

# Régulateur à découpage « monolithique »

Dans cet article l'auteur présente une série de circuits régulateurs à découpage accompagnés de schémas d'application. Un exemple typique d'utilisation concernant un convertisseur 25 W est décrit plus en détail en développant les critères de choix des éléments périphériques.

Le LAS 6300, créé et fabriqué par *Lambda*, est le premier régulateur monolithique de puissance fonctionnant par découpage. Plus précisément, il existe une famille de régulateurs qui, actuellement, comprend quatre modèles :

- LAS 6300. Régulateur en boîtier T03 8 broches.
- LAS 6301. Régulateur abaisseur de tension en boîtier T03 8 broches.
- LAS 6302. Régulateur éleveur de tension ou pour commande de moteur, en boîtier T03 8 broches.
- LAS 6300 L. Régulateur en boîtier T096 10 broches.

Ces circuits permettent de constituer avec très peu d'éléments périphériques un convertisseur fournissant une tension continue régulée avec un rendement élevé. On peut estimer que leur emploi pour la réalisation d'une source de tension régulée peut, à performances égales, fournir une solution deux à quatre fois moins coûteuse que les solutions employées jusqu'alors.

Toute autre application impliquant l'emploi du découpage, notamment la commande progressive de moteurs, peut être envisagée.

Ils possèdent plusieurs particularités qui leur confèrent une grande souplesse d'utilisation :

- Fonctionnement à fréquence fixe dont la valeur est déterminée par un condensateur extérieur.
- Pour les LAS 6300 et 6300 L, transistor de sortie à collecteur et émetteur non connectés intérieurement, autorisant les configurations les plus diverses.
- Commande de blocage par signal extérieur pouvant être utilisée pour toute action de protection.

A l'exception du LAS 6300, ils possèdent en outre une entrée pour une

possibilité de limitation par une information extérieure.

## Description et caractéristiques

Dans un boîtier T03 8 broches (ou T096 10 broches pour le LAS 6300 L) hermétiquement scellé, le régulateur comprend une source de tension de référence compensée en température, un oscillateur en dent de scie modulable en fréquence en cas de dépassement de la limite de courant, un modulateur linéaire par le front arrière de l'impulsion, un amplificateur d'erreur, un transistor de sortie 5 A avec sa protection propre, un dispositif de limitation de courant, une sécurité de température et un dispositif de blocage. Voir schéma synoptique figure 1.

Un condensateur extérieur  $C_T$  fixe la fréquence de découpage suivant la loi approximative :

$$C_T \approx 6,7 \cdot 10^{-14} \times F$$

La plage de température de fonctionnement s'étend de  $-55$  à  $+125^\circ$ .

## Applications

Les schémas des figures 2 à 5 représentent des montages utilisant le LAS 6300 :

- Figure 2 : Convertisseur abaisseur
- Figure 3 : Convertisseur éleveur
- Figure 4 : Commande de moteur 5 A.
- Figure 5 : Commande de moteur 30 A. avec LAS 6300 L et transistor Darlington.

