

MAXIM Engineering Journal

Volume trente-quatre

EN DEUX MOTS		2
ARTICLE DE FOND	Le choix d'une combinaison optimale tampon/CAN pour votre application	3
APPLICATIONS	Un détecteur de lumière miniature avec sortie logique, consommant moins de 10µA	10
	Un régulateur -5V/400mA depuis -12V à assure un séquençage avec un rail sous 5V	11
	Un générateur de tension régulée sans inductance pour la polarisation des afficheurs LCD	12
	Une liaison RS-232 à émetteurs-récepteurs redondants avec une protection contre les surtensions jusqu'à ±40V	13
PRODUITS NOUVEAUX	Convertisseurs de données	
	• CAN 10 et 12 bits à entrée série en boîtier µMAX 8 broches	(MAX144/145, MAX157/159) 15
	• CAN 8 bits 2 canaux à entrée série en boîtier µMAX 10 broches	(MAX1108/1109) 15
	• CAN 16 bits 1Méch/s à auto-calibrage avec temps d'attente de 4 cycles	(MAX1200) 16
	• CAN sigma-delta 18 bits garantissant une INL de 0,0015%	(MAX1400/1402) 15
	• CNA 12 et 13 bits avec référence <10ppm/°C garanti	(MAX5120/5130) 16
	Amplis op	
	• Amplificateurs rail à rail avec gain fixe en boîtier SOT23	(MAX4174/4175) 16
	Références de tension	
	• Références de tension précises à micro-consommation avec faible tension de déchet	(MAX6190/91/92/94/95/98) 17
	Commutateurs/multiplexeurs	
	• Matrices de commutation audio/vidéo avec mode « sans clic »	(MAX4550/4570) 17
	• Commutateurs analogiques à commande série avec fonctionnement « sans clic »	(MAX4571-74) 18
	• Multiplexeurs de calibre simples 8/1 ou doubles 4/1 fonctionnant jusqu'à ±20V	(MAX4578/4579) 18
	• Commutateurs analogiques SPST CMOS doubles avec une résistance passante de 1,25Ω	(MAX4580/90, 4600) 17
	• Multiplexeurs 8 canaux avec plusieurs modes de fonctionnement	(MAX4598) 18
	• Commutateurs analogiques SPST quadruples avec une résistance passante de 2,5Ω	(MAX4601/4602/4603) 18
	Fibre optique	
	• Amplificateur pour émetteur de télévision par câble avec gain programmable	(MAX3510) 19
	• Convertisseur parallèle-série 4/1 622Mbits/s avec synthèse d'horloge et entrées LVDS	(MAX3693) 19
	Gestion de l'alimentation	
	• Contrôleurs de secours pouvant charger la batterie auxiliaire d'un ordinateur bloc-notes	(MAX1612/1613) 21
	• Convertisseur compact produisant une alimentation principale et une alimentation de polarisation pour afficheur LCD sous 28V	(MAX1677) 20
	• Circuits d'alimentation pour GSM (salves de 2A) consommant 6 fois moins sur la batterie	(MAX1687/1688) 19
	• Convertisseur abaisseur pour alimentation logique faible tension surpassant les régulateurs LDO	(MAX1692) 20
	• Contrôleur abaisseur à commande numérique pour UC d'ordinateur bloc-notes	(MAX1711) 21
	• Alimentation très précise de polarisation pour afficheurs LCD couleur de type ECB	(MAX1729) 20
	Superviseurs	
	• Superviseurs avec seuils de déclenchement jusqu'à 1,6V	(MAX6332-37) 22
	• Suppresseurs de rebonds robustes pour commutateurs supportant des ESD de ±15kV sans composant externe	(MAX6816/6817) 21
	Interfaces	
	• Émetteurs-récepteurs monolithiques RS-232 et IrDA réduisant encombrement et consommation des petits appareils	(MAX3130/3131) 22
	• Une pré-accélération interne améliore le rendement des transmissions RS-485/RS-422	(MAX3291/3292) 22
	Communications sans fil	
	• Amplificateurs tampons monolithiques pouvant remplacer 15 composants discrets	(MAX2470/2471) 23
	• Amplificateurs SiGe sous 3V à très faible bruit fonctionnant jusqu'à 2,5GHz	(MAX2640/2641) 23
	• Mélangeurs convertisseurs-abaisseurs SiGe à bande large fonctionnant de 400MHz à 2,5GHz	(MAX2680/2681/2682) 23

En Deux Mots

MAXIM PRESENTE SES RESULTATS FINANCIERS POUR LE DEUXIEME TRIMESTRE DE L'EXERCICE 1999

Durant le deuxième trimestre de l'exercice financier 1999 ayant pris fin le 26 décembre 1998, Maxim Integrated Products Inc. (MXIM) a enregistré des recettes nettes de 145 millions de dollars, ce qui constitue une nette augmentation par rapport aux 135 millions \$ réalisés durant le même trimestre de l'exercice précédent. Les bénéfices nets du trimestre se sont accrus à 46,5 millions de dollars durant le deuxième trimestre 1999, alors qu'ils étaient à 42,8 millions \$ à la fin du même trimestre de l'exercice 1998. Durant le dernier trimestre, les bénéfices par action se sont élevés à 0,31 \$, alors qu'ils étaient à 0,29 \$ lors de la même période l'an dernier.

Durant le deuxième trimestre, l'entreprise a accru ses liquidités et ses investissements à court terme de 50,4 millions \$ après avoir payé 8,9 millions \$ pour le rachat de 317 500 actions ordinaires et 5,1 millions \$ en équipements amortissables. Durant le deuxième trimestre, les stocks ont diminué de 1,4 millions \$, alors que les à-valoir ont été réduits de 12,1 millions \$.

Le retour moyen sur investissement des actionnaires pour cet exercice financier était de 26,8%, soit l'un des plus élevés enregistrés aujourd'hui dans toute l'industrie.

Durant le deuxième trimestre de l'exercice 1999, le portefeuille de commandes était de 141 millions \$, soit une augmentation de 11% par rapport aux 127 millions \$ du premier trimestre. Durant le dernier trimestre, les clients ont maintenu la tendance favorisant les commandes nécessitant une livraison à court terme. Les commandes à court terme reçues durant le deuxième trimestre 1999 se sont élevées à 52 millions \$, ce qui constitue une augmentation de 24% par rapport premier trimestre 1999 (les commandes à court terme représentent des produits qui seront livrés au client durant le même trimestre que la commande ; elles peuvent occasionner des recettes durant le même trimestre si l'entreprise possède des stocks correspondant aux commandes).

Les annulations de commandes survenues durant le dernier trimestre se sont élevées à environ 15 millions \$, soit le niveau le plus bas enregistré depuis plusieurs trimestres. Les commandes enregistrées à la fin du trimestre et qui devraient être livrées durant les 12 mois suivants se sont chiffrées à environ 135 millions \$, ce qui comprend 109 millions \$ pour des commandes devant être livrées avant la fin du troisième trimestre.

Durant le deuxième trimestre, les commandes se sont accrues en Europe et dans le bassin du Pacifique. Le marché japonais continue à connaître des difficultés, alors que l'activité commerciale y a connu une autre décroissance durant le deuxième trimestre. Bien qu'une partie de la force du bassin du Pacifique soit imputable à des transferts de fabrication sous contrat dans des zones de fabrication à coût réduit, nous avons également observé une augmentation de nos activités OEM en Corée.

Les commandes ont augmenté dans les secteurs des communications (principalement les téléphones cellulaires) et de l'informatique (surtout les ordinateurs blocs-notes). En outre, la société Maxim a connu une croissance modérée des commandes dans le vaste secteur des produits analogiques traditionnels (que l'on retrouve sur la plupart des marchés finaux de la société).

Les marges brutes du deuxième trimestre 1999 ont légèrement augmenté à 68,7%, alors qu'elles se situaient à 67,5% au trimestre précédent. Durant le dernier trimestre, la société a subi des coûts de 2,8 millions \$ au-delà de ceux enregistrés par les installations de fabrication de tranches de silicium les plus rentables de l'entreprise (Beaverton). En outre, l'entreprise a accru ses réserves pour inventaires de 2,5 millions \$, ce qui a augmenté d'autant le coût des ventes du deuxième trimestre 1999.

Jack Gifford, président-directeur général de l'entreprise, commente ainsi les résultats de l'exercice financier : « Même si les commandes du deuxième trimestre 1999 sont en nette croissance par rapport au premier trimestre (qui semble être un creux), la croissance du troisième trimestre 1999 (ou son absence) nous indiquera si nous avons simplement rebondi dans le fond du baril ou s'il existe réellement une tendance vers la croissance. »

M. Gifford poursuit : « Puisque nos livraisons du deuxième trimestre 1999 ont légèrement dépassé nos commandes, les produits à livrer au début du troisième trimestre étaient en diminution par rapport au trimestre précédent. Durant le troisième trimestre, notre capacité à maintenir le niveau de livraison du trimestre précédent dépendra des commandes qui devront être égales ou supérieures à celles du deuxième trimestre. »

Le choix d'une combinaison optimale tampon/CAN pour votre application

Le choix d'un amplificateur de commande (ou tampon) optimal pour un convertisseur analogique/numérique (CAN) demande une attention spéciale à l'appariement d'impédance, à l'injection de charge, à la réduction du bruit et à la précision de la sortie. Les fabricants de CAN recommandent souvent un amplificateur spécifique pour un convertisseur quelconque, mais la combinaison doit être compatible avec le système hôte. Le rendement global doit être pris en compte, ainsi que la structure d'entrée du CAN et son effet sur le tampon.

Les progrès enregistrés dans le développement des CAN (notamment en ce qui concerne l'augmentation ininterrompue de la vitesse et de la résolution, les structures d'entrée à capacités commutées et le fonctionnement avec une alimentation simple) forcent les concepteurs de systèmes à évaluer très soigneusement l'amplificateur de commande. L'amplificateur de commande ou le tampon doivent présenter une impédance de source faible et un courant de sortie suffisant pour commander les entrées du CAN, tandis que son impédance de sortie en haute fréquence doit être suffisamment basse pour éviter une erreur de conversion excessive. Pour certains CAN à échantillonnage, le tampon doit également amplifier des signaux de niveau très bas.

Effets du bruit sur les performances

Idéalement, la source de signal d'un ampli op ne doit pas contribuer à une erreur dépassant celle du CAN. Comme condition minimale pour éviter un bruit trop important dans le système, le rapport signal/bruit de la source doit être meilleur que la limite théorique du CAN. Heureusement, le niveau de bruit de tous les amplis op de la nouvelle génération est nettement meilleur que celui des CAN 12 bits, et les amplis op 16 bits avec un bon niveau de bruit ne sont pas rares. Cependant, il est important de noter que les niveaux de bruit de l'amplificateur et du CAN sont cumulatifs.

La **figure 1** est un excellent exemple d'interface à faible distorsion et faible bruit placée entre un CAN 16 bits à approximations successives (MAX195) et son amplificateur de commande en entrée (MAX4256). A partir de cet exemple, calculons le bruit efficace total provenant du tampon en utilisant les informations de la fiche technique du MAX4256 :

Densité de bruit en tension

$$e_N = 7,9nV/\sqrt{Hz}, \text{ avec } f = 30kHz$$

Densité de bruit en courant

$$i_N = 0,5fA/\sqrt{Hz}, \text{ avec } f = 1kHz$$

Puisque la largeur de bande du bruit efficace d'un filtre à un pôle correspond à 1,57 fois la fréquence de coupure à -3dB, la largeur de bande du bruit attribuable au MAX4256 est $GBW/1,57AV$ ($GBW = \text{produit gain/bande}$). Outre les sources de bruit en tension et en courant dans le CI, chaque résistance du circuit produit une tension parasite. Ainsi, la valeur totale du bruit d'entrée équivalent est :

$$e_t = \sqrt{e_N^2 + [i_N(R1/R2)]^2 + (e_r)^2}$$

ce qui correspond à un bruit total tel que

$$\sqrt{\left(\left(\text{bruit en tension} \right)^2 + \left(\text{bruit en courant} \cdot R_{eq} \right)^2 + \left(\text{bruit de résistance} \right)^2 \right)}$$

Pour simplifier les calculs, il faut se rappeler que le bruit produit par une résistance de $1k\Omega$ dans une largeur de bande de 1Hz est égale à $4nV_{eff}$. Cette information réduit la formule à :

$$e_r = \left(4nV/\sqrt{Hz} \right) \sqrt{LB \cdot R_{eq}/1k\Omega}$$

où $R_{eq}(LB)$ est la résistance équivalente dans une largeur de bande spécifique. Si on utilise une largeur de bande de 20kHz pour cette application typique de fréquence audio, sans oublier la vitesse d'échantillonnage du MAX195 (85kéch/s), le résultat est $e_N = 8,7nV/\sqrt{Hz}$. Remarquez que le bruit du courant d'entrée du MAX4256 ($0,5fA/\sqrt{Hz}$) est insignifiant par rapport à cette valeur. Le bruit total en sortie référencé à la largeur de bande du circuit contenant l'ampli op est :

$$\begin{aligned} E_T &= e_t \sqrt{LB(1/\beta)} \\ &= \left(8,7nV/\sqrt{Hz} \right) \sqrt{20kHz(1,57)(11)} \\ &= 17\mu V_{eff} \end{aligned}$$

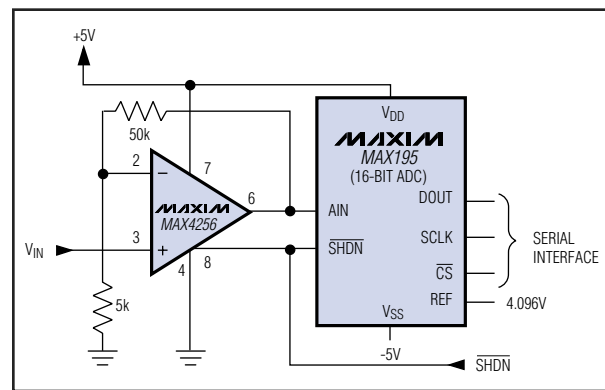


Figure 1. Cette interface entre un amplificateur de commande et un CAN 16 bits permet d'obtenir un bruit et une distorsion faibles.

Pour déterminer la puissance totale du bruit de l'ensemble CAN+ampli op, il faut d'abord convertir en tension les décibels des valeurs SINAD du CAN. Puis, il faut calculer la racine carrée de la somme des valeurs au carré et reconverter les valeurs en décibels. Dans ce cas, nous avons utilisé la valeur SINAD minimum garantie du MAX195, établie à 87dB. Si on effectue une conversion en tension ($44,7\mu\text{V}$) et que l'on combine ce résultat avec $E_T = 17\mu\text{V}$, on obtient une puissance totale du bruit s'élevant à 86,4dB, soit une dégradation de seulement 0,6LSB dans le rapport signal/bruit du CAN. Une série de calculs semblables permettra de démontrer l'effet d'un amplificateur de commande quelconque sur le rendement global.

