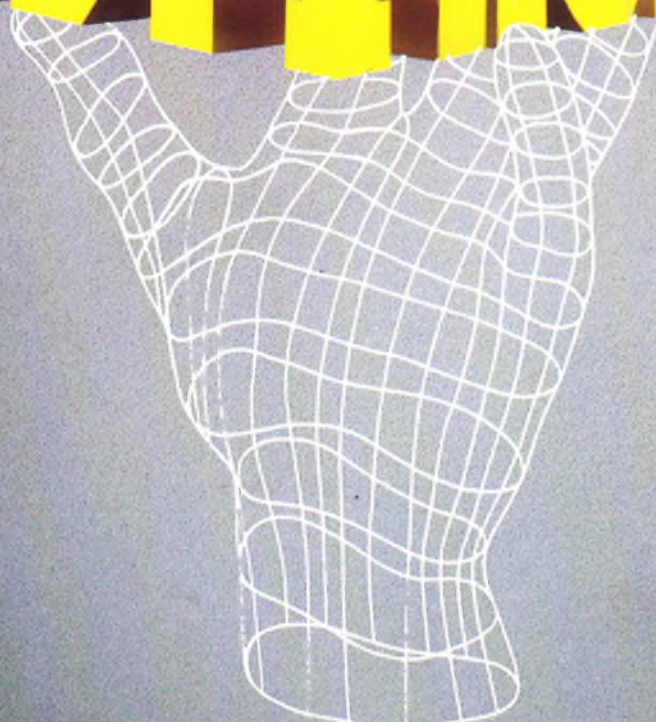


HOBBYTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL
D'APPLICATIONS
ELECTRONIQUES**

N°15 - AVRIL 1992 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE

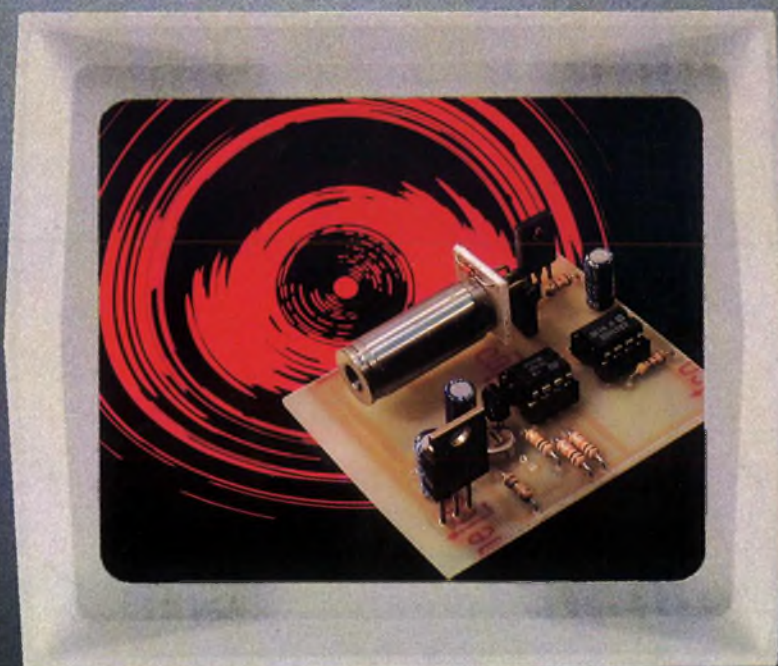


VIDEO

LUMIERE



EMISSION-
RECEPTION



VOITURE-MOTO



MESURE

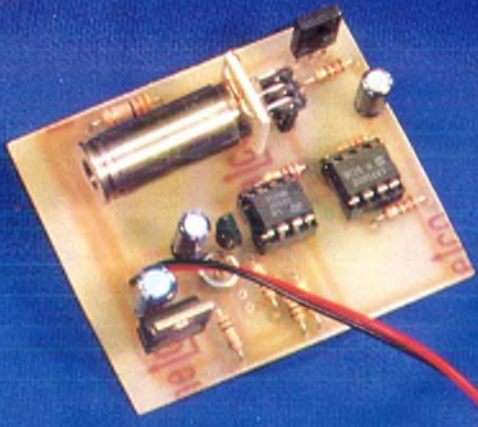
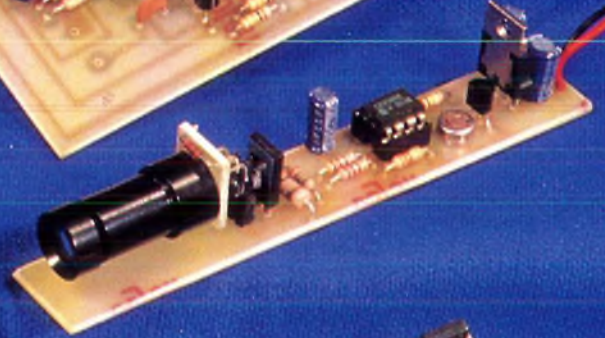
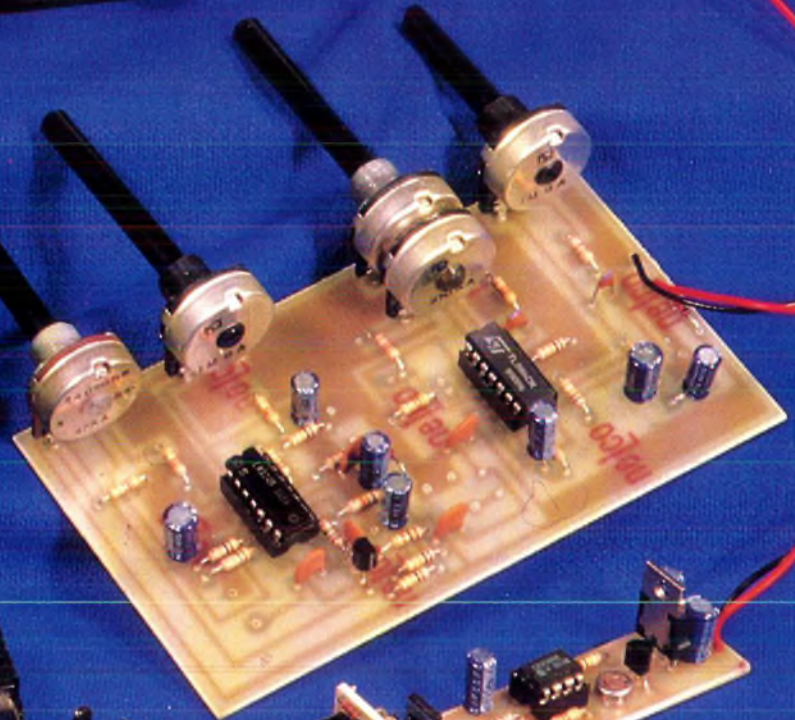
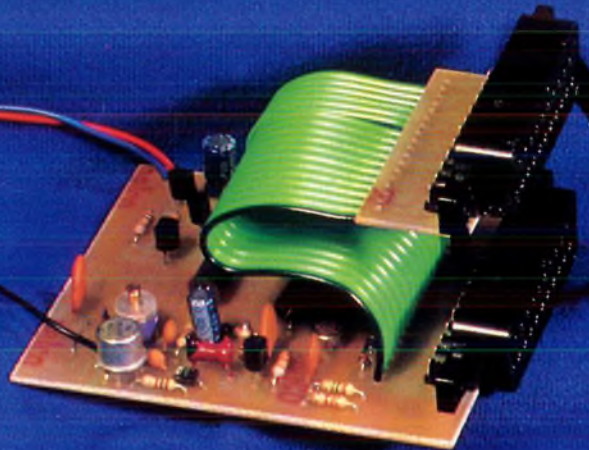


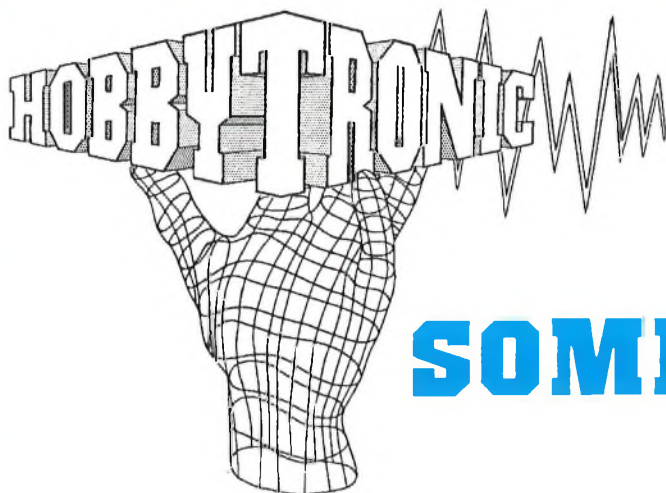
SONORISATION



M443 - 15 - 15.00 F







SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

Les performances d'un petit appétit :
Le LM 10, ampli opérationnel et référence de tension 5

<L>ight <A>mplification by <S>timulated <E>mission of
<R>adiations, autrement dit :
Les diodes LASER 24



NOS REALISATIONS PRATIQUES

Tempo à petit prix.
Un métronome en "culottes courtes" 2

Les différentes voies du truquage de voix :
à voir impérativement ! ..
1/ **Fuzz et trémolo pour guitare** 15
2/ **Truqueur de voix** 20

Ce qu'il faut faire (et ne pas faire) pour piloter
une diode LASER.
Un circuit de commande de diode LASER 34

Donnez l'antenne à votre téléviseur.
Emetteur PERI-FM 39

Deux Péritelés autonomes 43

Sommaire permanent 47

Pour vous abonner, rendez-vous en page 48





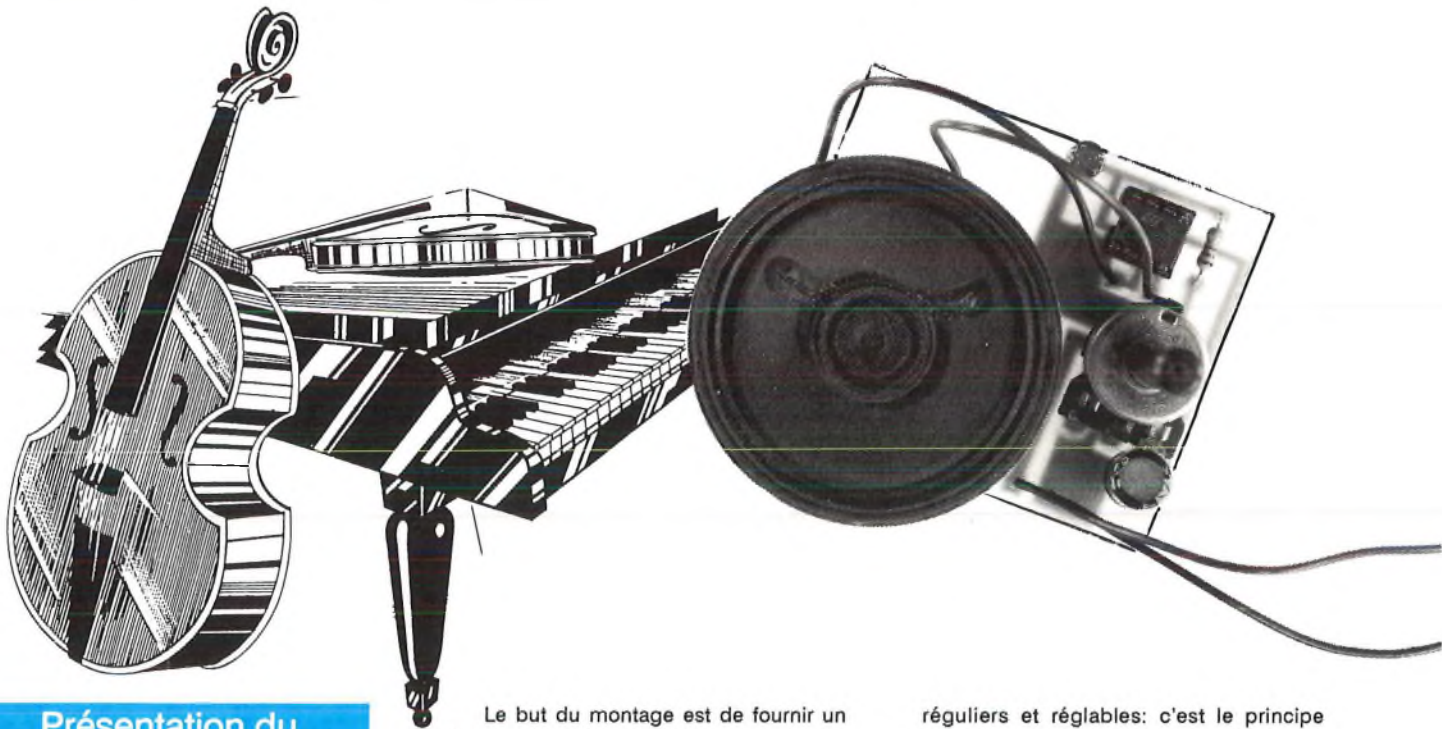
Un métronome en "culottes courtes"

Que vous soyez amateur ou professionnel de la musique (et d'électronique bien sûr!), vous vous souvenez sans doute d'un métronome déjà étudié dans nos lignes.

Ce montage, décrit dans l'Hobbytronic numéro 8 de septembre 91, était une version à affichage numérique et donc, passablement plus complexe que le montage que nous allons suivre à présent.

En effet, le métronome simple que nous vous proposons ce mois-ci est une solution moins coûteuse et avec une consommation plus faible.

Moins encombrant et plus discret que son prédécesseur, il remplacera et imitera parfaitement son ancêtre mécanique...



Présentation du métronome

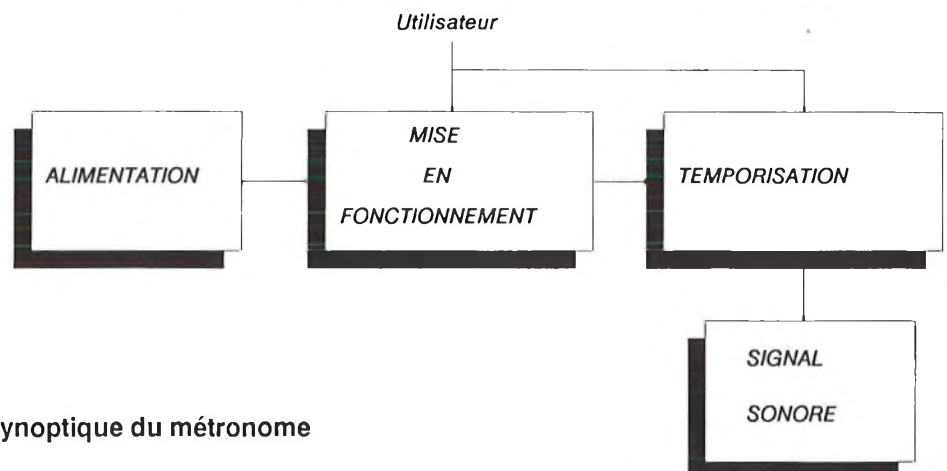
Ce montage est une application toute simple du célèbre, mais néanmoins indispensable, NE 555.

Comme il est utilisé pour tout ce qui fait appel à des fonctions où le temps intervient, que ce soit en mode astable ou en mode monostable, il est donc logique que nous le retrouvions ici.

Le fait qu'il ne nécessite que peu de composants extérieurs pour fonctionner, sa facilité d'implantation et sa taille réduite nous ont dirigé vers le choix (judicieux) de ce circuit.

Le but du montage est de fournir un signal sonore très bref à des intervalles

réguliers et réglables: c'est le principe classique du pendule mécanique.



Les battements seront réglables par l'intermédiaire d'un potentiomètre à interrupteur d'environ 35 à 140 coups par minute.

Principe de fonctionnement

L'alimentation s'effectue par une simple pile 9 Volts, dont la mise en contact avec le montage se fera par action sur l'interrupteur du potentiomètre de battement.

Dès que ce premier contact sera établi, la temporisation se déclenchera et ira commander le signal sonore.

Rappel sur le NE 555

Ce circuit intégré est constitué d'une bascule RS pilotée par deux comparateurs, d'un réseau de trois résistances, d'une sortie de puissance et d'une sortie collecteur ouvert pour la décharge de condensateurs.

Le réseau de résistances est utilisé pour fournir deux tensions de référence placées respectivement à $1/3$ et à $2/3$ de la tension d'alimentation (les trois résistances internes étant de valeurs identiques).

Le fonctionnement en devient simple: Lorsqu'une tension inférieure à $1/3$ de la tension d'alimentation (V_{CC}) est appliquée sur l'entrée de déclenchement du NE 555 (patte 2), la sortie 3 passe à l'état haut et la sortie de décharge (patte 7) est bloquée.

Quand une tension supérieure à $2/3$ de V_{CC} est appliquée sur l'entrée de seuil (patte 6) et que celle appliquée sur l'entrée de déclenchement est supérieure à $1/3$ de V_{CC} , la sortie passe à l'état bas et la sortie de décharge devient conductrice (voir courbes ci-contre).

La base étant posée, poursuivons avec le schéma de détail.

Le schéma de détail

L'alimentation

L'alimentation par pile de 9 Volts sera filtrée par le condensateur C1 qui diminuera l'impédance interne de la pile au moment de la sollicitation du HP.

Schéma interne du NE 555

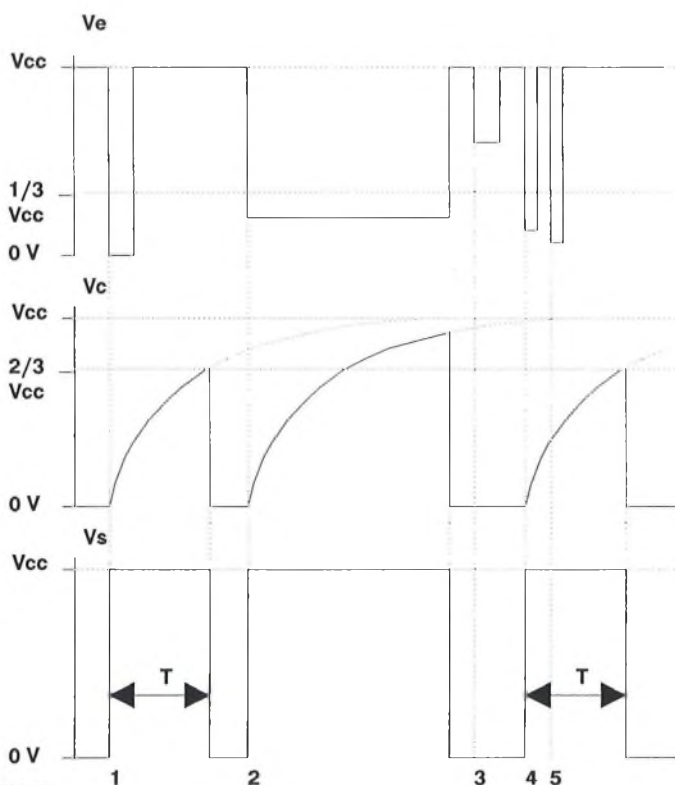
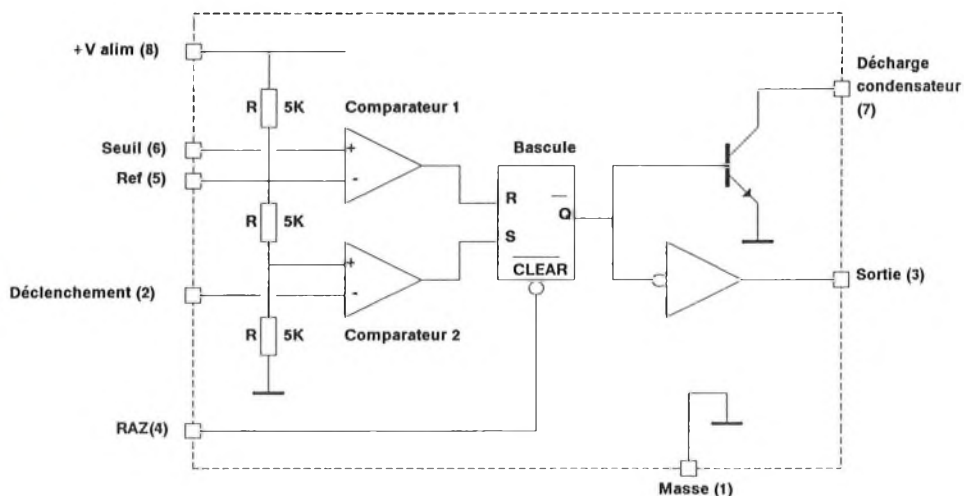
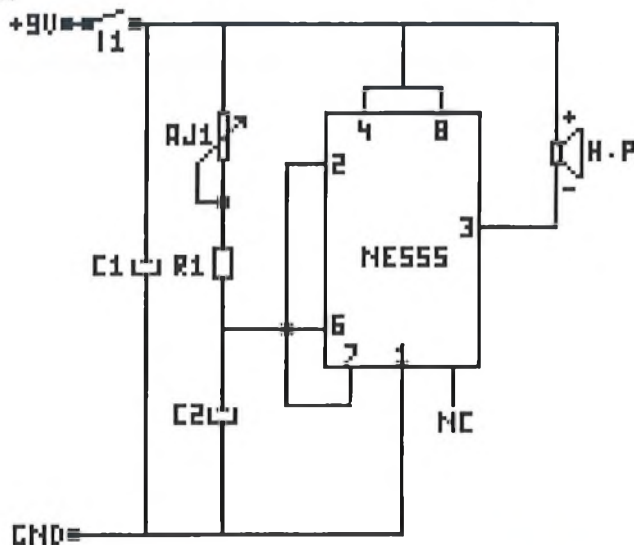
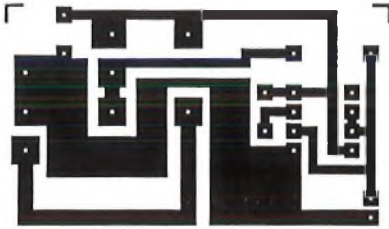


Schéma de détail





Le condensateur C2 commence donc à se charger à travers AJ1 et la résistance R1, et ce jusqu'à 2/3 de Vcc.

La sortie décharge étant à l'état bas, elle bloque ainsi le transistor interne, permettant la charge de C2.

C2 ayant atteint les 2/3 de VCC, la sortie bascule à l'état bas.

Le transistor se sature et provoque instantanément la décharge de C2 vers la masse, ce qui a pour effet de le court-circuiter.

Arrivé à 1/3 de VCC, le comparateur 2 change d'état et vient modifier l'état de la bascule interne qui va bloquer à son tour le transistor de décharge. A ce moment, C2 peut recommencer à se charger et viser son nouveau but qui est d'atteindre Vcc.