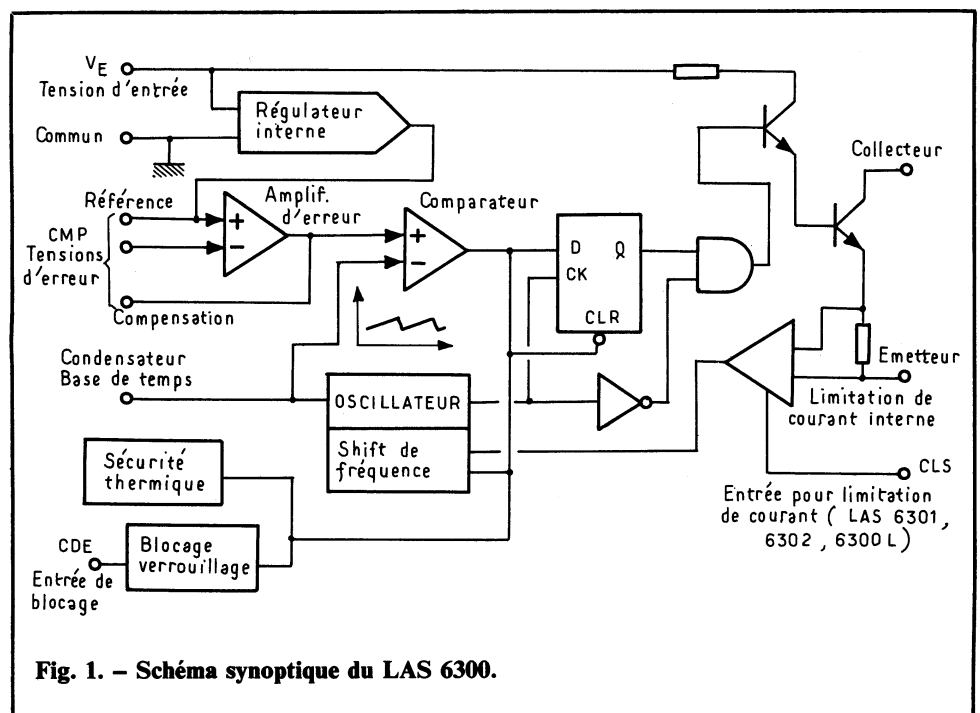


Fig. 1. — Schéma synoptique du LAS 6300.

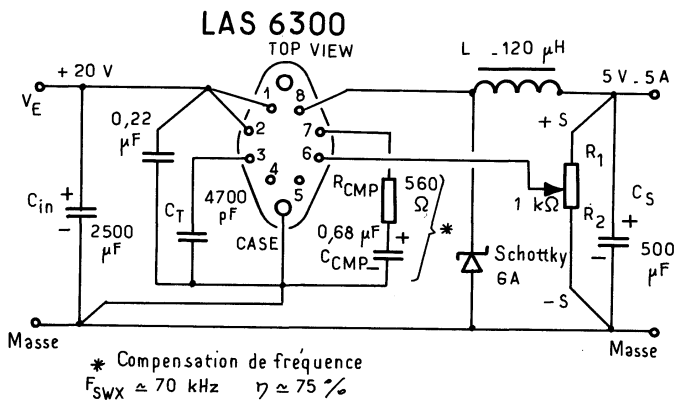


Fig. 2. -  
Convertisseur  
abaisseur de tension.

Le fonctionnement et la méthode servant à déterminer les éléments du convertisseur abaisseur sont détaillés par la suite.

### Convertisseur abaisseur 25 W - 5 V - 5 A. -

#### Principe

Le schéma de base d'un tel convertisseur est donné par la figure 6.

Dans le montage réel, l'interrupteur S est constitué par le transistor de sortie du LAS 6300 qui fonctionne en tout-ou-rien. Pendant  $T_{ON}$  le transistor conduit et présente une faible résistance au passage du courant, il peut être assimilé en première approximation à l'interrupteur fermé ; pendant  $T_{OFF}$  le transistor est bloqué et correspond à l'interrupteur ouvert.

La fréquence de commutation F de période  $T = \frac{1}{F}$  est telle que :

$$T = T_{ON} + T_{OFF}$$

Quand le transistor conduit, la tension de l'émetteur est égale à la tension d'alimentation  $V_E$  diminuée de la tension de saturation  $V_T$  du transistor. Le courant dans l'inductance croît linéairement pendant  $T_{ON}$  et varie d'une quantité :

$$+ \Delta I_L = \frac{(V_E - V_T - V_S) T_{ON}}{L}$$

Quand le transistor se bloque, l'inductance oblige la tension au niveau de l'émetteur à décroître très rapidement jusqu'à ce que la diode D conduise ; la tension devient alors  $-V_D$  ( $V_D$  : chute de tension aux bornes de la diode).

Le courant dans l'inductance décroît linéairement et varie d'une quantité :

$$- \Delta I_L = \frac{(V_S + V_D) T_{OFF}}{L}$$

En régime permanent,

$+ \Delta I_L = - \Delta I_L$  d'où :

$$V_S = \frac{(V_E - V_T) T_{ON} - V_D \times T_{OFF}}{T_{ON} + T_{OFF}}$$

#### Réalisation pratique 25 W, figure 7.

Données :  $V_S = 5 V$ .

$I_S = 5 A$ .

$V_E = 20 V. \pm 15 \%$  soit de 17 à 23 V.

La fréquence de fonctionnement a été choisie vers 70 kHz qui représentent un bon compromis entre les pertes dans le LAS 6300, la diode et l'inductance, qui croissent quand la fréquence augmente, et la taille des éléments qui varient d'une manière inverse.