Distorsion

La distorsion dégrade également les performances dynamiques, mais cet effet peut être atténué en choisissant un amplificateur dont la distorsion est nettement inférieure à la distorsion harmonique totale (THD) du convertisseur. Ici encore, le circuit de la **figure 2** est très efficace : la THD du MAX195 est de seulement -97db (0,0014%), alors que le rapport SINAD du MAX4256 est excellent à -115dB. Ce rendement élevé permet

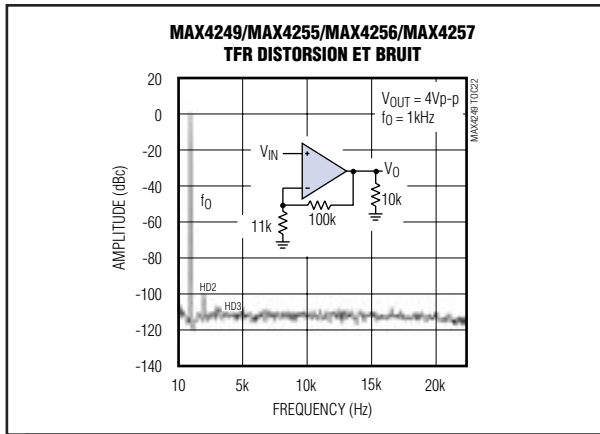


Figure 2. Le MAX4256 offre une exceptionnelle dynamique sans parasite (SFDR) de 115dB.

d'utiliser une configuration sans inversion et un ampli op sous alimentation simple (MAX4256).

Une autre méthode permettant d'évaluer la capacité de certains amplis op à faire office d'amplificateurs de commande consiste à comparer leurs spécifications numériques avec le poids (taille des échelons) du bit le moins significatif (LSB) du CAN. Par exemple, le LSB d'un CAN 16 bits avec une plage d'entrée unipolaire de 5,000V vaut $76\mu\text{V}$. Pour estimer la contribution de l'amplificateur à l'erreur totale, il suffit de comparer cette valeur au bruit, à la dérive et à la tension de décalage en entrée de l'amplificateur (ces dernières valeurs étant toutes multipliées par le gain en boucle fermée). Ainsi, avec un gain en boucle fermée de +11V/V et une tension de décalage de $70\mu\text{V}$ (typique pour le MAX4256), on obtient une erreur de $770\mu\text{V}$, ce qui correspond à 10LSB avec une application 16 bits ! Si la précision en continu doit être importante, le décalage du tampon doit être nettement inférieur au décalage maximum du CAN ($\pm 3\text{LSB}$ pour le MAX195) ou être ajusté par des composants extérieurs, ou par logiciel.

Les amplis op de la série MAX410 sont également performants avec les alimentations sous $\pm 5\text{V}$ utilisées par le MAX195. Le MAX410 possède une plage d'entrée en mode commun de $\pm 3,5\text{V}$ et une dynamique de tension de sortie semblable, ce qui permet au convertisseur de fonctionner avec des tensions de référence atteignant 3,5V. La tension de décalage du MAX410 ($250\mu\text{V}$) correspond approximativement à 2LSB. Sa dérive ($1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$), sa largeur de bande au gain unité (28MHz) et son faible bruit en tension ($2,4\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$) sont compatibles avec les performances sur 16 bits (**figure 3**).

Largeur de bande et temps d'établissement

Pour déterminer les exigences de vitesse de l'amplificateur de commande, il faut apparier son temps d'établissement avec le temps d'acquisition du CAN. Ainsi, les résultats de la conversion seront précis si le CAN échantillonne le signal d'entrée pendant un intervalle plus long que le plus mauvais temps d'établissement de l'amplificateur. Par définition, le

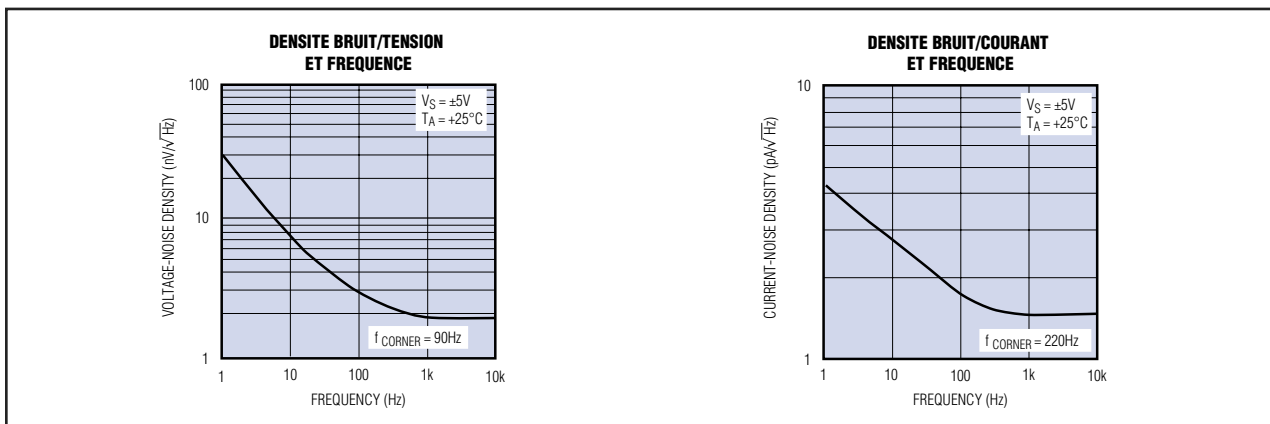


Figure 3. Les graphiques de densité de bruit en tension et en courant (pour le MAX410) aident à calculer la précision pouvant être obtenue avec un CAN quelconque.

temps d'établissement est l'intervalle entre l'application d'un échelon de tension à l'entrée et le point à partir duquel le signal de sortie atteint une bande d'erreur donnée, sans la quitter, centrée sur le niveau de sortie à état stable ainsi obtenu (**figure 4**).

Pour des échelons de tension importants, la limite maximum de la vitesse de montée de l'amplificateur restreint la vitesse avec laquelle sa sortie peut changer. Pour une amplitude d'entrée donnée et un amplificateur ayant une vitesse de montée donnée, on obtient ainsi une valeur de fréquence maximale qui peut être reproduite de manière fiable :

$$f_{MAX} = SR/2\pi V_p$$

où V_p correspond à la tension de crête en sortie.

Une approximation du premier ordre du temps d'établissement (t_s) peut être réalisée si les conditions suivantes sont remplies :

- Le signal d'entrée ne pousse pas la sortie de l'amplificateur à la limite de sa vitesse de montée.
- La fréquence de coupure de l'amplificateur à -3dB est connue.
- L'amplitude de sortie diminue de 20dB/décade pendant au moins une décade de fréquence au-dessus de f_{-3dB} .

Ensuite,

$$t_s = -1/2\pi f_{-3dB} [\ln(V_O/V_S - 1)] \quad [1]$$

Pour calculer t_s à $1/2$ LSB près avec une résolution à N bits, il suffit de remplacer V_O/V_S par l'expression $(2^N - 1/2)/2^N$, où N correspond au nombre de bits. L'équation [1] devient :

$$t_s = 0,11(1 + N)/f_{-3dB} \quad [2]$$

Il est possible que vous ayez du mal à trouver un amplificateur répondant aux exigences de votre application. Plusieurs amplis op peuvent fonctionner de façon satisfaisante avec des CAN 12 bits, mais seulement quelques modèles permettent de commander des CAN 14 et 16 bits au-dessus de 500kHz. Ce choix implique des compromis affectant les paramètres de bruit, de distorsion et de temps d'établissement.

Le temps d'établissement pose un problème parce que seulement quelques fabricants d'amplis op testent cette

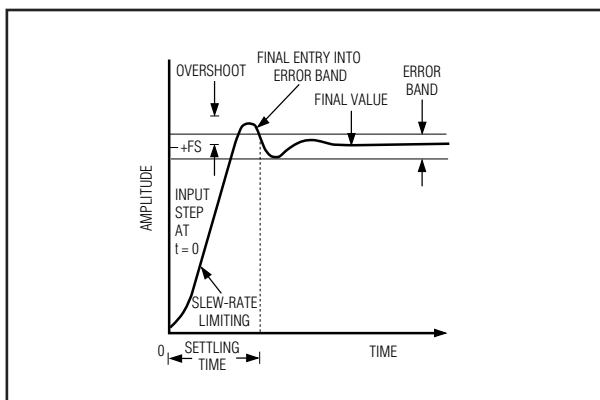


Figure 4. Le temps d'établissement de la sortie est défini par rapport à une bande d'erreur centrée sur la valeur d'établissement finale.

spécification à des niveaux équivalents à des performances sur 16 bits (0,001%).

Examinez la bande passante et le temps d'établissement de l'amplificateur de commande de la figure 1. Avec sa vitesse de montée typique à $2,1V/\mu s$, la fréquence maximale pouvant être acceptée par ce tampon avec une amplitude d'entrée de $2V_{p-p}$ est $f_{MAX} = SR/2\pi 2V_p = 167kHz$. De même, par rapport au temps d'établissement, il suffit de résoudre l'équation [2] avec la fréquence f_{-3dB} après avoir remplacé t_s par le temps d'établissement pour 16 bits ($1,6\mu s$ à 0,001%). Même si on obtient seulement une approximation, le résultat est un surprenant 1,17MHz. Les exigences de bande passante pour un temps d'établissement donné à haute résolution, peuvent être nettement plus élevées que prévues et les concepteurs sous-estiment souvent la bande passante nécessaire pour préserver la précision du gain. Un gain insuffisant sur la largeur de bande du signal d'entrée peut facilement introduire des erreurs supérieures à 1LSB. Heureusement, le MAX4256 offre une fréquence de coupure à -3dB valant 22MHz.

Applications à vitesse élevée

Pour les applications vidéo et diverses autres applications à vitesse élevée, Maxim offre une vaste gamme d'amplis op vidéo qui peuvent également commander des CAN. Parmi eux, les nouveaux amplis op vidéo 880MHz à bruit et distorsion faibles constituent d'excellents amplificateurs de commande (**tableau 1** et **figure 5**) :

- Bande passante 880MHz à -3dB (MAX4104)
- Gain uniforme à 0,1dB jusqu'à 100MHz (MAX4104/MAX4105)
- Vitesse de montée de $1400V/\mu s$ (MAX4105/MAX4305)
- Dynamique sans parasite (SFDR) (5MHz, $R_L = 100\Omega$) de -88dBc (MAX4104/MAX4304)
- Courant de commande en sortie élevé : $\pm 70mA$
- Faible tension de décalage en entrée : $\pm 1mV$

Les amplis op MAX4106/MAX4107 peuvent également servir d'amplificateur de commande. Ils combinent une vitesse élevée et un niveau de bruit très faible à $0,75nV/\sqrt{Hz}$. Le MAX4106 est compensé pour des gains en boucle fermée de +5V/V ou plus, alors que le MAX4107 est compensé pour +10V/V ou plus. Une architecture faible distorsion procure une

Tableau 1. Série d'amplis op permettant de commander des CAN

COMPOSANT	GAIN STABLE MIN. (V/V)	LARGEUR DE BANDE (MHz)	BOITIER
MAX4104	1	880	SOT23 5 br., SO 8 br.
MAX4304	2	730	SOT23 5 br., SO 8 br.
MAX4105	5	430	SOT23 5 br., SO 8 br.
MAX4305	10	350	SOT23 5 br., SO 8 br.

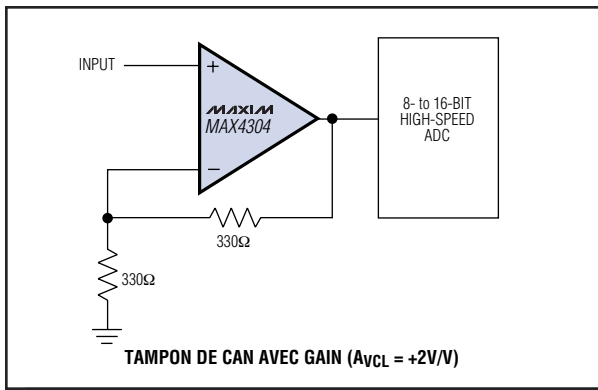


Figure 5. Cet ampli op est configuré comme un tampon de CAN avec un gain non inverseur de +2V/V.

dynamique sans parasite de 63dB à 5MHz. De plus, ces amplis op rapides ont une vaste dynamique de tension de sortie ($\pm 3,2V$ avec une alimentation sous $\pm 5V$), ainsi qu'une sortance élevée de 80mA (figure 6).

Finalement, les amplis op de la série MAX4108/MAX4109/MAX4308/MAX4309 combinent une vitesse très élevée avec une distorsion très faible. Avec une fréquence de 5MHz, $V_{OUT} = 2V_{p-p}$ and $R_L = 100\Omega$, la dynamique sans parasite du MAX4108 arrive à une valeur sans précédent de -93dBc. Grâce à leur vitesse importante, à leur vitesse de montée élevée, à leur faible bruit (voire ultra-faible) et à leurs niveaux de distorsion également faibles et stable, ces amplis op peuvent parfaitement servir d'amplificateur tampon dans les applications avec CAN rapides (figure 7).

Les performances du tampon dépendent également de la structure d'entrée du CAN

Outre les considérations exposées ci-dessus, la structure d'entrée du CAN est sans conteste un facteur important devant être pris en compte lors du choix d'un tampon (amplificateur de commande). Par exemple, les convertisseurs flash sont parmi les plus difficiles à commander car ils ont une grande capacité d'entrée non linéaire. Les CAN dotés d'une nouvelle architecture à capacités commutées requièrent également une attention spéciale.

Il est plus simple de commander un CAN à capacités commutées si vous savez que le CAN absorbe un petit transitoire de courant en entrée à la fin de chaque conversion, lorsque les condensateurs d'échantillonnage internes basculent de nouveau sur l'entrée, pour assurer l'acquisition du prochain échantillon. Pour éviter les erreurs, le circuit tampon doit se remettre de ce transitoire et se stabiliser avant le début de la conversion suivante, ce qui peut être accompli avec l'une des deux méthodes suivantes.

La première méthode consiste à commander le CAN avec un ampli op qui se stabilise après un transitoire de charge en un délai inférieur au temps d'acquisition du CAN (plusieurs

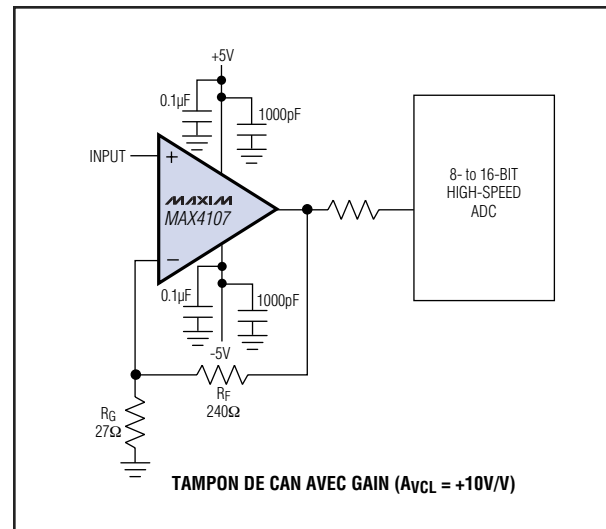


Figure 6. Fonctionnant avec un gain non inverseur de +10V/V, ce tampon de CAN convient aux applications en haute fréquence.

