Le MAX4108 possède un SFDR à 20MHz de -80dBc et une largeur de bande de 225MHz à -3dB. Ces deux circuits affichent des vitesses de montée de 1200V/ μs . Lorsque $V_{OUT} = 2V_{p-p}$, les largeurs de bande à pleine puissance sont de 300MHz (MAX4108) et 200MHz (MAX4109).

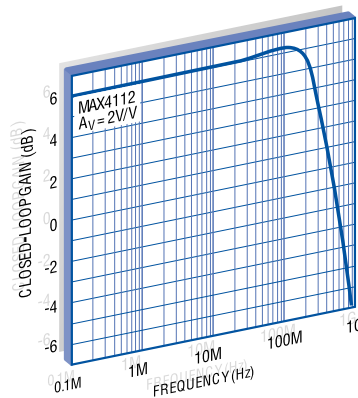
Les MAX4106/MAX4107 sont offerts en boîtiers SO 8 broches, alors que les MAX4108/MAX4109 sont offerts en boîtiers μMAX et SO 8 broches. Tous sont testés pour la plage de température industrielle étendue (-40°C à +85°C).

(Cercler 11)

Des amplificateurs vidéo 500MHz à contre-réaction en courant consomment 5mA et fournissent 80mA

Les amplificateurs vidéo MAX4112 et MAX4113 utilisent une contre-réaction en mode courant pour obtenir des vitesses de montée et des produits gain/bande très élevés. Le MAX4112 est stable avec des gains en boucle fermée (A_{VCL}) de deux ou plus. Il affiche une vitesse de montée de 1200V/ μs et possède une largeur de bande de 500MHz à -3dB lorsque $A_{VCL} = 2$. Sa largeur de bande à pleine puissance avec $V_{OUT} = 2V_{p-p}$ vaut 250MHz et sa vitesse de montée est de 1800V/ μs . Les deux circuits ont une erreur de phase/gain différentiels de 0,01%/0,01% et ils conviennent parfaitement aux applications de type RF, vidéo et impulsions haute-performance.

Offerts en boîtiers SO 8 broches, les amplis op MAX4112/MAX4113 sont disponibles en gamme de température industrielle étendue (-40°C à +85°C).



(Cercler 12)

Des commutateurs analogiques SPST quad. offrent une résistance passante de 10 Ω

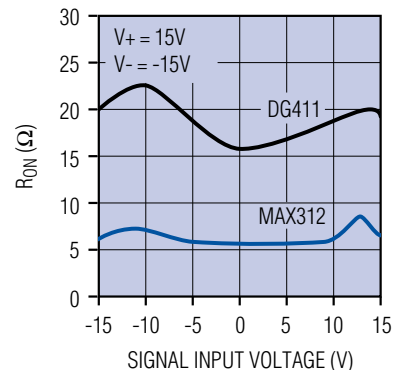
Les MAX312/MAX313/MAX314 sont des commutateurs analogiques quadruples SPST ayant une résistance passante faible (maximum 10 Ω), des variations de résistance passante ne dépassant pas 2 Ω par rapport à la plage de signal spécifiée et un appariement serré entre les canaux (maximum 1,5 Ω). Les commutateurs du MAX312 sont normalement fermés (NF) et ceux du MAX313 sont normalement ouverts (NO). Le MAX314 possède deux commutateurs NF et deux commutateurs NO.

Chaque composant fonctionne avec une alimentation simple (4,5V à 30V) ou double ($\pm 4,5V$ à $\pm 20V$). En outre, ils traitent les signaux rail à rail, ils conduisent aussi bien dans les deux sens et présentent un courant de fuite ne dépassant pas 2,5nA à +85°C. Compatibles broche à broche avec les composants DG411/DG412/DG413, les MAX312/MAX313/MAX314 garantissent

une protection contre les décharges électrostatiques de 2000V selon la méthode 3015.7 de la norme MIL-STD-883. La diaphonie à 20kHz est supérieure à 96dB.

Offerts en boîtiers SO étroit et DIP 16 broches, les MAX312/MAX313/MAX314 sont disponibles dans les gammes de température suivantes: commerciale (0°C à +70°C), industrielle étendue (-40°C à +85°C) et militaire (-55°C à +125°C).

RON vs. SIGNAL INPUT VOLTAGE



(Cercler 13)

Circuits combinés CNA/comparateur

Maxim vous offre trois circuits monolithiques pouvant simplifier considérablement vos conceptions, puisqu'ils combinent les fonctions d'un comparateur et d'un CNA. Tous ces circuits conviennent aux applications présentées dans cet article, ainsi qu'à de nombreuses autres.

Le MAX516, par exemple, est un circuit quadruple dont la vitesse se situe à une échelle inférieure à la microseconde. Il

convient parfaitement à plusieurs applications multivoies à vitesse moyenne (**figure S1a**).

Le MAX910 est une combinaison simple de CNA/comparateur rapide à sortie TTL qui fonctionne avec un temps de propagation de 8ns (**figure S1b**). Un autre circuit de la même famille (le MAX911) est encore plus rapide : avec ses sorties ECL complémentaires, il affiche un temps de propagation de 4ns.

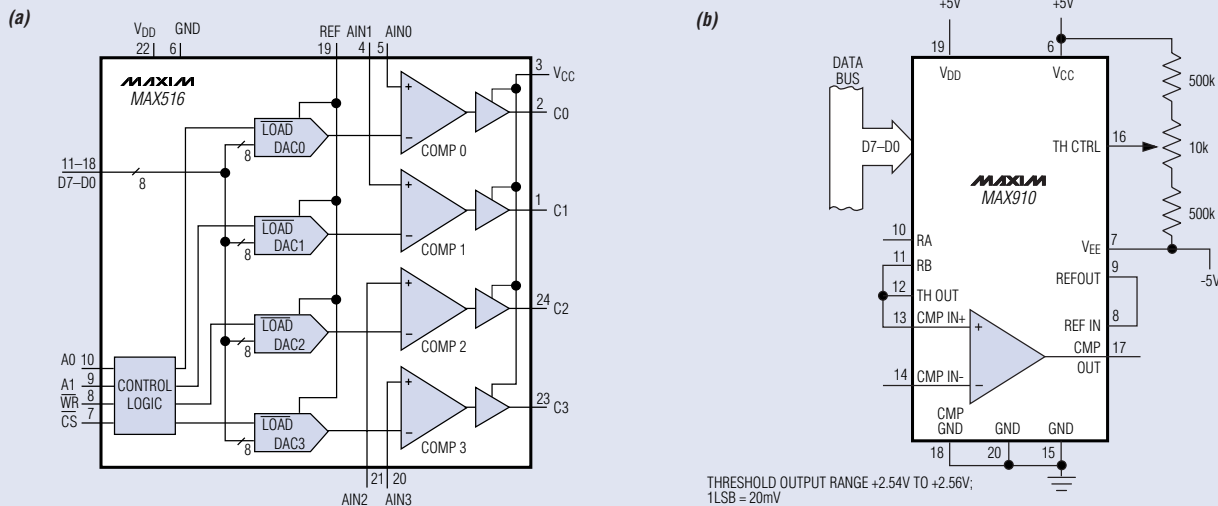


Figure S1. La famille de circuits intégrés CNA/comparateur 8 bits produits par Maxim comprend le MAX516 quadruple (a), le MAX910 rapide compatible TTL (b) et le MAX911 compatible ECL (non illustré).

Approximation successive

L'approximation successive est facilement illustrée par une procédure utilisant une balance et un jeu de poids étalons binaires (un série de poids dont les valeurs relatives sont de 1, 2, 4, 8, 16, etc.) pour déterminer le poids d'un objet. Pour déterminer un poids inconnu de la façon la plus rapide (approximation successive), commencez par comparer la valeur inconnue avec le poids étalon le plus lourd. Selon les indications de la balance, la deuxième étape consiste à enlever ce poids ou à ajouter le prochain poids étalon de la série. La procédure se répète ainsi jusqu'à l'utilisation du poids étalon le plus petit. La meilleure approximation du poids de l'objet est égale à la somme des poids étalons se trouvant sur le plateau de la balance à la fin du processus.

Dans le cas des CAN à approximation successive, les bits du CNA interne sont semblables au jeu de poids binaires et la sortie du comparateur est semblable au résultat affiché par la balance. La logique qui dirige la procédure de bits étalons peut se retrouver dans le registre

d'approximations successives d'un CAN en boîtier ou dans une routine logicielle associée au processeur contrôlant un circuit CNA/comparateur. Le « pseudo-code » apparaissant dans le tableau S1 représente l'une de ces routines. Pour la plupart des processeurs, cette routine peut être réalisée avec moins de 20 lignes de code.