Pour  $C_T$ , on a alors :

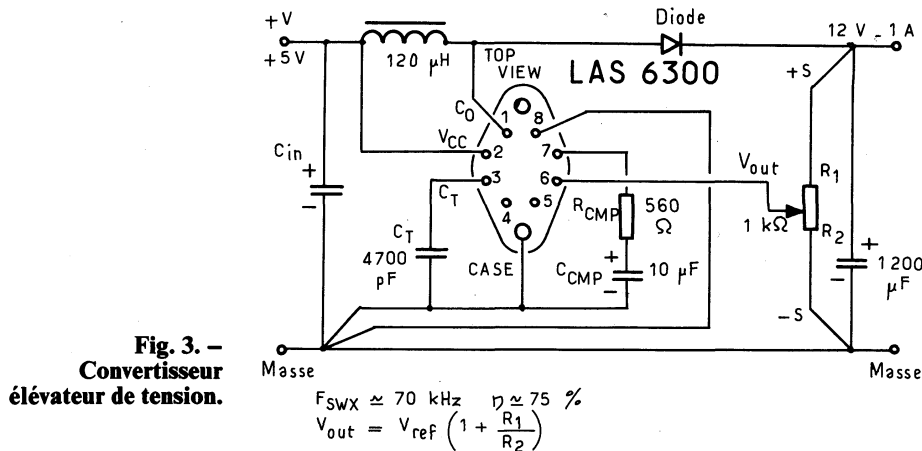


Fig. 3. -  
Convertisseur  
élevateur de tension.

$$F_{SWX} \approx 70 \text{ kHz} \quad \eta \approx 75 \%$$

$$V_{out} = V_{ref} \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

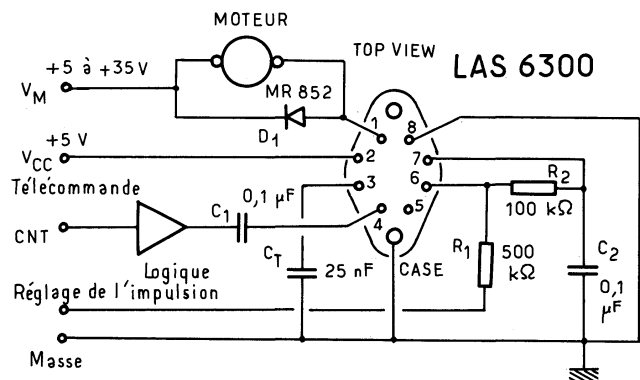


Fig. 4. - Commande  
de moteur 5 A.

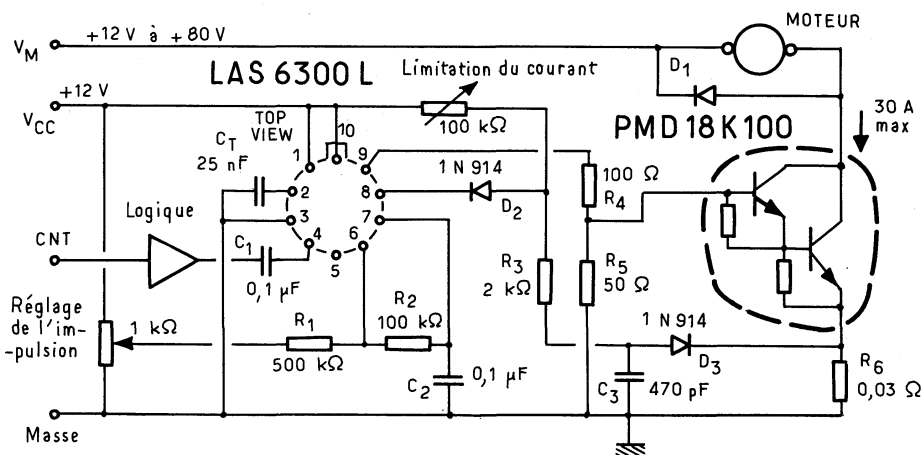


Fig. 5. - Commande de moteur 30 A.

$$C_T \approx 6,7 \times 10^{-14} \times F$$

$$\approx 6,7 \times 10^{-14} \times 70 \times 10^3$$

$$\approx 4700 \text{ pF}$$

$\Delta I_L$  est choisi vers 0,5 A. soit 10 % du courant de sortie, ce qui conduit à des pertes minimales dans le LAS 6300, dans la résistance série de  $C_S$  et dans l'inductance L, et donne un niveau de bruit en sortie acceptable. Le courant crête maximal est,

$$I_{\text{crête}} = I_{\text{moyen}} + \frac{\Delta I_L}{2}$$

$$= 5 + \frac{0,5}{2} = 5,25 \text{ A.}$$

valeur qui est compatible avec la limite minimale spécifiée pour le LAS 6300 : 5,5 A.