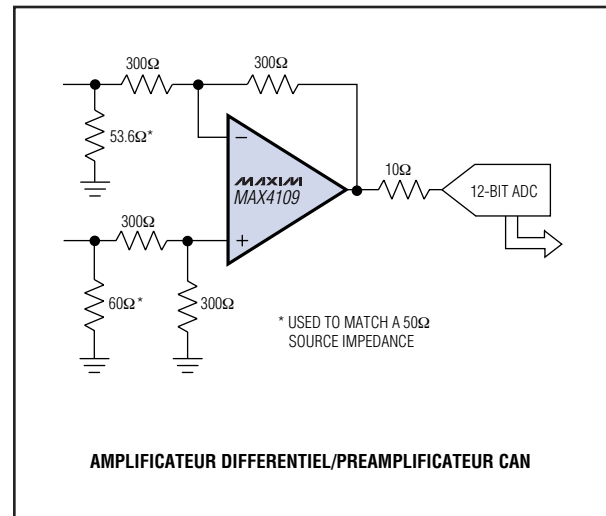


Figure 7. Dans cette application avec CAN rapide, ce tampon fonctionne comme un amplificateur/préamplificateur différentiel.

nouveaux CAN intègrent un tel échantillonneur-bloqueur large bande). Heureusement, la plupart des amplis op se stabilisent après un transitoire de charge nettement plus rapidement qu'après un échelon d'entrée et l'exigence est donc relativement facile à respecter avec un tampon externe. La deuxième méthode consiste à ajouter en entrée un filtre RC dont le condensateur est nettement plus gros que la capacité d'entrée du CAN. Ce condensateur plus gros élimine le transitoire en fournissant la charge du condensateur d'échantillonnage (figure 8). Pour absorber les glitches des transitoires, Maxim recommande souvent d'utiliser un condensateur d'au moins 1000pF entre l'entrée et la masse du CAN.

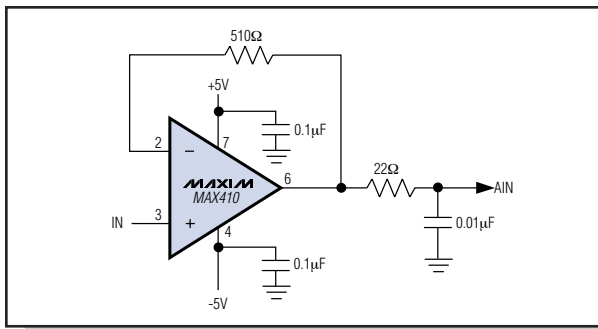


Figure 8. Le filtre de sortie de $22\Omega/0,1\mu F$ absorbe les transitoires provenant du CAN et aide à stabiliser l'amplificateur.

Un filtre RC réduit également les risques d'instabilité au niveau de l'amplificateur lorsqu'une charge capacitive est commandée. Une petite résistance installée en série avec le condensateur aide à prévenir la suroscillation et l'instabilité. Avec des charges capacitives plus élevées, les performances en alternatif sont contrôlées par l'interaction de la capacité de charge et de la résistance d'isolation.

En outre, un autre sujet de préoccupation important consiste à s'assurer que l'amplificateur conserve une impédance de sortie faible sur toutes les fréquences d'entrée concernées. Les amplis op ayant une impédance de sortie élevée ne peuvent pas répondre rapidement aux changements de capacité d'entrée du CAN. Des non-linéarités sont observées lorsque l'ampli op ne se stabilise pas avant la conversion suivante.

Il faut se rappeler qu'un gain de boucle élevé est nécessaire pour avoir une impédance de sortie faible, conformément à l'équation $R_{OUT} = R_O / (1 + A_{VO}\beta)$, où R_O correspond à l'impédance de sortie en boucle ouverte et $A_{VO}\beta$ au gain de boucle. $A_{VO}\beta$ diminue à l'approche de la fréquence de recouvrement au gain unité de l'ampli op, ce qui produit une augmentation de l'impédance de sortie (figure 9). Lorsque l'impédance de sortie est plus élevée, l'amplificateur a plus de difficulté à accepter les pointes de courant provenant du CAN.

Ainsi, l'exigence d'impédance faible conduit à une autre exigence nécessitant une grande largeur de bande. Puisque les amplis op ayant une largeur de bande supérieure ont un gain en boucle supérieur et donc une impédance de sortie inférieure en haute fréquence, il est logique de placer un ampli op de 500MHz devant un CAN de 50Méch/s. L'ampli op avec une largeur de bande supérieure est plus efficace qu'un amplificateur à largeur de bande inférieure pour absorber les transitoires produits par le CAN.

Une erreur limitée du gain de boucle peut affecter la précision du gain global

Le diagramme de Bode de la figure 9 décrit également, pour le circuit non inverseur, la relation existant entre le gain en boucle ouverte (A), le facteur d'atténuation en contre-réaction (β), le gain de bruit ($1/\beta$) et le gain en boucle ($A\beta$ ou $A_{VO}\beta$ en

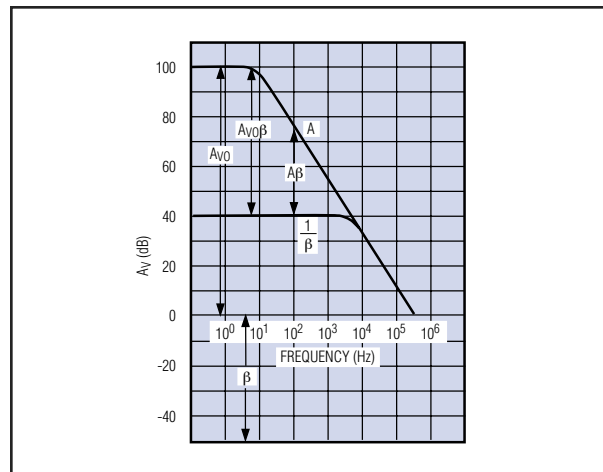


Figure 9. L'impédance de sortie augmente généralement avec la fréquence.

continu) par rapport à la fréquence. La figure 9 indique les variations du gain en boucle ouverte par rapport à la fréquence pour un amplificateur opérationnel typique. Avec des fréquences très basses, le gain en boucle ouverte en continu (A_{VO}) approche 100dB. Signalons également que le logarithme du facteur d'atténuation en contre-réaction est négatif parce qu'il représente une réduction de l'amplitude du signal.

Le gain en boucle qui est représenté dans la figure correspond à la somme du gain en boucle ouverte et du facteur d'atténuation en contre-réaction ($+100\text{dB} + (-40\text{dB}) = 60\text{dB}$ à une fréquence très basse) ou à la différence entre le gain en boucle ouverte et le gain de bruit ($1/\beta$) [$+100\text{dB} - (+40\text{dB}) = 60\text{dB}$]. Pour une valeur donnée de β , le gain en boucle $A\beta$ diminue à mesure que la fréquence augmente. Pour obtenir un gain de boucle plus élevé avec des fréquences hautes, il faut augmenter le gain en boucle ouverte de l'amplificateur ou augmenter le facteur de contre-réaction β (c'est-à-dire diminuer le gain de bruit).

Ces observations conduisent à une équation clé concernant les systèmes avec contre-réaction (faisant référence à l'amplificateur non inverseur au gain unité) :

$$A_{CL} = V_{OUT}/V_{IN} = 1/(1 + 1/A\beta) \quad [3]$$

Cette équation indique que le gain en boucle fermée (A_{CL}) dépend du gain en boucle ouverte et du facteur de contre-réaction. Puisque ces deux quantités dépendent de la fréquence, le gain en boucle dépend également de la fréquence. La valeur du gain en boucle à la fréquence de fonctionnement permet de mesurer à quel point une configuration d'amplificateur se rapproche de l'idéal.

Pour comprendre l'effet du gain en boucle ouverte sur la précision du gain global, prenez un exemple pratique basé sur l'équation 3. Si l'ampli op présente un gain en boucle ouverte de 40dB à la fréquence concernée, le gain en boucle fermée présente une marge d'erreur de 1%. Cette erreur diminue à 0,1% avec un gain de 60dB et à 0,01% lorsque le gain est de 80dB. Ainsi, la valeur de 80dB correspond au gain en boucle

ouverte maximum pouvant être autorisé pour maintenir un gain en boucle fermée unitaire tout en commandant correctement un CAN 12 bits. Pour accepter un gain en boucle fermée plus élevé, il suffit de modifier l'équation 3 comme suit :

$$A_{CL} = V_{OUT}/V_{IN} = (1/(1 + 1/A\beta))(R_F + R_I)/R_I \quad [4]$$

où R_F and R_I correspondent respectivement aux résistances de contre-réaction et d'entrée. Selon le niveau de gain en boucle fermée requis, il est possible qu'un gain en boucle ouverte plus élevé soit nécessaire pour conserver la précision requise.

Impédance de sortie et fréquence

La relation entre impédance faible et fréquence a accru la popularité des amplificateurs vidéo (comme le MAX4100) en tant que circuit de commande pour CAN dans les applications médicales à ultrasons (**figure 10**). Utilisé à une fréquence d'échantillonnage typique pour les plus récents CAN 10 bits utilisés dans les systèmes à ultrasons (50MHz), le MAX4100 affiche une résistance de sortie inférieure à $0,2\Omega$. Le MAX4100 est un amplificateur rapide avec gain unité stable et contre-réaction en tension offrant une largeur de bande au gain unité de 500MHz. Il affiche également une vitesse de montée de $250V/\mu s$ et un temps d'établissement de 35ns (à 0,01%) ou 18ns (à 0,1%).

Malgré la disponibilité de nouvelles architectures de CAN et d'autres améliorations technologiques, quelques entreprises,

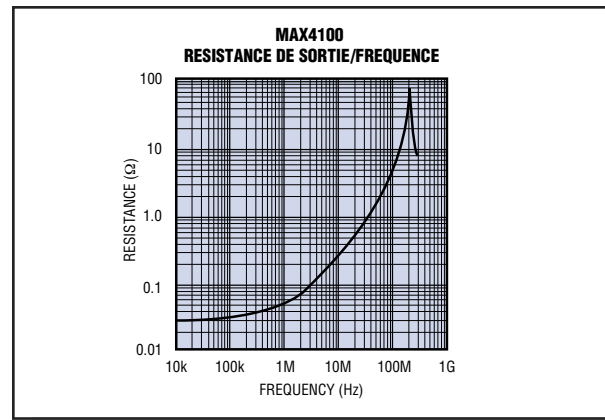


Figure 10. Le MAX4100 affiche une résistance de sortie inférieure à $0,2\Omega$ à 50MHz.

dont Maxim, répondent à plusieurs questions sur les codes manquants et la mauvaise linéarité. Plusieurs estiment que ces problèmes sont dus à de mauvaises performances du CAN, mais en réalité, ils proviennent souvent d'un mauvais choix d'amplificateur de commande. Les **tableaux 2 et 3** présentent un choix d'amplificateurs de commande pour CAN, comprenant des modèles à alimentation simple (jusqu'à +2,7V) ou double, ainsi que des modèles rapides et d'autres très rapides.

Tableau 2. Choix d'amplificateurs de commande pour CAN, amplis op simples, alimentation simple (+2,7V à +5,5V)

COMPOSANT	STABILITE DU GAIN	PRODUIT G/B (MHz)	DENSITE DE BRUIT EN TENSION (nV/ \sqrt{Hz})	DENSITE DE BRUIT EN COURANT (pA/ \sqrt{Hz})	DECALAGE MAX. ($\pm mV$)	COEF. TEMP. DECALAGE ($\mu V/^{\circ}C$)	VITESSE DE MONTEE (V/ μs)	TEMPS D'ETABLISSEMENT A 0,01% (μs)	THD (%)
MAX495	1	0,5	25	0,1	0,500	2,0	0,2	12,0	0,003
MAX4330	1	3	28	0,4	1,500	3,0	1,5	4,0	0,003
MAX4331	1	3	28	0,4	0,600	3,0	1,5	4,0	0,003
MAX4250	1	3	7,9	0,0005	0,750	0,3	6,7	0,3	0,0004
MAX4251	1	3	7,9	0,0005	0,750	0,3	6,7	0,3	0,0004
MAX4122	1	5	22	0,4	1,000	2,0	2,0	2,0	0,003
MAX4123	1	5	22	0,4	0,600	2,0	2,0	2,0	0,003
MAX4322	1	5	22	0,4	2,000	2,0	2,0	1,3	0,003
MAX4323	1	5	22	0,4	2,500	2,0	2,0	1,3	0,003
MAX4165	1	5	26	0,4	1,000	3,0	2,0	2,1	0,003
MAX4166	1	5	26	0,4	1,000	3,0	2,0	2,1	0,003
MAX4130	1	10	22	0,4	1,000	2,0	4,0	2,0	0,003
MAX4131	1	10	22	0,4	0,600	2,0	4,0	2,0	0,003
MAX4255	10	22	7,9	0,0005	0,750	0,3	1,6	2,1	0,0012
MAX4256	10	22	7,9	0,0005	0,750	0,3	1,6	2,1	0,0012
MAX4124	10	25	22	0,4	1,000	2,0	10,0	1,3	0,003
MAX4125	10	25	22	0,4	0,600	2,0	10,0	1,3	0,003
MAX4012	1	200	10	6,0	20,000	8,0	600,0	0,045*	-75dB
MAX4212	1	300	10	6,0	12,000	8,0	600,0	0,045*	-75dB
MAX4213	1	300	10	6,0	9,000	8,0	600,0	0,045*	-75dB

* à 0,1%

Tableau 3. Choix d'amplificateurs de commande pour CAN, amplis op simples, alimentation double ($\pm 5V$)

COMPOSANT	STABILITE DU GAIN	PRODUIT G/B (MHz)	DENSITE DE BRUIT EN TENSION (nV/\sqrt{Hz})	DENSITE DE BRUIT EN COURANT (pA/\sqrt{Hz})	DECALAGE MAX. ($\pm mV$)	COEF. TEMP. DECALAGE ($\mu V/^{\circ}C$)	VITESSE DE MONTEE ($V/\mu s$)	TEMPS D'ETABLISSEMENT A 0,01% (μs)	THD (dB)
MAX400	1	0,6	11	0,17	0,015	0,3	0,3	N/A	N/A
MAX410	1	28	2,4	1,2	0,250	1,0	4,5	1,3	-98
MAX4103	2	180	5	1	8,000	5,0	350	0,03	-76
MAX4101	2	200	6	0,8	8,000	15,0	250	0,035	-65
MAX4309	10	200	6	2	8,000	13,0	1200	0,012	-83
MAX4308	5	220	6	2	8,000	13,0	1200	0,012	-83
MAX4109	2	225	6	2	8,000	13,0	1200	0,012	-90
MAX4180	1	240	2	4	7,000	12,0	450	0,02*	-73
MAX4102	1	250	7	1	8,000	5,0	400	0,03	-78
MAX4113	2	270	2,2	13	8,000	10,0	1800	0,035	-62
MAX4181	2	270	2	4	7,000	12,0	450	0,02*	-73
MAX4107	10	300	0,75	2,5	3,000	1,0	500	0,018	-63
MAX4106	5	350	0,75	2,5	3,000	1,0	275	0,018	-63
MAX4305	10	350	2,1	3,1	6,000	2,5	0,025	1400	-67
MAX4108	1	400	6	2	8,000	13,0	1200	0,012	-93
MAX4112	1	400	2,2	13	8,000	10,0	1200	0,035	-68
MAX4105	5	430	2,1	3,1	6,000	2,5	1400	0,025	-74
MAX4100	1	500	8	0,8	8,000	15,0	250	0,035	-70
MAX4224	2	600	2	3	6,000	2,0	1100	0,005*	-68
MAX4304	2	730	2,1	3,1	6,000	2,5	0,025	1000	-88
MAX4104	1	880	2,1	3,1	6,000	2,5	400	0,025	-88
MAX4223	1	1000	2	3	6,000	2,0	1100	0,008*	-65

* à 0,1%

Références

1. Maxim Integrated Products, Full-Line Data Catalog sur CD-ROM, édité en 1998, version 2.0.
2. Crystal Semiconductor, note d'application AN06, janvier 1995.
3. Linear Technology Corp., note d'application 71, juillet 1997.
4. Burr-Brown Corp., bulletin d'application AB-098, avril 1995.

DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

Un détecteur de lumière miniature, avec sortie logique consommant moins de 10 μ A

Un circuit détecteur de lumière qui consomme très peu d'énergie peut servir de détecteur automatique de rétroéclairage dans les instruments portatifs. Cette fonction peut facilement être implémentée avec une porte logique ou un inverseur à trigger de Schmitt, mais ces approches consomment un courant d'alimentation considérable. Le circuit IC1 (**figure 1**) offre une solution différente et meilleure.

Un graphique logarithmique représentant le courant d'alimentation par rapport à la tension d'alimentation (**figure 2**) illustre la comparaison. Comme on peut s'y attendre avec les circuits CMOS, l'inverseur 74HC et l'inverseur 74HC14 à trigger Schmitt consomment très peu de courant (<1 μ A) lorsque leur entrée est à proximité des rails d'alimentation. Cependant, vers le milieu de l'échelle, un 74HC04 fonctionnant sous 5V consomme plus de 10mA ! Le 74HC14 est meilleur, mais il consomme tout de même plus de 0,5mA au milieu de l'échelle. Ces courants posent un problème car la condition de mi-échelle dans un circuit détecteur de lumière peut persister longtemps.

L'alimentation sous +3V réduit le courant de repos par un facteur approximatif de trois, mais la valeur de ce dernier demeure significatif. L'ajout d'une hystérésis aide également, mais il demeure toujours un point juste au-dessus ou au-dessous du seuil de commutation où ces composants CMOS consomment trop de courant en mode classe A.

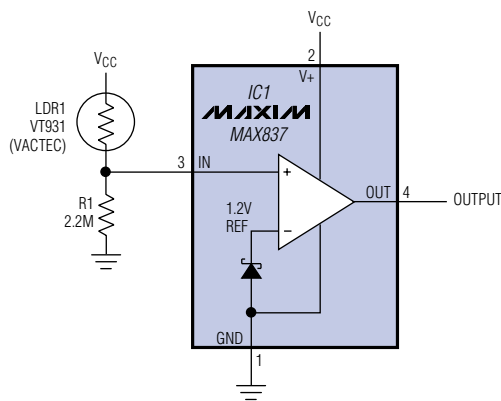


Figure 1. Ce détecteur de lumière offre une transition de sortie niveau bas/niveau haut avec un seuil de lumière déterminé par la valeur de R1.

La courbe la plus basse, représentant le courant d'alimentation pour IC1, varie très légèrement sur la plage de signal et ne dépasse jamais 7 μ A. Le détecteur de lumière externe et la résistance de polarisation consomment un maximum de 3 μ A avec une alimentation sous +5V, de sorte que le courant d'alimentation total du circuit, indépendamment du niveau de lumière, se trouve inférieur à 10 μ A. Contrairement aux autres approches, ce circuit compare le niveau de lumière (représenté par une tension sur R1) à une tension de référence fixe, plutôt qu'à un seuil de commutation logique spécifié sans précision.

La tension d'alimentation peut se situer entre +2,5V et +11V, alors que le courant d'alimentation sera de plusieurs micro-ampères à +11V. Le circuit IC1 est également offert dans une version à drain ouvert (MAX836) dont la sortie (reliée à une résistance de pull-up) peut dépasser la tension d'alimentation dans un système bi-tension. Si la consommation minimale est plus importante que l'encombrement, choisissez le circuit comparateur/référence MAX931. Il est offert dans un boîtier SO 8 broches miniature, appelé μ MAX (le MAX837 est en boîtier SOT), mais son courant d'alimentation maximum est de seulement 3 μ A. L'hystérésis intégrée du MAX837 élimine tout recours à des résistances externes.

Une idée semblable a été publiée dans *Electronic Design* du 6/4/98.

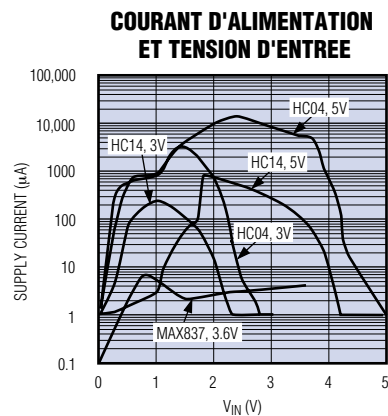


Figure 2. Ces courbes comparent le courant d'alimentation consommé par le circuit IC1 de la figure 1 (la courbe la plus basse est celle du MAX837, sous 3,6V) avec des composants concurrents.

DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

Un régulateur -5V/400mA depuis -12V à assure un séquençage avec un rail sous 5V

Le circuit de la **figure 1** abaisse une tension nominale sous -12V jusqu'à une valeur régulée sous -5V. Il permet au -5V d'apparaître uniquement après la montée d'une tension régulée distincte de +5V, de façon à ce que si la tension sous +5V vient à disparaître, elle coupe automatiquement la tension sous -5V. Ce dispositif est utile avec les alimentations sous $\pm 5V$ pour convertisseurs A/N et N/A, lesquels nécessitent souvent un tel séquençage de l'alimentation pour éviter les « latch-up ».

Le circuit IC1 est un régulateur élévateur classique, mais le circuit global est un régulateur « abaisseur » négatif. La topologie du régulateur élévateur est correcte pour le contrôle de la commutation, mais le signal de contre-réaction du régulateur (lequel surveille une tension de sortie considérée comme le rail positif du convertisseur et la compare avec une tension de référence par rapport au rail négatif du convertisseur) nécessite un changement de niveau. Le miroir de courant Q3/Q4 procure ce changement de niveau, en utilisant les résistances émetteur R8 et R9 pour minimiser l'erreur de non-appariement V_{be} .

Le circuit IC1 comprend un comparateur et une référence sous 1,5V, qui sont normalement utilisés pour une détection de batterie faible avec LBI et LBO, et surveille le rail sous +5V de la façon suivante : le courant dans Q1, reflété par Q2, circule dans R4 et développe une tension proportionnelle à celle du rail sous +5V. Si ce rail descend sous le seuil de 4,2V, la sortie LBO tire R5 vers le rail négatif. Cela provoque une augmentation de courant dans Q4 connecté en diode. Reflété par Q3, ce courant circule dans R3, provoquant une augmentation de la tension de contre-réaction vers le régulateur.

La contre-réaction décrite ci-dessus avise le régulateur qu'aucune énergie de sortie supplémentaire n'est requise, de sorte qu'il respecte une procédure d'arrêt dans laquelle la modulation de fréquence (PFM) interrompt tous les cycles de conversion. La connexion d'une charge minimale de 10k Ω bloque toute fuite par D1 causée par la charge du condensateur de sortie (C2) lorsqu'il est dans cet état. Lorsque IC1 fonctionne avec une entrée sous +5V et joue le rôle d'un convertisseur élévateur (tel que prévu), il fournit environ 150mA à partir d'une sortie sous +12V. Par contre, la configuration en régulateur abaisseur fournit un courant de 400mA sous -5V, avec des composants semblables à courant élevé.

Le niveau de rendement par rapport à la charge s'établit à 85% à 100mA, 89% à 250mA et 90% à 400mA. L'ondulation crête à crête mesurée est inférieure à 25mV quelle que soit la charge. La précision de la tension de sortie dépend de la référence (précise à 2%) dans IC1 et de la tolérance des résistances sur le chemin de contre-réaction (R1, R3, R8 et R9).

Toute différence de V_{be} dans les transistors Q3 et Q4 introduit une erreur supplémentaire. V_{be} mesure environ 550mV avec les transistors utilisés et la plus grande différence de V_{be} mesurée sur Q1-Q4 était de 9mV. Par rapport à la tension de base Q3-Q4 (-1,24V), cette valeur de 9mV ajoute une erreur de 0,75% à la tension de sortie. Pour appairer la chute de V_{be} à 1mV près et éliminer les résistances R6-R9, il suffit de les remplacer par un transistor double comme le circuit Rohm UMT1N (disponible en boîtier SOT23 6 broches).

Une idée semblable a été publiée dans Electronics World & Wireless World (Royaume-Uni) du mois de septembre 1998.

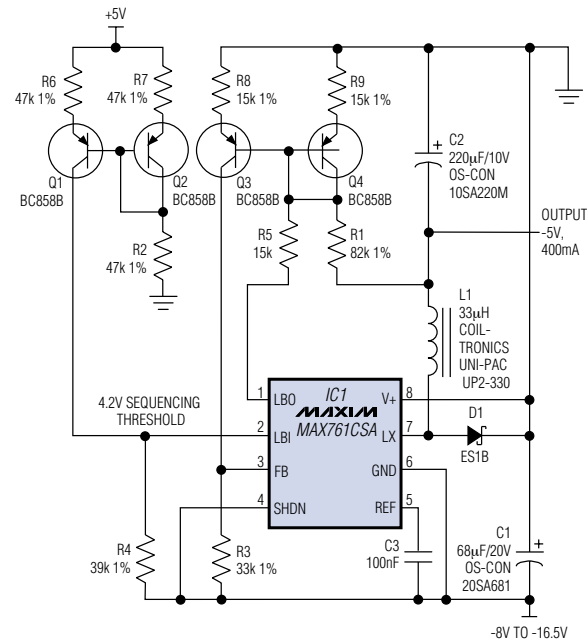


Figure 1. Ce régulateur abaisseur négatif produit une tension de -5V à partir d'une alimentation nominale sous -12V et délivre cette tension dans l'ordre approprié par rapport à une alimentation indépendante sous +5V durant les mises sous tension et les coupures d'alimentation.

DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

Un générateur de tension régulée sans inductance pour la polarisation des afficheurs LCD

Une stricte limitation de hauteur sur les cartes de PDA et d'ordinateurs portables impose l'utilisation de coûteuses inductances minces dans les alimentations à découpage. Cependant, certains circuits à découpage peuvent être remplacés par un circuit basé sur une pompe de charge (figure 1). Cet exemple génère une tension négative régulée convenant à la polarisation d'un afficheur à cristaux liquides (LCD).

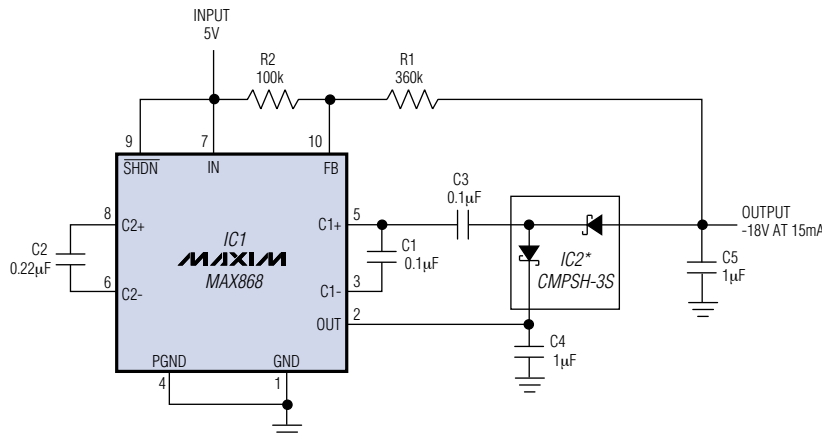
IC1 contient une pompe de charge régulée inverseuse qui produit des tensions de sortie pouvant atteindre $-2V_{IN}$ avec une tension d'alimentation (V_{IN}) pouvant varier entre +1,8V et +5,5V. Le CI régule la tension de sortie en modulation en fréquence (PFM) et une fréquence maximale de 450kHz. Le faible courant de repos du CI ($30\mu A$) produit un excellent rendement avec une charge légère, sans sacrifier la capacité à pleine charge.

L'insertion d'une pompe de charge discrète externe (comprenant C3, C4 et les diodes Schottky), dans le chemin de contre-réaction de IC1, produit un circuit « quadrupleur inverseur » dont le niveau de sortie régulée est défini par le rapport des résistances de contre-réaction R1 et R2 :

$$V_{OUT} = -V_{IN}(R1/R2)$$

Configuré tel que sur l'illustration, le circuit fournit un courant atteignant 15mA lorsque $V_{OUT} = -18V$, avec un rendement de 76% et une ondulation de la tension de sortie valant 60mV. L'abaissement de V_{OUT} permet d'avoir des courants de sortie plus élevés : $V_{OUT} = -15V$ délivre 20mA et $V_{OUT} = -12V$ délivre 30mA.

Une idée semblable a été publiée dans Electronic Design du 9/3/98.



*IC2: CENTRAL SEMICONDUCTOR CMPSH-3S

Figure 1. L'ajout de quelques composants peu coûteux dans le chemin de contre-réaction d'IC1 permet de délivrer des tensions de sortie régulières pouvant presque atteindre $-4V_{IN}$.