Singulière similitude de fonctionnement avec les oscillateurs 1/3 2/3 réalisés à l'aide d'une porte de comparateur.

Pendant ce même temps, la sortie du NE 555 repasse à l'état haut et provoque une impulsion qui excite le haut-parleur, créant ainsi le "TOC" que nous attendions depuis le début....

Tel le mouvement mécanique, le fonctionnement se perpétuera jusqu'à ce que le montage ne soit plus alimenté.

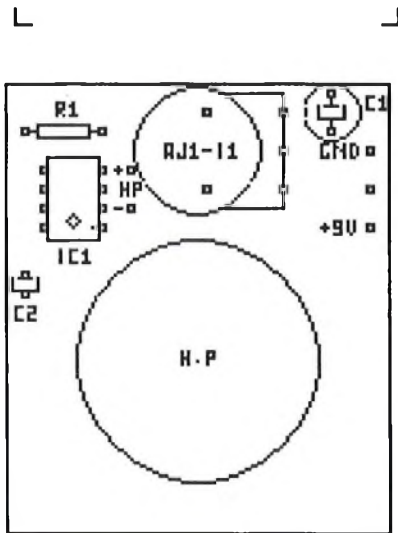
Le montage a été conçu pour être introduit dans un coffret 962 avec un emplacement adéquat pour la pile de 9 Volts.

Le réglage du nombre d'impulsions désirées par minute s'effectue par le potentiomètre AJ1 pour lequel il faudra, bien entendu, percer un trou (Ø 6,5) dans le boîtier pour que son axe puisse dépasser du couvercle.

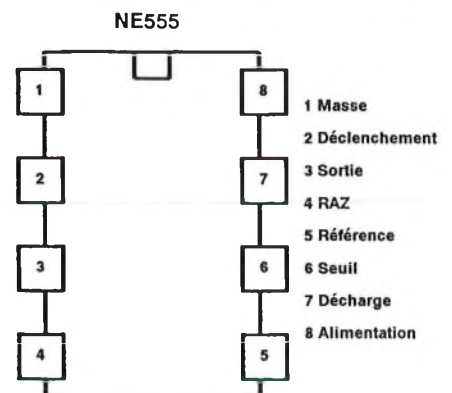
Un bouton, pour axe de Ø6 pourra éventuellement être ajouté pour faciliter le réglage et donner un aspect final agréable.

Pour le reste, dès la mise sous tension le montage doit fonctionner.

Si tel n'est pas le cas, l'origine de la panne sera sans doute de la même teneur que la complexité du montage, c'est à dire simple...



Brochage du NE 555



La base de temps

Comme nous l'avons vu précédemment, c'est le NE 555 qui est à l'origine de la temporisation. Il sera câblé en mode astable.

Les composants extérieurs, c'est à dire la résistance R1, le potentiomètre AJ1 et le condensateur C2 déterminent la durée de l'impulsion de sortie.

En temps normal, un signal d'entrée est injecté directement sur la patte déclenchement du monostable.

Dans le cas présent, la patte 2 du NE 555 (déclenchement) est reliée immédiatement à l'entrée de seuil du circuit.

L'explication du résultat obtenu est simple: prenons par exemple le moment T0 où le montage est mis sous tension (exemple pertinemment choisi).

La tension en patte déclenchement étant inférieure à 1/3 de Vcc (tension d'alimentation), la sortie passe directement à l'état haut.

Liste des composants

R1	18 kΩ 1/4 Watt (marron, gris, orange)
C1	100 uF 25V chimique
C2	22 uF 25V chimique
AJ1-11	Potentiomètre + inter. 47 kΩ
IC1	NE 555
1 support CI	8 broches
H.P	Haut-parleur 8 Ω 0,3 Watt
1	Coupleur de pile 9 Volts
1	Coffret 962 DIPTAL

Réalisation

Le peu de composants que nécessite ce montage rend la réalisation extrêmement simple.

La simplicité ne doit pourtant pas entraîner la déconcentration: respecter le sens de l'IC, des chimiques et de l'alimentation.

L'espace de circuit imprimé resté vide servira à poser le haut-parleur.

Conclusions

Eh oui, la mécanique est de plus en plus dépassée...

Cette application appartient typiquement à celles qui font abandonner brucelles, tournevis d'horloger et binoculaires pour un contrôleur et un fer à souder.

Avantage indéniable par rapport à la mécanique pour l'amateur débutant: c'est qu'on ne risque pas de retrouver un paquet de ressorts et d'engrenages dans toute la pièce dès que l'on essaye de comprendre comment ça marche...

Ce montage est également une manière très intéressante d'apprendre les bases de l'électronique et de s'initier tout en s'amusant. Et on y arrive très bien!

J.TED



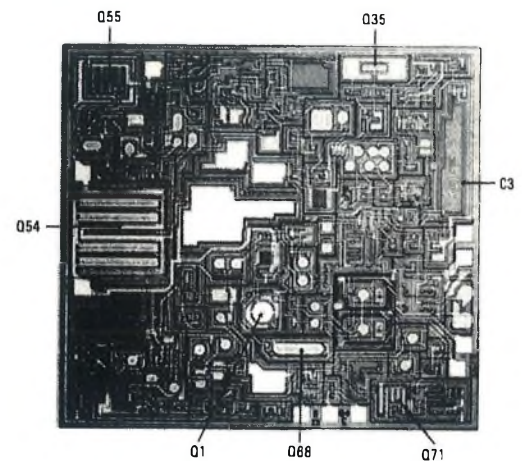
Le LM10, Ampli opérationnel et référence de tension

Les circuits intégrés évoluent et, dans le même temps, les caractéristiques s'affinent, tendant de plus en plus à s'approcher de l'amplificateur opérationnel idéal.

Avec celui que nous allons décrire ici, le bon vieux 741 connu de tous prend un peu plus encore un profil d'ancêtre....

Bien que les domaines d'application de ce circuit soient plus spécifiques (travail à très faible tension, fonctionnement en "flottant"), l'utilisation de ses caractéristiques attrayantes permet de l'insérer dans des schémas classiques, entraînant bien souvent d'énormes simplifications de ceux-ci.

Sachant que dans ce circuit d'un minimum de 8 broches, plus de 80 transistors entrent en jeu, on imagine difficilement le montage équivalent en composants discrets.



Cessons d'épiloguer et entrons dans le royaume des pico-Ampères, millièmes de % et autres valeurs lilliputiennes.

Description générale

Les circuits intégrés de la série LM10 de National Semiconductor, sont des circuits linéaires monolithiques comprenant une référence de tension de précision, un buffer ajustable de la référence et un amplificateur opérationnel de haute qualité.

Le circuit peut fonctionner à partir d'une alimentation unique aussi faible que 1.1 V ou aussi haute que 40 Volts, consommant seulement 270 uA.

Un étage de sortie complémentaire possède une excursion jusqu'à 15 mVolts des alimentations ou peut délivrer jusqu'à +/- 20 mA de courant de sortie avec +/- 0.4 Volts de saturation.

La sortie référence peut descendre jusqu'à 200 mVolts.

Quelques autres caractéristiques sont:

- Tension d'offset d'entrée 2 mV (max)

- Courant offset d'entrée 0.7 nA (max)
- Courant de polarisation 20 nA (max)
- Régulation référence 0.1 % (max)
- Dérive de la tension d'offset 2 uV/°C
- Dérive de la référence 0.002%/°C

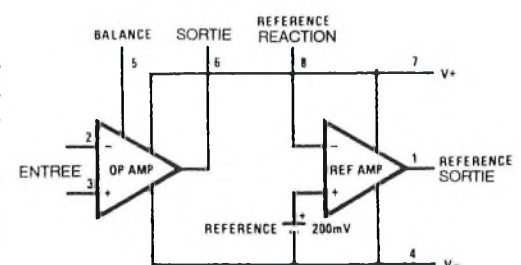
Le circuit est recommandé pour les applications en portable et tout à fait adapté pour le fonctionnement avec une alimentation par simple pile. A contrario, les aptitudes de sortie élevées, aussi bien en courant qu'en tension, en plus des protections thermiques et de surcharges, le rendent attractif dans les applications plus générales.

Le circuit peut fonctionner en mode "flottant", donc indépendamment d'une alimentation fixe. Il peut fonctionner comme comparateur à distance, conditionneur de signal, contrôleur de triacs ou comme transmetteur de signaux analogiques, en délivrant ses signaux d'informations sur la même ligne que celle de son alimentation.

Il est aussi adapté dans les régulateurs à gammes larges de courants et de tensions, de la très basse tension à plusieurs centaines de Volts, procurant une plus grande précision que les circuits existants.

Cette série existe dans les trois gammes standard de température, avec une gamme commerciale plus large. De plus, une version faible tension (suffixe L) existe avec une gamme de température et donc un coût de fabrication plus réduit.

Représentation électrique



Caractéristiques limites absolues

Type de circuit	LM10/LM10B/LM10C	LM10BL/LM10CL
Tension d'alimentation totale	45V	7V
Tension différentielle d'entrée (note 1)	+/- 40 V	+/- 7 V
Dissipation en puissance (note 2)	Limitée en interne	Limitée en interne
Durée de court-circuit en sortie (note 3)	infinie	infinie
Température de stockage	-55 à +150 °C	-55 à +150 °C
Température de soudage (10 secondes)		
Boîtier métallique	300 °C	300 °C
Boîtier DIP	260 °C	260 °C

Caractéristiques électriques

$T_j = 25\text{ °C}$, $T_{min} < T_j < T_{max}$ (note 4) Les indications en gras sont valeurs maximum en cas d'utilisation sur la pleine gamme de température

Paramètre	condition	LM 10 / LM 10 B			LM 10 C			Unités
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

Ampli OP

Tension d'offset d'entrée		0.3	2		0.5	4	mV
			3			5	mV
Courant d'offset d'entrée (note 5)		0.25	0.7		0.4	2	nA
			1.5			3	nA
Courant de polarisation		10	20		12	30	nA
			30			40	nA
Résistance d'entrée		250	500		150	400	kOhms
		150			115		kOhms
Gain en tension en grand signaux	$V_s = +/-20V, I_{out}=0$	120	400		80	400	V/mV
	$V_{out} = +/-19.95V$	80			50		V/mV
	$V_s = +/-20V, V_{out} = +/-19.4V$	50	130		25	130	V/mV
	$I_{out} = +/-20mA(+/-15mA)$	20			15		V/mV
	$V_s = +/-0.6(0.65V), I_{out} = +/-2mA$	1.5	3		1	3	V/mV
	$V_{out} = +/-0.4V(+/-0.3V), V_{cm} = -0.4V$	0.5			0.75		V/mV
Gain du shunt (note 6)	$1.2V(1.3V) <= V_{out} <= 40V,$ $R_I = 1.1\text{ kOhms}$	14	33		10	33	V/mV
	$0.1mA <= I_{out} <= 5mA$	6			6		V/mV
	$1.5V <= V+ <= 40V, R_I = 250\text{ Ohms}$	8	25		6	25	V/mV
	$0.1mA <= I_{out} <= 20mA$	4			4		V/mV
Réjection du mode commun	$-20V <= V_{cm} <= 19.15V(19V)$	93	102		90	102	dB
	$V_s = +/-20V$	87			87		dB
Réjection de l'alimentation	$-0.2V >= V- >= -39V$	90	96		87	96	dB
	$V+ = 1V(1.1V)$	84			84		dB
	$1V(1.1V) <= V+ <= 39.8V$	96	106		93	106	dB
	$V- = -0.2V$	90			90		dB
Dérive de la tension d'offset			2			5	$\mu V/^\circ C$
Dérive du courant d'offset			2			5	$\mu A/^\circ C$
Dérive du courant de polarisation ($T_c < 100^\circ C$)			60			90	$\mu A/^\circ C$

Partie référence

Régulation Fct de l'alimentation	$1.2V(1.3V) <= V_s <= 40V$	0.001	0.003		0.001	0.008	%/V	
	$0 <= I_{ref} <= 1mA, V_{ref} = 0.2V$		0.006			0.01	%/V	
Régulation Fct de la charge	$0 <= I_{ref} <= 1mA$	0.01	0.1		0.01	0.15	%	
	$V+ - V_{ref} >= 1V(1.1V)$		0.15			0.2	%	
Gain du buffer	$0.2V <= V_{ref} <= 35V$	50	75		25	70	V/mV	
		23			15		V/mV	
Tension de contre-réaction Ref		195	200	205	190	200	210	mV
		194		206	189		211	mV
Courant de contre-réaction Ref		20	50		22	75	nA	
			65			90	nA	
Dérive de la Référence			0.002			0.003	$^\circ C$	

Alimentation

Courant d'alimentation		270	400		300	500	μA
			500			570	μA
Variation courant d'alim.	$1.2V(1.3V) <= V_s <= 40V$	15	75		15	75	μA



T_j = 25 °C, T_{min} < T_j < T_{max} (note 4) Les indications en gras sont valeurs maximum en cas d'utilisation sur la pleine gamme de température

Paramètre	condition	LM 10 BL			LM 10 CL			Unités
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Tension d'offset d'entrée		0.3	2		0.5	4	mV	
			3			5	mV	
Courant d'offset d'entrée (note 5)		0.1	0.7		0.2	2	nA	
			1.5			3	nA	
Courant de polarisation		10	20		12	30	nA	
			30			40	nA	
Résistance d'entrée		250	500		150	400	kOhms	
		150			115		kOhms	
Gain en tension en grand signaux	V _s = +/-3.25V, I _{out} = 0	60	300		40	300	V/mV	
	V _{out} = +/-3.2V	40			25		V/mV	
	V _s = +/-3.25V, I _{out} = 10mA	10	25		5	25	V/mV	
	V _{out} = +/-2.75V	4			3		V/mV	
	V _s = +/-0.6(0.65V), I _{out} = +/-2mA	1.5	3		1	3	V/mV	
	V _{out} = +/-0.4V(+/-0.3V), V _{cm} = -0.4V	0.5			0.75		V/mV	
Gain du shunt (note 6)	1.5V <= V ₊ <= 6.5V, R _I = 500 Ohms	8	30		6	30	V/mV	
	0.1mA <= I _{out} <= 10mA	4			4		V/mV	
Réjection du mode commun	-3.25V <= V _{cm} <= 2.4V(2.25V)	89	102		80	102	dB	
	V _s = +/-3.25V	83			74		dB	
Réjection de l'alimentation	-0.2V >= V ₋ >= -5.4V	86	96		80	96	dB	
	V ₊ = 1V (1.2V)	80			74		dB	
	1V(1.1V) <= V ₊ <= 6.3V	94	106		80	106	dB	
	V ₋ = -0.2V	88			74		dB	
Dérive de la tension d'offset		2			5		uV/°C	
Dérive du courant d'offset		2			5		pA/°C	
Dérive du courant de polarisation		60			90		pA/°C	

Partie référence

Régulation	1.2V(1.3V) <= V _s <= 6.5V	0.001	0.01		0.001	0.02	%/V	
Fct de l'alimentation	0 <= I _{ref} <= 0.5mA, V _{ref} = 0.2V		0.02			0.03	%/V	
Régulation	0 <= I _{ref} <= 0.5mA	0.01	0.1		0.01	0.15	%	
Fct de la charge	V ₊ - V _{ref} >= 1V(1.1V)		0.15			0.2	%	
Gain du buffer	0.2V <= V _{ref} <= 5.5V	30	70		20	70	V/mV	
		20			15		V/mV	
Tension de contre-réaction Ref		195	200	205	190	200	210	mV
		194		206	189		211	mV
Courant de contre-réaction Ref		20	50		22	75	nA	
			65			90	nA	
Dérive de la Référence		0.002			0.003		/°C	

Alimentation

Courant d'alimentation	260	400		280	500	uA
		500			570	uA

Notes sur les caractéristiques

Note 1 : La tension d'entrée peut dépasser la tension d'alimentation tant que la tension entre cette patte et une autre ne dépasse pas la tension différentielle maximum.

Note 2 : La température maximum de fonctionnement est de 150°C pour le LM10, 100°C pour le LM10B(L) et 85°C pour le LM10C(L). Aux températures élevées, les caractéristiques doivent être diminuées en se basant sur la résistance thermique du boîtier.

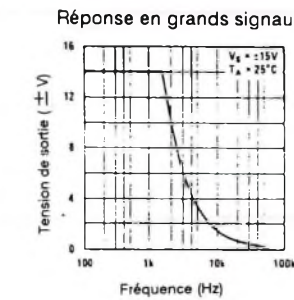
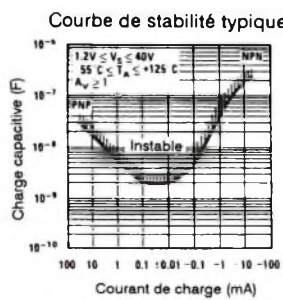
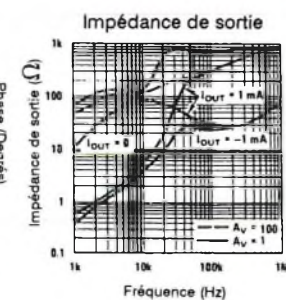
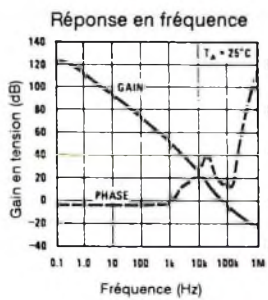
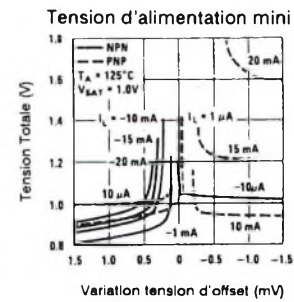
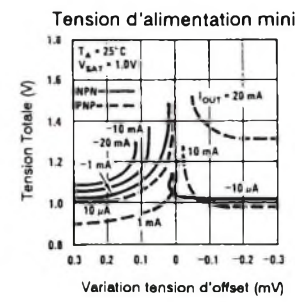
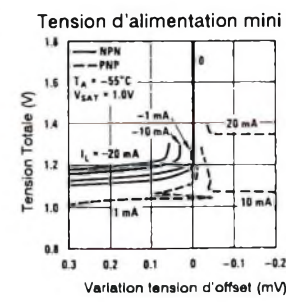
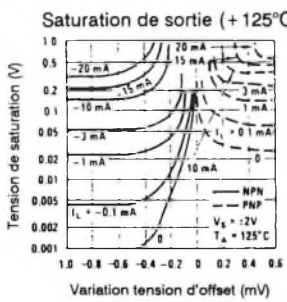
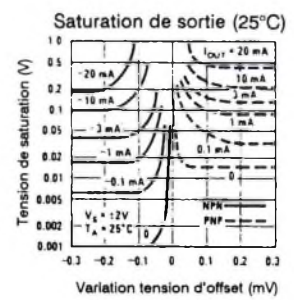
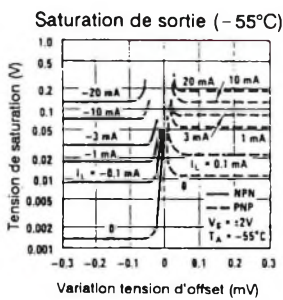
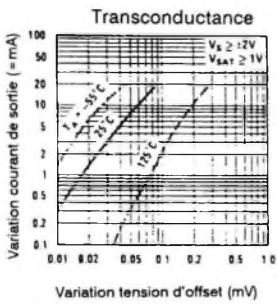
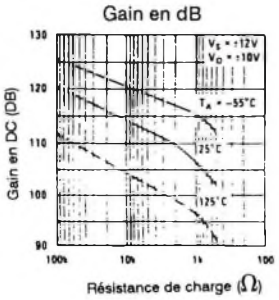
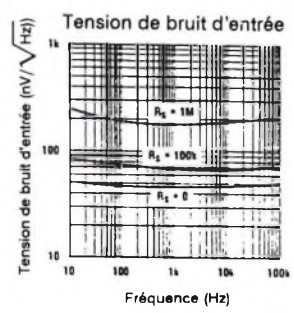
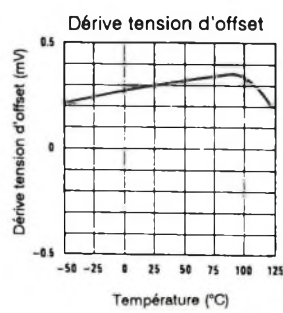
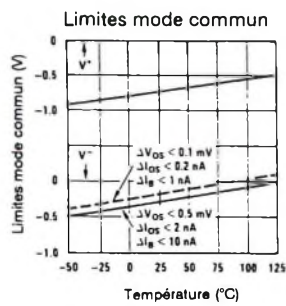
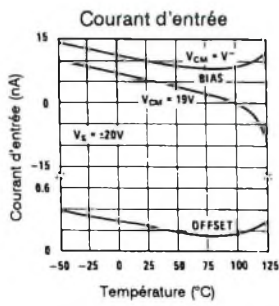
Note 3 : La limitation thermique interne de puissance évite un échauffement anormal du produit en cas d'anomalie brutale, mais le circuit peut s'échauffer plus rapidement en cas de court-circuit pendant de mauvaises conditions de température.

Note 4 : Ces spécifications s'appliquent pour V₋ <= V_{cm} <= V₊ - 0.85V (1V), et 1.2V (1.3V) <= V_s <= V_{smax}, V_{ref} = 0.2V et 0 <= I_{ref} <= 1mA sauf indications contraires: V_{smax} = 40V pour la version standard et 6.5V pour la version "L". Les indications en maigre se réfèrent à un fonctionnement à 25°C. Les indications en gras indiquent les limites à prendre en compte pour un fonctionnement dans les conditions extrêmes.