D'après le taux de travail pratiquement utilisable et la chute dans le transistor de commutation, on peut estimer que pour obtenir une tension de sortie  $V_S$ , la tension d'entrée doit être supérieure à

$$V_{\text{MIN}} = 1,4 V_S + 3 \text{ V.}$$

$$\text{Pour } V_S = 5 \text{ V., } V_{\text{MIN}} = 10 \text{ V.}$$

D'un autre côté,  $V_{\text{MAX}}$  spécifié est 35 V.

Ces deux valeurs limites sont compatibles avec les données 17 et 23 V.

La valeur de l'inductance L est déduite des équations donnant les valeurs de  $\Delta I_L$

$$L = \frac{1}{F \times \Delta I_L \left( \frac{1}{V_E - V_T - V_S} + \frac{1}{V_S + V_D} \right)}$$

Soit :

$$L = \frac{1}{70 \times 10^3 \times 0,5 \left( \frac{1}{23 - 3 - 5} + \frac{1}{5 + 0,5} \right)}$$

$$\approx 120 \text{ } \mu\text{H}$$

La présence d'un courant permanent à travers le bobinage intervient sur la valeur effective de l'inductance qui doit donc être réalisée en tenant compte du courant continu de sortie  $I_S$ ; d'autre part, la valeur de la résistance série de ce bobinage doit être aussi faible que possible pour minimiser les pertes et ne doit pas raisonnablement dépasser 50 m $\Omega$ .

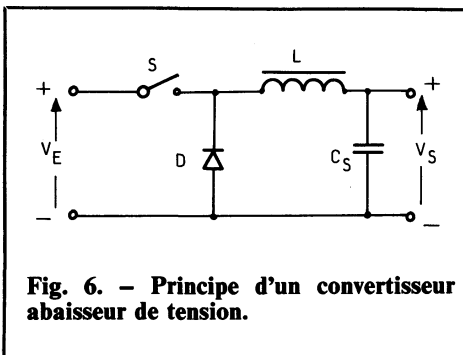


Fig. 6. - Principe d'un convertisseur abaisseur de tension.

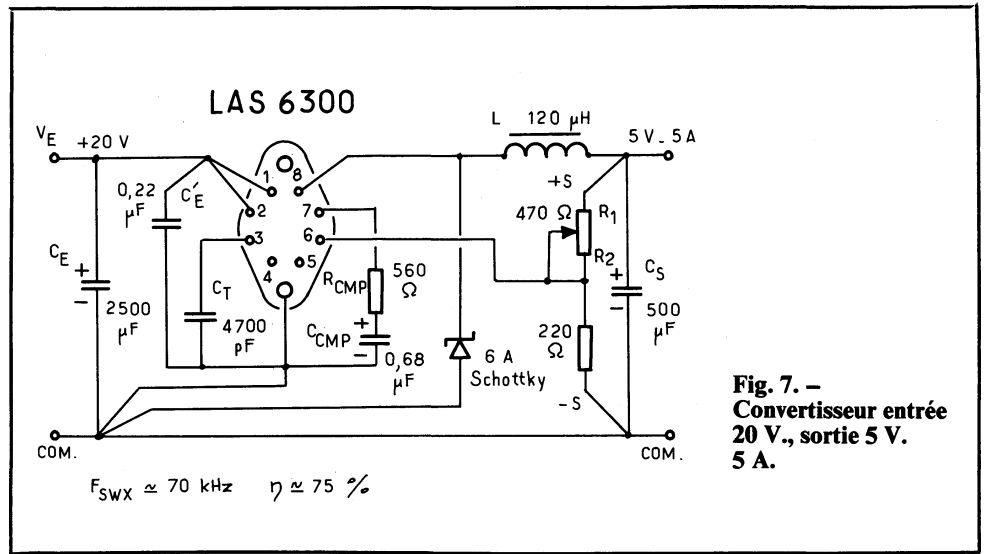


Fig. 7. - Convertisseur entrée 20 V., sortie 5 V. 5 A.

Le condensateur de filtrage  $C_S$  constitue avec l'inductance un élément de filtre passe-bas, et pour obtenir un filtrage efficace, la fréquence de coupure est choisie 2 décades au-dessous de celle de découpage, soit environ 700 Hz.

On a alors :

$$L C_S \omega_c^2 = 1$$

$$C_S = \frac{1}{4 \pi^2 f_c^2 L}$$

$$C_S = \frac{1}{4 \pi^2 \times (700)^2 \times 120 \times 10^{-6}}$$

$$\approx 500 \text{ } \mu\text{F}$$

$R_1$  et  $R_2$  constituent sur la tension de sortie un pont diviseur qui ramène sur la broche 6 un niveau de même amplitude que la référence  $V_{\text{REF}} \approx 2,15 \text{ V.}$

Pour  $V_S = 5 \text{ V.}$  on doit avoir :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \approx \frac{2,15}{5}$$

En fixant  $R_2 = 220 \text{ } \Omega$

$$R_1 \approx 300 \text{ } \Omega$$

En fait  $R_1$  est constitué d'un potentiomètre de 470  $\Omega$  monté en résistance variable.