Tableau S1. Pseudo-code d'approximation successive

Begin:	/Comments
Mask = 80h	/Shifting weight value—start high
Value = 80h	/Value = output (initially half scale)
Loop:	
Output DAC (Value)	/Output current Value to DAC
Delay (settling time)	/Wait for DAC output to settle
If input (comp. output) = high	/Check comparator output bit
Value = Value and not (mask)	/Clear mask bit (set by default)
Shift mask right:	
Value = Value or mask	/Next trial weight
Loop until mask = 0	/Loop until all bit weights are tried
End: Value contains the final result of the successive approximation.	

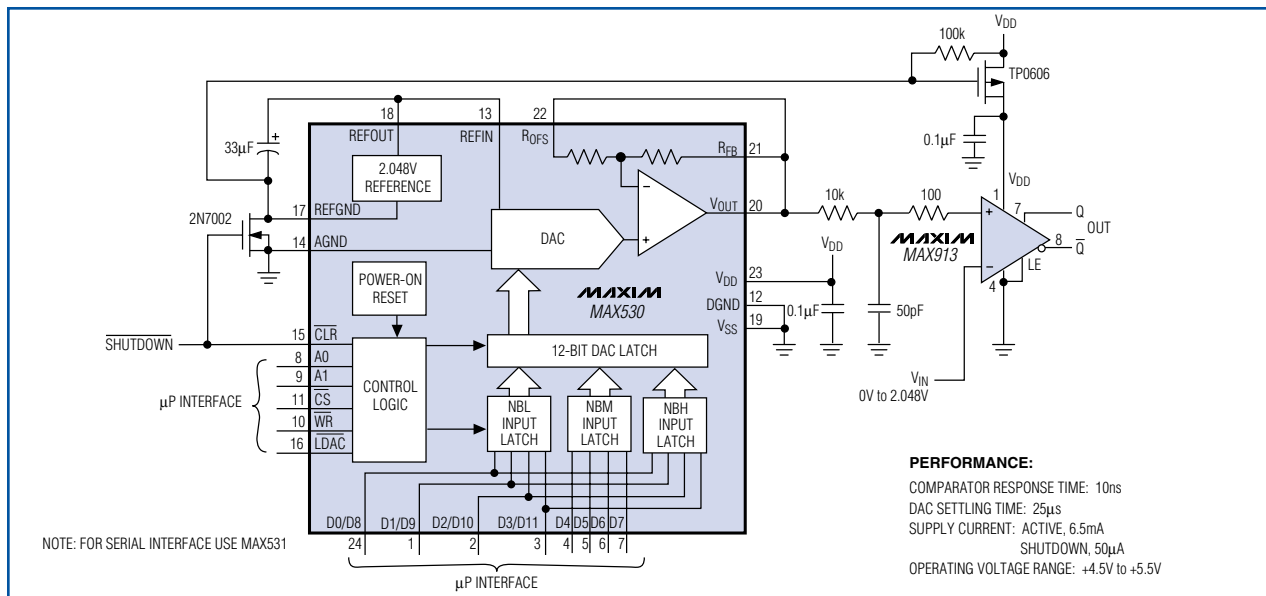


Figure 5. Puisque le comparateur est stable dans sa zone linéaire, ce numériseur rapide 12 bits peut traiter des tensions d'entrée à variation lente sans aucune oscillation.

CNA, mais ce problème se résout facilement en ajoutant une résistance en série avec la sortie du CNA.

La principale complication associée aux comparateurs provient de l'hystérésis. La plupart des circuits comparateurs possèdent une hystérésis pour éliminer le bruit et l'oscillation, mais l'hystérésis doit être utilisée avec parcimonie, puisqu'elle pousse également la valeur du seuil à se modifier avec l'état de sortie. Ce comportement est acceptable si le système peut compenser une hystérésis dépendante de l'état, mais autrement, l'hystérésis doit être évitée.

Si le comparateur devant être utilisé possède une hystérésis interne ne pouvant être désactivée, vous pouvez éliminer tout effet négatif en vous assurant que la sortie du CNA s'approche toujours du seuil du comparateur dans le même sens. Cette opération s'effectue facilement en remettant le CNA à zéro après chaque test binaire, c'est-à-dire en ajoutant une ligne au listing du pseudo-code annexé à cet article (voir encadré intitulé *Approximation successive*).

Il existe également une autre possibilité : vous pouvez souvent éliminer toute nécessité d'une hystérésis en ajoutant une petite contre-réaction capacitive, ce qui produit une augmentation de vitesse au niveau de la transition linéaire du comparateur. Si vous le préférez, vous pouvez ajouter un latch ou une bascule de sortie pour saisir l'état de sortie du comparateur à un moment quelconque.

Les comparateurs modernes ont plus de facilité à traiter les signaux d'entrée s'il ont une vitesse de montée limitée. Les circuits Maxim MAX912 et MAX913, par exemple, sont particulièrement efficaces dans ce cadre puisqu'ils sont stables dans leur zone linéaire. La **figure 5** illustre la performance du MAX913 dans une application 12 bits rapide. Autre exemple de

combinaison CNA/comparateur, le circuit de la **figure 6** (un convertisseur 8 bits à très faible consommation) limite la consommation en se mettant lui-même hors tension lorsqu'il est inutilisé.

Applications

Cette section présente diverses situations où l'approche CNA/comparateur est avantageuse par rapport à l'utilisation d'un CAN. Les circuits d'application étudiés ne sont ni inhabituels ni ésotériques ; ils correspondent à des problèmes souvent rencontrés.

Premièrement, étudions le besoin d'une méthode peu coûteuse pour détecter et enregistrer les baisses de tension, les surtensions et les transitoires qui surviennent sur une ligne d'alimentation. Une conception idéale comprendrait un bloc secteur pouvant détecter les anomalies de la ligne d'alimentation et enregistrer le moment où elles se sont produites dans la mémoire vive (les baisses de tension et les surtensions peuvent durer de quelques millisecondes à quelques heures, tandis que les transitoires ne durent parfois que 10 microsecondes). Puisque l'appareil de surveillance doit enregistrer la durée des pannes complètes dans la ligne d'alimentation, sa propre alimentation doit donc provenir d'une batterie.

La solution traditionnelle à ce problème consiste à utiliser un contrôleur et un convertisseur A/N. Tandis que le convertisseur échantillonne continuellement la tension de ligne, le contrôleur compare chaque valeur à des limites définissables par l'utilisateur, conservées dans le logiciel, puis il enregistre toutes les conditions anormales dans la mémoire vive. Puisque le système doit pouvoir détecter des transitoires ne durant que 10μs, l'intervalle d'échantillonnage du CAN doit être considérablement plus court (une valeur maximale de 2,5μs pourrait être un

PRODUITS NOUVEAUX

Des CI avec comparateur et référence, à drain ouvert, qui ne consomment que 4µA

Les MAX971-MAX974 et les MAX981-MAX984 sont deux familles de circuits simple/double/quadruple avec comparateur et référence qui offrent la plus faible consommation actuellement possible. Dans le cas des circuits MAX971/972/981 fonctionnant avec une alimentation 5V, la consommation est de 4µA sur la plage de température étendue. Tous les circuits fonctionnent avec une alimentation de 2,5V à 11V ou avec des alimentations doubles de ±1,25V à 5,5V. Les tensions d'entrée peuvent aller du rail d'alimentation négatif à 1,3V du rail positif.

A l'exception du MAX972, tous possèdent une référence bandgap : les MAX971/973/974 possèdent une référence à ±1%, tandis que les MAX981-MAX984 ont une référence à ±2%. En outre, le MAX983 (configuré pour les applications de détecteur à fenêtre) et les MAX971/973/981/982 vous permettent d'ajouter de l'hystérésis sans recourir à une contre-réaction ou à des équations compliquées (en connectant deux résistances externes à l'entrée HYST). L'hystérésis ainsi produite est indépendante de la tension d'alimentation et ne possède aucun effet sur les entrées à haute impédance.

Les sorties à drain ouvert permettent à tous les comparateurs d'être configurés en OU cablé. En offrant également un accès à la

borne de source (GND) du transistor de sortie, les composants MAX971/MAX974/MAX981/MAX984 permettent d'implémenter facilement des translateurs de niveau et des convertisseurs bipolaire/unipolaire. Pour des étages de sortie CMOS complémentaires standard, songez à utiliser les circuits suivants qui sont semblables aux précédents sous tous les autres rapports : MAX921-MAX924 (avec réf. de ±1%) et MAX931-MAX934 (avec réf. de ±2%).

Les composants MAX974 et MAX984 sont livrés en boîtiers SO étroit et DIP 16 broches ; tous les autres sont livrés en boîtiers µMAX, SO et DIP 8 broches. Les circuits MAX98x sont disponibles dans les plages de température commerciale (0°C à +70°C) et industrielle étendue (-40°C à +85°C), alors que les circuits MAX97x sont également disponibles en gamme militaire (-55°C à +125°C).