DANS LA VITRINE DES APPLICATIONS

Une liaison RS-232 à émetteurs-récepteurs redondants avec une protection contre les surtensions jusqu'à $\pm 40V$

La norme RS-232 est conçue principalement pour les communications point à point entre un émetteur et un récepteur, mais dans certaines circonstances, il peut être nécessaire de connecter plusieurs émetteurs-récepteurs à la liaison. Par exemple, des émetteurs-récepteurs redondants offre une meilleure fiabilité dans les applications de sécurité.

Cependant, plusieurs émetteurs-récepteurs chargent alors le bus de données. Par exemple, si deux émetteurs (provenant de deux circuits MAX211) sont connectés en parallèle (à la même liaison), le composant inutilisé (que ce soit en mode veille ou avec l'alimentation enlevée) nuira au composant actif en chargeant le bus de données. Le circuit de la **figure 1** évite ce problème tout en augmentant la protection contre les surtensions qui ne sera plus celle des émetteurs-récepteurs mais celle des protecteurs de ligne ($\pm 40V$).

Chaque émetteur-récepteur RS-232 parallèle (IC1 et IC2) est tamponné par un protecteur de ligne multicanal à 2 terminaisons (IC3 et IC4). Les protecteurs de ligne affichent normalement une résistance approximative de 60Ω entre chaque paire entrée-sortie, mais cette résistance passe en état haute impédance si l'alimentation est coupée ou si la tension sur un point s'approche à $1,5V$ d'un rail d'alimentation. Les protecteurs de ligne sont alimentés par les pompes de charge des transmetteurs, lesquelles ne

délivrent plus de tension lorsque l'émetteur-récepteur auquel elles sont associées perd son alimentation ou est placé en mode veille. Ainsi, un émetteur-récepteur inactif est automatiquement déconnecté de la ligne.

Pour garantir que les protecteurs de ligne aient une marge d'alimentation permettant d'être en accord avec la spécification de sortie $|\pm 5V|$ de l'émetteur-récepteur, des pompes de charge condensateur-diode externes augmentent les sorties V- des émetteurs-récepteurs jusqu'à un niveau plus négatif. Les résistances de $100k\Omega$ déchargent ce rail négatif lorsque l'émetteur-récepteur est en mode veille ou à l'arrêt. Les divers états du système sont résumés dans le **tableau 1**.

Tableau 1. États du système

CONDITION DE L'EMETTEUR	EMETTEUR (V+)	EMETTEUR (V-)	PROTECTEUR DE LIGNE (V-)
Actif	$\sim 2V_{CC}$	$\sim -2V_{CC}$	$\sim -3V_{CC}$
Veille	V_{CC}	Masse	Masse
Hors tension	Masse	Masse	Masse

Une idée semblable a été publiée dans Electronic Product Design (Royaume-Uni) du mois de décembre 1996.

[suite en page suivante]

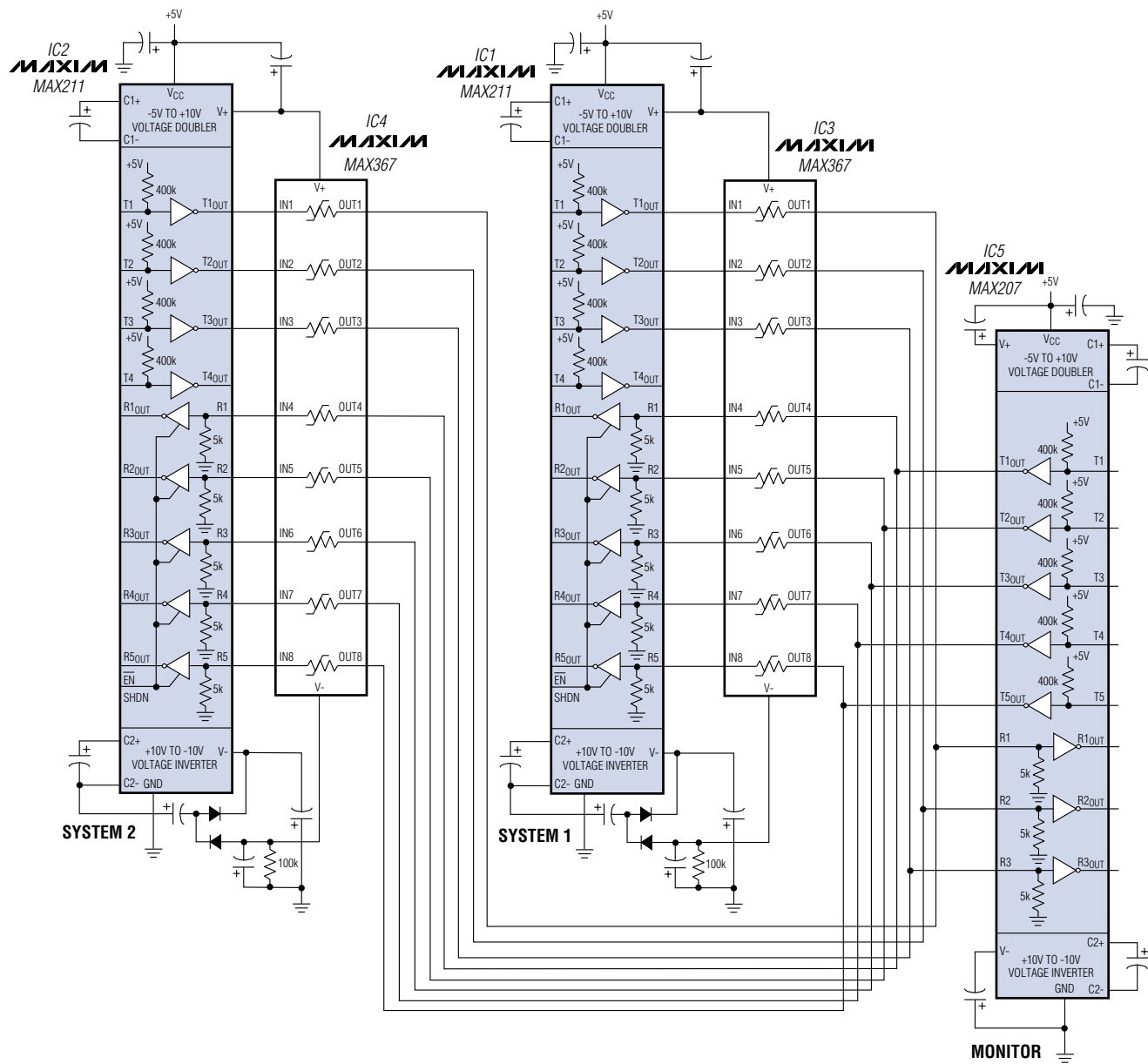


Figure 1. Les protecteurs de ligne IC3 et IC4 empêchent que l'un des deux émetteurs-récepteurs parallèles (IC1 et IC2) ne charge le bus de données lorsqu'ils sont inactifs (mode veille ou arrêt).

PRODUITS NOUVEAUX

CAN 10 et 12 bits à entrée série en boîtier μ MAX 8 broches

Les MAX157/MAX159 sont des convertisseurs A/N 10 bits fonctionnant à partir d'une tension d'alimentation simple sous +2,7V à +5,25V. Ils combinent un CAN à approximations successives 6,4 μ s, un mode veille automatique, un mode d'éveil rapide (2,5 μ s), une horloge intégrée et une interface série trifilaire rapide dans un boîtier μ MAX ou DIP 8 broches. Les MAX144/MAX145 sont des versions améliorées 12 bits, compatibles broche à broche avec les MAX157/MAX159. Ils combinent un CAN à approximations successives 5 μ s et toutes les caractéristiques de la version 10 bits. Grâce au fonctionnement à faible consommation des convertisseurs, à leur excellent rendement dynamique, à leur facilité d'utilisation et à leurs petits boîtiers, ces composants conviennent parfaitement aux acquisitions de données alimentées par batterie et à de nombreuses autres applications.

Lorsque $V_{DD} = 3,6V$, la consommation énergétique est de seulement 3,2mW à la vitesse d'échantillonnage maximale (108kéch/s). Avec des débits moins élevés, l'utilisation d'un mode veille de 0,2 μ A entre les conversions permet de réduire encore plus la consommation énergétique. Les MAX144/MAX157 ont deux entrées unipolaires, alors que les MAX145/MAX159 ont une entrée pseudo différentielle. Tous les composants acceptent les entrées entre 0 et V_{REF} . L'application d'une horloge externe procure un accès aux données de sortie par une interface série trifilaire qui est compatible avec les normes SPITM, QSPITM et MICROWIRETM.

Ces composants sont disponibles en boîtiers μ MAX et DIP 8 broches.

SPI et QSPI sont des marques déposées de Motorola Inc.

MICROWIRE est une marque déposée de National Semiconductor Corp.

CAN 8 bits 2 canaux à entrée série en boîtier μ MAX 10 broches

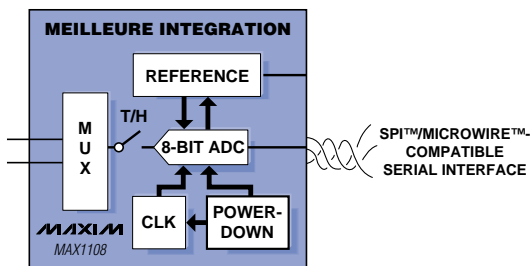
Les MAX1108/MAX1109 sont des CAN combinant un échantillonneur/bloqueur interne, une référence de tension, une horloge, une interface série et un dispositif de surveillance batterie avec des entrées analogiques configurables par logiciel, permettant un fonctionnement unipolaire/bipolaire et asymétrique/différentiel. Grâce au fonctionnement à faible consommation des convertisseurs, à leur excellent rendement dynamique, à leur facilité d'utilisation et à leurs petits boîtiers, ces composants conviennent parfaitement aux acquisitions de données alimentées par batterie et à de nombreuses autres applications.

Le MAX1108 est spécifié fonctionner à partir d'une alimentation simple sous +2,7V

à +3,6V tout en consommant un courant d'alimentation de 105 μ A. Quant au MAX1109, il est spécifié fonctionner sous +4,5V à +5,5V et consomme 130 μ A. La plage d'entrée analogique pleine échelle est déterminée par la tension de référence interne sous 2,048V (MAX1108) ou sous 4,096V (MAX1109) ou encore par une référence externe dans la plage 1V à V_{DD} . Les deux CAN ont un mode veille logiciel qui abaisse le courant d'alimentation à 0,5 μ A lorsque le composant est inutilisé.

Ces convertisseurs ont une interface série quadrafilaire qui se connecte directement à des composants SPI, QSPI ou MICROWIRE sans logique externe. Ils peuvent atteindre une vitesse de transmission de 50kbits/s, utilisant soit l'horloge interne, soit celle de la liaison série.

Les MAX1108/MAX1109 sont disponibles en boîtier μ MAX 10 broches.



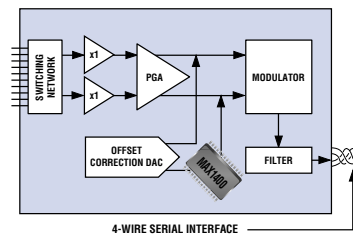
CAN sigma-delta 18 bits garantissant une INL de 0,0015%

Les MAX1400/MAX1402 sont des CAN 18 bits à plusieurs canaux qui garantissent des performances sur 16 bits (INL de 0,0015%) à 480kéch/s. Avec des vitesses de conversion atteignant 480kéch/s, ces composants conservent des caractéristiques sur 12 bits (INL de 0,024%) tout en effectuant des mesures 10 fois plus rapidement. Leur précision élevée est idéale pour les applications nécessitant une vaste dynamique, comme les appareils industriels de contrôle de procédé et les capteurs de pression.

Ces deux composants fonctionnent à partir d'une alimentation analogique sous +5V ou numérique sous +3V/+5V. Leur consommation est de seulement 1,5mW et chute à moins de 50 μ W en mode veille. Le MAX1402 délivre des sources de courant appariées de 200 μ A pour l'excitation de capteurs. Quant au MAX1400, il procure un accès direct à l'entrée du CAN permettant d'insérer des éléments supplémentaires de conditionnement des signaux.

Ces CAN réduisent l'encombrement et les délais de conception en combinant un réseau de commutation, un amplificateur à gain programmable (PGA), deux tampons, un CNA de correction du décalage du système, un oscillateur interne, un filtre numérique intégré, un modulateur et une interface série bidirectionnelle dans un boîtier SSOP 28 broches. Les décalages du système (jusqu'à 117% de la plage pleine échelle choisie) peuvent être corrigés avec le CNA de correction du décalage, tandis que les entrées analogiques peuvent être configurées sous forme de cinq canaux entièrement différentiels ou sous forme de cinq canaux pseudo différentiels et deux canaux différentiels. Les autres caractéristiques de ces composants comprennent notamment un balayage de canaux automatique, configurable par l'utilisateur, un mode sortie de données continue et un mode de conversion sur demande.

Les MAX1400/MAX1402 sont proposés en boîtier SSOP 28 broches.



PRODUITS NOUVEAUX

CNA 12 et 13 bits avec référence <10ppm/°C garanti

Les composants de la série MAX5120/MAX5130 sont des convertisseurs numérique/analogique (CNA) 12 et 13 bits avec entrées série, des sorties tension, un amplificateur de sortie interne rail à rail et une référence bandgap précise. Contrairement aux composants semblables avec des références de tension intégrées, ceux-ci garantissent des coefficients de température de référence <10ppm/°C sur la plage de température industrielle étendue (-40°C à +85°C). Ces composants fonctionnant sous +5V garantissent également une monotonie et une non-linéarité intégrale de $\pm 1/2$ LSB (non-linéarité différentielle maximale de ± 1 LSB).

Quatre de ces CNA à faible consommation fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +3V; les quatre autres fonctionnent sous +5V. Ils consomment 500 μ A (seulement 3 μ A en mode veille). Durant les mises sous tension, une réinitialisation interne minimise les glitches de sortie en permettant à l'utilisateur de choisir zéro ou mi-échelle comme état initial de la sortie. La sortie de l'amplificateur et son entrée inverseuse sont accessibles, permettant à l'utilisateur de choisir une configuration pour des valeurs de gain spécifiques, pour un contrôle à distance et pour un débit de sortie élevé dans le cadre d'une grande variété d'applications puissance/mesure. La sortie tamponnée peut commander des charges de 5k Ω /100pF ou des boucles de courant 4–20mA.

Les composants à sortie tension sont les MAX5120/MAX5121 12 bits et les MAX5130/MAX5131 13 bits. Les versions puissance/mesure sont les MAX5122/MAX5123 12 bits et les MAX5132/MAX5133 13 bits. Ces CNA sont proposés en boîtier QSOP 16 broches à encombrement réduit.