La valeur de la résistance du circuit de compensation  $R_{\text{CMP}}$  est obtenue d'après

$$R_{\text{CMP}} \approx \frac{1,5}{G_M}$$

1,5 : gain à la fréquence de coupure  $f_c$  pour assurer la stabilité de la boucle.

$G_M$  : Transconductance du LAS 6300

$$R_{\text{CMP}} \approx \frac{1,5}{2,7 \times 10^{-3}}$$

$$\approx 560 \text{ } \Omega$$

La valeur du condensateur du circuit de compensation  $C_{\text{CMP}}$  est telle qu'à la fréquence de coupure  $f_c$  :

$$R_{\text{CMP}} C_{\text{CMP}} \pi f_c = 1$$

$$C_{\text{CMP}} = \frac{1}{\pi \times f_c \times R_{\text{CMP}}}$$

$$= \frac{1}{\pi \times 700 \times 560}$$

$$\approx 0,8 \text{ } \mu\text{F}$$

soit, en pratique, de 0,68 à 1  $\mu\text{F.}$

Ce circuit peut être remplacé par un réseau plus complexe comprenant une résistance de 8,2 k $\Omega$  en série avec un condensateur de 0,68  $\mu\text{F}$ , le tout en parallèle sur une résistance de 1,8 k $\Omega$  placée en série avec un condensateur de 2,2 nF. Ce réseau permet d'obtenir une réduction des résidus transitoires superposés à la tension de sortie en cas de brusques variations de la tension d'entrée.

En considérant un rendement  $\eta$  de 70 % et la relation classique de 1000  $\mu\text{F/A.}$  le condensateur d'entrée  $C_E$  a pour valeur

$$C_E \approx 1000 \times I_S \times \frac{V_S}{\eta V_{\text{EMIN}}}$$

$$\approx 1000 \times 5 \times \frac{5}{0,7 \times 17}$$

$$\approx 2500 \text{ } \mu\text{F}$$

La diode D doit être du type Schottky avec  $V_D < 0,5 \text{ V.}$  au courant crête de 5,25 A et avoir un temps de recouvrement inverse inférieur à 63 ns pour maintenir à un niveau faible les pertes pendant  $T_{\text{OFF}}$

La puissance totale dissipée  $P_D$  dans le LAS 6300 est estimée d'après la relation :

$$P_D \approx I_S \times \frac{V_S}{V_{\text{EMIN}}} (1,6 \times 0,2 I_S)$$

$$+ 0,5 V_{\text{EMIN}} \times I_C \times T_D \times F$$

$T_D$  étant le temps de descente en commutation du LAS 6300 soit environ 150 ns d'où :

$$P_D \approx 5 \times \frac{5}{17} (1,6 + 0,2 \times 5)$$

$$+ 0,5 \times 17 \times 5,25 \times 150 \times 10^{-9} \times 70 \times 10^3$$

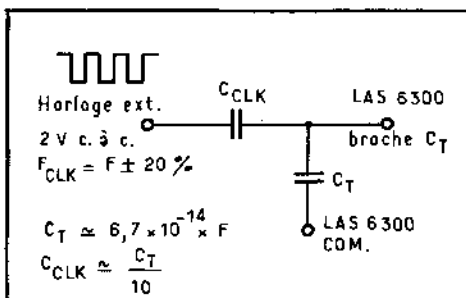


Fig. 8. - Synchronisation par un signal d'horloge extérieur.

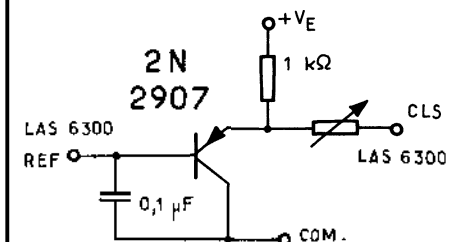


Fig. 9. - Commande progressive de la limitation de courant.