DEVICE	REF. INTERNE	HYST INTERNE	PRIX FF*
MAX971 Simple	1%	Oui	8,5
MAX972 Double	Aucune	Non	5,6
MAX973 Double	1%	Oui	11,1
MAX974 Quad	1%	Non	12,8
MAX981 Simple	2%	Oui	5,6
MAX982 Double	2%	Oui	7,2
MAX983 Double	2%	Oui	7,2
MAX984 Quad	2%	Non	7,4

*prix indicatif par 1000pcs

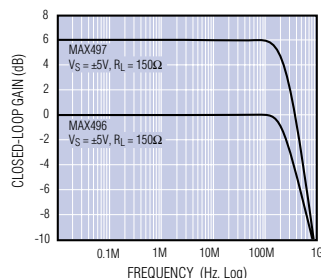
(Cercler 8)

Des buffers vidéo quadruples 275MHz commandent des câbles de 50Ω et 75Ω

Le MAX496 et le MAX497 sont des buffers vidéo quadruples en boucle fermée qui sont optimisés pour commander directement des câbles de 50Ω et 75Ω avec charge terminale à chaque extrémité. Le MAX496 possède un gain fixe de 1V/V (0dB), tandis que le MAX497 affiche un gain fixe de 2V/V (6dB). Le MAX496 possède une vitesse de montée de 1550V/µs et une largeur de bande petit signal à -3dB de 375MHz. Quant au MAX497, il affiche une vitesse de montée de 1450V/µs et une largeur de bande petit signal à -3dB de 275MHz. Ajoutée à d'excellentes caractéristiques d'erreur de gain et de phase différentiels (0,01% et 0,01°), cette performance rapide convient aux buffers de vidéo composite de qualité diffusion, à toutes les applications composante vidéo (multimédia, imagerie médicale) et au traitement général des signaux rapides.

Les buffers MAX496/MAX497 fonctionnent sous ±5V et ne consomment que 8mA (typiquement) par canal. L'uniformité du gain à ±0,1dB s'étend sur 80MHz pour le MAX496 et sur 120MHz pour le MAX497. Les performances de vitesse sont améliorées par la faible capacité d'entrée (2pF), ce qui permet aux buffers MAX496/MAX497 de se stabiliser à 0,1% en seulement 14ns. Pour obtenir une réduction accrue de la diaphonie et simplifier l'implantation sur circuit imprimé, les canaux d'entrée sont situés sur des broches non adjacentes du boîtier.

Offerts en boîtiers SO étroit et DIP 16 broches, le MAX496/497 sont disponibles en gamme de température commerciale.



Un ampli op 350MHz à contre-réaction en tension possède une vitesse de montée de 1300V/µs

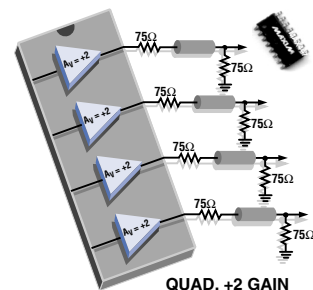
Le MAX477 est un amplificateur opérationnel rapide stable à gain unité ayant une topologie standard de contre-réaction en tension qui est compatible avec toutes les configurations de gain communes aux amplis op multi-usages. Cependant, son étage d'entrée unique lui permet de combiner les avantages de la contre-réaction en courant (une vitesse de montée élevée et une grande largeur de bande à pleine puissance) à ceux de la contre-réaction en tension (faible tension de décalage en entrée, faible courant de polarisation en entrée, faible bruit en tension et en courant, ainsi que deux entrées à impédance élevée).

Le MAX477 possède une vitesse de montée rapide de 1300V/µs et convient parfaitement aux charges de 50Ω et 75Ω. A gain unité, il possède une largeur de bande petit signal de 350MHz et une largeur de bande à pleine puissance de 170MHz.

Outre sa vitesse élevée, le MAX477 possède une précision qui en fait un composant adapté aux applications de télédiffusion, de télévision haute-définition, de commutation vidéo et de routage. Il peut également servir de préamplificateur pour les convertisseurs A/N flash. Ses spécifications de précision comprennent un courant de polarisation en entrée de 2µA, un gain en boucle ouverte de 65dB, une uniformité du gain de 0,1dB sur 100MHz, des erreurs de phase/gain différentiels de 0,01°/0,01%, ainsi que des densités de bruit tension/courant valant respectivement 5nV/√Hz et 2pA/√Hz.

Offert en boîtiers µMAX, SO et DIP 8 broches, le MAX447 est disponible en gammes de température industrielle étendue et militaire.

(Cercler 9)



(Cercler 10)

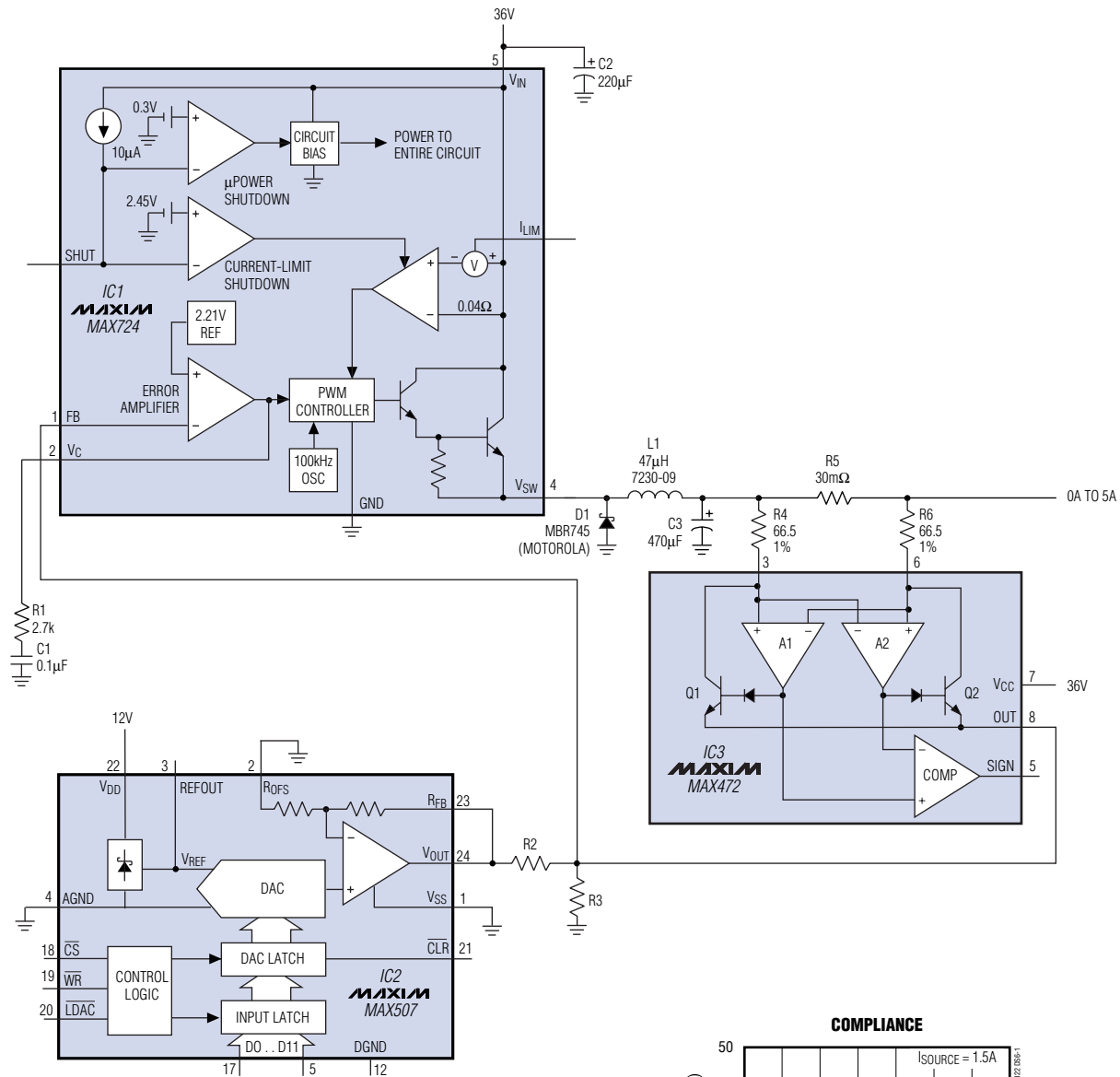


Figure 1. Cette source de courant programmable produit un courant de 0A à 5A, avec une résolution 12 bits et une plage de compliance de 4V à 30V.

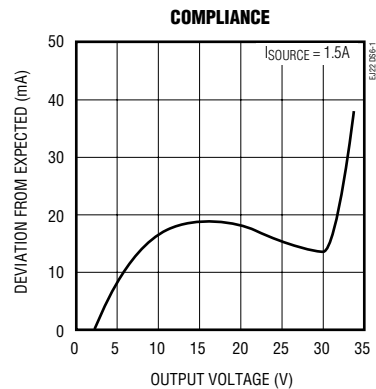


Figure 2. Avec un niveau programmé de 1,5A, le courant de sortie de la figure 1 dévie avec la tension de sortie (compliance) comme indiqué.