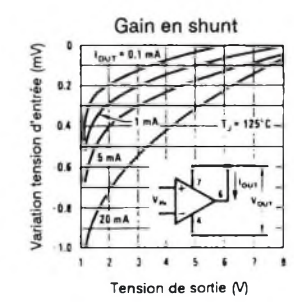
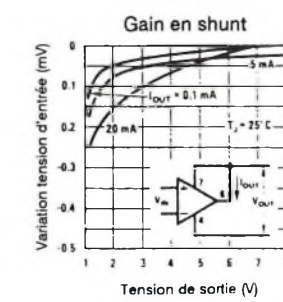
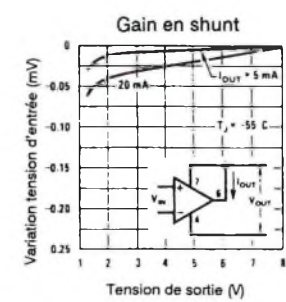
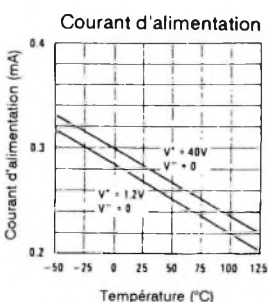
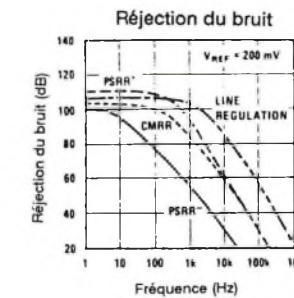
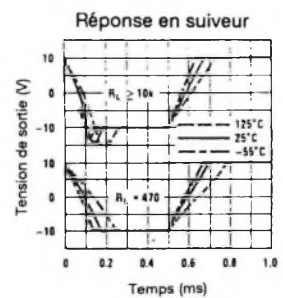
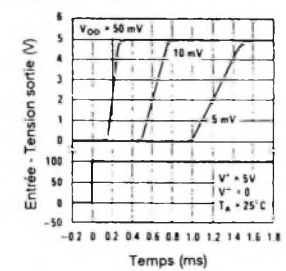
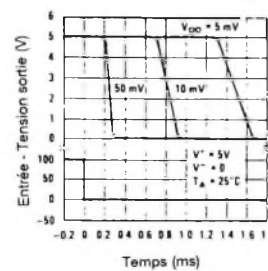
Note 5 : Pour T_j > 90°C, I_{os} peut excéder 1.5nA pour V_{cm} = V₋. Avec T_j = 125°C et V₋ <= V_{cm} <= V₋ + 0.1, I_{os} = 5nA.

Note 6 : Cette donnée définit le fonctionnement en mode "flottant" comme le régulateur bootstrap ou le transmetteur deux fils. La sortie est connectée à V₊ et le mode commun se réfère à V₋ (voir applications).

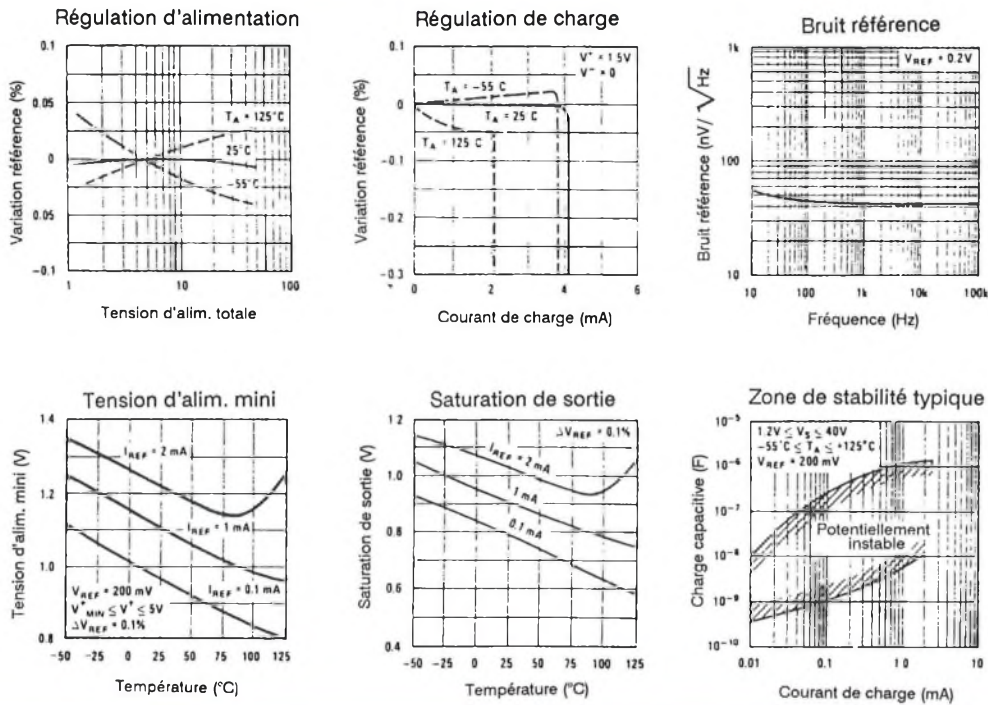




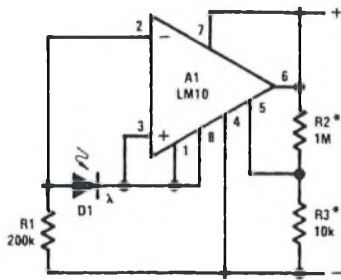
Temps de réponse en comparateur pour différentes tensions d'entrées



Courbes caractéristiques (Référence de tension)



Schémas d'application



*HYSTERESIS

Comparateur flottant

Le détecteur de seuil de lumière ci-dessus illustre un fonctionnement en mode flottant. Le fait de court-circuiter la sortie avec l'alimentation positive désactive le transistor PNP du push de sortie.

Ainsi, avec un signal d'entrée positif, aucun des transistors de sortie ne conduit et le courant entre les broches d'alimentation du circuit est égal au courant de repos d'alimentation.

Avec un signal d'entrée négatif, le transistor NPN de sortie va conduire, atteignant le courant de limitation de court-circuit pour une tension d'entrée de quelques centaines de micro-Volts.

Dans ce schéma, la référence interne fournit le courant de polarisation qui détermine le seuil de basculement. A ce seuil, la tension aux bornes de la photodiode est égale à la tension d'offset de l'ampli OP aussi le courant de fuite est-il négligeable.

Le circuit peut piloter directement des charges telles que des circuits logiques ou directement une gâchette de SCR.

Le montage avec son capteur peut être éloigné de l'étage à piloter, l'information étant alors transportée par deux fils.

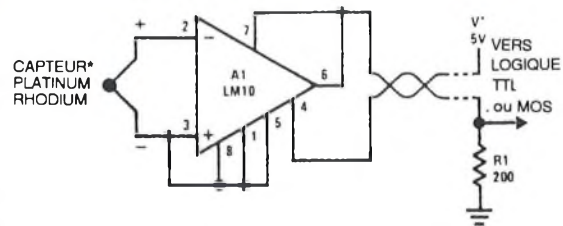
Accessoirement, si une masse commune (faible bruit) est disponible, un seul fil est utile pour véhiculer l'information.

Il faut souligner que ce circuit est compensé en tant qu'amplificateur avec contre-réaction. De ce fait, il n'est pas particulièrement rapide en tant que comparateur.

Avec des signaux de faibles amplitudes, il faut s'attendre à des délais de plusieurs centaines de uS, et dans la région de fonctionnement linéaire, la variation de la tension de sortie est de l'ordre de 0.15V/uS. En général, la précision n'est donc pas possible à des fréquences de commutation au dessus de 100 Hz.

Un hystérésis peut être obtenu par réaction sur l'entrée "balance" comme le montre ce schéma. Environ 1 mV d'hystérésis est obtenu pour une variation de 5 Volts en sortie.

Le schéma suivant montre un détecteur de flamme qui peut piloter directement un système logique. Un thermocouple en platine rhodié fournit une tension de 8 mVolts à 800 degrés. Ce seuil est matérialisé dans le montage en

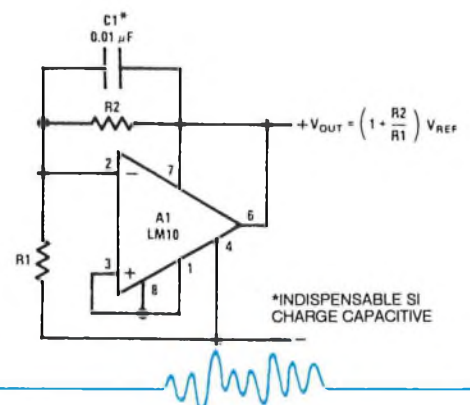


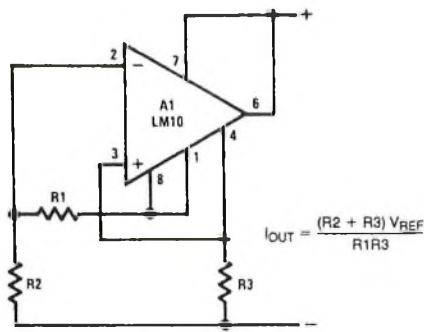
connectant l'entrée balance à la sortie référence.

Fonctionnement linéaire

Le circuit peut également fonctionner en flottant en linéaire. Les meilleurs exemples sont le schéma du régulateur shunt de tension (figure ci-dessous) et du régulateur de courant (page suivante). Le régulateur de tension est de conception classique.

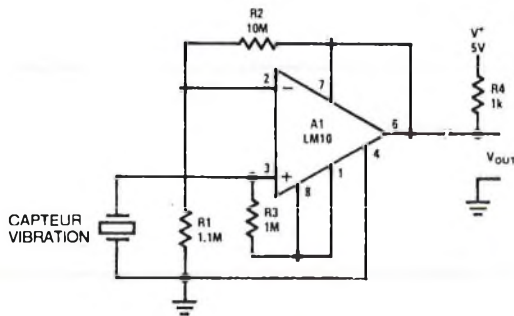
Celui de courant est par contre un peu plus inhabituel en ce sens que le courant





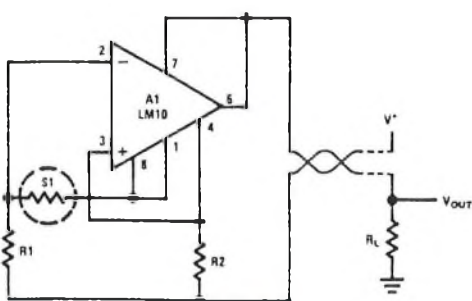
d'alimentation du circuit traverse également la résistance de mesure. Ceci n'affecte pas la précision tant qu'il reste très inférieur au courant de sortie.

Il est également possible de construire des amplificateurs à distance comme pour le comparateur vu précédemment. Placer un capteur à distance peut être particulièrement gênant quand les signaux qu'il fournit sont très faibles. La transmission inclue les problèmes de bruits induits, courants de masses et capacité et résistance de câble, etc. Ces problèmes peuvent être avantageusement supprimés par une amplification à la source et en le distribuant sous une impédance et des niveaux plus adaptés.



La figure ci-dessus est un exemple de ce type, dans lequel le signal d'un transducteur cristal à haute impédance est amplifié. Le signal fourni sous basse impédance peut être véhiculé sur un système deux fils, la ligne d'alimentation étant confondue avec celle qui véhicule le signal.

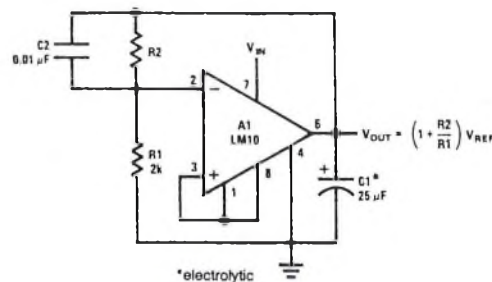
La figure suivante montre un pilotage à distance qui fonctionne en mode courant.



C'est une modification du schéma du régulateur de courant vu auparavant, qui délivre ici un courant de sortie inversement proportionnel à la résistance du capteur. La sortie peut être transmise par une paire torsadée pour une immunité au bruit optimum ou par un fil unique par rapport à la masse si celle-ci est fiable et de faible bruit.

Régulateurs

Dans la figure ci-dessous, l'amplificateur opérationnel et la référence sont câblés pour réaliser un régulateur de tension positif. La sortie peut être ajustée entre 0.2 Volts et la tension limite du circuit intégré par la sélection d'une valeur appropriée pour R2.



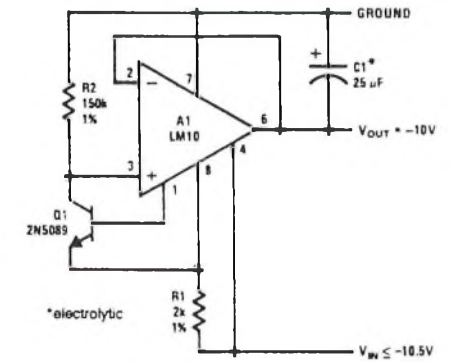
Le circuit régule les tensions d'entrée allant jusqu'à la saturation de la sortie (DROP-OUT typique de 0.4 Volts à 20 mA et 0.15 Volts à 5 mA). Le régulateur est protégé contre les court-circuits et les surcharges par sa limitation de courant et sa protection thermique.

La régulation typique de ce montage est de 0.05 % pour la charge et 0.003 % vis à vis de la tension d'entrée.

Une amélioration substantielle de la régulation peut être apportée en connectant l'ampli OP en suiveur et en ajustant la référence à la valeur désirée de tension de sortie. Cela apporte le désavantage que la différence de tension entrée/sortie minimum est légèrement augmentée à un peu plus que la valeur de seuil d'une diode. Si l'amplificateur était connecté pour un gain de 2, la sortie pourrait à nouveau travailler jusqu'à saturation mais cela requiert deux résistances complémentaires de précision.

Ce montage de régulation peut être rendu ajustable jusqu'à zéro Volt en connectant l'amplificateur à un potentiomètre sur la référence de tension. Cela possède le désavantage que la régulation n'est pas aussi bonne pour les faibles tensions qu'elle peut l'être ailleurs.

Il est possible également de réaliser un régulateur négatif avec ce circuit, comme le montre la figure suivante.

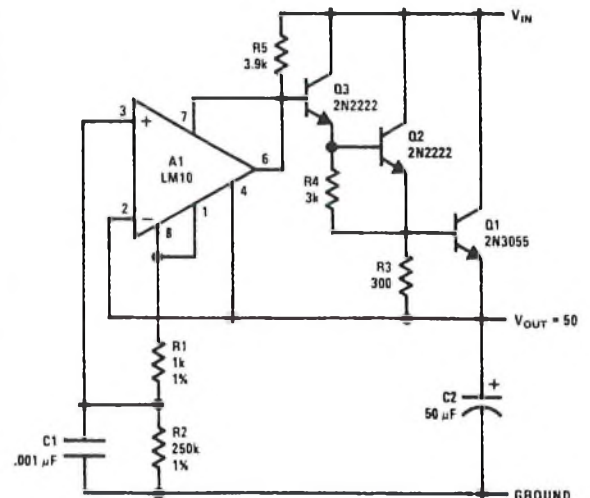


Un transistor extérieur est utilisé pour translater le courant de référence.. Cela augmente la tension minimum de fonctionnement à 1.8 Volts.

La tension de sortie ne peut pas être réduite en dessous de 0.85 Volt à cause de la limite du mode commun de l'amplificateur. La différence minimum de tension entrée/sortie est égale à la tension aux bornes de R1 plus la tension de saturation de Q1 soit environ 400 mV.

Il est nécessaire que Q1 ait un gain en courant élevé, sinon la régulation et la dérive thermique seront affectés. Par exemple, avec un gain en courant de 100, une dérive de 1% sera introduite entre -55 et +125°C. Avec le type de transistor spécifié, la dérive sera inférieure à 0.3% sur la même étendue de température, mais le fonctionnement est limité à 30 Volts à l'entrée.

Le mode flottant peut donc également être intéressant dans les régulateurs. Dans la figure suivante, l'amplificateur contrôle la conduction d'un transistor ballast d'une telle façon que celui-ci ne voit jamais la tension de sortie ni la tension d'alimentation. Ici, la tension maximum est limitée seulement par les transistors externes.



Un triple étage à émetteurs suiveurs est utilisé pour le transistor ballast pour assurer dans un premier temps une polarisation suffisante de l'IC sous les conditions les plus sévères à savoir en haute température (l'IC travaille sous une tension d'alimentation constante égale aux 3 Vbe).

Pour des courants de sortie plus faibles, Q2 et R4 peuvent être remplacés par une diode.

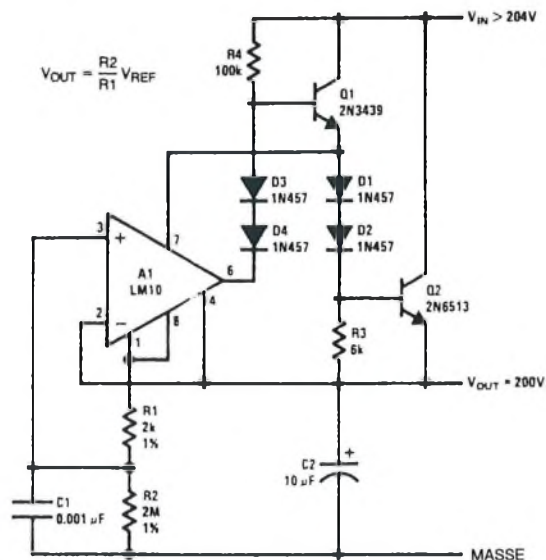
La régulation de charge est meilleure que 0.01%. Dans le plus mauvais des cas, la régulation d'entrée est meilleure que +/-0.1% pour une variation d'entrée de +/-10 Volts. Si la sortie de l'amplificateur opérationnel était bufférisée avec un transistor extérieur, les régulations d'entrée et de charge pourraient devenir parfaites, excepté pour la dérive thermique.

La limitation de courant, non montée ici, peut facilement être obtenue par l'adjonction d'une résistance de mesure et

L'amplificateur de limitation de courant met environ 100 uS pour répondre à un court-circuit de sortie. Pour cela, Q6 a été ajouté pour limiter le courant de pointe pendant cet intervalle.

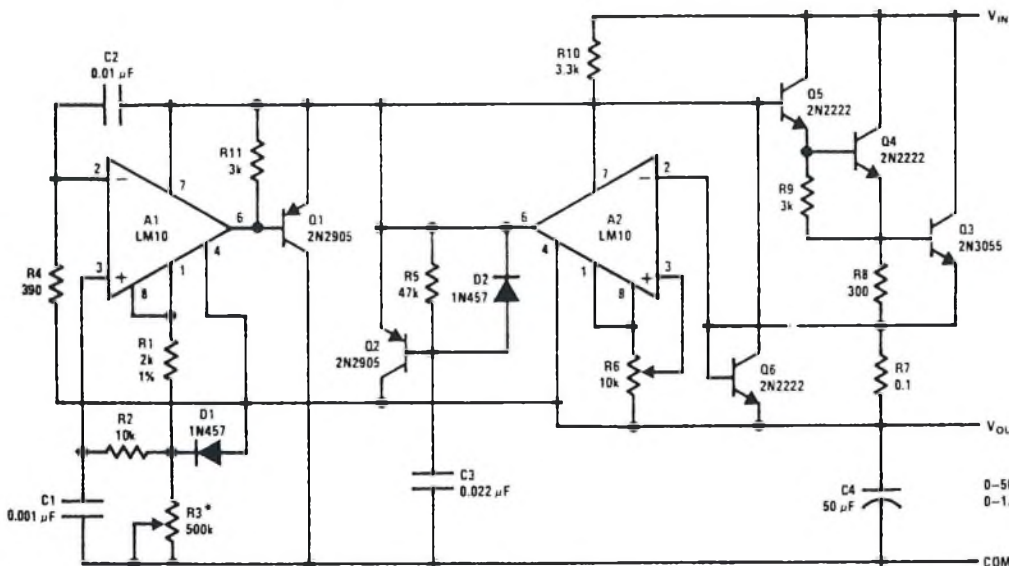
Pour des régulateurs à haute tension, alimenter le circuit par la résistance de commande du ballast peut devenir moins rentable. Ceci est évité avec la figure ci-contre où le courant d'alimentation du circuit est dérivé de Q1. Cela permet d'augmenter la valeur de R4 dans une proportion qui n'affecte pas la tension maxi d'entrée/sortie.

Le choix des transistors de sortie dépend des besoins en tension. Pour des tensions de sortie au dessus de 200 Volts, il peut être plus intéressant de cascader deux transistors à plus faible tension et donc, plus économiques.



Le schéma en bas de page montre un circuit plus détaillé pour une alimentation haute tension. Une limitation à disjonction a été ajoutée afin d'éviter la destruction du transistor ballast par échauffement excessif. Cette limitation doit être suffisamment précise pour obtenir des caractéristiques de démarrage raisonnables tout en tenant compte des limites des transistors. C'est ce qui explique l'apparente complexité du schéma.

Le courant de sortie est mesuré au travers de R8. Cette information est transmise à l'amplificateur de limitation au travers de R7, aux bornes de laquelle est développé le potentiel de limitation par R6 et un seuil par D4. Les valeurs données limitent la puissance crête en dessous de 20 Watts et bloquent les transistors ballast si la tension à leurs bornes dépasse 310 Volts. Avec des tensions d'entrée non régulées au dessus de cette valeur, le démarrage est réalisé uniquement par le courant au travers de R5. Q4 est ajouté

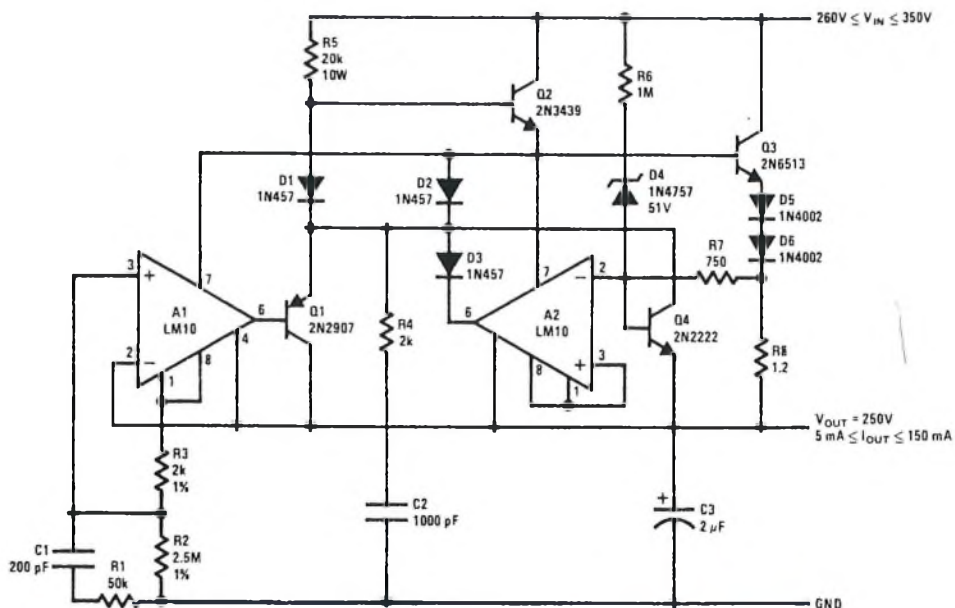


un transistor NPN. Un limiteur à disjonction peut être également obtenu à l'aide de deux résistances complémentaires.

La figure ci-dessus montre un régulateur de ce genre, totalement ajustable en tension et en courant.

Un second circuit est ajouté pour gérer la limitation en courant. La régulation de tension ainsi que celle de courant peuvent à la fois être ajustés jusqu'à zéro.