$P_D \approx 4,3 \text{ W}$

Si la résistance thermique  $\Theta_{JC}$  du LAS 6300 est au maximum de  $3^\circ\text{C/W}$ , celle de la liaison boîtier-radiateur  $\Theta_{CR}$  de  $0,2^\circ\text{C/W}$ , pour une température ambiante  $T_A$  de  $70^\circ\text{C}$  et une température de jonction de  $125^\circ\text{C}$  la résistance thermique  $\Theta_R$  du radiateur doit être inférieure ou égale à :

$$\Theta_R \leq \frac{T_J - T_A}{P_D} - (\Theta_{JC} + \Theta_{CR})$$

$$\Theta_R \leq \frac{125 - 70}{4,3} - (3 + 0,2)$$

$$\Theta_R \leq 9,5^\circ\text{C/W}$$

### Conseils de réalisations et fonctions annexes.

— Employer, autant que possible, un plan de masse en cuivre plein pour éviter les inductances parasites et les bouclages de masse éventuels.

— Utiliser des longueurs de fils aussi courtes que possible.

— Découpler le collecteur par rapport au boîtier à l'aide d'un condensateur disque céramique de  $0,22$  à  $0,33 \mu\text{F}$  pour réduire l'effet inductif du fil d'arrivée de puissance.

— L'emploi d'une diode Schottky permet de diminuer les pertes par chute directe et procure un temps de recouvrement très bref, nécessaire pour exploiter les performances de blocage rapide du LAS 6300.

— Respecter la disposition des fils de câblage telle qu'elle est représentée sur le schéma de la figure 7.

— Les valeurs limites de  $T_{ON}$  sont données par :

$$T_{ON} \approx \frac{V_S}{F \times V_E} > 2 \mu\text{s}$$

et

$$T_{ON} < \frac{0,85}{F}$$

— Le découplage par condensateur des broches de commande et de référence n'est en général pas nécessaire quand une disposition s'inspirant des techniques employées en hautes fréquences est utilisée. Sinon, il peut être nécessaire de découpler chacune de ces broches par un condensateur disque céramique de  $0,1 \mu\text{F}$ .

— En respectant les recommandations précédentes, on peut obtenir

les résultats suivants :

$$V_{ref} \approx 2,15 \text{ V}$$

$$F \approx 70 \text{ kHz}$$

$$V_S = 5 \text{ V}$$

$$I_S = 5 \text{ A}$$

$$V_E = 12 \text{ V}$$

$$I_E = 2,9 \text{ A}$$

$$\eta = 71,6 \%$$

$$V_E = 30 \text{ V}$$

$$I_E = 1 \text{ A}$$

$$\eta = 83,3 \%$$

Régulation en fonction des variations de tension d'entrée de  $17$  à  $23 \text{ V}$  :  $< 10 \text{ mV}$ .

### CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES

(Sauf indications contraires  $V_E = 12 \text{ V}$ ,  $f = 70 \text{ kHz}$ ,  $T_d = 25^\circ\text{C}$ .)

PARAMETRES	CONDITIONS D'ESSAI	VALEURS			UNITES
		MIN	TYP	MAX	
<b>REFERENCES</b>					
Tension de référence		2,04	2,15	2,27	V
Régulation ligne	$V_E = 6 \text{ à } 35 \text{ V}$		0,06		%/V
Coefficient de température	$T_i = 0^\circ\text{C} \text{ à } 125^\circ\text{C}$		0,005		%/°C
<b>OSCILLATEUR</b>					
Précision initiale de fréquence			$\pm 10$		%
Régulation ligne de la fréquence	$V_E = 6 \text{ à } 35 \text{ V}$		0,06		%/V
Coefficient de température de la fréquence	$T_i = 0^\circ\text{C} \text{ à } 125^\circ\text{C}$		0,05		%/°C
Fréquence maximale				200	kHz
Facteur de forme de la dent de scie			85		%
<b>AMPLIFICATEUR D'ERREUR</b>					
Offset de la tension d'entrée	$G_M = \Delta I_{CMP} / \Delta V_{CMP}$			10	mV
Transconductance			2,7		mA/V
Courant de sortie absorbé ou fourni		1,5	0,2		mA
Plage d'entrée en mode commun				3,0	V
Gain en boucle ouverte	CMP en circuit ouvert		70		dB
<b>SORTIE</b>					
Tension collecteur-émetteur		5,5		35	V
Limitation du courant de sortie			8	10	A
Tension de saturation	$I_S = 2 \text{ A E}$		1V		V
Tension de saturation	$I_S = 5 \text{ A E}$		2,5 V		V
Temps de montée	$I_S = 5 \text{ A}$		100		ns
Temps de descente	$I_S = 5 \text{ A}$		150		ns
Seuil de limitation de courant	$V_E = 5 \text{ à } 35 \text{ V}$		1,7		V
Seuil de blocage			0,75		V
<b>CONSOMMATION</b>					
Courant de repos $I_S$ en circuit ouvert	$V_E = 5 \text{ à } 35 \text{ V}$		20		ma
Courant de repos $I_S$ à la masse			100		ma