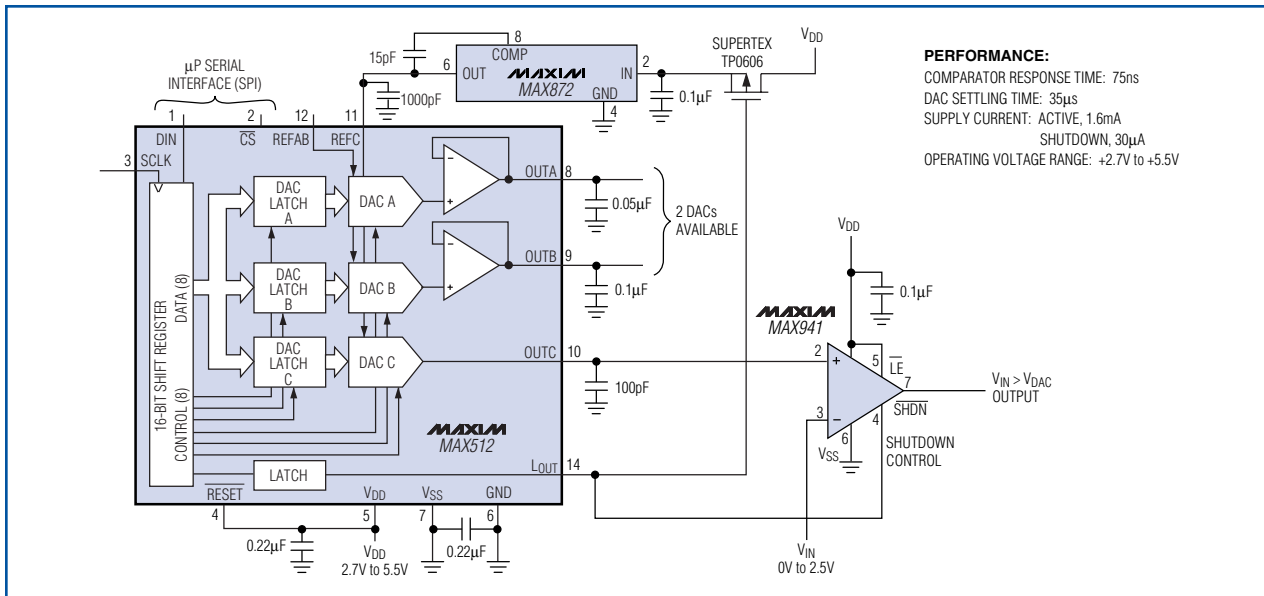


Figure 6. Ce numériseur 8 bits à faible tension offre plusieurs avantages par rapport à un CAN : il est moins coûteux, il consomme moins d'énergie et il peut se mettre hors tension entre les échantillonnages

choix conservateur). Le contrôleur doit alors traiter les échantillons à une cadence de $1/2,5\mu s = 400\text{képs}$.

Si les comparaisons logicielles peuvent être programmées efficacement et que le CAN n'exige aucune intervention du processeur, ce système peut fonctionner avec seulement dix instructions par échantillon, signifiant que les performances du processeur doivent se situer aux environs de 4 MIPS. Ce niveau de performance est élevé et n'est pas particulièrement compatible avec une alimentation par batterie (figure 1). Vous pouvez alors songer à employer une méthode analogique qui réagirait aux transitoires d'entrée plutôt que de les détecter, mais cette approche s'avère rapidement indéfendable.

L'autre approche proposant l'emploi d'une combinaison CNA/comparateur comporte dans ce cas de nombreux avantages. Quatre CNA et quatre comparateurs sont nécessaires (disponibles dans un seul MAX516), suivis par une bascule quadruple SET/RESET. Une ensemble CNA/comparateur/bascule surveille les transitoires élevés, un autre surveille les transitoires faibles, un autre les baisses de tension et le dernier les surtensions (figure 2). Les tensions transitoires sont couplées directement au niveau des comparateurs, mais l'entrée des comparateurs de baisse de tension et de surtensions est tout d'abord redressée et filtrée pour obtenir une valeur moyenne de la tension de ligne. Les ajustements rms appropriés peuvent être faits dans le logiciel.

Le système fonctionne en échantillonnant et en réinitialisant les bascules après chaque intervalle de T secondes, où T correspond à la résolution temporelle nécessaire dans le registre de transitoires (peut-être 60 secondes). Les CNA associés aux niveaux de transitoires élevé et bas sont positionnés aux valeurs de seuil haut et bas désirées. Les CNA associés aux baisses de tension et aux surtensions sont réglés après

chaque intervalle de T secondes, en utilisant la technique d'approximations successives pour générer une limite haute et une limite basse qui suivent la valeur moyenne courante.

En acceptant l'hypothèse très conservatrice d'une routine de 1000 instructions pour effectuer cette approximation successive et les autres tâches associées, la performance CPU moyenne pour $T = 60s$ est de 17 instructions par seconde. La cadence d'exécution ainsi obtenue est de 0,00002 MIPS, ce qui est tout à fait acceptable pour des systèmes à faible consommation et nettement inférieur aux 4 MIPS nécessaires avec l'approche privilégiant l'emploi d'un CAN. Pour obtenir des économies d'énergie supplémentaires, le contrôleur peut se mettre en mode veille la majorité du temps, et s'éveiller uniquement lorsque des conditions de ligne anormales sont détectées. Le circuit permet de réduire la consommation d'énergie, la complexité et le coût du montage en transférant la comparaison de tension du logiciel à un dispositif analogique.

Diagnosics et détection de panne avec peu d'entretien

Les commandes de tête d'impression et de retour de chariot, ainsi que de nombreuses autres applications électromécaniques, surveillent des températures et des tensions internes critiques pour déterminer le moment où leur mode de fonctionnement doit être modifié. Dans les cas extrêmes, cette contre-réaction permet au système d'éviter une auto-destruction en provoquant une mise hors tension. Par exemple, un contrôleur de moteur pas à pas doit ajuster au besoin la commande des MOSFET de sortie afin d'éviter toute dissipation de puissance excessive associée à un fonctionnement linéaire.

Ici encore, la solution traditionnelle à ces problèmes de surveillance est un CAN (figure 7a). Le processeur demande au CAN

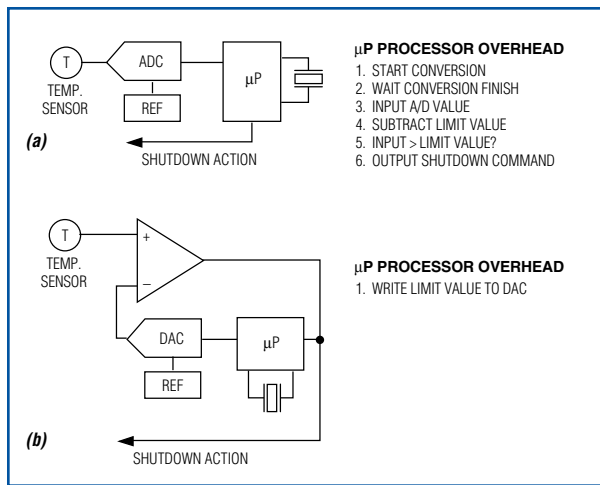


Figure 7. Dans ce cas, le remplacement d'un CAN (a) par un CNA et un comparateur (b) fait diminuer le coût du système, le temps de réponse et simplifie le logiciel.

d'effectuer des mesures périodiques conformément à la constante de temps du traitement contrôlé. Il met ensuite à l'échelle les valeurs numérisées qui sont obtenues et il les compare aux limites enregistrées dans le logiciel. Si les valeurs sont hors limites, le processeur peut déclencher une action correctrice ou mettre le système complètement hors tension.

Il existe cependant une autre approche qui consiste à utiliser une combinaison CNA/comparateur (figure 7b). La sortie statique du CNA établit une limite de veille ou une valeur de déclenchement pour le comparateur. Lorsqu'une variation de température pousse le comparateur à se déclencher, celui-ci envoie un signal d'interruption au processeur qui tente de corriger la situation. Si nécessaire, le processeur peut également déterminer la valeur de température absolue en lançant une routine logicielle d'approximations successives.

Par contre, s'il fonctionne avec un CAN, le processeur doit interroger le CAN, puis saisir la valeur de l'échantillon et la comparer avec le point de consigne, avant de passer à la routine de mise en mode veille. Ainsi, la combinaison CNA/comparateur n'offre pas uniquement des économies de coût, et une réponse plus rapide qu'un CAN ; elle réduit également la charge du processeur.

Réflexométrie

Finalement, grâce à son coût réduit et à sa faible consommation, la combinaison CNA/comparateur (au lieu d'un CAN) permet de réaliser un réflectomètre portatif. Le réflectomètre détecte les discontinuités de câble et mesure la longueur des transmissions intermédiaires. Les réflectomètres portatifs et peu coûteux se sont répandus avec la prolifération des câblages en réseau.