Le circuit a tendance à produire une surtension lors de la disparition d'un court-circuit. Cet effet est supprimé avec Q2, R5 et C3, qui limitent la vitesse à laquelle la tension de sortie peut monter. Les oscillations à faibles amplitudes à proximité au seuil de basculement sont supprimées par C2 et R4.



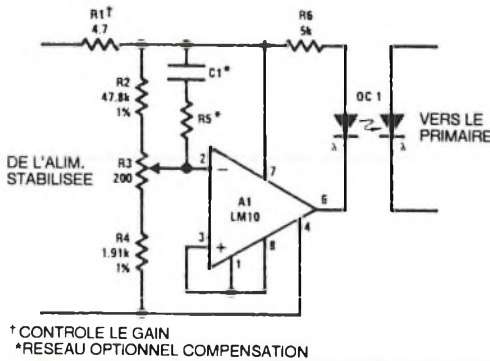
pour fournir un contrôle sur le courant avant que A2 n'ait commencé à réagir.

Le montage est stable avec une capacité de sortie supérieure à environ 2 uF. Les oscillations parasites en mode limitation de courant sont supprimées par C2 et R4 ainsi que par le réseau R1, C1.

Les alimentations à découpage fonctionnant directement à partir du secteur sont de plus en plus utilisées, non seulement à cause du gain de poids et de taille, mais surtout parce qu'elles peuvent travailler sur de larges plages de tension et donner un bon rendement.

L'isolation de la charge est généralement réalisée pour des raisons de sécurité. Aussi, si une régulation précise est nécessaire sur le secondaire, cette information doit être transmise à la régulation du primaire.

La figure ci-dessous donne cette fonction. Le circuit sert à la fois de référence et d'amplificateur d'erreur, transmettant ce signal d'erreur à l'aide d'un opto-coupleur.

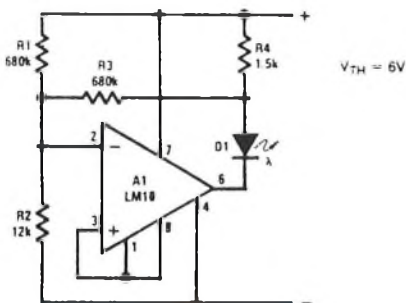


† CONTROLE LE GAIN
* RESEAU OPTIONNEL COMPENSATION

Le gain de boucle peut être contrôlé par R1, tandis que C1 et R5 peuvent être ajoutés pour créer le réseau d'asservissement de phase correspondant à la fréquence d'utilisation.

Indicateurs de tension

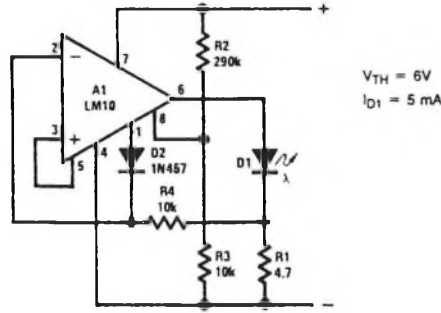
Dans les montages alimentés par piles, il est quelquefois avantageux d'avoir un indicateur de tension donnant un aperçu de l'état de l'alimentation. Cela est d'autant



plus utile sur les appareils dont le fonctionnement doit être sans erreurs.

L'indicateur d'état de pile en bas de page est conçu pour une source de 9 Volts. Il commence à diminuer notablement d'intensité en dessous de 7 Volts pour s'éteindre complètement à 6 Volts. Si la prévention du début d'épuisement n'est pas désirée, R3 peut être enlevée et la valeur de R1 divisée par deux.

Un second circuit indicateur ci-dessous règle également le courant circulant dans la LED.



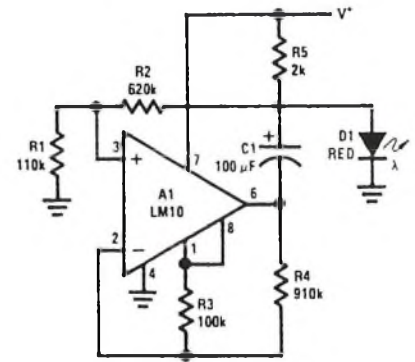
Si il est important qu'un courant suffisant alimente cette LED quand la tension diminue, il est tout aussi important que ce courant ne soit pas excessif quand la tension est nominale.

La régulation en courant est accomplie en utilisant la tension de patte 5 de balance comme référence pour l'ampli OP. Elle est contrôlée à environ 23 mV, indépendamment de la température, par un régulateur interne. Lorsque la tension sur la réaction de référence (patte 8) descend sous 200 mV, la sortie référence (1) monte au plus d'alimentation et obligeant la LED à s'éteindre.

La tension minimum de seuil de ces circuits est pratiquement limitée seulement par le seuil de diode LED, typiquement de 1.7 V pour le rouge, 2 Volts pour le vert et 2.5 Volts pour le jaune. Ces deux circuits peuvent être utilisés pour contrôler des tensions aussi faibles que 2 Volts si une LED rouge est utilisée. Toutefois le second circuit reste préférable car il supprime la gestion du courant de LED au travers d'une résistance.

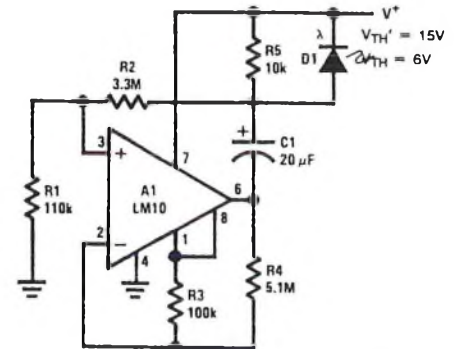
Dans le cas d'un montage avec un seul élément de pile, il est nécessaire d'inclure un circuit découpeur pour développer une tension suffisante pour la LED. Un circuit accomplissant cette fonction est montré ci-après. La base est un oscillateur asymétrique contrôlé en tension avec un seuil minimum de fonctionnement donné par:

$$V_{TH} = \frac{R4 (R1 + R2)}{R1 (R3 + R4)} V_{REF}$$



Au dessus de ce seuil, la fréquence de clignotement augmente avec la tension. C'est un mode d'indication plus facilement appréciable que la diminution légère de la luminosité d'une LED. De plus, cette indication est rendu visible en consommant un courant considérablement plus faible. Avec les valeurs données, le rythme de clignotement est de 0.14 S à 1.2V pour une consommation de 300 uA et 0.55 S à 1.55V avec un courant de 800 uA. Une visibilité en éclairage permanent aurait requis une consommation de plus de 5 mA.

La tension de seuil maxi de ce montage est limitée car la diode peut être rendue conductrice directement par R5. Si cela se produit, la tension totale d'alimentation n'est plus appliquée à R2, qui détermine le seuil d'indication. Ce problème peut être résolu par le schéma suivant, qui par un positionnement différent de la LED, requiert une tension d'entrée légèrement supérieure à son seuil.



Ce circuit possède l'avantage de pouvoir indiquer une surtension d'alimentation. Le seuil le plus bas d'indication est donné par la même équation que précédemment, mais au dessus d'un second seuil:

$$V_{TH}' = \frac{R4 (R1 + R2) V_{REF}}{R1 (R3 + R4) - R3 (R1 + R2)}$$

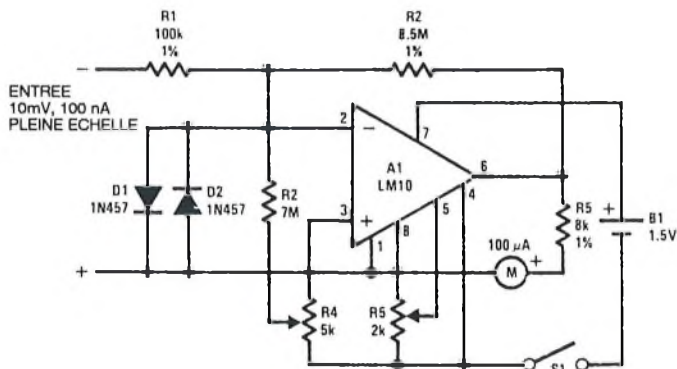
l'oscillation cesse de nouveau.

En dessous de V_{th} , l'amplificateur est saturé coté négatif tandis qu'au dessus de V_{th} , il l'est coté positif. Le rythme de clignotement tend vers zéro à l'approche de chacun des seuils.

Les limites de fonctionnement possibles avec ce circuit associé à la possibilité de connaître l'approche des problèmes d'alimentation et enfin la faible consommation du montage (environ 500 μA), le rendent attractif pour un grand nombre d'appareil et pour un faible coût. Cela peut comprendre beaucoup d'applications, de la mesure de la tension venant du secteur au contrôle d'alimentation d'appareils de mesure.

Vu-mètres

Une des applications évidentes pour ce genre de circuit est l'amplification de mesure. La précision peut être maintenue sur une gamme au delà de 15 à 55 °C pour une sensibilité pleine échelle de 10 mV et 100 nA en utilisant le schéma ci-dessous.



En fait, les tests initiaux montraient une dérive du zéro négligeable avec une sensibilité de 1 mV et 10 nA, bien que le réglage de balance soit difficile avec des potentiomètres faibles coûts.

La tension d'offset est annulée par R5, et le courant de polarisation peut être équilibré par R4. L'ajustement du zéro fonctionne à partir de la sortie référence et est essentiellement indépendante des variations de l'alimentation du montage, ainsi le réajustement fréquent du zéro est-il éliminé.

En cas de surcharge d'entrée, le courant délivré au galva reste bien géré compte tenu du battement limité possible de la sortie de l'amplificateur. La règle reste d'ailleurs vraie en cas d'inversion de polarité. En cas de surcharge très importante, les diodes de clamp internes protègent le circuit.

Le courant total d'alimentation reste en dessous de 0.5 mA, assurant une longévité importante du montage en cas de fonctionnement sur piles. Une commutation supplémentaire éventuelle peut permettre d'ailleurs avantageusement au montage de se transformer en testeur de la pile.

Si l'ensemble de mesure est réalisé pour construire un multimètre, la référence interne peut être utilisée également comme valeur étalon pour la mesure des résistances, ce qui évite les recalibrages fréquents des Ohmmètres en fonction de l'usure de la pile d'alimentation.

Un appareil portable de mesure de lumière, couvrant cinq décades de mesure dynamique est montré à figure ci-dessus.

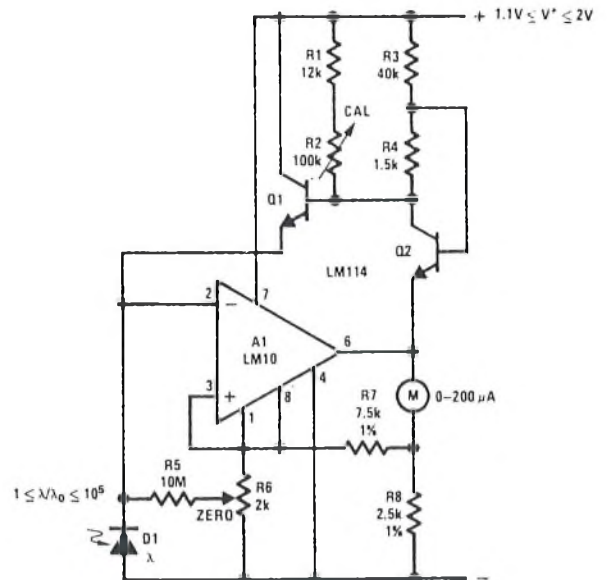
Le circuit est calibré à mi-échelle avec l'illumination correspondante en ajustant R2 de façon à ce que la sortie de l'amplificateur donne la valeur de la tension de référence et que l'aiguille du galva soit à mi-course. La tension

base émetteur de Q2 va varier avec la tension d'alimentation, aussi R4 est-elle ajoutée pour minimiser son effet sur le circuit de balance.

Si des courants d'obscurité inférieurs à 50 nA doivent être mesurés, il devient nécessaire de compenser le courant de polarisation de l'ampli OP.

Le capteur n'est pas compensé en température. Avec une gamme dynamique de cinq décades, l'erreur aux extrémités de l'échelle avoisine de ce fait les 40 % pour un changement de température de +/- 18 °C.

Si ce montage doit être utilisé pour la photographie, il faut se souvenir que les photodiodes au silicium sont plutôt sensibles aux infra-rouges, ce qui n'est pas le cas du film photo. Toutefois, un filtre anti infra-rouge peut être utilisé. Une photo diode plus centrée vers le



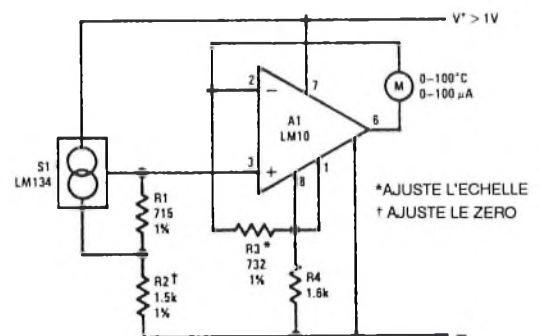
bleu ou un filtre de correction approprié peuvent aussi donner de bons résultats.

Un thermomètre électronique, utilisable dans la gamme -55 à +150°C, est montré à la figure en bas de page.

Le capteur S1 développe un courant qui est proportionnel à la température absolue. Cela posé, l'offset adapté par la référence et le gain par l'amplificateur permettent une lecture directe aussi bien en degrés Celsius que Fahrenheit.

Ce montage peut également fonctionner avec une alimentation descendant jusqu'à 1 Volt et avec une précision meilleure que 0.5 °C, bien que le LM 134 ne soit pas testé sous 1.5V.

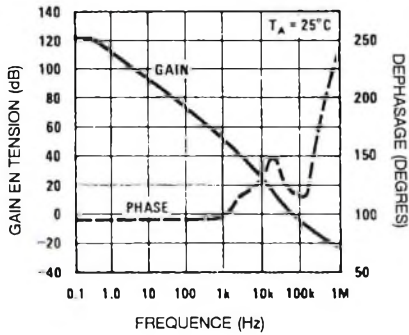
A noter que le transmetteur à thermocouple vu auparavant peut facilement être modifié en appareil de mesure si une gamme plus haute est désirée. Aucun problème important n'apparaît pour adapter ce type de capteur à l'étage de mesure.



Circuits audio

Comme indiqué plus haut, la réponse en fréquence du LM10 n'est pas aussi élevée qu'il serait souhaitable. La courbe de réponse en fréquence ci-dessous montre que seulement des gains limités peuvent être espérés dans la gamme de fréquence audio.

Toutefois, en considérant l'amplificateur de référence, deux amplificateurs distincts sont disponibles, permettant d'obtenir un comportement d'ensemble de performances acceptables.



Ceci est illustré avec l'amplificateur pour micro montré ci-dessous.

La référence, avec son gain unitaire à 500 kHz, est utilisée ici avec un gain de 100. Sa sortie est transmise à l'ampli opérationnel d'un gain de 10, au travers d'un potentiomètre de volume. La combinaison des deux donne un gain global de 60 dB avec une bande passante de 10 kHz, sans charge, et 5 kHz avec une charge de 500 Ohms. L'impédance d'entrée est de 10 kOhms.

Potentiellement, utiliser la référence en tant qu'amplificateur peut causer un excès de bruit. Toutefois, comme la tension de référence est faible, l'effet du bruit qui varie selon une racine carrée, reste par conséquent faible. La tension de bruit d'entrée de ce montage est de 40 à 50 nV par racine de Hertz, soit pratiquement le bruit de l'ampli opérationnel.

Un point à observer au niveau de ce câblage est que l'excursion de sortie de la

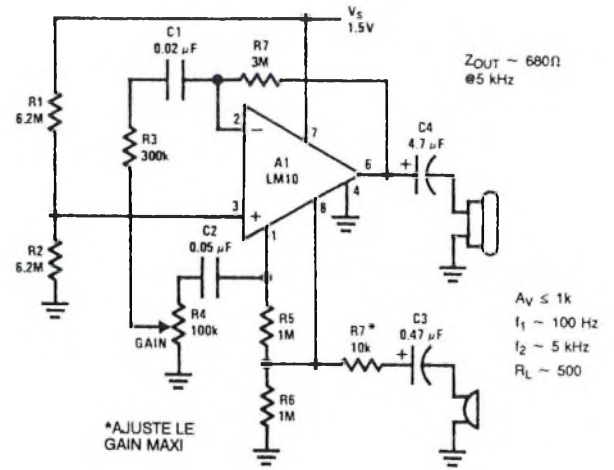
référence est strictement limitée. Elle ne peut pas descendre à plus de 150 mV ni monter au-dessus de 800 mV vu l'alimentation. De plus, le courant de polarisation de la réaction de référence diminue le niveau de sortie au repos et génère une incertitude sur ce niveau.

Ces faits limitent la valeur maximum de la résistance de réaction R5 et demandent à ce que R6 serve également à optimiser la tension de repos sur la sortie.

Dans ce schéma, aucun courant ne parcourt le réglage de gain. C'est une règle arbitraire, permettant d'assurer un fonctionnement prolongé et un fonctionnement à faible bruit. Si transgresser cette règle est acceptable, R5 peut alors être utilisé comme commande de gain avec seulement le courant de polarisation de l'amplificateur de référence (< 75 nA) qui le traverse.

Cela simplifie le circuit et laisse plus de liberté à l'excursion de sortie de l'amplificateur.

Le circuit de cette figure peut également être modifié pour obtenir un amplificateur de microphone en transmission deux fils.



Ces schémas peuvent aussi bien être utilisés pour un micro que pour une jauge de contrainte (utilisation dans un avion par exemple). Le besoin en alimentation est suffisamment bas pour travailler dans des environnements faible tension tout en fournissant des amplitudes de sortie optimum.

Il est encore adapté dans les alimentations de laboratoire, aussi bien en régulation de tension et de courant, même pour des tensions de plusieurs centaines de Volts (Le circuit ne voyant à ses bornes que les quelques Volts des jonctions base/émetteur des ballasts).

Même avec une alimentation symétrique, l'augmentation de l'excursion de sortie (40V à 20mA) accompagnée d'une faible puissance consommée, rendent ce circuit intéressant dans de nombreuses applications.

Conclusions

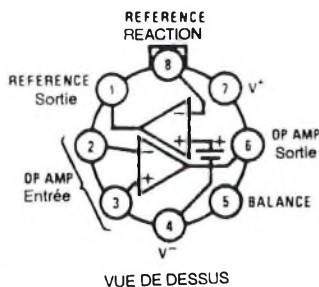
Les applications que nous venons de voir sont principalement axées sur la capacité du circuit à fonctionner à basse tension et en mode flottant. Ils peuvent également piloter des triacs dans des circuits commandés par des détecteurs bas niveaux tels que photodiodes et thermocouples.

Des transmetteurs deux fils pour signaux analogiques ont été montrés avec un nombre important de transducteurs différents.

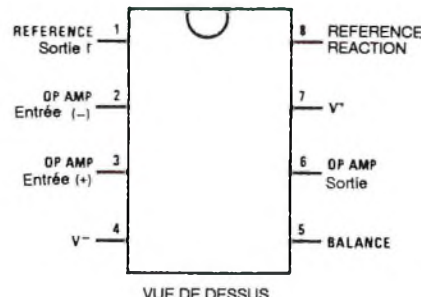
Bibliographie:

National Semiconductor LINEAR 1

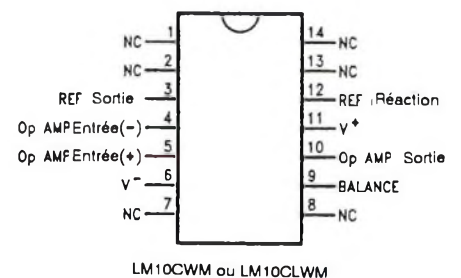
National Semiconductor Applications



LM10H, LM10BH, LM10CH
LM10BLH, LM10CLXH



LM10CN ou LM10CLN



LM10CWM ou LM10CLWM





Nous allons ce mois-ci nous intéresser aux sons et surtout à la possibilité de les modifier. Pour ce faire, nous commencerons par une petite partie théorique mais néanmoins fort intéressante.

En effet, avant de jouer à modifier la parole ou la musique, il nous faut tout d'abord comprendre comment sont constitués les sons qui parviennent à nos oreilles.

Ensuite nous passerons rapidement à des applications concrètes et divertissantes.

Deux concerneront plus spécialement le trucage de la musique et une dernière, plus puissante, permettra de modifier la voix.

Rappel sur la théorie

On appelle son le phénomène vibratoire perceptible par nos oreilles.

Le son se propage par fluctuation de pression du milieu transmetteur c'est pour cette raison que les sons ne peuvent pas être transmis dans le vide (pas de matière, pas de pression ... Quel calme !!!... Pas très vivable quand même!).

Nous pouvons comparer la propagation des ondes sonores aux cercles concentriques de plus en plus grands, qui apparaissent à la surface de l'eau lorsque l'on y jette une pierre.

De la même manière, le milieu qui nous entoure est un mélange de molécules qui se rapprochent ou s'éloignent les unes des autres au rythme des vibrations provoquées par nos cordes vocales.

Comme toute vibration, le son se caractérise par sa fréquence (ou hauteur):

Rappel sur la fréquence:

Tout phénomène répétitif de période T a comme fréquence l'inverse de cette période, $F = 1/T$. Exemple, la tension de notre secteur se répète toutes les 20ms sa fréquence est: $F = 1/20\text{ms} = 50\text{hertz}$.

Pour nous être audible le son doit avoir une fréquence comprise entre 20 hertz et 20000 hertz. Les fréquences basses caractérisent les sonorités graves, à l'inverse les hautes fréquences caractérisant les sons aigus (pour repère: le registre d'une guitare va de 82,4 hertz pour le mi grave à 1046,5 hertz pour le do aigu).

Une autre variable importante est la puissance sonore (ou amplitude du son) directement liée au niveau de pression sonore: on l'exprime généralement en dB ($\text{puissance} = 20\log(P/P_s) = 10\log(\text{Pa}/\text{Pa}_s)$) avec P: pression acoustique du son mesuré, P_s : pression de référence correspondant au seuil d'audibilité, P_a :

puissance acoustique, P_a : puissance de référence liée au seuil d'audibilité). Pour mémoire, la puissance sonore dans un studio radio est de 14dB, alors qu'elle est de 120 dB pour un marteau pneumatique (à 1m de distance).

Pour un phénomène complexe comme le son, nous pouvons le représenter de deux manières, soit en fonction du temps (observation sur un oscilloscope par exemple), soit en fonction de la fréquence (cas de l'analyseur de spectre, se reporter à notre article sur l'analyseur de spectre audio).