— L'entrée CDE permet la commande arrêt/marche du LAS 6300 par un signal extérieur. Le passage de la tension appliquée au-dessus d'un seuil de  $0,75 \text{ V}$  déclenche la logique interne qui inhibe les impulsions de sortie jusqu'à ce que, soit la tension d'entrée  $V_E$  disparaisse, soit CDE retourne au potentiel de la masse. Si une résistance inférieure à  $5000 \Omega$  est placée entre CDE et la masse, la possibilité de commande sera inhibée et la protection en température inopérante. L'utilisation d'un condensateur de  $0,1 \mu\text{F}$  en série avec l'entrée CDE permet de commander le fonctionnement du LAS 6300 par des signaux issus de circuits logiques extérieurs. Limiter le courant fourni à CDE à  $1 \text{ mA}$  maximum.

— La mise à la masse de la broche CMP provoque également un blocage du LAS 6300 et peut être employée comme commande arrêt/marche. Quand la mise à la masse est supprimée le LAS 6300 reprend son fonctionnement normal.

— On peut synchroniser la fréquence de découpage  $F$  par les signaux d'une horloge extérieure de fréquence  $F_{CLK}$  à condition que  $F_{CLK}$  ne diffère pas de  $\pm 20 \%$  de  $F$ . Employer la disposition de la figure 8.

— La sécurité de température rele-

vée au niveau de la jonction du LAS 6300 déclenche vers 150 °C et de la même façon que l'action sur la broche CDE. La remise en marche s'effectue soit par la coupure de la tension d'entrée  $V_E$  soit par la mise à la masse de CDE.

— La sortie référence est protégée contre les courts-circuits à la masse et peut fournir ou absorber un courant de 50  $\mu$ A.

### Limitation de courant

Les régulateurs LAS 6300 L, LAS 6301 et LAS 6302 possèdent pour la commande du découpage, une entrée CLS qui est généralement utilisée avec une information liée au courant global délivré. L'utilisation de cette entrée permet de fixer une limite de courant interne inférieure à la valeur d'origine, laquelle peut atteindre 10 A. Le seuil d'action de CLS est au voisinage de 1,7 V. Cependant, on peut descendre cette valeur en utilisant une résistance extérieure réunie soit à la tension d'entrée, soit à une autre source auxiliaire ; on a alors :

$$I_{CLS} = 1,7 - 0,212 I_{LIMIT}$$

$I_{CLS}$  : courant injecté en mA,

$I_{LIMIT}$  : limite interne du courant en A.

Pour obtenir une action progressive de cette limitation de courant, on peut être amené à intercaler dans l'entrée CLS un transistor suivant la disposition de la figure 9. Ce montage réduit l'influence des variations de tension d'entrée et des impulsions résiduelles générées par la commutation.

Une résistance placée entre CLS et la masse augmente la limite interne et permet d'atteindre 10 A. pour des surcharges occasionnelles, mais peut entraîner la destruction du régulateur si la sortie est en court-circuit.

### Commande de moteurs

Les figures 4 et 5 présentent des exemples d'utilisation du LAS 6300 pour la commande à vitesse variable de moteurs à courant continu. La vitesse est contrôlée par la largeur de l'impulsion commandant la tension appliquée au moteur à une fréquence suffisamment élevée pour que l'inductance du moteur agisse comme élément de stockage de l'énergie (25 kHz dans ces exemples). Le nombre de tours par minute  $N$  du moteur est donné par une relation de la forme :