Un réflectomètre fonctionne comme un radar ; il envoie une impulsion courte dans une ligne et détecte tout écho répercuté par une coupure, un court-circuit ou une autre discontinuité

soudaine dans l'impédance de ligne. Si l'on suppose que la propagation de ligne est de $0,6c$ (soit six dixièmes de la vitesse de la lumière), l'intervalle de propagation de l'impulsion exploratrice et de sa réflexion est d'approximativement 10ns par mètre. Ainsi, une résolution de 10ns dans le système correspond à une résolution en distance de 1 mètre environ.

Le rapport entre l'amplitude de l'impulsion reçue et l'amplitude de l'impulsion transmise sert à calculer le coefficient de réflexion. Si l'on connaît le coefficient de réflexion et l'impédance d'un câble, on peut calculer l'impédance de la discontinuité et, avec cette information, établir la nature de la discontinuité. Les câbles coaxiaux ajoutent un élément de complication à ce calcul puisqu'ils atténuent les impulsion réfléchies, de sorte que le logiciel doit compenser cet effet en appliquant une correction d'amplitude basée sur la mesure de distance.

Dans cette application, un CAN devrait effectuer une conversion toutes les 5ns (200Méps). Bien qu'ils soient disponibles, ces CAN sont coûteux, énergivores et généralement mal adaptés aux applications portatives.

L'étage d'entrée analogique d'un réflectomètre portatif actuel (figure 8) permet d'illustrer les idées décrites ci-dessus. Les composants électroniques numériques sont exclus pour ne pas nuire à la clarté du diagramme. Bien qu'il soit simple et sans composant sophistiqué, ce circuit offre des performances impressionnantes. Il mesure l'impédance terminale avec une grande fiabilité et une précision de 5% dans des câbles faisant jusqu'à 500 pieds (152 mètres) de longueur. Dans le cas de terminaisons ouvertes ou en court-circuit, il en mesure la distance jusqu'à 2000 pieds (610 mètres). En outre, ce système (comprenant le circuit numérique et l'affichage) offre le grand avantage de fonctionner pendant 20 heures avec une pile alcaline 9V.

Le comparateur de la figure 8 (IC3) fonctionne en alimentation monotension avec une détection de masse et un temps de propagation de seulement 10ns. Le CNA (IC4) est un composant double dont un côté participe à la mesure de l'amplitude des impulsions, tandis que l'autre gère la commande de contraste de l'affichage à cristaux liquides (comme dans la figure 3). Signalons ici que les CNA sont utilisés à l'envers, puisque les sorties courant (normales) sont commandées ensemble par une référence via un amplificateur et que les entrées référence (normales) servent de sorties tension (chacune est tamponnée par un ampli op externe).

Un circuit de glitch monostable (non illustré) commande la base de Q1, lequel commande le câble avec des impulsions positives de 10ns. Toutes les réflexions produites dans la ligne sont couplées au comparateur par C3.

IC5 est une référence bandgap dont la sortie 1,2V est tamponnée par l'ampli op IC2d pour fournir une tension de référence au CNA double IC4. Cette tension de référence est également doublée par l'amplificateur à gain de deux IC2c pour produire $2,5V_{CC}$ à l'entrée non inverseuse du comparateur. Le CNA A applique une tension de 0V à 3,8V sur l'entrée inverseuse du

Une source de courant programmable de 0A à 5A

La source de courant variable présentée dans la **figure 1** génère un courant de 0A à 5A sur une plage d'entrée de 4V à 30V. Elle offre deux avantages : le convertisseur N/A 12 bits (IC2) la rend programmable numériquement et le régulateur abaisseur à découpage (IC1) offre un meilleur rendement qu'une source de courant avec transistor de chute linéaire. Les applications de ce montage comprennent la charge de batteries et la commande de moteurs continus.

IC3 est un amplificateur de détection de courant côté point chaud utilisé dans les systèmes à batterie pour détecter les courants de charge et de décharge sans perturber la ligne de masse. Dans ce circuit, le courant de sortie est détecté par la chute de tension dans R5 et un courant proportionnel est produit sur OUT (broche 8). Ainsi, la tension de contre-réaction du régulateur (broche 1 d'IC1) est définie par le CNA et elle est modifiée par la contre-réaction en courant d'IC3, laquelle circule dans la combinaison parallèle de R2 et R3. Cette contre-réaction en courant s'oppose à toute variation du courant de charge due à une variation dans la résistance de charge.

Le CNA génère une tension de 0V à 10V, produisant une source de courant qui varie inversement avec le code :

FFF_{HEX} (10V en provenance d'IC2) produit 0mA et 000_{HEX} (0V en provenance d'IC2) produit 5A. Pour un niveau programmé quelconque, la sortie réelle varie avec la résistance de charge et la tension de compliance correspondante. Par exemple, lorsqu'un test est effectué à 1,5A, la sortie du circuit a dévié d'environ +15mA (de 1,5A) avec des tensions de sortie se situant entre 10V et 20V (**figure 2**).

Vous pouvez reconfigurer le circuit pour d'autres plages de courant de sortie (I_{SOURCE}) en redimensionnant R2 et R3 :

$$I_{SOURCE} = \frac{2217[V_{FB}(R2 + R3) - R3V_{DAC}]}{R2R3},$$

où $V_{FB} = 2,21V$, tandis que V_{DAC} peut varier de 0V à 10V.

Les plages désirées pour I_{SOURCE} définissent les valeurs pour R2 et R3 : $V_{DAC} = 10V$ pour la valeur basse de I_{SOURCE} et $V_{DAC} = 0V$ pour la valeur haute de I_{SOURCE} .

Si l'on remplace les deux ensembles de valeurs dans l'équation, on obtient deux équations qui devront être résolues simultanément pour établir les valeurs de R2 et R3.

(Cercler 7)

Un circuit d'interface de données série fournit des tensions bipolaires

Certains CI d'interface actuellement disponibles pour les transmissions de données en série ne se contentent pas de fonctionner avec de faibles tensions V_{CC} (5V ou 3,3V) ; ils génèrent également des tensions continues bipolaires ($\pm 6,5V$ à $\pm 10V$) pour supporter les niveaux minimum de sortie d'émetteur prévus dans la norme EIA/TIA-232. Avec beaucoup de soins, vous pouvez voler de précieux milliampères sur ces alimentations, et ce, sans nuire au bon fonctionnement du CI.

Dans la **figure 1**, le contrôleur à découpage fonctionne avec une inductance externe, deux diodes et deux condensateurs pour produire une tension de $\pm 6,5V$. Les transistors à effet de champ Q1 et Q2 garantissent le démarrage du circuit en déconnectant la charge jusqu'à ce que ces tensions d'alimentation soient présentes. Signalons que Q1 doit être un composant à niveau logique.

Contrairement aux CI conçus pour générer des tensions d'alimentation, un CI d'interface n'indique généralement pas la quantité de courant pouvant être tirée sur ses alimentations internes. La quantité disponible dépend presque entièrement des charges connectées sur les sorties des émetteurs. Par exemple, IC1 garantit qu'un émetteur peut commander en parallèle $3k\Omega$ et $1000pF$ à $250kbit/s$, tandis que les deux autres émetteurs maintiennent des niveaux continus sur des charges de $3k\Omega$. Ces conditions vous permettent de calculer le courant maximum que le CI peut fournir, mais vous ne pouvez pas espérer tirer un courant supplémentaire tout en fournissant ce maximum.

Pour calculer le courant de sortie maximum disponible, superposez les composantes continues et alternatives: le courant de sortie s'écoule alternativement en provenance de chaque rail tandis que le signal de sortie NRZ varie entre les niveaux de sortie minimum garantis ($\pm 5V$). En assumant que la sortie ait besoin d'une période de données complète ($4\mu s$ à $250kbit/s$) pour monter de $-5V$ à $+5V$, la composante alternative égale $C_{LOAD} (dv/dt) = 1000pF(10V/4\mu s) = 2,5mA$. Pour la composante continue, la Loi d'Ohm nous donne $I = E/R = 5V/3k\Omega = 1,67mA$ en provenance d'un émetteur, de sorte que les trois émetteurs réunis représentent une charge continue de $5mA$. En additionnant les composantes alternative et continue on obtient une valeur conservatrice de $2,5mA + 5mA = 7,5mA$.