Lorsque l'on observe la voix sur un analyseur de spectre, il apparaît qu'un certain nombre de fréquences n'apporte pas d'informations supplémentaires à la compréhension des messages. Ces fréquences caractérisent la voix de la personne qui parle, ou l'instrument de musique qui a émis la note. C'est le timbre de la voix ou de l'instrument. C'est grâce à



lui que l'on ne confond pas deux instruments de musique qui jouent une même note (par exemple, un violon et un piano qui sont pourtant deux instruments à cordes).

Les effets

Nous pouvons jouer de différentes manières sur les signaux audibles. Voyons tout d'abord les effets naturels:

-si les sons subissent des réflexions avant de revenir à nos oreilles, on parlera d'écho... écho... écho...

-Si pour nous parvenir ils traversent un milieu différent de l'air (mur de béton par exemple), on a affaire à un filtrage, dans notre cas, seules les basses fréquences sont conservées.

-De nombreux artistes (chanteurs, acteurs, imitateurs, etc...) maîtrisent parfaitement leurs cordes vocales. Les effets de vibrato, trémolo, changement de gamme, etc..., leurs sont coutumiers, certains pouvant même changer leur voix à volonté (modification du timbre).

Il est vrai que cela demande une somme de travail considérable.

Reproduire facilement ces effets chez soi (sans vocalismes excessifs!) oblige à transformer les vibrations ou variations de pression par les variations d'un signal électrique à l'aide d'un microphone. "Oblige" que dis-je! c'est merveilleux pour les électroniciens que nous sommes, nous pouvons alors envisager toutes les transformations possibles à l'aide de nos chers composants électroniques.

Quels effets pouvons-nous réaliser?

Le premier effet, qui nous vient facilement à l'esprit, est de jouer sur

l'amplitude du signal (cela tout amplificateur peut le faire), si on la fait varier (moduler est le terme approprié) à basse fréquence c'est un effet de trémolo qui est obtenu.

Nous pouvons aussi le découper ("chopper") en tronçons en utilisant un signal carré. Nous obtenons alors, suivant la fréquence de découpage, soit des sons métalliques (style voix de robot), soit des coupures nettement audibles du signal sonore provoquant des effets amusants (j'entend...j'entend plus...j'entend... etc...).

Si on décale le spectre en fréquence du signal, on modifie le timbre de la voix (par exemple, une voix d'homme décalée vers les aigus se transformera en voix de femme ou d'enfant), si on le fait varier de manière symétrique on obtient alors un effet de vibrato.

Le passage dans des filtres permet d'obtenir des corrections ou des appauvrissements de la bande de fréquences qui compose le signal (principe des correcteurs audio déjà traités dans Hobbytronic).

Le mélange de deux signaux, provenant d'une même source, dont l'un est retardé par rapport à l'autre (à l'aide d'une ligne à retard ou d'autres dispositifs) permet d'obtenir de beaux effets d'écho (ou de réverbération).

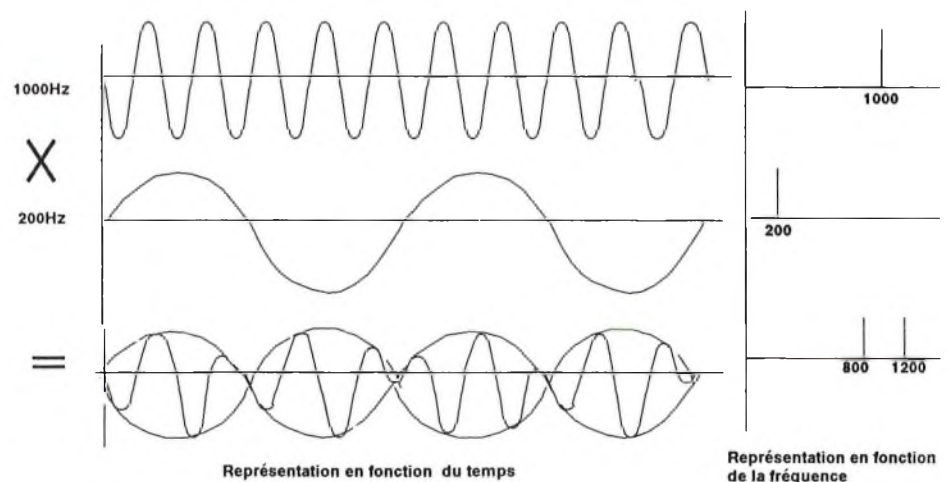
Plus complexe, les deux signaux peuvent être multipliés pour faire apparaître de l'inter-modulation (phénomène que l'on cherche habituellement à minimiser, haute fidélité oblige...).

En effet un signal que l'on multiplie à un autre (oui on peut le faire !) permet de transformer son spectre de manière radicale.

Pour les matheux, si le signal sonore est un signal sinusoïdal de fréquence 1000 hertz que nous multiplions par un signal de même nature mais de fréquence plus petite par exemple 200 hertz, nous exprimons cela par la formule suivante: $S = \sin(2\pi 1000t) \cdot \sin(2\pi 200t + \varphi)$, ce qui donne comme résultat (grâce à la transformation bien connue $\sin a \cdot \sin b = [\cos(a-b) - \cos(a+b)]/2$: $S = [\cos(2\pi 800t - \varphi) - \cos(2\pi 1200t + \varphi)]/2$ On s'aperçoit que notre signal sonore s'est transformé en deux signaux sinusoïdaux dont l'un est à la fréquence de 800 hertz et l'autre à la fréquence de 1200 hertz, notre oreille à la place du sifflement à 1000 hertz, entendra maintenant un mélange de deux notes. C'est ce résultat qui est exploité dans le truqueur de voix que nous vous offrons à réaliser dans les applications.

N'oublions pas les percées du numérique (synthèse vocale) qui offre une vaste panoplie de possibilité de trucage. En général le signal audio sous forme de données binaires est transformé à l'aide d'un calculateur avant d'être restitué à l'aide d'un convertisseur numérique-analogique. Théoriquement tous les effets sont possibles, mais la rapidité de calcul pour permettre des effets en temps réel ainsi que le coût des réalisations en limitent les applications.

Fini de se torturer les méninges... Il est temps de se divertir et de passer aux applications proposées.



Nous allons commencer notre tour des applications par deux effets spéciaux qu'utilisent habituellement nos amis guitaristes.

La distorsion

Présentation

Nous allons commencer par un montage simple permettant d'écrêter les notes de musiques provenant d'un micro guitare.

Par ce biais nous transformons un signal sinusoïdal (note de musique) en un signal rectangulaire qui est composé de la somme du fondamental (signal sinusoïdal de même fréquence que la note originelle) et des harmoniques (signaux de fréquence multiple de celle du fondamental).

Tout le monde connaît l'effet produit par ce dispositif... Sinon, écouter un morceau de "hard rock"!

Il suffit, pour obtenir cet effet, d'attaquer l'amplificateur de la guitare avec un signal d'amplitude trop élevée. L'amplificateur se sature et donc écrête le signal.

La méthode utilisée ici est identique mais c'est le préamplificateur qui se charge d'écrêter le signal.

Schéma

Le schéma s'articule autour d'un boîtier contenant quatre amplificateurs opérationnels (TLO84). Deux de ces amplis (A5, A6) servent de pré-amplificateur au signal. Le potentiomètre P3 permet de régler le

volume: le gain pouvant varier entre 0dB et 26dB.

A7 et A8 effectuent le travail d'écrêtage, le premier amplifie à nouveau le signal (gain de 0 à 26dB) l'obligeant alors à venir en butée sur la tension d'alimentation. Le second A8 est monté en amplificateur suiveur.

La particularité de ce montage tient dans l'utilisation d'un potentiomètre double P4 dont une moitié sert à régler l'amplification de A7 et l'autre (câblée en pont diviseur de tension) permet de diminuer la tension continue de polarisation (fixée à $V_{lim}/2$ par les résistances R16, R17) et donc de déformer à nouveau le signal (en l'occurrence sa moitié négative).

Le trémolo

Présentation

Comme nous l'avons déjà expliqué, le trémolo est un effet obtenu en faisant varier à basse fréquence l'amplitude du signal.

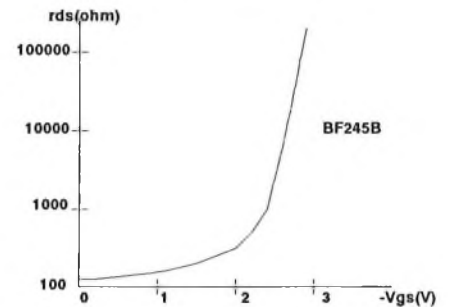
En pratique l'atténuation se définit souvent par le rapport de plusieurs résistances donc, pour obtenir ce trucage, il faut se servir d'un composant dont on peut modifier sa résistance à l'aide d'une grandeur extérieure (tension, courant, lumière, etc...).

Plusieurs composants ont cette caractéristique:

-La varistance dont la résistivité décroît en fonction de la tension appliquée à ses bornes. Le gros défaut est qu'elle varie non linéairement (même complètement "log") et par conséquent déformera notre signal audio. Elle reste néanmoins une bonne protection des alimentations contre les surtensions.

-Citons aussi la photo-résistance (LDR) qui en fonction de la lumière qu'elle reçoit, voit sa résistance évoluer. Le problème est l'obligation de l'éclairer, d'où nécessité d'une source lumineuse consommant de l'énergie. Le montage devant être alimenté par pile, cette solution ne sera pas retenue.

-Un autre composant qui présente une variation de résistance est le transistor à effet de champ. Le transistor à effet de champ se commande par une tension, contrairement au bipolaire qui se commande par son courant de base. Ses connexions se nomment différemment: on a le drain, la source et la gate.

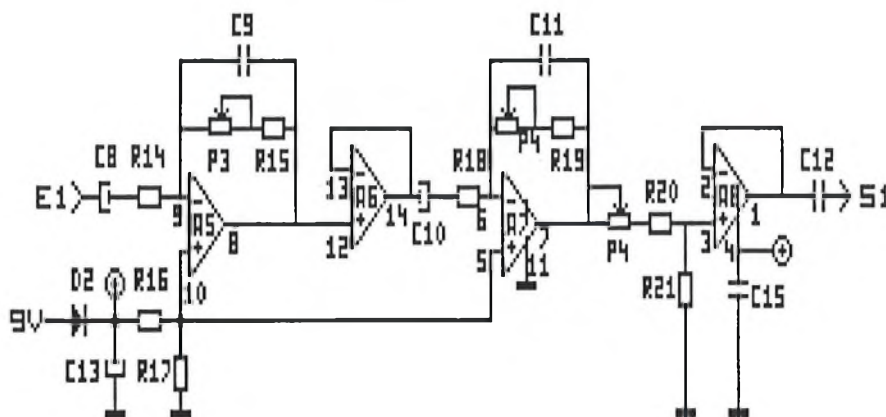


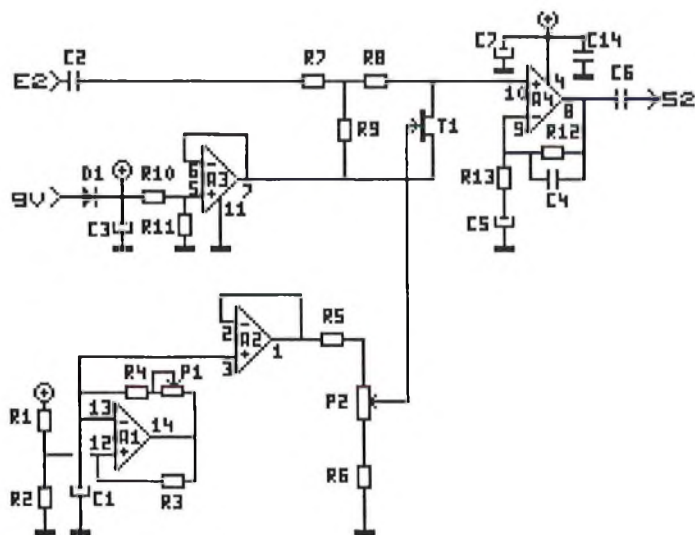
Pour un transistor à effet de champ canal N la tension de commande est appliquée entre la gate et la source. Sans tension de commande le transistor est passant, plus cette tension devient négative plus on pince le canal et plus le transistor se bloque.

La courbe ci-dessus montre la variation de résistance en fonction de la tension de commande cela pour une tension drain source de 0v.

Par conséquent pour notre montage nous allons créer un pont diviseur à l'aide d'une résistance et d'un transistor à effet de champ de type BF245B.

La tension en sortie sera bien proportionnelle à la résistance drain source et en faisant varier cette résistance à l'aide de la tension de commande nous obtiendrons le résultat attendu.





Schéma

Nous retrouvons sur le schéma le diviseur de tension à effet de champ (T1, R8). Pour assurer une bonne linéarité à ce dispositif, il faut travailler sur des signaux de petites amplitudes. Nous allons donc diviser par dix le signal d'entrée à l'aide du pont diviseur R7, R9.

Pour retrouver un niveau suffisant en sortie du montage, nous devons le ré-amplifier, c'est le rôle de A4 monté en amplificateur non inverseur. Le gain est fixé à 23db par les résistances R13, R12. C5 empêche la composante continue présente sur la patte non inverseuse de A4 d'être amplifiée et d'amener à saturation l'amplificateur opérationnel. Le condensateur C4 limite la bande passante dans les hautes fréquences.

La gate de T1 est pilotée par une tension pseudo-triangulaire générée par l'astable A1 adapté en impédance par le suiveur A2.

La fréquence de ce signal varie à l'aide du potentiomètre P1 et son amplitude (le taux de modulation) est modifiée par P2.

Pour modifier la résistance du transistor T1, il faut appliquer une tension négative sur sa gate par rapport à la source. Pour parvenir à ce résultat nous devons créer une alimentation symétrique à partir de la tension de 9V fournie par la pile. A3 s'en charge, il est monté en suiveur et grâce à R10, R11 (pont diviseur) délivre à sa sortie la moitié de la tension d'alimentation. En polarisant la source du transistor à Valim/2 et en faisant évoluer sa gate entre 0v et Valim/2, celui-ci travaille dans de bonnes conditions.

C7 est un condensateur supplémentaire de découplage de la ligne d'alimentation (longueur de piste oblige).

choix de réaliser un seul effet. Il est cependant déconseillé de se servir du trémolo sur des signaux de trop faibles amplitudes.

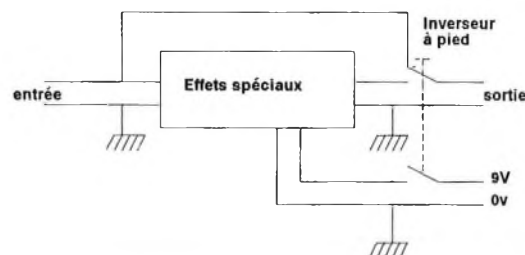
L'utilisation d'un boîtier métallique costaud est vivement recommandée, si on ne veut pas voir son montage écrasé lors du premier concert venu.

Toutes les liaisons se réaliseront à l'aide de câbles blindés et de prises jack 6,35.

La mise en marche de l'effet est généralement effectuée par un interrupteur posé au sol. Il existe plusieurs solutions:

-Un boîtier métallique suffisamment grand pour fixer dessus les interrupteurs, un par effet, que l'on viendra actionner avec le pied.

-Un boîtier plus petit, positionné près de l'amplificateur, et cette fois-ci ce sont les interrupteurs qui seront montés dans des boîtiers placés au sol, ils seront raccordés à l'aide de jack 6,35.

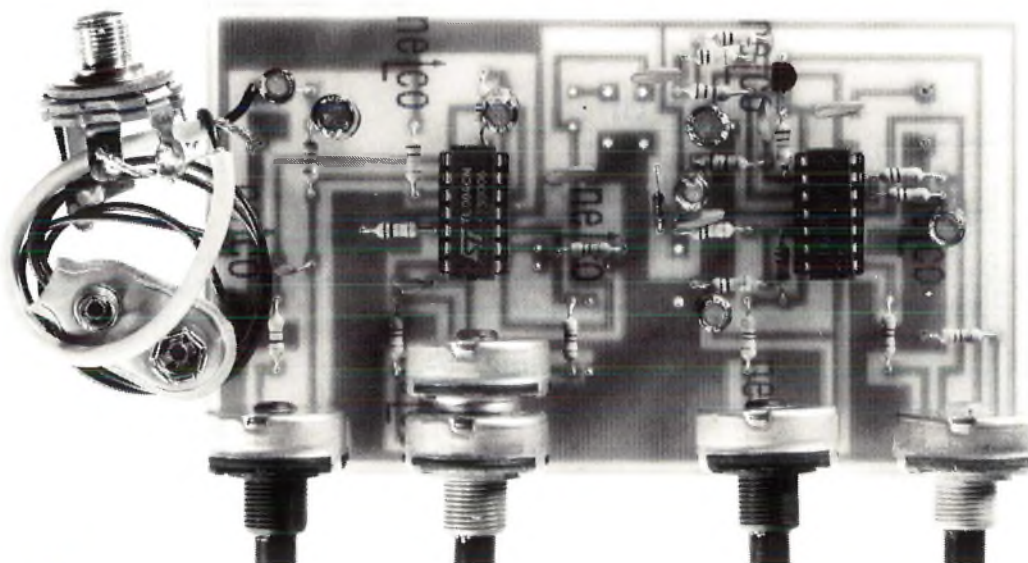


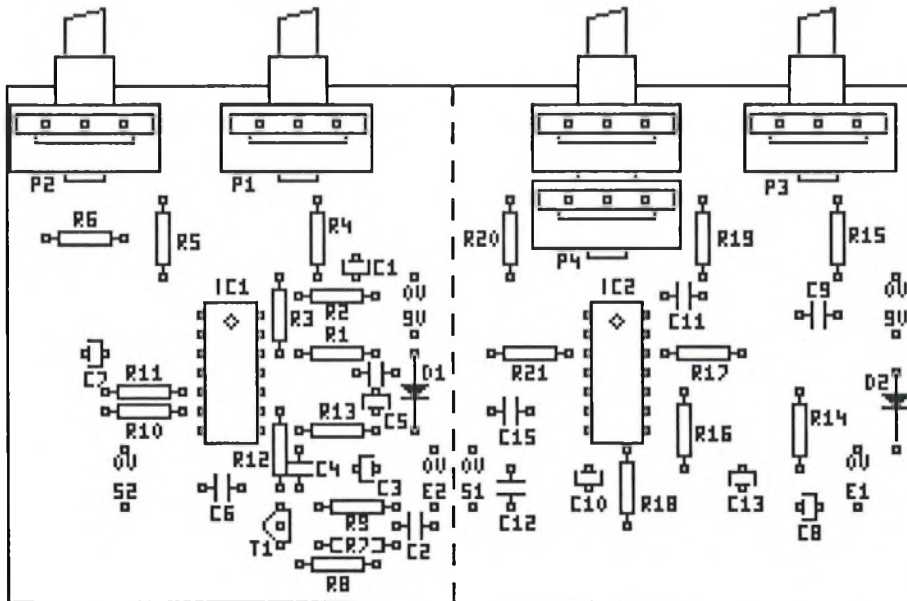
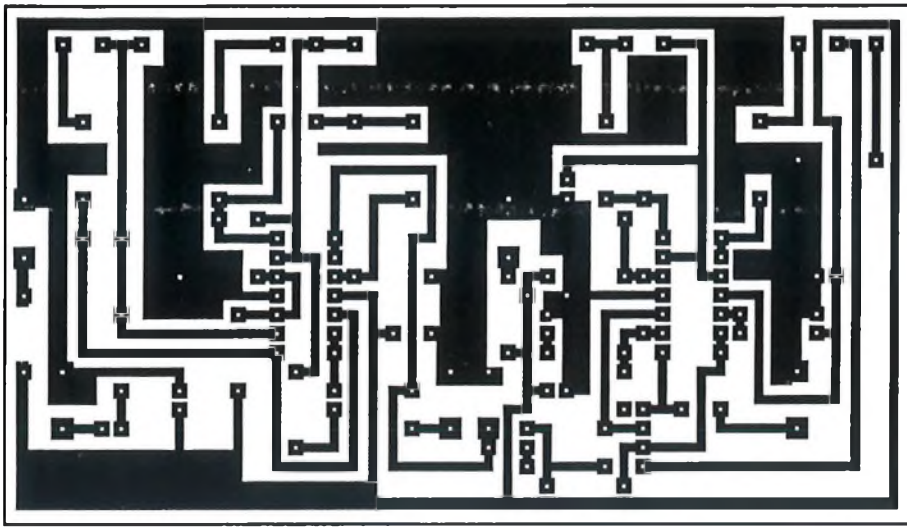
La figure ci-dessus propose une solution de câblage.

Ceux qui ne désirent pas se servir de ce montage sur une scène ou qui s'en serviront pour truquer de la musique déjà enregistrée, pourront le mettre dans un boîtier plastique et utiliser, à la place de l'inverseur à pied, un simple interrupteur traditionnel.

Réalisation

Les deux schémas vus précédemment sont rassemblés sur un seul circuit imprimé. Comme vous pouvez le constater il peut se séparer en deux et laisse donc le





Pour être facilement transportable le montage s'alimente par une pile de 9v (alcaline de préférence), il consomme moins de 10mA ce qui permet une longévité importante de la pile.

Une protection contre l'inversion de sens de la pile est réalisée à l'aide d'une diode 1N4148.

Si le montage complet est réalisé, on peut omettre D1 et C12, alors la pile sera raccordée du côté de D2.

Sauf, inversion de sens toujours possible de certains composants (attention au transistor aux condensateurs chimiques et aux circuits intégrés), la réalisation du circuit imprimé ne pose pas de problème. Il faut cependant faire attention à ne pas permuter les deux circuits intégrés car leurs caractéristiques différentes nuiraient aux bons résultats du montage. Si cela devait malheureusement arriver, rassurez-vous leur brochage est identique et la remise en place dans leur support respectif suffira à rétablir le bon fonctionnement du montage.

Aucun réglage n'étant nécessaire, le montage doit fonctionner dès sa première mise en route.

Utilisation

Les guitaristes intéressés par ce montage auront tout intérêt à réaliser l'ensemble du circuit, les deux effets se complétant et se renforçant mutuellement.

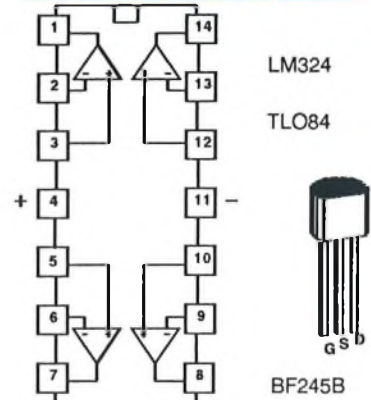
Lors de son utilisation, le boîtier sera connecté d'une part au micro de la guitare et d'autre part à l'entrée de l'amplificateur.