CAN 16 bits 1Méch/s à auto-calibrage avec temps d'attente de 4 cycles

Le MAX1200 est un CAN 16 bits 1Méch/s à auto-calibrage conçu pour les applications d'instrumentation, de communications et d'imagerie. Ce circuit CMOS emploie une architecture pipeline à auto-calibrage qui assure une linéarité sur 16 bits avec une vitesse d'échantillonnage de 1Méch/s. Contrairement aux convertisseurs à haute résolution (comme les modèles sigma-delta et ceux à intégration), le MAX1200 conserve une non-linéarité différentielle (DNL) de $\pm 0,5$ LSB et réduit les intervalles d'attente à seulement quatre cycles d'horloge. Les temps d'attente courts sont importants dans les systèmes d'acquisition de données dont l'identité des échantillons et le débit du système doivent être préservés lorsque les canaux sont multiplexés.

Pour les applications de communications, le MAX1200 offre une SFDR de 91dB, un rapport signal/bruit de 87dB et une THD de 87dB avec une fréquence d'entrée analogique de 100kHz. Les performances sous Nyquist en alternatif sont assurées par un échantillonneur/bloqueur à entrée entièrement différentielle qui accepte les dynamiques d'entrée de $\pm V_{REF}$. Le MAX1200 utilise des sorties parallèles à trois états, compatibles CMOS, avec un format de données en complément à deux. Il dissipe seulement 273mW (typ.) tout en fonctionnant à partir d'une alimentation simple sous +5V (ou numérique sous +3V).

Le MAX1200ACMH garantit une DNL ne dépassant pas 1LSB et aucun code manquant. Le MAX1200BCMH est spécifié uniquement pour les applications en alternatif. Ces deux composants sont disponibles dans un boîtier MQFP 44 broches. Pour réduire les délais de conception, un kit d'évaluation est disponible.

Amplificateurs rail à rail avec gain fixe en boîtier SOT23

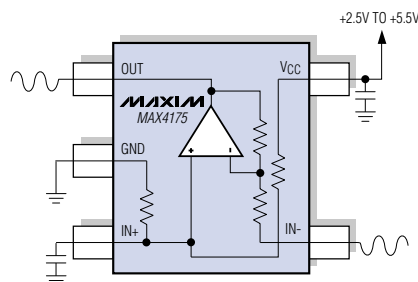
Les composants Gain-Amp™ MAX4174/MAX4175 (amplis op avec résistances d'ajustement de gain et de polarisation à $V_{CC}/2$ internes) présentent des gains ajustés en usine, ce qui minimise l'encombrement et le coût des configurations de circuit tout en offrant une précision de 0,1%.

Fonctionnant à partir d'une alimentation simple (+2,5V à +5,5V) ces composants Gain-Amp procurent des gains inverseurs entre -0,25V/V et -100V/V ou des gains non inverseurs entre +1,25V/V et +101V/V, soit un total de 27 valeurs différentes. Ils offrent un produit gain/bande atteignant 23MHz et leur protection contre les surtensions en entrée empêche les absorptions de courant excessives tout en permettant un fonctionnement avec des tensions d'entrée jusqu'à ± 17 V.

Deux versions de ces composants Gain-Amp sont disponibles : une version à gain fixe (MAX4174) et une version à gain fixe avec polarisation interne $V_{CC}/2$ à l'entrée non-inverseuse (MAX4175). Les valeurs de gain standard sont énumérées dans le *Product Selector Guide* de Maxim. La compensation de fréquence a été optimisée pour les versions à gain élevé.

Les sorties de ces composants Gain-Amp ont une dynamique de rail à rail. En outre, ils conservent une excellente précision en continu pour des charges de 1k Ω . Chaque amplificateur est stable avec des charges capacitives atteignant 470pF. Les différents boîtiers proposés avec les composants Gain-Amp comprennent le SOT23 5 broches, le SO 8 broches et le μ MAX 8 broches.

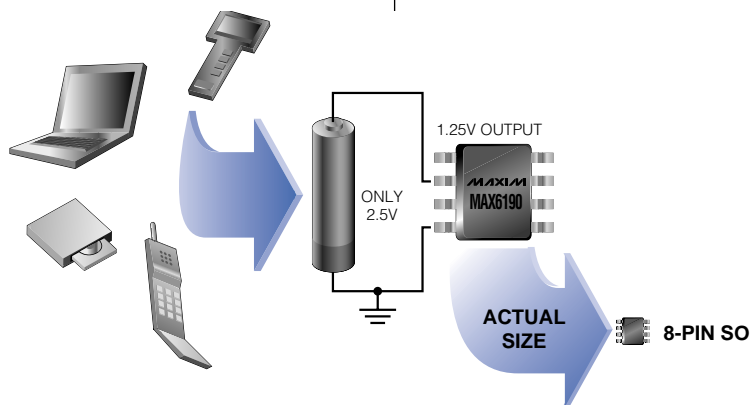
Gain-Amp et une marque déposée de la société Maxim Integrated Products.



PRODUITS NOUVEAU X

Références de tension précises à micro-consommation avec faible tension de déchet

Les composants faisant partie de la nouvelle série Maxim de références de tension de précision, à faible tension de déchet (MAX6190/MAX6191/MAX6192 et MAX6194/MAX6195/MAX6198) ont des sorties valant respectivement 1,250V, 2,048V, 2,500V, 4,500V, 5,000V et 4,096V. Chaque composant est offert avec trois niveaux de coefficient de température en sortie (5ppm/°C, 10ppm/°C et 25ppm/°C) et des niveaux de précision initiale de $\pm 2\text{mV}$, $\pm 5\text{mV}$ et $\pm 10\text{mV}$. Une version avec une sortie sous 3,000V sera bientôt disponible.



Matrices de commutation audio/vidéo avec mode « sans clic »

Les MAX4550/MAX4570 sont des matrices de commutation analogiques parfaitement adaptées aux applications multimédias audio/vidéo. Ces composants programmables contiennent deux matrices de commutation identiques, chacune comprenant quatre entrées et deux sorties, ainsi que deux entrées de commutation supplémentaires (SA et SB) pouvant servir de shunt lorsqu'il faut améliorer l'isolation à l'état ouvert. Chaque sortie peut être programmée pour un fonctionnement normal ou « sans clic ».

Le MAX4550 possède une interface série bifilaire rapide qui est compatible avec la norme d'interface série I²C™, tandis que le MAX4570 possède une interface série

Puisque les courants de repos de ces références bandgap en mode série sont faibles (max. 35 μA) et presque insensibles aux variations de la tension d'entrée, elles sont parfaites pour les instruments alimentés par batterie. Leur circuiterie interne de correction de dérive propriétaire et leurs résistances de précision couche mince avec ajustement laser procurent des coefficients de température très bas ne dépassant pas 5ppm/°C.

Affichant une régulation de ligne à 8 $\mu\text{V/V}$, la régulation de charge (0,12 $\mu\text{V/V}$) est garantie pour absorber et fournir des courants atteignant 500 μA . Compensés en interne, ces composants sont stables avec des charges capacitives atteignant 2,2nF. Avec un courant de charge de 500 μA , la tension de déchet de ces composants est de seulement 100mV. Toutes ces références sont disponibles en boîtier SO 8 broches.

trifilaire compatible avec les normes SPI, QSPI et MICROWIRE. Les résistances passantes de 43 Ω sont appariées à 5 Ω près et sont uniformes à 4 Ω près.

Chaque composant affiche une distorsion harmonique totale (THD) de 0,014%. L'isolation hors tension fait au moins -110dB sur la plage de fréquence audio et -78dB à 4,2MHz. La diaphonie est de -95dB sur la plage de fréquence audio et -54dB à 4,2MHz. Avec des applications à couplage en alternatif, une série de diviseurs de tension résistifs internes produit une polarisation en continu pour chaque sortie.

Les MAX4550/MAX4570 sont proposés en boîtier SSOP 28 broches.

I²C est une marque déposée de Philips Corp.

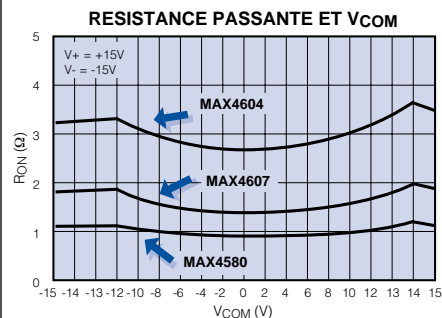
Commutateurs analogiques SPST CMOS doubles avec une résistance passante de 1,25 Ω

Les MAX4580/MAX4590/MAX4600 sont des commutateurs analogiques SPST doubles avec une faible résistance passante de seulement 0,9 Ω (max. 1,25 Ω) appariée (dans le CI) à 0,5 Ω max. près et uniforme à 0,5 Ω max. près (par rapport à la plage de signal spécifiée). Tous les commutateurs acceptent les signaux analogiques de rail à rail.

Le MAX4580 possède deux commutateurs normalement fermés (NF), tandis que le MAX4590 possède deux commutateurs normalement ouverts (NO). Le MAX4600 possède un commutateur de chaque type. Puisque ces commutateurs réduisent l'encombrement, qu'ils offrent un fonctionnement à faible consommation et qu'ils sont plus fiables que les relais mécaniques, ils sont préférés à ces derniers dans les applications avec commutation de courant et dans les équipements de test automatiques. Ils excellent également dans les applications nécessitant une distorsion faible.

Les MAX4580/MAX4590/MAX4600 fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +4,5V à +36V ou à partir d'une alimentation double sous $\pm 4,5\text{V}$ à $\pm 20\text{V}$. Toutes les entrées numériques ont des seuils logiques de 0,8V/2,4V garantissant une compatibilité logique TTL/CMOS lorsque la tension de fonctionnement se situe à +12V ou $\pm 15\text{V}$. La protection contre les décharges électrostatiques supérieures à 2kV est garantie selon la méthode 3015.7.

Ces composants sont proposés en boîtier SSOP 16 broches à encombrement réduit, ainsi qu'en boîtiers DIP et SO étroit.



PRODUITS NOUVEAUX

Commutateurs analogiques à commande série avec fonctionnement « sans clic »

Les MAX4571-MAX4574 sont des matrices de commutateurs programmables qui minimisent le nombre d'allocations de ports E/S sur le contrôleur tout en maximisant le nombre de commutateurs par boîtier. Les commutateurs de chaque composant peuvent être programmés individuellement avec l'interface série, soit en faveur d'un mode à commutation douce procurant un rendement audio « sans clic », soit en faveur d'un fonctionnement audio/vidéo normal. Les MAX4571/MAX4573 comprend 11 commutateurs SPST (unipolaires à une direction), tandis que les MAX4572/MAX4574 comprennent 6 commutateurs SPDT (unipolaires à deux directions) et 2 commutateurs SPST.

Les MAX4571/MAX4572 possèdent une interface série bifilaire compatible I²C, tandis que les MAX4573/MAX4574 ont une interface série trifilaire, compatible SPI™/QSPI™. Les quatre composants fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +2,7V à +5,5V. Ils offrent des résistances passantes typiques de 25Ω, avec une diaphonie typique et une isolation hors tension de -90dB. Les applications comprennent le routage de signaux multiples dans des systèmes audio, vidéo, multimédias et industriels.

Les MAX4571-MAX4574 sont offerts en boîtiers SO large, SSOP et QSOP 28 broches.

Multiplexeurs de calibre simples 8/1 ou doubles 4/1 fonctionnant jusqu'à ±20V

Le MAX4578 (8 canaux) et le MAX4579 (double, 4 canaux) sont des multiplexeurs de calibre dotés de réseaux de résistances internes précises, offrant des sorties avec des niveaux de tension précis, ce qui permet à chaque composant de surveiller et calibrer un système externe ou un CAN. Ils fonctionnent à partir d'alimentations doubles sous ±4,5V à ±20V.

La surveillance simultanée des broches CAL et EN permet aux trois broches d'adresse (A0, A1 et A2) de choisir diverses fonctions de calibre et de surveillance de système. Les multiplexeurs offrent des résistances passantes de 400Ω appariées à 15Ω max. près, avec de très faibles courants de fuite canal passant ou bloqué (inférieur à 50pA avec +25°C). Chaque commutateur accepte les signaux analogiques rail à rail. Toutes les entrées numériques sont compatibles TTL/CMOS (avec des seuils logiques de 0,8V/2,4V). De plus, chaque composant offre une protection contre les décharges électrostatiques supérieures à 2kV selon la méthode 3015.7.

Les MAX4578/MAX4579 sont offerts en boîtiers SO, SSOP et plastique DIP 20 broches.

Multiplexeurs 8 canaux avec plusieurs modes de fonctionnement

Le MAX4598 est un multiplexeur analogique CMOS basse tension pouvant être configuré pour huit canaux unipolaires ou quatre canaux différentiels. Tous les canaux acceptent des signaux analogiques de rail à rail. Le composant peut surveiller ses propres tensions d'alimentation (en plus de ses canaux d'entrée) avec des commutateurs internes supplémentaires qui connectent V+ et la masse à la sortie. En outre, des verrous d'adresse internes permettent au composant de fonctionner comme un multiplexeur standard ou un multiplexeur « latché ».

Le MAX4598 fonctionne à partir d'alimentations doubles sous ±6V ou à partir d'une alimentation simple sous +2,7V à +12V. Il affiche une résistance passante faible (max. 75Ω) et une injection de charge faible (2pC typ.) ; ses entrées numériques sont compatibles TTL lorsque l'alimentation est sous +5V ou ±5V. Les courants de fuite hors tension sont de seulement 0,1nA à +25°C et 2nA à +85°C. La protection contre les décharges électrostatiques est supérieure à 2kV selon la méthode 3015.7.

Le MAX4598 est offert en boîtiers SO, SSOP et DIP 20 broches.

Commutateurs analogiques SPST quadruples avec résistance passante de 2,5Ω

Les MAX4601/MAX4602/MAX4603 sont des commutateurs analogiques SPST quadruples avec des résistances passantes ne dépassant pas 2,5Ω, appariées à 0,5Ω max. près et uniformes à 0,5Ω max. près sur la plage de signal spécifiée.

Puisqu'ils offrent un fonctionnement à faible consommation, un encombrement minime et un niveau de fiabilité plus élevé que les relais mécaniques, ces commutateurs CMOS sont parfaits pour les applications à faible distorsion. Ils sont préférés aux relais mécaniques dans les applications à commu-

tation de courant et dans les équipements de test automatiques.

Le MAX4601 possède quatre commutateurs normalement fermés (NF), tandis que le MAX4602 possède quatre commutateurs normalement ouverts (NO) et que le MAX4603 en possède deux de chaque. Chaque commutateur peut accepter les signaux analogiques rail à rail et leur courant de fuite hors tension ne dépasse pas 2,5nA à +85°C. Ces composants fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +4,5V à +36V ou à partir d'une alimentation double sous ±4,5V à ±20V. Lorsqu'ils fonctionnent sous +12V ou ±15V, les seuils de commutation à 0,8V/2,4V des entrées numériques garantissent la compatibilité avec la logique TTL/CMOS. La protection contre les

décharges électrostatiques est supérieure à 2kV selon la méthode 3015.7.