La charge de $3k\Omega$ est une exigence de la norme EIA-232, mais la vitesse de transmission et la capacité de charge sont

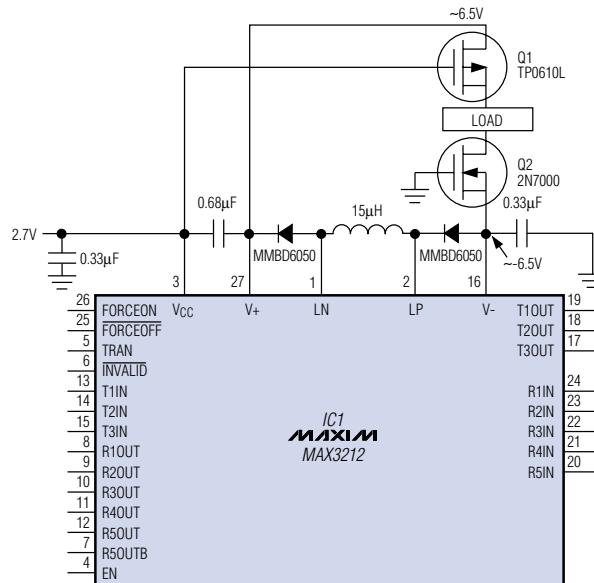


Figure 1. Si les vitesses de transmission et les charges de sortie émetteur sont inférieures au maximum permis, les sorties $V+$ et $V-$ de ce CI d'interface série peuvent fournir des quantités modestes de courant à un circuit externe.

des paramètres dépendant de l'application. De plus faibles valeurs pour ces paramètres permettent d'avoir plus de courant disponible pour une utilisation externe. Un système de détection à distance, par exemple, peut fonctionner à 2400 bits par seconde ($2400bit/s$) avec une charge de $3k\Omega$ en parallèle avec $1000pF$ (50 pieds de câble à $20pF/ft$) (1 pied = $30,48$ cm). La charge continue pour les trois émetteurs est de $5mA$, alors que la charge alternative pour un émetteur ($72\mu A$) est presque négligeable dans cette application à faible vitesse de transmission. Dans ce cas, le courant disponible est calculé ainsi : $7,5mA - (5mA + 72\mu A) = 2,428mA$.

Le calcul ci-dessus est conservateur : avec $V_{CC} = 2,7V$ et les trois émetteurs chargés avec $3k\Omega || 1000pF$, un circuit transmettant des niveaux EIA-232 valides à $2400bit/s$ fournira en fait $6,7mA$ à une charge externe (un peu plus lorsque $V_{CC} = 3V$ et plus). Tel qu'indiqué, Q1 et Q2 permettent au circuit de démarrer sous ces conditions. Si vous déconnectez les charges de l'émetteur, le courant de charge externe maximum pouvant permettre un démarrage est de $11,5mA$. Si l'on retire Q1 et Q2, le maximum est de seulement $5,7mA$.

(Cercler 6)

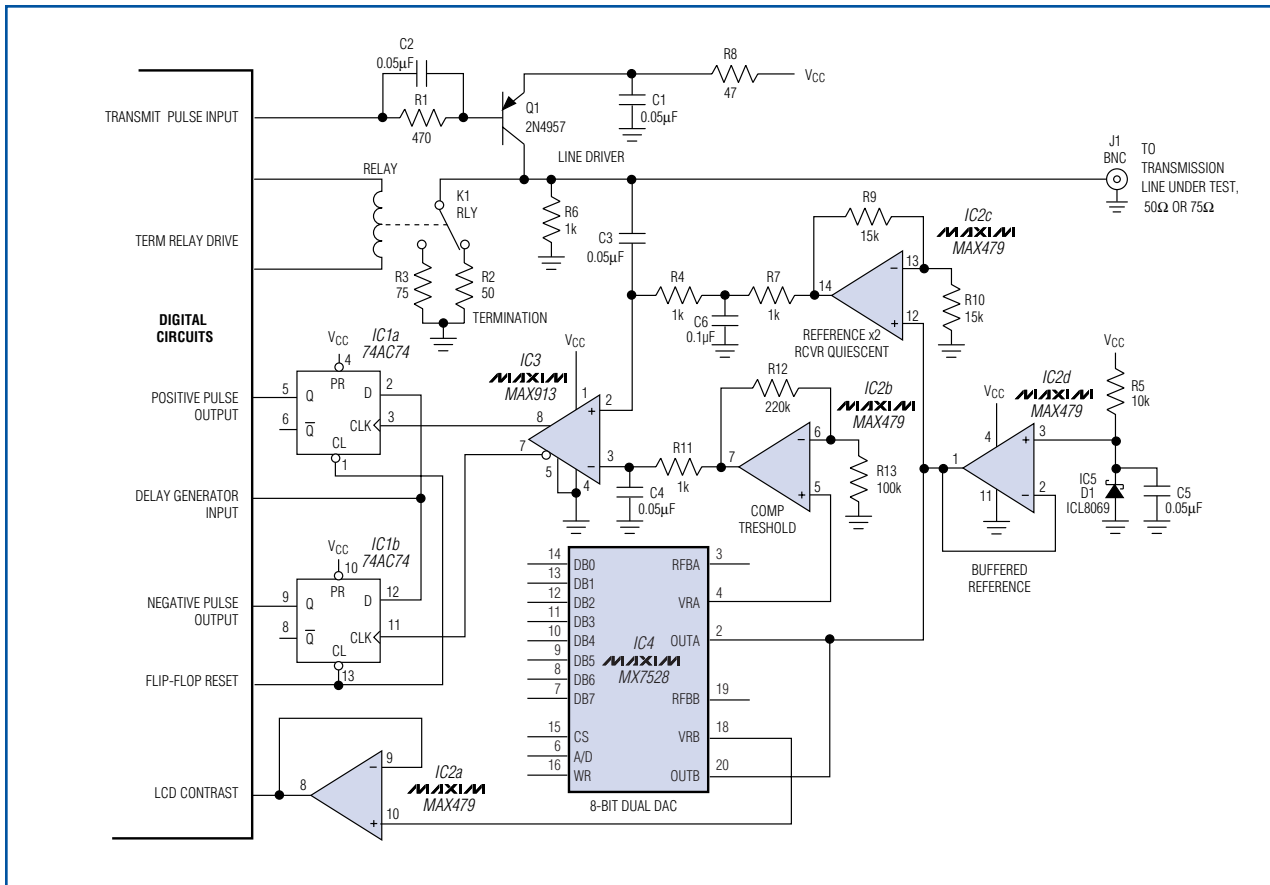


Figure 8. Ce circuit (la section analogique d'un réflectomètre) utilise une combinaison CNA/compositeur au lieu d'un CAN.

comparateur. Les tensions au-dessus de 2,5V permettent de détecter les hauteurs d'impulsion à sens positif, tandis que les tensions inférieures à 2,5V déterminent l'amplitude des impulsions à sens négatif.

Chaque impulsion entrant dans la ligne de transmission entre également dans une ligne à retard variable du montage numérique, composée d'une chaîne d'éléments de retard de 20ns commandés par un compteur. L'impulsion retardée provenant de la section numérique commande conjointement les entrées D des deux bascules (IC1a et IC1b), lesquelles sont elles-mêmes validées par les sorties TTL complémentaires en provenance du comparateur. Ainsi, les mesures de temps se résument en une course entre l'impulsion réfléchie et l'impulsion circulant dans la ligne à retard : si l'entrée D arrive avant une transition d'horloge, la sortie de la bascule est en état haut, autrement elle est à zéro.

Pour effectuer une mesure, il faut simplement définir la sortie du CNA à un niveau absolu faible, puis ajuster itérativement le délai jusqu'à ce que la sortie de la bascule demeure à zéro, et

lire le compteur. De même, pour mesurer la hauteur des impulsions réfléchies, il faut ajuster itérativement la sortie du CNA jusqu'à ce que la sortie de la bascule demeure à zéro, puis lire le CNA. Signalons que deux bascules sont nécessaires pour saisir le flanc avant des impulsions positives et négatives. Ce flanc avant augmente s'il s'agit d'impulsions positives et chute s'il s'agit d'impulsions négatives. S'ils étaient tous deux appliqués à une seule bascule, la durée des impulsions deviendrait une composante indésirable du délai.

(Cercler 1)

Références :

1. Edward Jordan, *Reference Data for Engineers*, 7e édition, (Howard Sams, 1989).
2. Brian Kenner et John Wettroth, *The Design of a Time-Domain Reflectometer*, (Computer Applications Journal, numéro 29, octobre/novembre 1992).
3. Paul Horowitz et Winfield Hill, *The Art of Electronics*, 2e édition, (Cambridge University Press, 1989).

Un port série PC commande un convertisseur A/N 12 bits

Le circuit de la **figure 1** exécute une tâche généralement accomplie par un microcontrôleur : commander un convertisseur A/N (CAN) 12 bits à partir du port série d'un micro-ordinateur. La consommation d'énergie de ce circuit est faible, puisqu'il consomme seulement 2mA en fonctionnement et 15µA en mode veille.

L'interface au micro-ordinateur est un port RS-232 et non pas les lignes d'entrée/sortie d'un circuit E/S universel asynchrone (UART). La ligne « demande d'émettre » (RTS) du port produit un signal Chip Select et la ligne « terminal de données prêt » (DTR) produit un signal d'horloge synchrone. Un circuit d'interface RS-232 à alimentation simple (IC1) convertit ces signaux RS-232 en signaux à niveau logique CMOS (en plus de les inverser durant le processus). Les données de conversion apparaissent sur la ligne « poste de données prêt » (DSR).