En préambule, on réglera le volume de l'amplificateur avec le micro raccordé en direct. Ensuite, après branchement du boîtier d'effets spéciaux, on modifiera P3 pour obtenir le même volume sonore dans la pièce.

Il faut maintenant introduire les effets:
 - Soit la distorsion à l'aide de P4.
 - Soit le trémolo dont on réglera la rapidité de l'effet à l'aide de P1 et l'amplitude à l'aide de P2.

Pour obtenir des effets saisissants, il ne faut pas hésiter à augmenter le potentiomètre P3 (surtout pour la distorsion).
 Maintenant à vous de jouer!!...

Brochages



Liste des composants

R1	100K Ω
R2	100K Ω
R3	100K Ω
R4	47K Ω
R5	47K Ω
R6	47K Ω
R7	100K Ω
R8	100K Ω
R9	10K Ω
R10	100K Ω
R11	100K Ω
R12	1M Ω
R13	68K Ω
R14	47K Ω
R15	47K Ω
R16	100K Ω
R17	100K Ω
R18	4,7K Ω
R19	4,7K Ω
R20	47K Ω
R21	47K Ω
C1	1 μ F 25V axial
C2	100nF céramique
C3	47 μ F 25V axial
C4	100pF céramique
C5	4,7 μ F 25V axial
C6	100nF céramique
C7	4,7 μ F 25V axial
C8	1 μ F 25V axial
C9	47pF céramique
C10	1 μ F 25V axial
C11	47pF céramique
C12	100nF céramique
C13	47 μ F 25V axial
C14, C15	100nF céramique
P1	potentiomètre 1M Ω A
P2	potentiomètre 47K Ω A
P3	potentiomètre 1M Ω A
P4	potentiomètre double 100K Ω A
D1, D2	1N4148
T1	BF245B
IC1	LM324
IC2	TLO84

Un connecteur pour pile 9V



Caractéristiques

Modulation en amplitude du signal sonore par un signal (sinusoïdal ou triangle) de fréquence variable sur deux plages (plage 1: 1 hertz à 500 hertz, plage 2: 200 hertz à 15 kilohertz).

Modulation en fréquence de l'ensemble du spectre.

Possibilité de hacher le signal sonore ou le signal truqué (chopper).

Réalisation simple et de coût modeste.

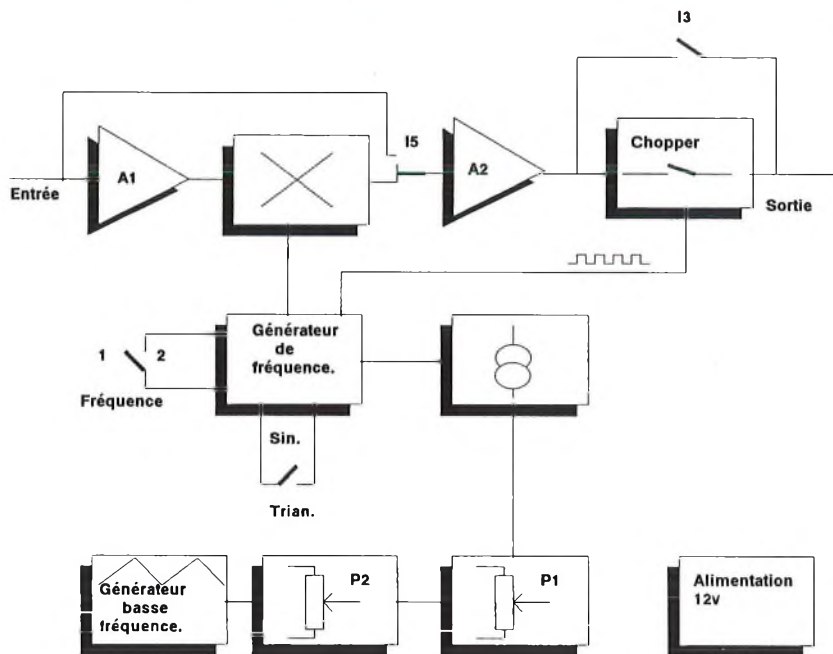
L'application est basée sur les possibilités du circuit XR2206 déjà utilisé dans de nombreuses réalisations.

Synoptique

Le signal est divisé en deux branches: dans l'une, le signal ne passe pas dans le multiplieur et n'est donc pas modulé, mais peut être haché par le "chopper" avant de parvenir à la sortie.

Dans le second cas, le signal après amplification est multiplié par un signal provenant du générateur de fréquence.

Ce générateur peut fournir soit un signal triangulaire, soit un signal sinusoïdal par simple commutation d'un interrupteur. De même le changement de gamme s'effectue à l'aide d'un autre interrupteur.



La variation en fréquence s'effectue sur le XR2206 par une variation de courant commandée par le potentiomètre P1.

On peut moduler le courant autour de sa valeur moyenne à l'aide du générateur basse fréquence. L'excursion étant réglable à l'aide du potentiomètre P2.

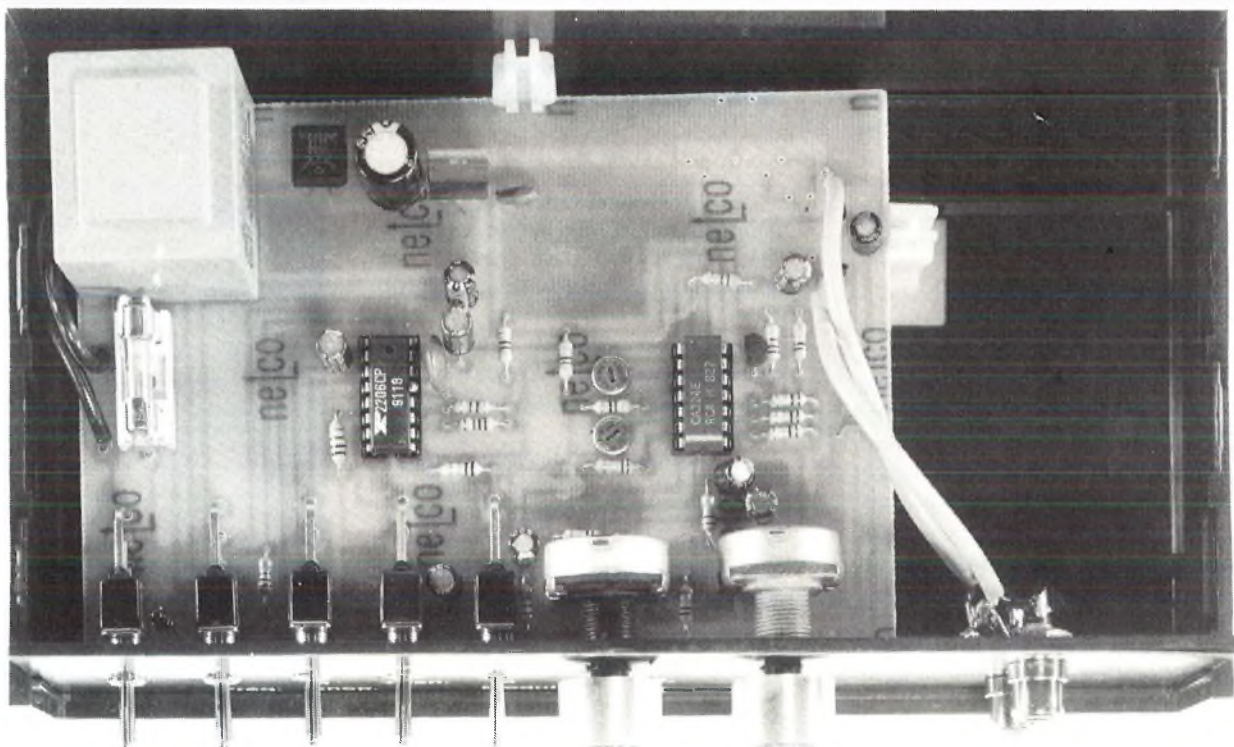
Le signal truqué est dirigé ensuite vers la sortie à travers un étage amplificateur qui se charge d'obtenir des niveaux semblables sur la voix truquée et sur la voix non truquée.

Ensuite le signal peut passer au gré de l'utilisation dans l'étage "chopper" constitué d'un transistor travaillant en commutation au rythme de la fréquence sélectionnée par les potentiomètres.

Les ensembles multiplieur, générateur de fréquence et "chopper" sont contenus dans le circuit XR2206.

Pour cette raison, le montage à besoin de très peu de composants annexes.

Une alimentation de 12v vient compléter l'ensemble.



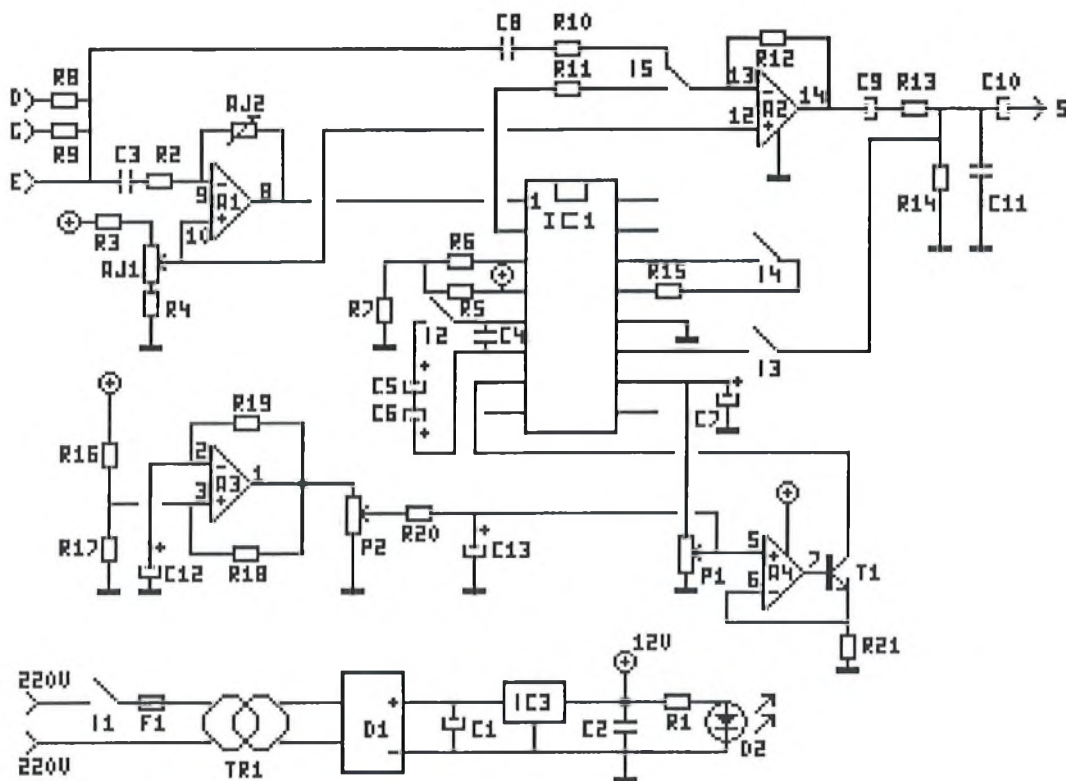


Schéma de détail

L'alimentation

L'alimentation est classique, le 220v parvient au primaire du transformateur par l'intermédiaire d'un fusible de protection. La mise en fonctionnement étant réalisée par l'interrupteur I1.

Les secondaires de 6v sont branchés en série de manière à obtenir une tension de 12v efficace alternative. Cette tension attaque un pont de diode pour être redressée. Un régulateur classique (type 7812) et les condensateurs de filtrage C1 et C2 servent à stabiliser la tension à 12.

Pour finir, D2 visualise la mise en fonctionnement du montage.

L'entrée

Le signal est appliqué sur le premier amplificateur opérationnel, débarrassé de son éventuelle composante continue, grâce au condensateur C3.

A1 est câblé en amplificateur inverseur, son gain varie de -13dB à 26dB (action de AJ2) permettant de recevoir des signaux provenant de diverses sources.

Il est polarisé par l'intermédiaire des résistances R3, R4 et l'ajustable AJ1.

Pourquoi aussi compliqué?

Revenons un instant sur la multiplication de deux signaux: si, lors de la multiplication l'un des termes est

superposé à une composante continue nous obtenons alors à la sortie, en plus des termes vus précédemment, un terme qui est le produit de la composante continue et du terme en sinus.

Cela est extrêmement gênant à l'écoute car, en plus du signal sonore truqué, apparaît le sifflement du signal provenant du générateur de fréquence. Pour le supprimer, il faut réduire au maximum cette tension continue sur l'entrée 1 du XR2206.

Le multiplieur et le générateur de fréquence

Donc l'entrée 1 est l'entrée du multiplieur, le signal multiplicateur étant généré à l'intérieur du XR2206.

Ce signal peut être de forme sinusoïdale ou triangulaire (apportant plus d'harmoniques). La sélection s'effectuant par l'interrupteur I4.

Le changement de gamme s'effectue par l'interrupteur I2, qui met ou non en parallèle le condensateur C4 d'une part et les condensateurs C5 C6 d'autre part (remarquons que les condensateurs C5 et C6 forment à eux deux un condensateur non polarisé, de capacité moitié, plus difficile à trouver).

La patte 7 de IC1 est la patte de commande en fréquence.

Rappelons la formule liant la fréquence au courant extrait de la patte 7.

$$F(\text{Hz}) = 320 I7 (\text{mA}) / C (\mu\text{F})$$

La gestion du courant I7 est réalisée par le générateur de courant construit à partir de l'amplificateur opérationnel A4, du transistor T1 et de la résistance R21.

La tension présente sur le curseur du potentiomètre P1 permet de modifier ce courant et donc, agréable conséquence, la fréquence.

Le modulateur de fréquence

Il s'articule autour de A3 monté en oscillateur astable de basse fréquence. La fréquence étant définie par le condensateur C12 et la résistance R19.

Le signal carré à la sortie de A3 est diminué par P2 qui règle le taux de modulation. Il est ensuite transformé en signal triangulaire par la résistance R20 et le condensateur C13 (intégrateur). Ce signal est appliqué au curseur de P1, il fait varier de manière alternative la tension continue présente sur la patte 5 de A4, tension qui, rappelons-le, gère le courant moyen de la patte 7 du XR2206 et donc la fréquence de son générateur interne (principe de la wobulation).

La sortie

Pour parvenir à la sortie, le signal est amplifié par A2, amplificateur inverseur. Le gain de cet amplificateur est différent selon que le signal est truqué ou non ($G(\text{truqué}) = R12/R11 = 1,2$ et $G(\text{non truqué}) = R12/R10 = 2,2$). Cela permet d'obtenir en sortie des signaux de même puissance sonore.

Le chopper

On utilise le "chopper" interne au XR2206 (sortie patte 11). C'est un transistor qui commute au rythme de la fréquence du générateur et qui met, par intermittence, la sortie à la masse, d'où le son haché qui en résulte.

Il est mis en service par l'interrupteur I3.

Ultime étape

Les condensateurs C11 et C10: le premier empêche les hautes fréquences, nuisibles aux amplificateurs, de parvenir à la sortie du montage. Le second se charge de supprimer la tension continue.



Réalisation

Montage

Le montage des composants ne comporte aucune difficulté, le seul point critique est d'éviter de placer certains composants à l'envers. On se méfiera tout particulièrement lors de leur insertion, du régulateur, du transistor T1, du pont de diodes et des condensateurs chimiques.

La LED sera mise en place en respectant sa polarité (sa plus petite patte à la masse), puis elle sera pliée de manière à entrer dans le trou prévu sur la face avant.

La partie la plus difficile de cette réalisation est le perçage de la face avant du coffret de type H2.

Pour cette raison un schéma avec la cotation est fourni page suivante. On percera les différents trous: diamètre 3mm pour la LED et 6,5mm pour les autres.

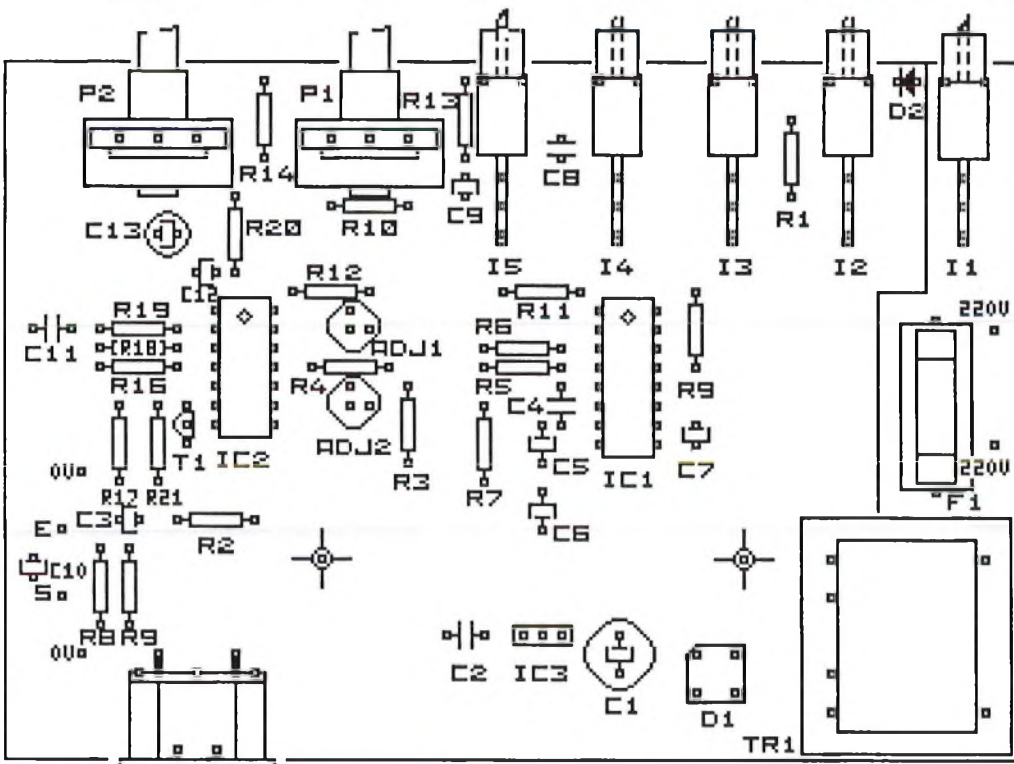
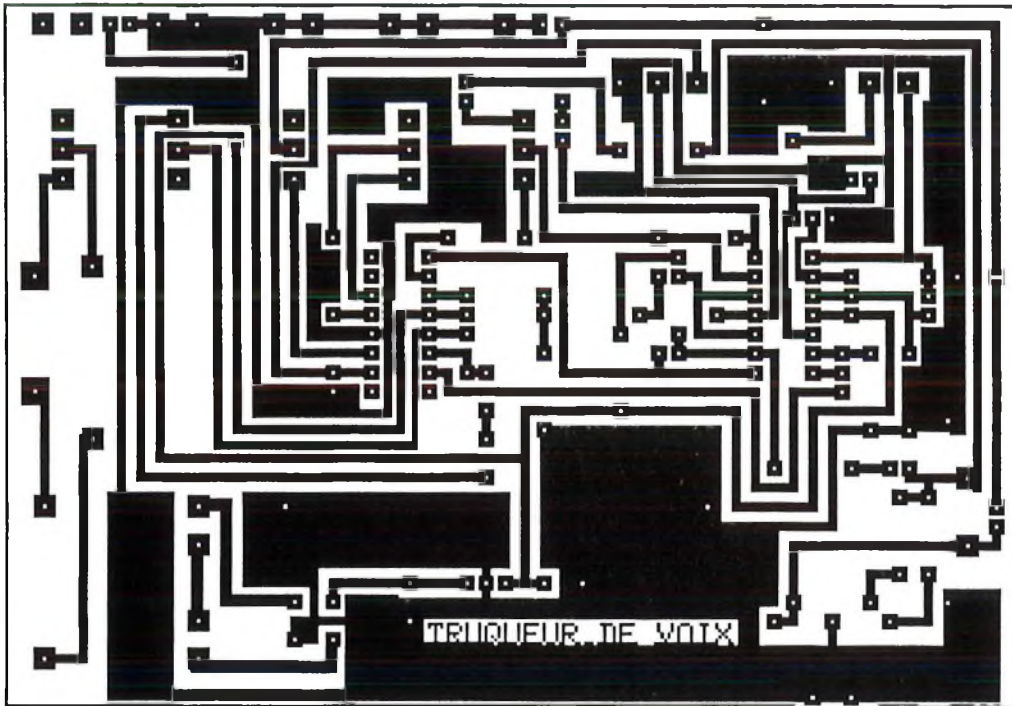
L'arrière de la carte pourra être vissé sur le fond du coffret à l'aide de vis, écrous et entretoises. Mais une solution plus simple existe, elle fait appel à deux pattes de fixations autocollantes (se reporter à la photo présentant l'intérieur du coffret). La base de la patte de fixation à l'arrière de la carte doit être coupée de manière à coulisser le long du renfort dans le fond du boîtier.

Les prises RCA d'entrée-sortie seront raccordées au circuit imprimé à l'aide de câbles blindés. La masse, le blindage des fils et le blindage des prises seront réunis.

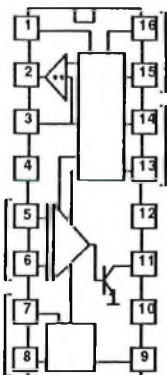
Pour pouvoir refermer le coffret il faut supprimer 35mm de nervure sur la partie supérieure du coffret, à l'emplacement du transformateur.

ATTENTION

Le 220V parvenant sur la carte imprimée, il faut faire extrêmement attention et veiller à recouvrir d'isolant les pattes de l'interrupteur ainsi que les parties métalliques du porte fusible et du fusible.

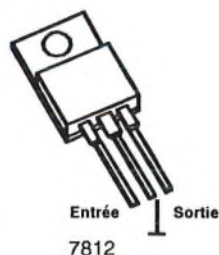


Brochages



- 1 entrée modulation
- 2 sortie du multiplieur
- 3 amplitude du signal de sortie
- 4 + alimentation
- 5 et 6 condensateur de réglage fréquence
- 7 et 8 résistance de réglage fréquence
- 9 sélection de la patte 7 ou 8
- 10 tension de référence
- 11 sortie chopper
- 12 masse
- 13 et 14 sinus/triangle
- 15 et 16 symétrie sinus

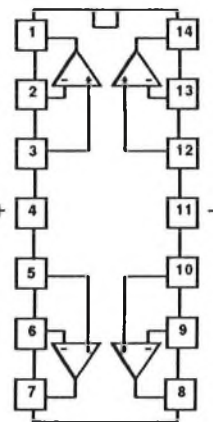
XR2206



7812



BC547



LM324



Les diodes laser

Face à la nécessité d'intégration qui existe aujourd'hui, les lasers n'ont pas échappé à la règle. Grâce aux travaux menés sur les structures cristallines d'arséniures de gallium GaAs (composant de base des LEDs), il a été possible de recréer l'effet Laser.