Les commutateurs MAX4601/MAX4602/MAX4603 sont offerts en boîtiers SSOP, SO large et DIP 16 broches.



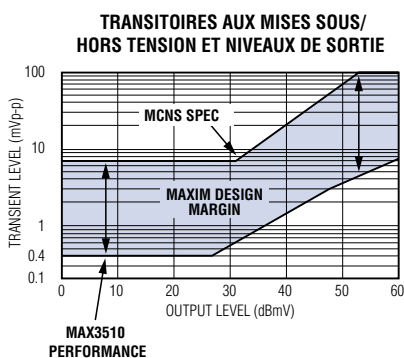
PRODUITS NOUVEAUX

Amplificateur pour émetteur de télévision par câble avec gain programmable

Le MAX3510 est un amplificateur de puissance programmable conçu pour les applications de télévision par câble. Fonctionnant avec un transformateur de tension de rapport 2/1, il fournit des sorties à onde continue atteignant 64dBmV. Son gain variable est commandé par échelons de 1dB avec un bus de données série numérique trifilaire. La plage de fréquence de fonctionnement s'étend de 5MHz à 65MHz.

Pour améliorer le rendement des systèmes AMRT, le MAX3510 possède un mode d'inhibition des transmissions qui minimise le bruit des sorties en désactivant l'étage de sortie entre les salves de données. Ce mode place également le composant dans un état d'isolation élevée et réduit le courant d'alimentation à 25mA. Les transitoires de sortie ne dépassent pas 25mV lorsque l'on entre et sort du mode de désactivation des transmissions.

Deux modes veille sont offerts. Le mode veille logiciel arrête tous les circuits analogiques tout en préservant le réglage de gain programmé. La mise en veille complète désactive tous les circuits et réduit le courant d'alimentation à moins de 10µA. Le MAX3510 est disponible dans un boîtier QSOP 20 broches.



Convertisseur parallèle-série 4/1 622Mbits/s avec synthèse d'horloge et entrées LVDS

Le MAX3693 est un convertisseur parallèle-série 4/1 conçu principalement pour les applications SDH/SONET et ATM/SONET qui convertit des données parallèles larges de 4 bits transmises à 155Mbits/s en données série transmises à 622Mbits/s. Les autres applications comprennent les multiplexeurs « add/drop » et les interconnexions numériques.

Circuits d'alimentation pour GSM (salves de 2A) consommant 6 fois moins sur la batterie

Les MAX1687/MAX1688 sont des convertisseurs élévateurs qui empêchent les glitches de batterie et minimisent le courant de crête des batteries durant le cycle de transmission des téléphones GSM et des équipements sans fil en réseau local.

Pour alimenter l'amplificateur de puissance RF d'un téléphone cellulaire typique, la tension d'une batterie sous 3,6V (trois accumulateurs NiCd ou un accumulateur Li-Ion) doit être portée à 5V. Conçus pour les courants de charge impulsifs comme les salves de transmission d'un téléphone GSM (avec un rapport cyclique 1/8), les MAX1687/MAX1688 utilisent un mode de commande propriétaire (brevet en instance) qui réduit le courant tiré sur la batterie en rechargeant une capacité réservoir durant les intervalles de désactivation. Durant les impulsions de transmission, les convertisseurs sont désactivés, autant pour isoler la batterie des transitoires de charge que pour éliminer le bruit dans l'amplificateur de puissance.

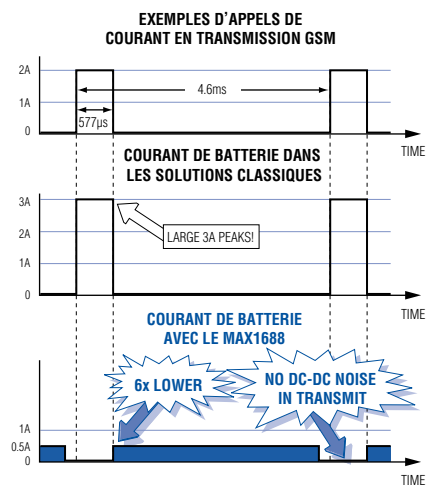
Pour fournir le courant de 2A nécessaire à un amplificateur de puissance typique sous 5V durant une transmission, un convertisseur continu/continu classique tirerait presque 3A de la batterie, soit 2A [5V/(3,6V plus les pertes de rendement)]. Par contre, les MAX1687/MAX1688 consomment un courant nul durant les salves de transmission et moins de 0,5A (soit un résultat 6 fois meilleur) lorsqu'ils chargent la capacité

Le MAX3693 fonctionne sous +3,3V et consomme 215mW. Il accepte les entrées de données et les entrées d'horloge avec signal différentiel basse tension. En outre, il fournit une sortie de données série PECL sous 3,3V permettant de réaliser une interface avec des circuits numériques rapides. Une boucle asservie en phase entièrement intégrée synthétise le signal d'horloge série interne transmis à 622Mbits/s à partir d'un signal de référence externe de 155,52MHz, 77,76MHz, 51,84MHz ou 38,88MHz.

Le MAX3693 est offert dans un boîtier TQFP 32 broches.

réserveur durant les intervalles de désactivation. Le MAX1687 permet à l'utilisateur de définir le courant maximum de la batterie. Le MAX1688 échantillonne les chutes de tension en sortie et ajuste automatiquement le courant de crête de l'inductance pour minimiser le drainage de la batterie, tout en chargeant le condensateur de sortie à l'intérieur du cycle de synchronisation GSM.

Les MAX1687/MAX1688 ne nécessitent aucun transistor MOS externe et leurs redresseurs synchrones internes poussent le rendement à plus de 90% tout en éliminant le recours à des diodes Schottky externes. Les boîtiers proposés comprennent le boîtier SO 8 broches et le petit TSSOP 16 broches (dont la hauteur est inférieure à 1,1mm). Un kit d'évaluation (MAX1688EVKIT), pré-assemblé avec les composants externes recommandés, est disponible pour réduire les délais de conception.



PRODUITS NOUVEAU X

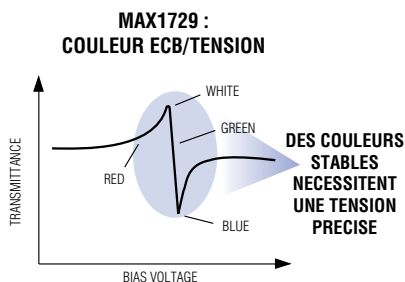
Alimentation très précise de polarisation pour afficheurs LCD couleur de type ECB

Le MAX1729 est un convertisseur élévateur conçu pour commander un afficheur LCD avec biréfringence électrique (ECB). Les afficheurs LCD à biréfringence électrique offrent des images couleurs économiques avec un débit minimal de la batterie dans les téléphones cellulaires, les PDA ou autres petits appareils de poche. L'afficheur à biréfringence électrique nécessite également une tension de polarisation précise compensée en température.

Le MAX1729 fournit une tension de polarisation très précise (à $\pm 1\%$) et une surveillance de température intégrée précise qui assure des couleurs et un contraste corrects sur l'afficheur même si la température et la tension d'entrée varient. Ce composant possède un convertisseur élévateur faible consommation utilisant un courant de repos de seulement $60\mu\text{A}$, suivi par un régulateur linéaire à faible chute qui minimise le bruit et l'ondulation, une tension de sortie de précision réglable et un capteur de température permettant au contrôleur d'affichage d'apparier la couleur de l'affichage avec les caractéristiques de température.

Un kit d'évaluation (MAX1729EVKIT), préassemblé avec les composants externes recommandés, est disponible pour réduire les délais de conception.

Le MAX1729 est disponible dans un minuscule boîtier μMAX 10 broches haut de seulement 1,09mm qui occupe deux fois moins d'espace qu'un SO 8 broches.



Convertisseur abaisseur pour alimentation logique faible tension surpassant les régulateurs LDO

Le MAX1692 est un convertisseur abaisseur qui suit la tendance actuelle vers l'abaissement des tensions d'alimentation pour cœurs logiques (par exemple, de +3,3V à +2,5V, puis à +1,8V). Cette tendance devrait prolonger l'autonomie des batteries dans les équipements portatifs en réduisant la consommation, mais l'utilisation fréquente de régulateurs faible chute (LDO) à cette fin produit actuellement un gaspillage énergétique sous forme de chaleur et de puissance dissipées dans le LDO. Le MAX1692 compact à rendement élevé évite cette perte de puissance tout en fournissant un courant atteignant 600mA à partir de sorties régulées sous seulement 1,25V.

Lorsqu'il abaisse la tension nominale sous 3,6V d'une batterie Li-ion (jusqu'à 1,8V avec 500mA dans un téléphone cellulaire), le rendement maximum possible pour un régulateur LDO parfait correspond au rapport de la sortie avec l'entrée, soit 50%. Pour fournir une puissance de sortie

atteignant 900mW, le régulateur LDO doit dissiper une chaleur de 900mW. Dans les mêmes conditions, le MAX1692 affiche un rendement de 90% et dissipe seulement 90mW, soit une amélioration de 10/1.

N'ayant pas besoin de transistor à effet de champ externe, le MAX1692 est livré dans un minuscule boîtier μMAX 10 broches haut de 1,09mm qui occupe deux fois moins d'espace qu'un SO 8 broches. Il utilise un redresseur synchrone interne pour éliminer l'utilisation d'une diode Schottky externe et offrir un rendement pouvant atteindre 95%. Sa fréquence de découpage (750kHz) vous permet d'utiliser une inductance très petite, fonctionnant en mode PWM à fréquence fixe (offrant le bruit le plus faible) ou en mode Idle Mode™, lequel réduit le courant de repos sans charge à seulement $85\mu\text{A}$. Un mode veille à niveau logique permet en outre de réduire le courant d'alimentation à 0,1 μA .

Un kit d'évaluation (MAX1692EVKIT), préassemblé avec les composants externes recommandés, est disponible pour réduire les délais de conception.

Idle Mode est une marque déposée de Maxim Integrated Products.

Convertisseur compact produisant une alimentation principale et une alimentation de polarisation pour afficheur LCD sous 28V

Le MAX1677 est un convertisseur élévateur à deux sorties fournissant un courant maximum de 350mA à la sortie principale (sous 3,3V ou réglable entre 2,5V et 5,5V) et une sortie secondaire réglable pouvant devenir une alimentation de polarisation pour afficheur LCD (positive ou négative, jusqu'à 28V) à partir d'entrées de batterie à 1 ou 2 accumulateurs. Le système d'alimentation ainsi produit (compact et hautement intégré) convient parfaitement aux appareils de poche alimentés par batterie comme les PDA et les récepteurs GPS.

N'ayant pas besoin de transistor à effet de champ externe, le MAX1677 utilise un redresseur synchrone interne pour éliminer l'utilisation d'une diode Schottky externe et offrir un rendement pouvant atteindre 95%. Ce composant possède deux modes de fonctionnement : un mode PWM à fréquence fixe de 300kHz (parfait pour les applications sans fil sensibles aux bruits parasites) et un

mode PFM à courant faible, dont le bas courant de repos ($30\mu\text{A}$) prolonge l'autonomie de la batterie. Un mode veille à niveau logique permet de désactiver le régulateur de l'afficheur LCD indépendamment de l'alimentation principale. Lorsque les deux régulateurs sont désactivés, le courant de repos descend à moins de $1\mu\text{A}$.

Une entrée de polarisation permet à l'utilisateur de configurer le régulateur de l'afficheur LCD pour des sorties positives ou négatives atteignant 28V. Cette sortie est utile lorsqu'il faut un courant faible avec une tension élevée, comme le demandent une alimentation pour afficheur LCD ou un circuit d'accord à varicap. Ce composant comprend également une référence précise et un comparateur libre, lesquels sont utiles comme détecteur de batterie faible ou comme réinitialisation.

Un kit d'évaluation (MAX1677EVKIT), préassemblé avec les composants externes recommandés, est disponible pour réduire les délais de conception.

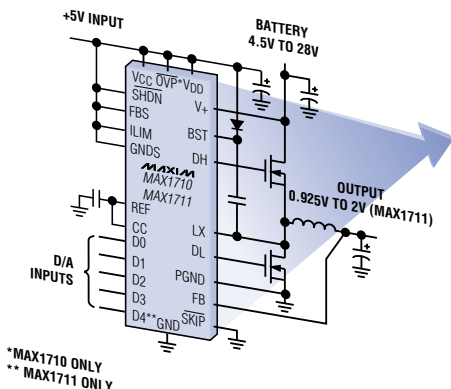
Le MAX1677 est proposé dans un boîtier QSOP 16 broches occupant aussi peu d'espace qu'un boîtier SO 8 broches normal.

PRODUITS NOUVEAU X

Contrôleur abaisseur à commande numérique pour UC d'ordinateur bloc-notes

Le MAX1711 est un contrôleur abaisseur conçu pour servir de convertisseur continu/continu dans l'UC d'un ordinateur bloc-notes. Il offre une réponse transitoire très rapide, une grande précision et le niveau de rendement élevé qui est nécessaire dans les alimentations sophistiquées pour UC. Le mode de commande propriétaire QUICK-PWM™ de la société Maxim (un mode de régulation à temps de conduction constant et réponse rapide) accepte facilement des rapports élevés tension d'entrée/tension de sortie et conserve une fréquence de découpage relativement constante tout en fournissant une réponse instantanée de 100ns aux transitoires de charge.

La précision en continu est assurée par une liaison de contrôle à distance 2 fils qui compense les chutes de tension dans le rail d'alimentation et le bus de masse. Un CNA 5 bits interne définit la tension de sortie conformément aux spécifications de l'UC Mobile Pentium II®. La plage de réglage de la sortie s'étend de 0,925V à 2V, tandis que la sortie de la tension de référence est établie à $2V \pm 1\%$.



Le MAX1711 offre un rendement élevé à bas prix en éliminant la résistance de mesure du courant normalement utilisée avec le PWM en mode courant. Le rendement est aussi amélioré par le fait que ce composant peut commander de très gros MOSFET à redressement synchrone, grâce à de puissantes commandes de grille internes dotées d'une circuiterie de protection.

En abaissant directement la tension élevée d'une batterie, la conversion-réduction réalisée en une seule étape par le MAX1711 permet d'avoir le rendement le plus élevé qui soit. Par contre, vous pouvez également réduire l'encombrement au minimum en utilisant une fréquence de découpage plus élevée et en abaissant l'alimentation système sous +5V au lieu de la tension de la batterie (ce qui correspond à une conversion en deux étapes). La fréquence de découpage interne est programmable par broches jusqu'à 550kHz, ce qui permet d'utiliser des condensateurs et résistances miniatures offrant un encombrement réduit. Le MAX1711 est proposé dans un petit boîtier QSOP 24 broches.

QUICK-PWM est une marque déposée de Maxim Integrated Products.