IC3 est un boîtier DIP 8 broches comprenant un CAN 12 bits, une référence de tension, un échantillonneur-bloqueur, une interface série et un générateur d'horloge, ainsi qu'une interface numérique trifilaire avec Chip Select (CS), Serial Clock (SCLK) et Data Out (DOUT). Les conversions sont lancées par une transition descendante sur CS et durent moins de 8,5µs. A la fin de la conversion, indiquée par un niveau haut sur DOUT, le résultat de 12 bits est placé dans le registre à décalage de sortie du convertisseur. Le micro-ordinateur lit ce résultat en changeant l'état de DTR tout en échantillonnant DSR 12 fois.

Le MAX220 est une version à faible consommation du vénérable MAX232. Il ne consomme que 0,5mA. Si la consommation n'est pas particulièrement préoccupante, ces deux composants peuvent traduire le niveau des signaux SCLK, DOUT et CS du convertisseur jusqu'à des niveaux RS-232. L'alimentation est fournie par une batterie 9V à l'aide du régulateur linéaire (IC2) dont la sortie peut débiter 40mA. Ce circuit consomme seulement 2mA et le surplus de capacité peut donc servir à alimenter un détecteur externe ou un amplificateur.

Lorsque DTR est haut, Q1 s'active et permet au circuit de fonctionner normalement. Une charge appliquée sur C3 permet à Q1 de demeurer actif lors des brèves impulsions d'horloge négatives de DTR. Lorsque DTR se met en état bas pendant plus de 100ms, C3 se décharge et place Q1 hors tension, permettant ainsi à IC2 de se mettre en mode veille. Dans cet état, le courant d'alimentation du circuit correspond essentiellement à celui d'IC2, c'est-à-dire 15µA maximum et 5µA typique.

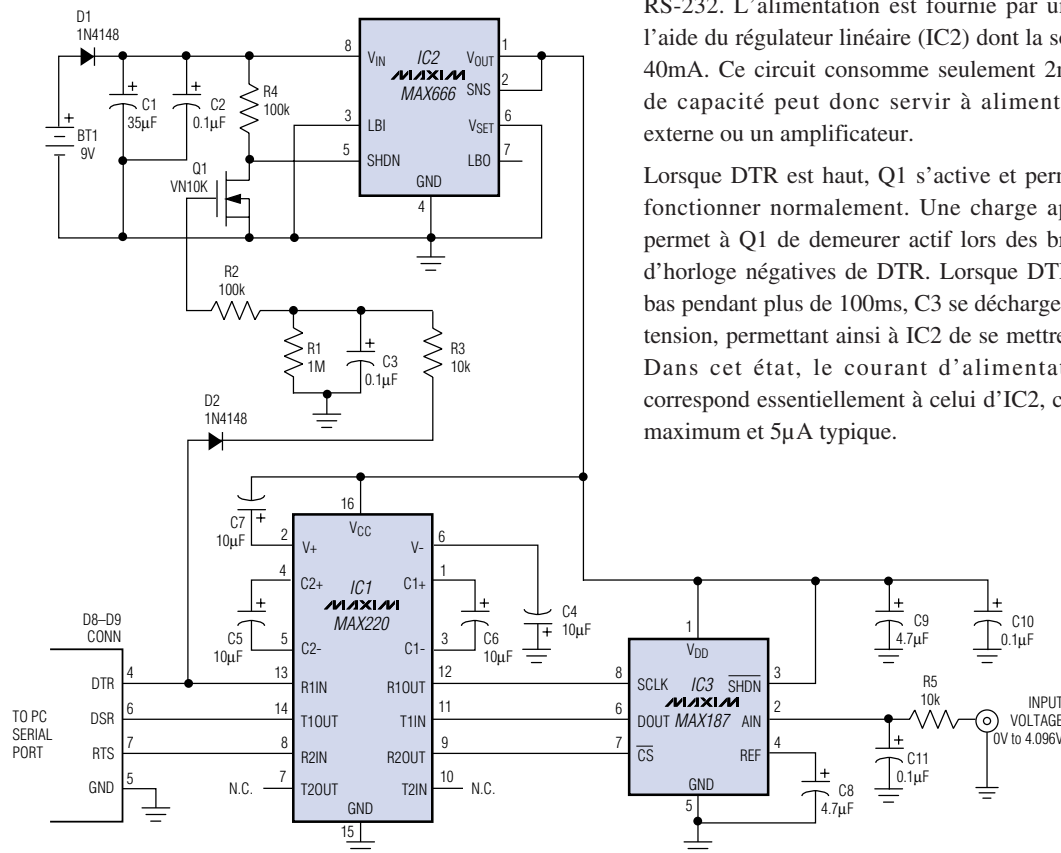


Figure 1. Ce circuit µP permet au port série RS-232 d'un micro-ordinateur de commander un convertisseur A/N 12 bits (IC3).

Un régulateur à autotransformateur inverse une tension de 12V en -12V

Dans la **figure 1**, un régulateur à découpage avec MOSFET interne inverse une tension de 12V pour produire une sortie de -12V 200mA. Le CI est un composant à haut rendement dont le faible courant de repos (maximum 120µA) est obtenu avec un process CMOS qui limite la tension maximale absolue à 21V (entrée à sortie). Ainsi, pour éviter une tension de 24V entre ses bornes, le CI doit s'isoler de la tension flyback de l'inductance en commandant soit un commutateur externe dans une configuration non boot-strapped soit un commutateur interne dans une configuration avec transformateur en mode flyback.

L'autotransformateur T1 (une inductance à point milieu avec un rapport de transformation de 1/1) propose un autre modèle de conception. Dans le circuit illustré, LX fait un retour à $\frac{1}{2}V_{OUT}$ plus une chute de diode, soit approximativement -6V. V+ demeure à 12V, produisant une tension maximale de 18V entre V+ et LX, ce qui est nettement sous la limite de 21V.

Puisque IC1 commande la porte de son MOSFET interne entre les tensions V+ et OUT, vous devez normalement connecter OUT à V_{OUT} pour garantir une commande de porte suffisante (dans une application typique, le circuit inverse 5V à -5V). Dans ce circuit, l'entrée 12V produit une commande de porte suffisante et OUT est donc connecté à la masse.

(Cercler 5)

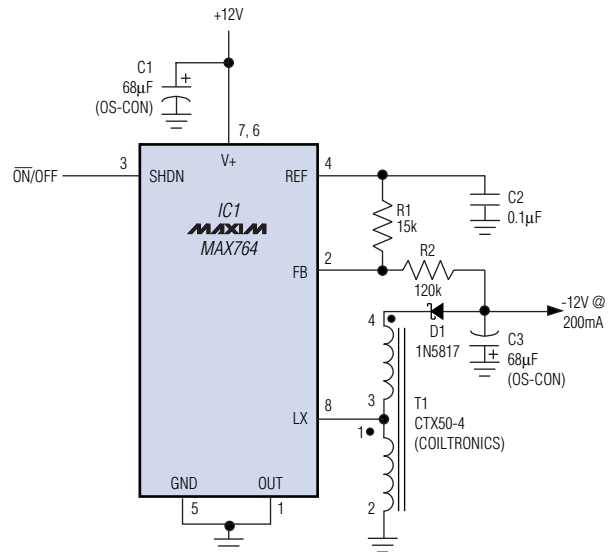


Figure 1. L'autotransformateur T1 limite la tension dans IC1, permettant l'utilisation d'un circuit à rendement élevé (avec une tension maximum absolue de 21V) dans ce régulateur inverseur