$$N = K \frac{T_{ON}}{T} V_M$$

La commande du taux de travail du LAS 6300 se fait suivant la relation

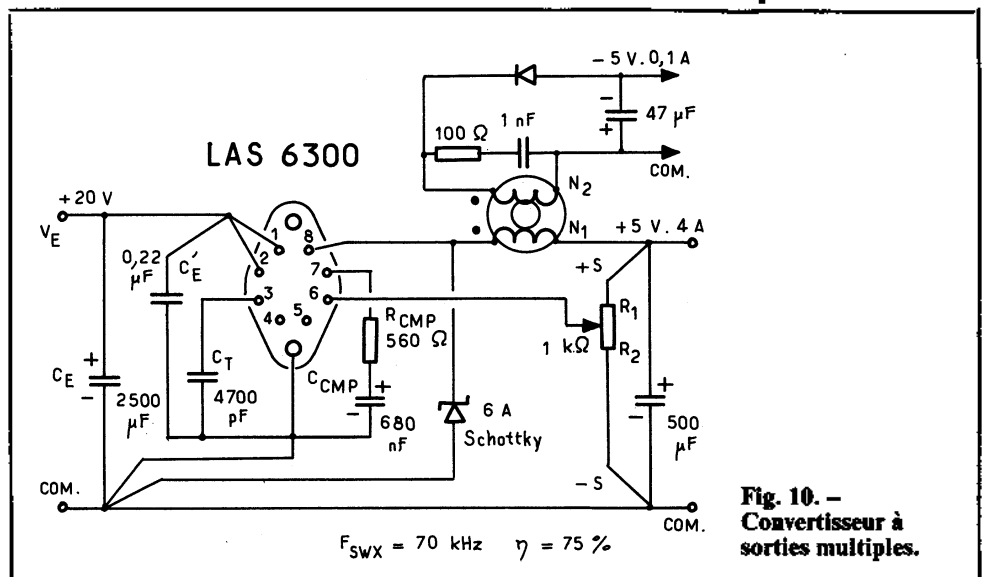


Fig. 10. — Convertisseur à sorties multiples.

$$\frac{T_{ON}}{T} = 2 [V_{REF} (1 + A_V) - 1,225 V - V_C \times A_V]$$

$K$  : coefficient de proportionnalité de la vitesse du moteur avec sa tension d'alimentation.

$T_{ON}$  : Temps de conduction de l'impulsion.

$T$  : Période de la fréquence de fonctionnement  $T = \frac{1}{F}$

$V_M$  : Tension aux bornes du moteur.

$A_V$  : Gain de l'amplificateur d'erreur  $\approx \frac{R_2}{R_1}$

$V_{REF}$  : Tension de référence du LAS 6300

1,225 V : Limite inférieure de la rampe de l'oscillateur en dent de scie.

$V_C$  : Tension de commande.

Dans les circuits représentés,  $C_3$  découple en haute fréquence l'amplificateur d'erreur du LAS 6300. Dans le montage de la figure 4, la limitation interne de courant est utilisée sans qu'il soit nécessaire d'ajouter des composants supplémentaires. Dans le montage de la figure 5, le courant découpé est contrôlé par l'intermédiaire de  $R_6$  (dont l'effet d'inductance est réduit par  $C_4$  et  $D_3$ ). L'information est transmise à l'entrée CLS par  $P_1$ ,  $P_2$  et  $R_3$ . Quand la tension sur l'entrée CLS atteint 1,7 V, l'impulsion de sortie s'interrompt et la déviation de fréquence est mise en action. ( $D_2$  est nécessaire pour permettre le fonctionnement de la limitation interne en parallèle avec celle résultant du passage du courant dans  $R_6$ ). Dans les deux exemples, la déviation de fréquence provoquée par l'accroissement du courant limite la puissance moyenne dissipée dans l'élément commutateur et avertit l'utilisateur d'une anomalie de fonctionnement. La lecture de

courant peut être également utilisée pour limiter le couple du moteur à une valeur maximale, et de la même façon que dans un convertisseur l'entrée CDE peut être employée pour une commande arrêt/marche.

### Convertisseur avec sortie auxiliaire

Dans de nombreuses applications, il est nécessaire de disposer en plus de la tension principale, d'une ou de plusieurs tensions auxiliaires de puissances souvent faibles, pour la polarisation de circuits logiques ou pour alimenter des amplificateurs analogiques par exemple. Une façon simple d'obtenir ces tensions sur un convertisseur à découpage consiste à disposer un enroulement supplémentaire sur le circuit magnétique de l'inductance qui devient une combinaison inductance-transformateur, et dont le circuit électrique équivalent correspond à une inductance en parallèle avec un transformateur. On peut estimer que la puissance du secondaire ne doit pas dépasser 10% de la puissance primaire.

La valeur de la tension secondaire est donnée approximativement par le rapport des nombres de tours :

$$V_{AUX} = \frac{N_2}{N_1} V_S$$

$N_1$  étant le nombre de spires de l'enroulement principal et  $N_2$  celui correspondant à l'enroulement secondaire.

La figure 10 présente le schéma d'un convertisseur avec une sortie principale  $\pm 5$  V. 4 A. et une sortie auxiliaire  $-5$  V. 0,1 A. Un circuit amortisseur RC placé sur les sorties de l'enroulement secondaire, empêche les phénomènes d'oscillations parasites.