D'abord développé dans le domaine de l'infra-rouge (principal domaine d'utilisation), il existe maintenant des diodes laser évoluant dans le domaine du visible (Rouge à 670 nm). Ces diodes sont appelées à remplacer très rapidement tous leurs homologues à hélium néon en raison des avantages qu'elles présentent (volume réduite, alimentation simple, refroidissement limité, etc.).

Rappels techniques

Principe des lasers à semi-conducteurs

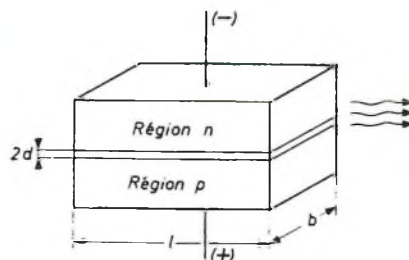
Les lasers de type hélium-néon présentent les inconvénients majeurs d'une dimension physique de l'ordre d'une vingtaine de centimètres et de nécessiter une tension d'alimentation de l'ordre de 1500V. Appartenant à la famille des tubes à gaz, ils sont également d'une extrême fragilité. Ils présentent, par contre, l'avantage de générer un faisceau optique homogène.

Contrairement à ces derniers, les lasers solides ont un faisceau divergent et généralement non symétrique, imposant l'emploi d'optiques pour permettre une exploitation correcte de celui-ci. Mais ce sont des composants très compacts (une dizaine de millimètres pour le composant fini) qui se polarisent sous une tension de 2 à 3 V avec un courant inférieur à 200 mA. De plus, produits en grande quantité, leur prix de revient est inférieur à celui des lasers hélium-néon.

L'emploi d'un laser à semi-conducteur se justifie amplement.

Les lasers à semi-conducteurs réalisent à l'état solide, dans un très petit volume, les fonctions d'amplification et de résonance.

Une diode laser à jonction PN est constituée par une diode dont la région active forme une cavité électromagnétique résonnante. En particulier, elle est limitée latéralement, dans le cas d'une géométrie PERROT-FABRY, par deux faces réfléchissantes parallèles.



La plus grande partie de l'énergie est concentrée dans cette cavité et la lumière est émise parallèlement à la jonction. En dessous d'un certain seuil, appelé seuil d'émission induite, la diode laser fonctionne en régime d'émission spontanée et la répartition spectrale est analogue à celle d'une diode électroluminescente. Dès qu'on atteint le seuil d'émission induite, apparaît le mode d'émission principal, avec une intensité relative très élevée, accompagné d'autres modes d'émission d'intensité relative également très élevée et de longueur d'onde très voisine, si bien que l'émission peut être considérée comme monochromatique.

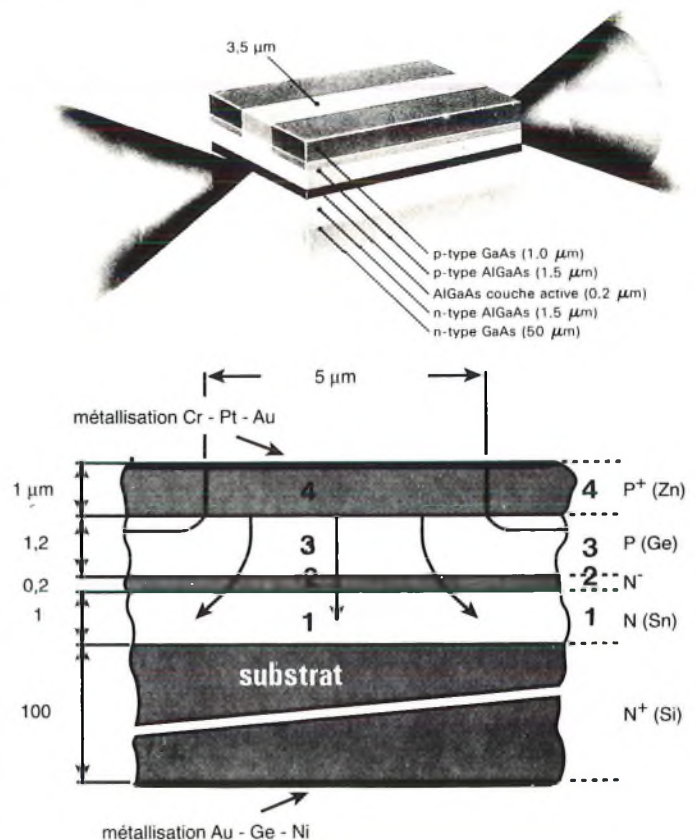
L'émission stimulée a lieu lorsque la densité des porteurs injectés (normalement minoritaires) est assez forte pour provoquer l'inversion de population. La densité de courant J doit dépasser une valeur de seuil J_s très

élevée, car il faut en outre compenser les pertes dans la cavité.

La cavité résonnante (à l'état solide) est constituée d'une couche active qui se comporte en guide diélectrique plan.

Les lasers au GaAlAs à double hétérojonction

Le GaAlAs (Arséniure de Gallium Aluminé) est un composé ternaire intrinsèquement stable et possédant de hauts rendements quantiques. Il offre le choix d'une longueur d'onde s'échelonnant entre 780 et 880 nm (dans le cas d'une structure laser) et la possibilité de réaliser des hétérojonctions de par une



compatibilité de mailles cristallines pour différentes teneurs en aluminium.

Plusieurs structures de cristal sont possibles et on distingue deux types de laser: multimode et monomode.

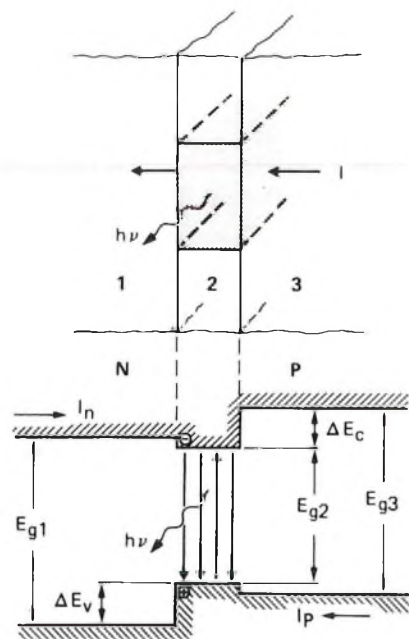
Les lasers multimodes

Sur un substrat GaAs à très faible taux de dislocation ($< 10^{-2}$ par cm^2), on fait croître par épitaxie liquide des couches successives GaAlAs dont la concentration en aluminium détermine les bandes d'énergie et les indices de réfraction.

La structure d'un laser multimode est également appelée structure à guidage par le gain.

Les deux figures précédentes donnent la répartition, la nature des dopants de chaque couche du cristal et leur épaisseur pour ce type de structure.

La localisation des lignes de courant, permettant de délimiter la cavité laser et d'obtenir une densité de courant importante, se fait par bombardements de protons des couches supérieures et jusqu'à proximité de la couche active. Les zones ainsi traitées deviennent semi-isolantes et il ne reste qu'un ruban de $5\mu\text{m}$ de large sur toute la longueur du cristal.



Le diagramme d'énergie des couches 1, 2 et 3 permet d'expliquer le fonctionnement de l'ensemble. Les couches 1 et 3 servent à piéger dans la couche 2 les électrons et les trous.

Le clivage des faces du cristal permet la réflexion des photons au sein de la

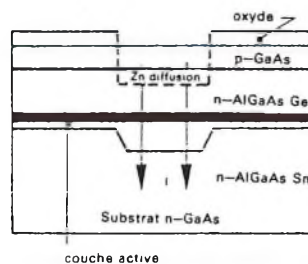
couche active. Ce taux de réflexion d'une valeur approximative de 30% sert à stimuler les porteurs et ainsi générer des recombinaisons radiatives cohérentes. Toutefois, cette amplification de lumière par émission stimulée n'intervient qu'au dessus d'une certaine densité de courant correspondant au courant de seuil; en dessous de ce niveau, le cristal se comporte comme une simple diode électroluminescente.

Les indices de réfraction des couches 1 et 3 étant plus faible que celui de la couche 2, la lumière est confinée transversalement dans la couche active. On obtient ainsi un laser multimode longitudinal et monomode transverse.

Les lasers monomodes

Afin d'augmenter la densité de courant au sein du cristal et donc de diminuer le courant de seuil ainsi que la dissipation du cristal, des structures introduisant un confinement latéral plus important ont été développées.

Ces structures dites à "guidage par l'indice" permettent en effet un confinement de la lumière à la fois longitudinal et transverse.



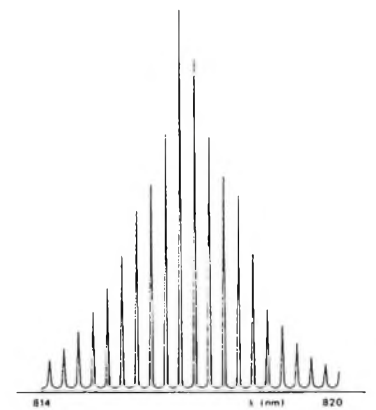
La zone active est un véritable guide intégré de quelques microns de largeur, limité latéralement par deux zones d'indice plus faible. On doit obtenir un "ruban enterré". Le confinement électrique latéral est effectué par les barrières de potentiel plus élevés des hétérojonctions latérales.

Caractéristiques comparatives des lasers multimodes et monomodes

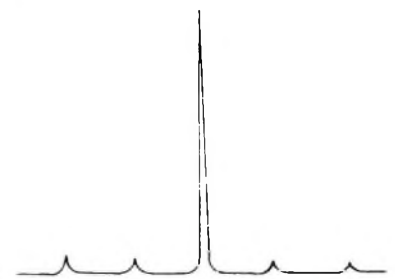
Les performances des composants lasers réalisés dans ces deux structures sont sensiblement différentes.

Le courant de seuil est plus faible et le coude plus marqué dans le cas d'un laser monomode, son spectre d'émission est plus étroit, sa longueur de cohérence plus grande et son astigmatisme plus faible.

Un spectre étroit donne à la source émettrice une longueur de cohérence élevée, la rendant sensible aux réflexions

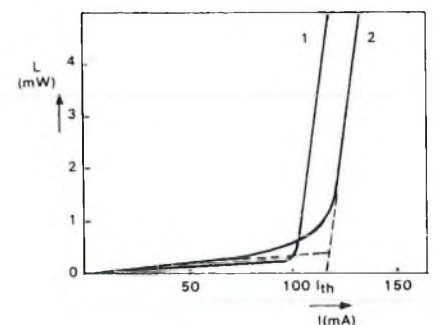


(a)



(b)

Spectre d'émission des lasers $0,8 \mu\text{m}$
(a) multimode (b) monomode



Caractéristique de la puissance lumineuse en fonction du courant à 60°C

- 1 - monomode
- 2 - multimode

optiques responsables d'interférences indésirables. Cela se traduit par un rapport signal/bruit du laser plus faible. Par contre, de par son astigmatisme plus faible, le monomode présente un faisceau moins divergent ce qui laisse la possibilité de le faire fonctionner à une puissance optique plus faible. En effet, dans le cas d'un lecteur de "Compact Disque", pour obtenir $0,5 \text{ mW}$ en surface du disque (norme retenue), il convient de faire fonctionner le multimode et le monomode respectivement à 4 mW et $1,5 \text{ mW}$.

Choix de la longueur d'onde

Du choix de la longueur d'onde dépend le pouvoir de discrimination de l'information et donc de sa densité.



Le diamètre du spot de la source émettrice qu'il est possible d'obtenir est proportionnel à la longueur d'onde (λ) et inversement proportionnel à l'ouverture numérique (O. N.) de l'optique réalisant la focalisation: $d = 0,6 \lambda / \text{O.N.}$

Afin de disposer d'un diamètre de spot le plus faible possible, il convient donc d'obtenir une longueur d'onde la plus faible possible et une ouverture numérique la plus grande possible.

Notions de technologie

Fabrication

La fabrication des diodes lasers, comme celle des autres composants à hétérojonction (LED, photodiode, phototransistor, etc...), nécessite la croissance de couches épitaxiées de très faible épaisseur et de compositions différentes avec continuité du réseau cristallin (accord de maille et même orientation). Deux techniques sont utilisées:

- Epitaxie en phase liquide: la plus simple et la moins coûteuse, mais qui ne permet pas de couches très fines.

- Epitaxie en phase vapeur: c'est un procédé de dépôt utilisant des composés organo-métalliques qui permet des couches très fines et un contrôle précis par l'intermédiaire de la température et du débit des gaz. Ce procédé est plus particulièrement adapté aux lasers de hautes performances.

Les deux procédés sont utilisés par PHILIPS COMPOSANTS.

Le procédé MOVPE (Metallo-Organic Vapour Phase Epitaxy) pour les composés ternaires (GaAlAs) et quaternaires (InGaAsP/InP) permet la réalisation des structures laser suivantes, à partir de substrat de type N:

* PB (Proton Bombarded):

- guidage par le gain, structure multilongitudinale,
- très faible sensibilité à la réflexion optique,
- choix des longueurs d'ondes (820, 850, 870 nm).

* DCPBH (Double Channel Planar Buried Hetero):

- haute fiabilité, longue espérance de vie,
- stabilité sur une large plage de

température,

- faible sensibilité à la réflexion optique,
- adapté pour les fenêtres de communication à 1,3 et 1,55 μm .

Le procédé LPE (Liquid Phase Epitaxy), indiqué pour de grands volumes, des coûts peu élevés et une haute fiabilité, permet à partir de substrat de type P, la réalisation de la structure laser:

* BTRS (Buried Turn-Ride Substrate):

- guidage par l'indice,
- conçu pour une production de masse à bas prix,
- espérance de vie supérieure à 100000 heures.

Une fois les différentes couches déposées sur un substrat de GaAs, le dopage et la réalisation du ruban sont effectués par des techniques classiques de diffusion, implantation et usinage chimique ou ionique. Les couches de contact métallique (en général or-zinc) sont déposées.

La fabrication de laser à "guidage par l'indice" est particulièrement délicate puisqu'après le découpage chimique du ruban, on fait une "reprise d'épitaxie", c'est à dire la croissance de nouvelles couches de part et d'autre.

Enfin, les faces du laser sont en général clivées (découpage mécanique).

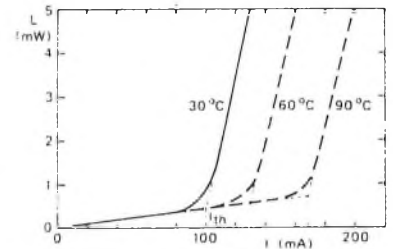
Montage des diodes lasers

Après fabrication et test, le laser est monté sur une embase en cuivre assurant la dissipation thermique. Il est particulièrement important que la

résistance thermique entre la jonction et l'embase soit faible (on descend difficilement en dessous de 20°C/W). Pour cela, le laser est en général monté à l'envers (substrat au dessus).

La jonction est alors à quelques microns de l'embase. Un fil d'or connecté au substrat métallisé amène le courant. La polarité du laser est donc déterminée par celle du substrat.

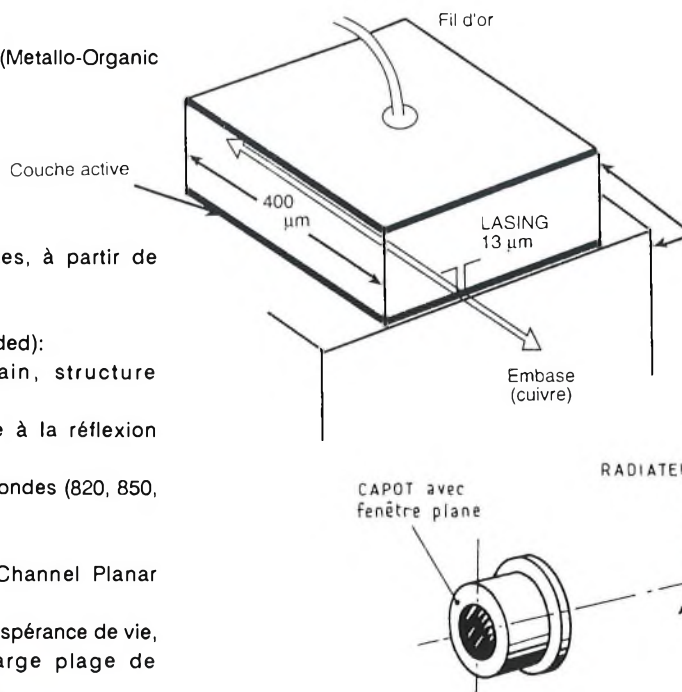
Il faut que l'alignement soit parfait (précision de quelques microns) afin d'éviter des réflexions parasites et assurer une bonne conduction thermique.



En regardant de plus près les courbes du courant de seuil, on peut constater que ce courant varie de manière non négligeable avec la température (de l'ordre de $1\%/^\circ\text{C}$). Cette variation influe directement sur la puissance lumineuse émise. De plus, la caractéristique lumineuse en fonction du courant laser varie de quelque % par 1000 heures.

Il est impératif de disposer au sein du montage d'un élément photosensible capable de transcrire à tout moment l'évolution de cette caractéristique de façon à maintenir constante la puissance optique émise par le laser.

Pour ce faire, on monte une photodiode PIN de contrôle. Puisque le cristal laser émet par les deux faces de la cavité optique et qu'il y a proportionnalité des puissances lumineuses entre ces deux miroirs, il est donc possible de mesurer et de contrôler le flux lumineux. On monte ainsi sur une embase de type TO18, une photodiode de contrôle. On rapporte ensuite un élément dissipant sur lequel figure le cristal laser et, en dernier lieu, un capot à fenêtre plane de façon à rendre hermétique le composant ainsi réalisé.

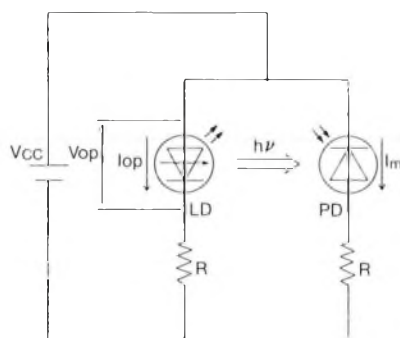


La photodiode de contrôle est légèrement inclinée sur l'embase de façon à minimiser les réflexions optiques. La mise en boîtier finale du composant est fonction de l'application.



Caractéristiques électriques

Le montage d'une diode laser peut être schématisé de la manière suivante:



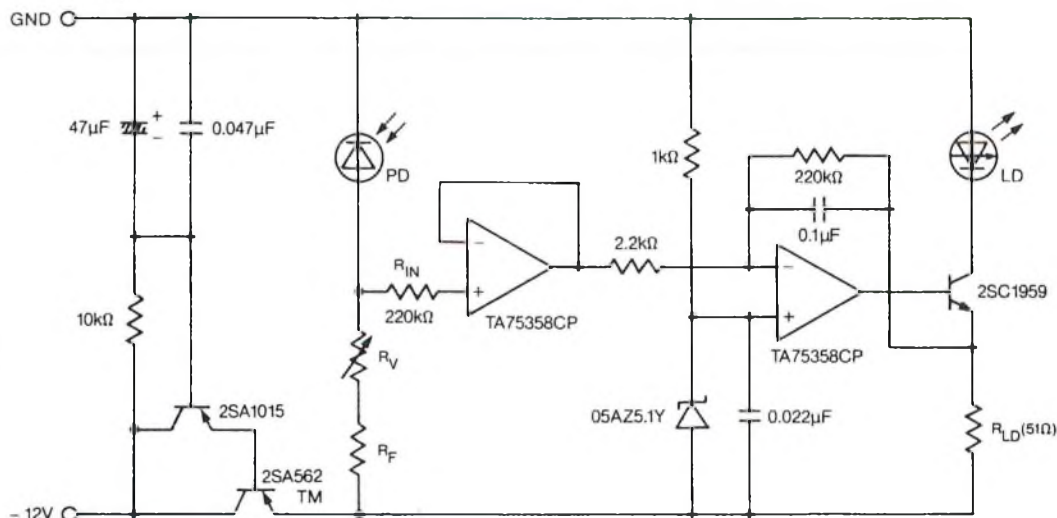
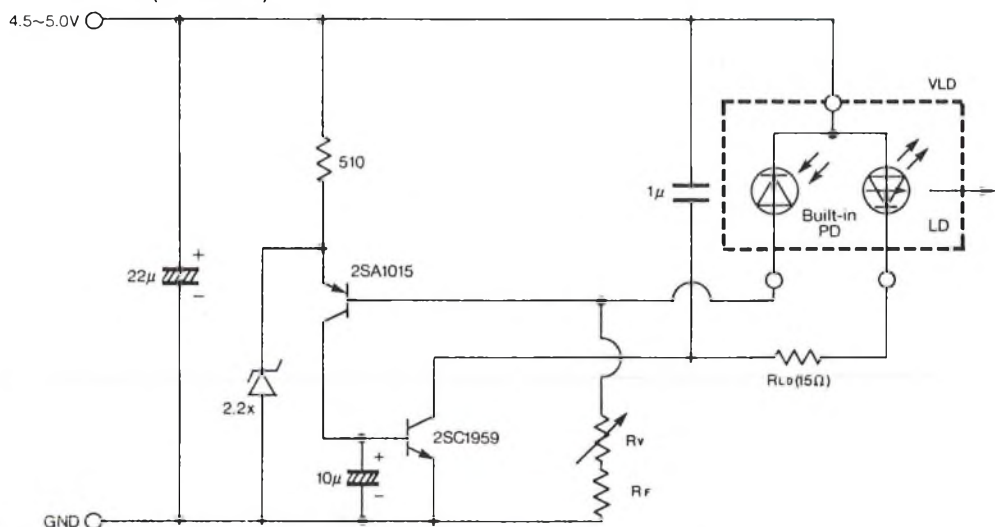
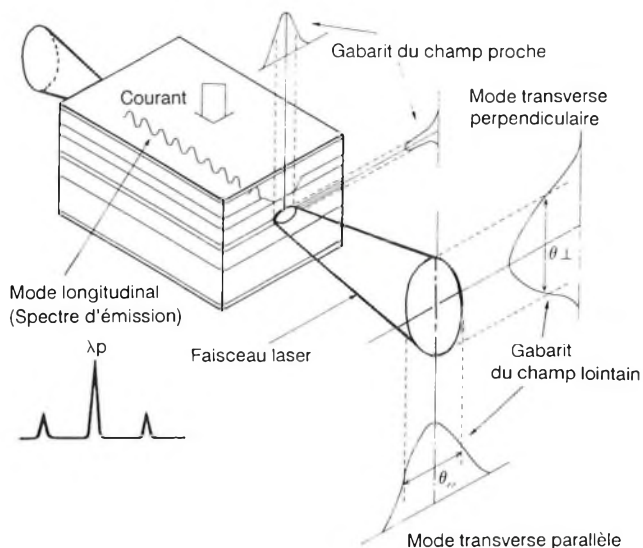
Afin d'avoir une puissance optique constante, il convient, dans le cas de ce schéma, de faire varier Iop (donc Vcc) afin d'avoir un courant Im constant. Cette opération nécessite obligatoirement l'adjonction d'un circuit d'asservissement qui assurera ce résultat.