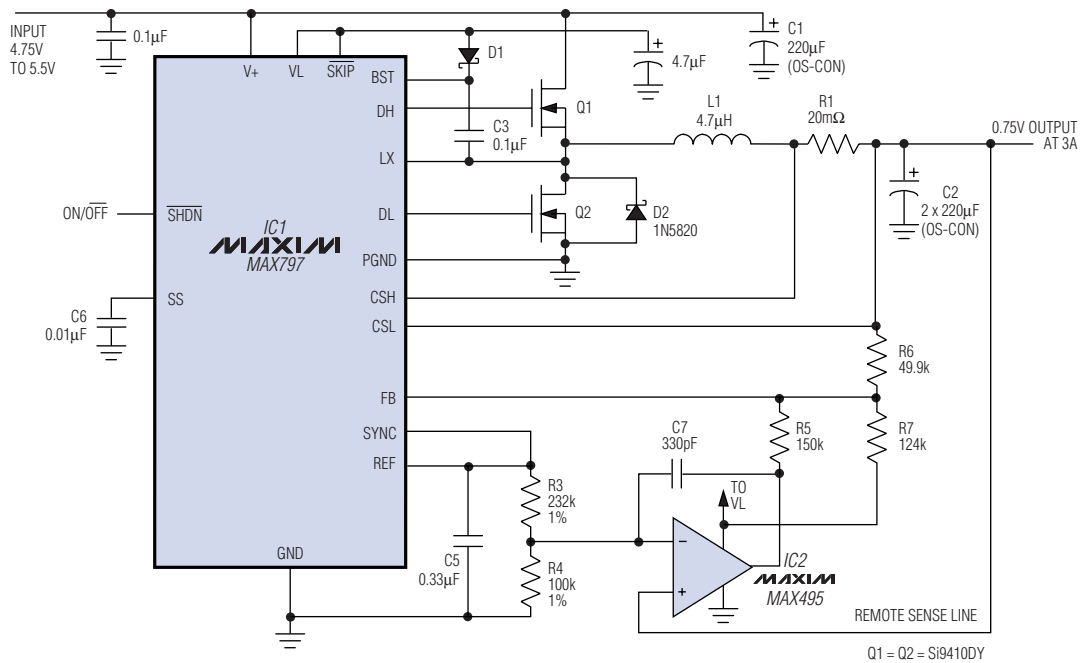


Figure 1. Des modifications à un régulateur abaisseur conventionnel produisent une sortie de 3A sous 0,75V avec possibilité d'absorber/débiter qui pourra s'avérer très utile en guise d'alimentation terminale dans les bus de données rapides.

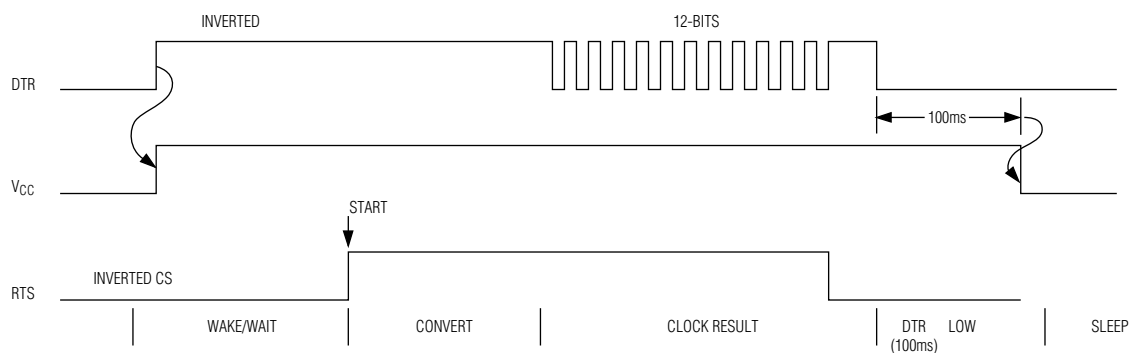


Figure 2. Chronogramme pour la figure 1.

Le circuit est commandé par une routine C relativement simple qui s'exécute sur le micro-ordinateur (demandez le aux ingénieurs d'application Maxim). Le code pousse DTR à l'état haut pour éveiller le convertisseur, puis il lance une conversion, attend la fin de celle-ci, affiche les données et

remet le circuit en mode veille. Vous pouvez ensuite quitter la routine en appuyant sur la touche « Q » ou déclencher une autre conversion en appuyant sur une n'importe quelle autre touche. Le logiciel peut être facilement modifié pour diverses applications particulières.

(Cercler 2)

Une régulation PFM améliore un convertisseur élévateur à sortie double

Une pompe de charge externe à composants discrets permet au convertisseur PFM de la **figure 1** de générer des sorties doubles avec une bonne régulation et un rendement élevé. Le circuit accepte des tensions d'entrée allant de 2V à 12V (typiquement 5V) et produit simultanément des sorties de 0mA à 100mA sous $\pm 12V$ (**figure 2**). Le rendement se situe entre 80% et 90%.

IC1 stabilise la tension de 12V par sa borne V+, mais la sortie -12V ne possède pas de connexion directe de contre-réaction. Néanmoins, les variations du courant de charge sous -12V sont couplées par un « condensateur flottant » C3, où elles affectent la fréquence de découpage exactement comme les variations de charge sous 12V, c'est-à-dire par une modulation de fréquence avec temps d'arrêt minimum et limitation du courant du MOSFET à découpage interne du circuit. La pseudo-régulation ainsi produite est impressionnante: une variation de charge de 10mA à 100mA à l'une des sorties produit une variation de seulement 4% à la sortie négative (de -11,36V à -10,96V).

(Cercler 3)

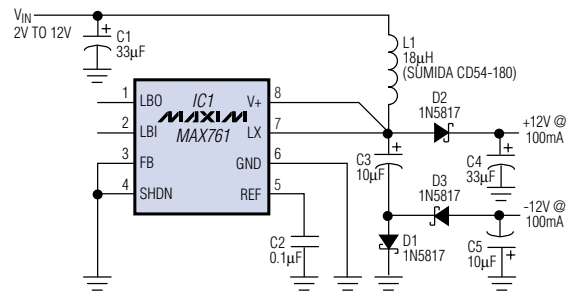


Figure 1. Une pompe de charge externe (C3, C5, D1 et D3) permet à ce convertisseur élévateur de produire des sorties doubles $\pm 12V$.

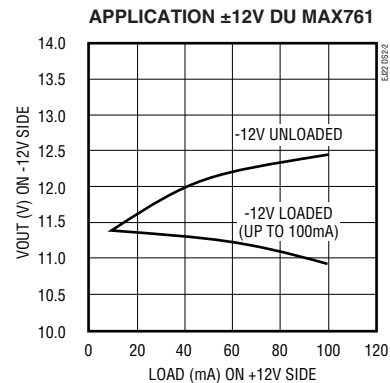


Figure 2. La « pseudo-régulation » stabilise la sortie -12V de la figure 1.

La sortie d'un régulateur abaisseur synchrone termine un bus de données rapide

Les restrictions des bus CMOS 5V et 3,3V qui sont actuellement disponibles provoquent une prolifération de bus rapides à faible tension qui se retrouveront dans la prochaine génération d'ordinateurs. Ces nouveaux bus—Futurebus, RAMBUS et GTL (Gunning Transceiver Logic) par exemple—ont besoin de bas niveaux d'alimentation pour réduire la dynamique de tension des signaux. D'autres, comme les bus HSTL et CTT (Center Terminated Transceiver) ont également une terminaison centrale et ils doivent donc avoir une source d'alimentation pouvant absorber du courant ou en fournir.

L'alimentation de terminaison d'un bus HSTL ou CTT doit produire une sortie d'environ 0,75V pouvant fournir ou absorber du courant dans une série de résistances terminales de 50Ω. La conception de ce type d'alimentation peut être source de maux de tête pour deux raisons : premièrement, à cause de la chute de tension nécessaire à un élément de chute émetteur-suiveur dans un régulateur linéaire, il est difficile d'absorber du courant sous une tension aussi basse; deuxièmement, une tension de 0,75V se situe sous le seuil magique de 1,25V produit par des circuits bandgap utilisés comme référence dans la plupart des CI d'alimentation à découpage ou linéaire.

Un régulateur abaisseur synchrone à haut rendement (**figure 1**) évite ces deux problèmes. La capacité d'absorption sous une tension faible est obtenue en utilisant un commutateur synchrone (Q2) et en permettant au courant de l'inductance de s'inverser. IC1 comprend un montage de limitation du courant qui empêche les inversions de

courant au niveau de l'inductance (comme la plupart des régulateurs abaisseurs), mais il comprend également une entrée logique (SKIP) qui vous permet de désactiver ce montage électronique.

Dans les applications sans fil sensibles au bruit, lorsque SKIP est mis en état haut, on pousse un courant continu dans l'inductance, évitant ainsi les oscillations parasites observables lorsque le courant dans l'inductance n'est pas continu. Dans ce circuit, lorsque l'on met SKIP en état haut, le courant peut circuler depuis la sortie du circuit et revenir dans l'inductance pour ensuite circuler dans le commutateur synchrone jusqu'à la masse.

L'autre problème—consistant à stabiliser une sortie inférieure au seuil de 1,25V des circuits bandgap—est résolu en divisant la tension de référence et en la dirigeant vers un amplificateur intégrateur externe (IC2). Si on ajoute cette référence réduite à un signal de contre-réaction, on s'assure une excellente réponse transitoire et on produit un signal de contre-réaction intégré qui alimente directement le comparateur rapide PFM principal du circuit intégré.

Le courant absorbé par la sortie ne s'écoule pas directement vers la masse comme il le ferait dans une alimentation terminée avec un régulateur linéaire. Au lieu de cela, la topologie abaisseur fonctionne à l'envers et se transforme en topologie élévateur, produisant un écoulement de courant positif net dans l'alimentation 5V. Dans la plupart des systèmes, ce surplus de courant est absorbé par toutes les autres charges sous 5V.

(Cercler 4)