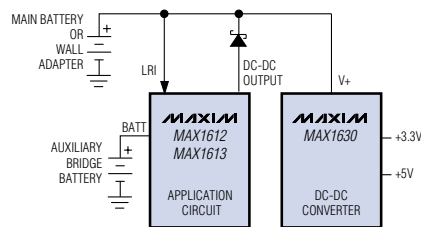
Mobile Pentium II est une marque déposée de la société Intel Corp.

Contrôleurs de secours pouvant charger la batterie auxiliaire d'un ordinateur bloc-notes

Les MAX1612/MAX1613 sont des contrôleurs pouvant charger la batterie auxiliaire d'un ordinateur bloc-notes ou d'un autre système portatif. En élevant la tension des 2 ou 3 accumulateurs d'une batterie auxiliaire au même niveau que la batterie principale, le convertisseur élévateur interne réduit le nombre d'accumulateurs qui seraient autrement nécessaires pour les ponts OU à diodes. Le CI accepte les tensions d'alimentation entre +4V et +28V et utilise un courant de repos de seulement 18µA.

Ces CI diffèrent uniquement au niveau de leur tension de sortie à régulation linéaire, laquelle se situe à 5,0V pour le MAX1612 et à 3,3V pour le MAX1613. Les deux composants possèdent une base de temps de charge d'entretien qui minimise les dommages à la batterie causés par une charge permanente. Lorsque la batterie auxiliaire est chargée, cette base de temps élimine l'écoulement du courant de charge d'entretien vers la batterie principale. Ces CI offrent également un comparateur précis de détection de batterie faible et un régulateur linéaire à microconsommation utile pour les sauvegardes RTC/CMOS et pour alimenter un microcontrôleur.

Les MAX1612/MAX1613 sont livrés dans un boîtier QSOP 16 broches.



Suppresseurs de rebonds robustes pour commutateurs supportent des ESD de ±15kV sans composant externe

Les MAX6816/MAX6817 sont des supresseurs de rebonds pour commutateurs simples/doubles qui procurent une interface propre entre des commutateurs mécaniques et un système numérique. En introduisant un bref délai prédéfini entre une entrée avec

rebond et la sortie vers le numérique, ils suppriment les rebonds associés à l'ouverture et à la fermeture du commutateur.

Protégées contre les décharges électrostatiques jusqu'à ±15kV, les entrées robustes des signaux de commutation acceptent des niveaux de tension atteignant ±25V. Ces composants sont donc parfaits pour les environnements difficiles de l'industrie et de l'automobile. Les deux composants fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +2,7V à +5,5V. En outre, avec un

courant de repos de seulement 6µA, ils permettent d'interfacer des µP avec des commutateurs à membrane et des commutateurs mécaniques bruyants dans les applications portatives. Une circuiterie de blocage des sous-tensions garantit un état de sortie conforme lors des mises sous tension.

Le MAX6816 est proposé dans un boîtier SOT143 4 broches, alors que le MAX6817 est proposé dans un boîtier SOT23 6 broches.

PRODUITS NOUVEAUX

Superviseurs avec seuils de déclenchement jusqu'à 1,6V

Les MAX6332-MAX6337 sont des superviseurs μP conçus pour surveiller des rails d'alimentation sous 1,8V à 3,3V dans les microprocesseurs et les systèmes numériques. Ces composants réduisent les coûts et augmentent la fiabilité du circuit en éliminant les composants externes et les réglages. Les MAX6335/MAX6336/MAX6337 offrent également une entrée de réinitialisation manuelle sans rebond. Leur courant d'alimentation est de seulement 3,0 μA .

Les MAX6332-MAX6337 émettent un signal de réinitialisation dès que V_{CC} descend sous un seuil prédéfini et préservent le signal pendant un intervalle prédéterminé lorsque V_{CC} revient au-dessus du seuil (ou jusqu'à ce que la réinitialisation manuelle soit annulée). Ces composants diffèrent uniquement au niveau de leur structure de sortie : les composants push-pull (MAX6333/MAX6336) et les composants à drain ouvert (MAX6334/MAX6337) possèdent une sortie $\overline{\text{RESET}}$ active au niveau bas, alors que les composants push-pull (MAX6332/MAX6335) ont une sortie RESET active au niveau haut (les réinitialisations à la mise sous tension sont disponibles avec des délais de 1ms, 20ms et 100ms). Les MAX6332/MAX6333 et les MAX6335/MAX6336 ont une validité garantie avec une tension V_{CC} pouvant descendre à 0,7V, alors que les MAX6334/MAX6337 ont une validité garantie jusqu'à 1,0V.

Les comparateurs de réinitialisation internes sont conçus pour ignorer les transitoires rapides sur V_{CC} . Leurs seuils de réinitialisation ajustés en usine varient par échelons approximatifs de 100mV entre 1,6V et 2,5V, ce qui correspond à une série de 30 versions normalisées (commandes minimales de 2500 unités). Pour connaître la disponibilité des versions non standard (commandes minimales de 10 000 unités), veuillez contacter Maxim France. Les MAX6332/MAX6333/MAX6334 sont proposés dans un boîtier SOT23 3 broches, tandis que les MAX6335/MAX6336/MAX6337 sont proposés dans un boîtier SOT143 4 broches.

Émetteurs-récepteurs RS-232 et IrDA réduisant encombrement et consommation des petits appareils

Les MAX3130/MAX3131 sont des émetteurs-récepteurs intégrant une interface IrDA et une interface RS-232 pour les applications portatives et à faible consommation. Les deux composants permettent d'économiser un espace sur carte précieux en intégrant un émetteur-récepteur à infrarouge (IR), un codeur/décodeur IR, une pompe de charge et une interface RS-232 dans un boîtier monté en surface. L'émetteur-récepteur à infrarouges est compatible avec la norme IrDA 1.2 et accepte des vitesses de transmissions se situant entre 2,4kbits/s et 115kbits/s. L'interface RS-232 comprend deux émetteurs et deux récepteurs acceptant des transmissions de données jusqu'à 120kbits/s.

Ces deux composants consomment 370 μA en mode normal et seulement 1 μA en mode veille (avec les récepteurs RS-232 actifs). Grâce à leurs émetteurs faible chute et à leur alimentation propriétaire à rendement

élevé avec pompe de charge double, ils offrent de véritables performances RS-232 et IrDA à partir d'une alimentation simple sous +3,0V à +5,5V. L'émetteur IR comprend une commande de diode électroluminescente puissante pouvant fournir un courant de 200mA, tandis que le récepteur IR comprend un amplificateur à diode PIN offrant un gain élevé et un bruit faible qui rejette 200 μA de courant continu ambiant. Le codeur/décodeur interne permet de communiquer avec des émetteurs-récepteurs asynchrones universels (UART) qui ne sont pas de type IrDA en étirant et comprimant les signaux qui passent entre l'émetteur-récepteur IR et l'UART.

Le MAX3130 (dont l'entrée émetteur IR et la sortie récepteur IR sont multiplexées avec une entrée émetteur RS-232 et une sortie récepteur RS-232) est optimisé pour les applications utilisant un UART durant les communications IR et RS-232. Les émetteurs-récepteurs IR et RS-232 du MAX3131 ont des lignes de données séparées pour les entrées et les sorties. Ces deux composants sont proposés dans un boîtier SSOP 28 broches.

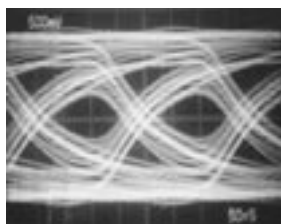
Une pré-accélération interne améliore le rendement des transmissions RS-485/RS-422

Les MAX3291/MAX3292 sont des émetteurs-récepteurs comprenant une circuiterie de pré-accélération des transmissions qui augmente la distance maximale des communications fiables en réduisant les brouillages intersymboles causés par les câbles longs. Le MAX3291 est optimisé pour une vitesse de transmission de 10Mbits/s, tandis que la vitesse de transmission du MAX3292 peut être définie entre 38,4kbits/s et 10Mbits/s en programmant l'intervalle de pré-accélération avec une seule résistance externe.

Tous deux de type full-duplex, ces composants fonctionnent à partir d'une alimentation simple sous +5V et offrent un mode veille qui réduit le courant d'alimentation à 100nA. Ils offrent également une limitation de courant en court-circuit à la sortie de l'émetteur et une entrée récepteur à sécurité intégrée qui garantit une sortie de niveau haut lorsque l'entrée est un circuit ouvert. L'impédance de l'entrée récepteur associée à l'émetteur-récepteur ($1/4$ d'unité de charge) permet d'avoir jusqu'à 128 émetteurs-récepteurs sur un seul bus.

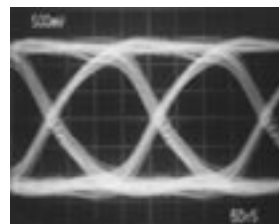
Les MAX3291/MAX3292 sont proposés en boîtiers SO et DIP 14 broches.

CONCURRENCE



Émetteur-récepteur '75180 (sans pré-accélération) commandant un câble de 300 mètres à 5Mbits/s.

MAXIM



MAX3291/MAX3292 (avec pré-accélération) commandant un câble de 300 mètres à 5Mbits/s.

PRODUITS NOUVEAUX

Amplificateurs tampons monolithiques pouvant remplacer 15 composants discrets

Les MAX2470/MAX2471 sont des amplificateurs tampons monolithiques offrant une isolation élevée, un faible coût et une grande facilité d'utilisation. Conçus pour remplacer des circuits équivalents à composants discrets, chaque composant SOT 6 broches remplace 15 composants dans une conception discrète comparable.

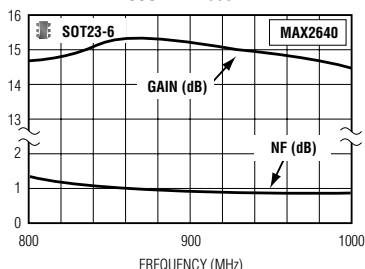
Offrant un gain de 15dB, une isolation de 64dB et une suppression d'harmoniques à -29dBc avec une sortie différentielle de -5dBm, ces composants conviennent parfaitement à la protection des oscillateurs accordés en tension, de type modulaire et discret, contre les variations fréquentes d'impédance de charge. Ils éliminent également les gros transformateurs passifs lorsqu'ils sont utilisés en guise d'adaptateur d'impédance actif.

Amplificateurs SiGe sous 3V à très faible bruit fonctionnent jusqu'à 2,5GHz

Les MAX2640/MAX2641 sont des amplificateurs à bande large et faible bruit conçus pour les applications utilisant les bandes de fréquence ISM de 2,4GHz, ainsi que les bandes des appareils cellulaires, des appareils PCS et des récepteurs GPS. Utilisant une alimentation simple sous +2,7V à +5,5V, ils fonctionnent entre 400MHz et 2500MHz tout en consommant un courant de repos de seulement 3,4mA. Les applications de ces circuits comprennent les appareils cellulaires/PCS, les téléphones sans fil, les récepteurs GPS et les réseaux locaux sans fil.

Le MAX2640 est optimisé pour les applications dans la plage de 400MHz à 1500MHz, avec un gain typique de 15,1dB et un bruit de seulement 0,9dB à 900MHz,

PERFORMANCE DE L'AMPLI LNA ACCORDE A 900MHz



Le MAX2470 possède une entrée unipolaire et une plage de fréquence sélectable par l'utilisateur pour consommer moins de courant : 10MHz à 200MHz (3,6mA) ou 10MHz à 500MHz (5,5mA). Le MAX2471 possède une entrée différentielle et une plage de fréquence entre 10MHz et 500MHz. Les deux composants ont des sorties différentielles de 50Ω pouvant commander une charge différentielle de 100Ω ou deux charges asymétriques de 50Ω. Ils sont donc parfaits pour les applications nécessitant que l'oscillateur commande simultanément deux circuits, comme une boucle asservie en phase ou des mélangeurs de transmission et réception.

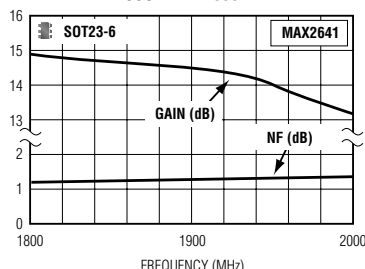
Le MAX2470 fonctionne à partir d'une alimentation simple sous +2,7V à +5,5V, consommant uniquement 5,5mA dans la plage haute fréquence et 3,6mA dans la plage basse fréquence. Le MAX2471 utilise la même plage d'alimentation et consomme 5,5mA. Les deux composants sont proposés dans un minuscule boîtier en plastique SOT23 6 broches.

tandis que le MAX2641 est optimisé pour les applications entre 1400MHz et 2500MHz, avec un gain typique de 14,4dB et un bruit de 1,3dB à 1900MHz. Dans les applications de type GPS à 1575MHz, le MAX2641 affiche un gain de 15,7dB et un bruit de 1,2dB. Dans les applications avec un réseau local sans fil 802.11 à 2450MHz, le MAX2641 affiche un gain de 13,5dB et un bruit de 1,5dB.

Ces amplificateurs ont une alimentation de polarisation interne qui élimine tout recours à des résistances de polarisation externes. Les seuls composants externes nécessaires dans une application typique sont les condensateurs de blocage des entrées et sorties et un condensateur de découplage de VCC.

Les MAX2640/MAX2641 sont proposés dans un minuscule boîtier SOT23 6 broches.

PERFORMANCE DE L'AMPLI LNA ACCORDE A 1900MHz



Mélangeurs convertisseurs-abaisseurs SiGe à bande large fonctionnent de 400MHz à 2,5GHz

Les MAX2680/MAX2681/MAX2682 sont des mélangeurs convertisseurs-abaisseurs miniatures à faible coût conçus pour un fonctionnement sous tension faible. Affichant un faible bruit et un point élevé d'interception d'intermodulation du troisième ordre (IIP3), ils conviennent parfaitement à une utilisation dans les équipements de communications portatifs. Ils utilisent des mélangeurs équilibrés double pour convertir-abaisser une plage de fréquence RF s'étendant de 400MHz à 2,5GHz en une plage de fréquence FI s'étendant de 10MHz à 500MHz.

Ces mélangeurs nécessitent une alimentation simple sous +2,7V à +5,5V, ce qui permet un fonctionnement direct depuis un accumulateur unique au lithium ou une batterie de 3 accumulateurs NiCd. Le courant d'alimentation est constant sur la plage spécifiée de tension d'alimentation et chaque composant offre un mode veille à faible consommation qui réduit le courant d'alimentation à moins de 1μA. Pour optimiser la plage dynamique du récepteur, les mélangeurs sont proposés en plusieurs versions avec diverses combinaisons de courant d'alimentation, de gain de conversion et de point d'interception IP3 en entrée (voir le *Product Selector Guide* de Maxim).

Les MAX2680/MAX2681/MAX2682 sont conçus avec un procédé d'avant-garde haute fréquence et faible bruit au silicium-germanium. Ils sont proposés dans un boîtier SOT23 6 broches.