Caractéristiques optiques

La directivité des rayonnements émis par une diode laser à jonction, suivant deux directions opposées, parallèles au plan de la jonction, est déterminée par les dimensions de la région émissive et est limitée par le phénomène de diffraction à l'interface air-cristal. Pour un laser dont la cavité est de type PERROT-FABRY,

l'ouverture q des faisceaux, à mi-intensité, est donnée par l'angle de diffraction:

$\theta = \lambda / L$, L étant la dimension de la surface émissive dans le plan de laquelle on mesure l'angle θ . Par exemple, pour une diode GaAs dont l'épaisseur de la jonction est de 1,5 μm , l'angle à mi-intensité θ_{\perp} , mesuré dans le plan perpendiculaire à la jonction est de l'ordre de 30°. Dans le plan de la jonction, l'angle $\theta_{//}$ est plus faible. Cette divergence impose d'utiliser une optique de correction (collimateur).



Exemples de circuits de commande

Notes: Pour des courants de contrôle Im min ou max sur différents échantillons, une vérification plus approfondie peut être réalisée en changeant la valeur des résistances suivantes. Des valeurs plus appropriées pour Rv et Rf peuvent être

calculées en se basant sur le fait que la chute de tension aux bornes de Rv + Rf sera de l'ordre de 1,5V dans le cas du premier montage et de 5,1V dans le second et en prenant également en considération les caractéristiques Puissance/Im des échantillons.



- La puissance de sortie optique est contrôlée en mesurant le courant autorisé qui circule dans Rf et Rv.

- Mettre la résistance ajustable Rv à sa valeur maximale avant de mettre le montage sous tension. Ajuster ensuite Rv afin d'obtenir la puissance optique désirée.

- Lors du réglage de la puissance optique de sortie, mesurer simultanément le courant de commande et la puissance optique, ne jamais dépasser la puissance optique maximale de sortie. Pour mesurer la puissance optique de sortie, utiliser un wattmètre optique ou une photodiode calibrée qui a une large plage de fonctionnement.

- Comme le corps est relié à l'anode de la diode laser, il est préférable d'utiliser une alimentation négative. Cette disposition permet de relier le boîtier directement à la masse.

Exemples de valeurs pour Rv et Rf

PUISSANCE MAX. DE LA DIODE	CIRCUIT 1		CIRCUIT 2	
	Rf/Ω	Rv/Ω	Rf/Ω	Rv/Ω
3mW, 5mW	750	50K	2.2K	100K
10mW, 20mW	7.5K	500K	22K	500K

Rld : la résistance de charge de la diode laser peut être choisie pour limiter le courant maximum circulant dans la diode laser. Sa valeur sera calculée en tablant sur le fait que la chute de tension aux bornes de la diode laser est de l'ordre de 2,2 à 3 volts.

Ces valeurs correspondent aux diodes de la série TOLD9200 de chez Toshiba.

Refroidissement

- Un radiateur doit toujours être utilisé afin de laisser la diode laser dans sa plage thermique d'utilisation. Utiliser un radiateur surdimensionné lors de la phase de mise au point. Un radiateur en cuivre ou en aluminium est conseillé.

- Exemple de calcul:

La relation entre la température du boîtier Tc, la température ambiante Ta, et la résistance thermique du radiateur θf est donnée par l'équation:

$$\theta f \doteq \frac{T_c - T_a}{I_{OP} \times V_{OP}} - (\theta_s + \theta_c)$$

θs résistance thermique d'isolation,

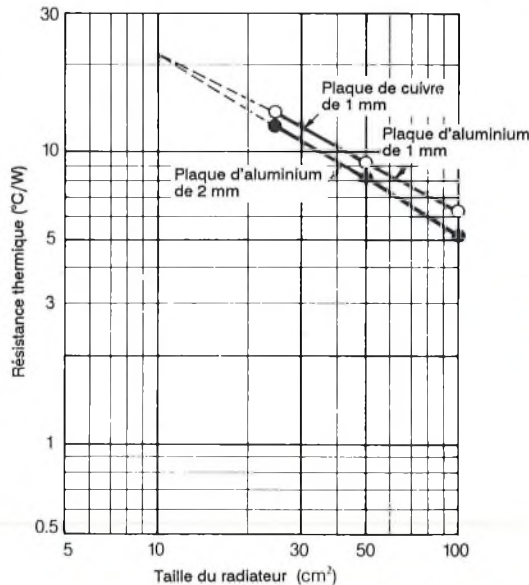
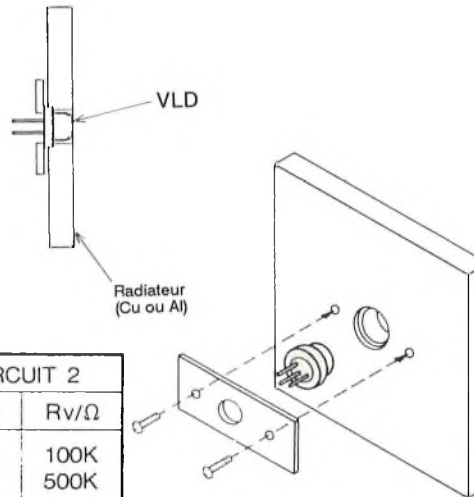
θc résistance thermique de contact.

Par exemple, si la température du boîtier à ne pas dépasser Tc est de 50°C, la température ambiante Ta est de 45°C, le

courant dans la diode Iop est de 100 mA, la tension à ses bornes Vop est de 2,5 volts, θs est nul (pas de mica de montage) et θc est de 8°C/W, le radiateur doit avoir une résistance thermique maximum de :

$$\theta f \doteq \frac{50 - 45}{0.1 \times 2.5} - 8 = 12^\circ\text{C/W}$$

Du graphe donné ci-dessous, la surface du radiateur (dans l'hypothèse qu'il est en aluminium de 2 mm d'épaisseur) doit être de 25 cm² afin d'obtenir cette résistance thermique de 12°C/W.



Exemples de diodes lasers

Les données techniques des pages suivantes sont relatives à

- La CQL80/D : une diode laser visible de chez PHILIPS,

- La CQL90/D : une diode LASER collimatée en lumière visible de chez PHILIPS.

La CQL80/D

Présentation

- Structure crête
- Diode de contrôle intégrée
- Boîtier de 9 mm

Applications

- Systèmes d'alignement
- Lecteurs de code-barre
- Imprimante laser
- Pointeur de cibles

Description

La diode laser CQL80/D est basée sur une structure crête. Le laser est réalisé en InGaAlP et est construit sur un substrat d'arséniure de Gallium de type N utilisant le procédé MOVPE (Metal Organic Vapour Phase Epitaxy).

Le dispositif a un fonctionnement de type multimode et est monté dans un boîtier de 9mm.

La CQL80/D est équipée en standard d'une diode de contrôle couplée optiquement sur la face arrière d'émission du laser. La diode de contrôle peut être utilisée comme capteur pour mesurer la puissance de sortie

Le système est spécialement conçu pour être utilisé dans les lecteurs de code barre, les systèmes d'alignement optiques, les imprimantes et les viseurs.

La CQL90/D

Présentation

- Faible consommation
- Faisceau collimaté mince
- Excellente stabilité en température
- Excellente résistance aux chocs et aux vibrations
- Onde avant : diffraction limitée.

Applications

- Systèmes d'alignement
- Lecteurs de code-barre

Description

La CQL90/D est un crayon collimateur de faible puissance contenant un laser GaAlInP de type MOVPE et une lentille de collimation. Ce crayon collimateur a une

puissance de sortie de 1 mW et émet une lumière visible dont la longueur d'onde est de 675 nm.

Le faisceau du laser collimaté est utilisable pour l'alignement, la lecture de code barre, etc... L'embout en acier du crayon est spécialement conçu pour faciliter l'alignement dans les systèmes industriels.

L'onde avant a une diffraction limitée. Le corps du crayon est cylindrique et son diamètre est de 11 mm.

Utilisation aléatoire – Semiconducteur diode laser

Cette diode laser émet des radiations qui sont visibles pour l'œil humain. Quand elle est en service, ne jamais regarder l'intérieur de la diode. Une observation dans l'axe d'émission de la diode laser peut provoquer une lésion au niveau de l'œil, essentiellement avec les lentilles collimatées.

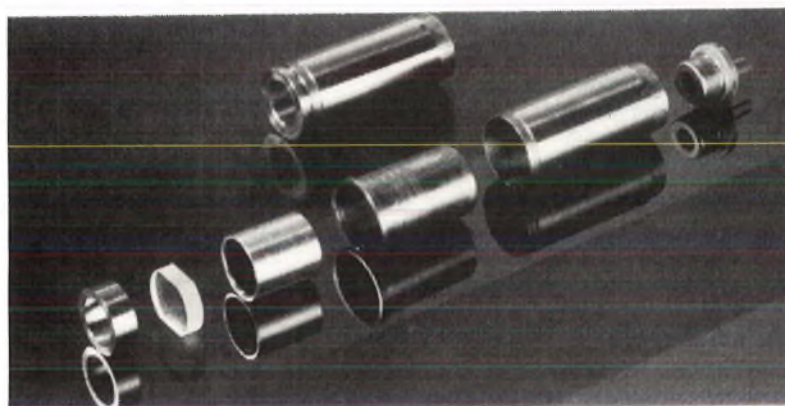
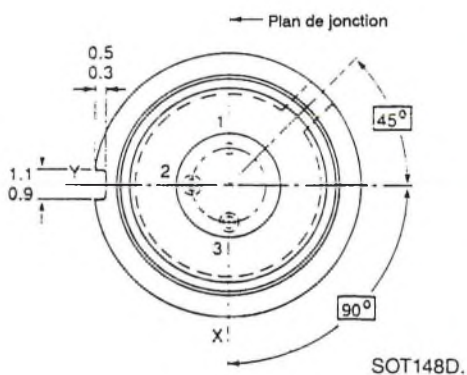
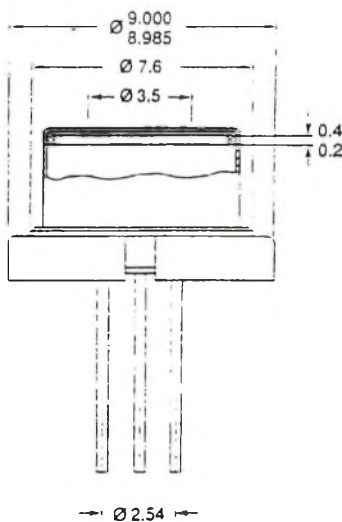
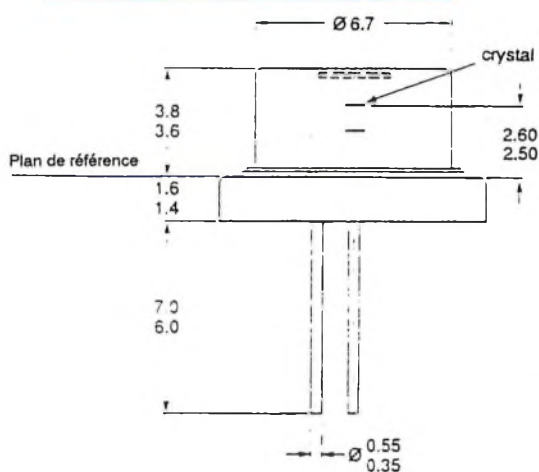


La photo ci-dessous donne la structure interne d'une diode collimatée de chez PHILIPS.

Elle comporte dans un boîtier de dimensions réduites, une diode laser associée à un triplet de collimation et une lentille cylindrique. Ils sont ajustés individuellement et transforment le rayonnement initial en un faisceau de divergence inférieure à 0,3 mrad avec une efficacité de collection de l'optique supérieure à 50%.

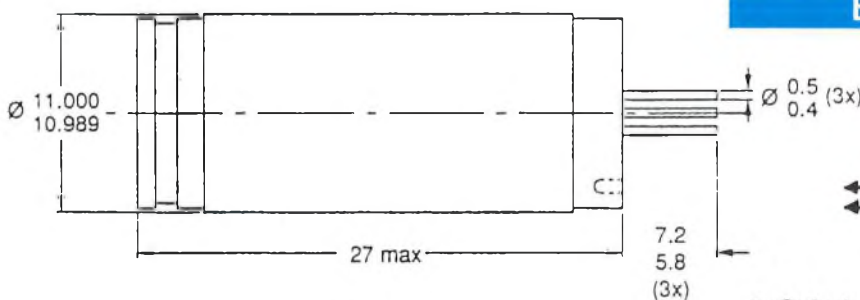
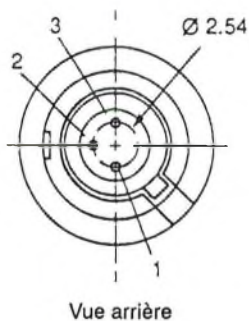
Cet ensemble, monté dans un tube en acier rectifié, est extrêmement résistant aux chocs et aux contraintes thermomécaniques.

Données mécaniques

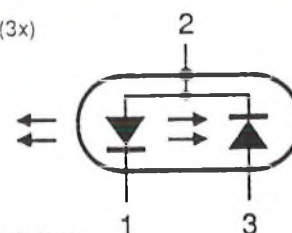


- Les dimensions sont en mm

CQL80/D



Brochage



- 1 : Cathode laser
- 2 : Broche commune
- 3 : Anode diode de contrôle

CQL90/D



Valeurs limites

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	CQL80/D			CQL90/D			UNITE
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Puissance optique de sortie	Po		-	-	5	-	-	1,2	mW
Tension inverse diode laser	Vr(L)		-	-	1	-	-	1	V
Tension inverse diode de contrôle	Vr(M)		-	-	30	-	-	30	V
Courant direct diode de contrôle	If(M)		-	-	10	-	-	10	mA
Plage de température d'utilisation (boitier)	Top		-10	-	+50	-10	-	+50	°C
Plage de température de stockage (ambient)	Tstg		-40	-	+50	-40	-	+85	°C

Caractéristiques électriques

Tboitier = 25°C; Po = 3mW pour la CQL80/D et 1mW pour la CQL90/D

DIODE LASER

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Courant d'amorçage	Ith		-	65	85	-	65	-	mA
Courant de fonctionnement	Iop		-	70	90	-	70	-	mA
Tension de fonctionnement	Vop		-	2,4	3,0	-	2,4	3,0	V
Rendement différentiel	η	2,4 à 3,6 mW 0,8 à 1,2 mW	-	0,8	-	-	0,6	-	mW/mA mW/mA

DIODE DE CONTROLE

Courant diode de contrôle	Im	Vr(M) = 15V	-	500	-	-	500	-	μ A
Courant de repos	Id	Vr(M) = 15V	-	-	20	-	-	20	nA
Capacité	C	Vr(M) = 15V	-	5	10	-	5	10	pF

Caractéristiques optiques

Tboitier = 25°C; Po = 3mW pour la CQL80/D et 1mW pour la CQL90/D

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Longueur d'onde	λ P		-	675	680	-	675	680	nm
Largeur spectrale	$\Delta\lambda$	note 1	-	-	2	-	-	2	nm
Angle lointain parallèle	θ //		4	7	12				deg
Angle lointain perpendiculaire	$\theta \perp$		27	33	40				deg
Précision du point d'émission	ΔZ		-50	-	+50				μ m
Précision du point d'émission	ΔR		-50	-	+50				μ m
Diamètre du faisceau vertical	d \perp	note 2				-	4,5	-	mm
Diamètre du faisceau parallèle	d//	note 2				-	1,0	-	mm
Collimation verticale	COL \perp	note 2				-	0,3	-	mrad
Collimation parallèle	COL //	note 2				-	0,9	-	mrad
Temps de montée	Tr	note 3	-	*	-	-	*	-	ns
Temps de descente	Tf	note 3	-	*	-	-	*	-	ns
Rapport de polarisation	Pol		-	*	-	-	*	-	
Angle entre l'axe optique et mécanique	$\Delta\Phi$ //		-2	-	+2				deg
Angle entre l'axe optique et mécanique	$\Delta\Phi \perp$		-3	-	+3				deg
Déviation de l'axe mécanique/optique	α_{om}					-	5	10	mrad
Coef. de température de la longueur d'onde	d λ p/dT		-	0,25	-	-	0,25	-	nm/°K
Aberration	W(rms)		-			-		70	μ m
Distance astigmatique	AD		-	35	-				μ m
Distance astigmatique non compensée	ΔAD					-		10	μ m

* Valeur à établir

Notes:

1 : mesuré sur le profil d'intensité angulaire du rayon laser sur la largeur des deux demi points maximum (FWHM)

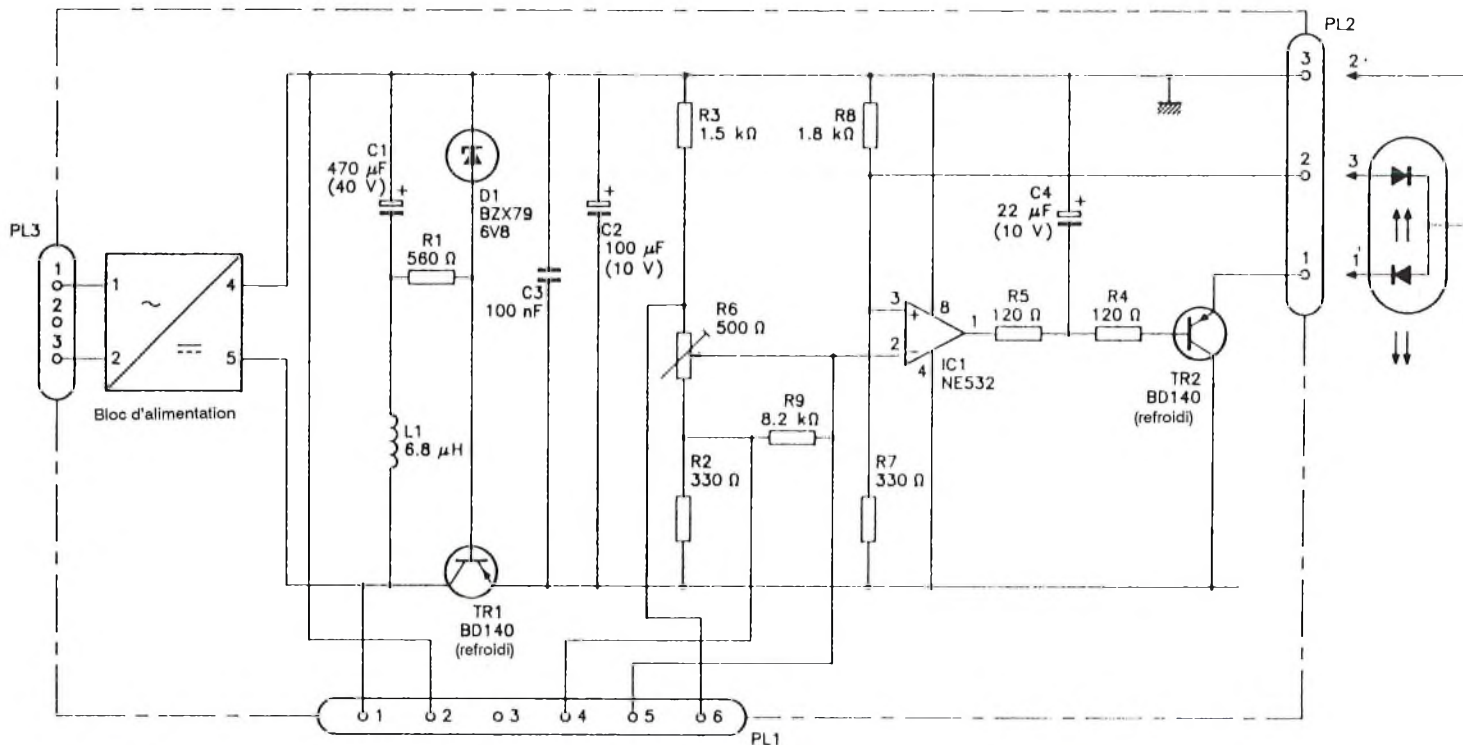
2 : y compris la divergence naturelle 0,4 mrad

3 : 20 à 80 % sur l'intervalle 1 à 3 pour la CQL80/D et 0,5 à 1,0 mW pour la CQL90/D

Caractéristiques mécaniques

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Masse	m					-	13	-	g
Longueur du crayon (Sans les connexions)	l					-	-	27	mm
Diamètre du crayon	D					-	-	11	mm





Notes d'applications

Le circuit de commande conseillé pour l'utilisation en onde permanente des lasers type n et des crayons collimatés type n de Philips Composants est donné ci-dessus.

Principe d'utilisation

Ces instructions doivent être suivies chaque fois que la diode laser doit être insérée sur le circuit de commande.

1 - Placer le potentiomètre R6 en butée dans le sens anti-horaire; position zéro.

2 - Connecter le 0V de la broche 2 de PL1 à une masse stable.

3 - Relier la diode laser au circuit par le connecteur PL2. **Attention** : Les numéros de broches de PL2 le correspondent pas toujours à celles de la diodes (Voir les caractéristiques de chaque laser). La broche 3 de PL2 est reliée à la masse du système.

4 - Connecter une tension stabilisée de -9 V sur la broche 1 de PL1.

5 - Utiliser un wattmètre optique externe pour régler la puissance optique de sortie de la diode laser, tourner lentement le potentiomètre R6 dans le sens des aiguilles d'une montre jusqu'à ce que la puissance optique de sortie désirée soit atteinte.

NE JAMAIS DEPASSER LES VALEURS MAXIMUM DE LA DIODE LASER EN COURANT ET EN PUISSANCE.

6 - Tourner le potentiomètre R6 dans le sens anti-horaire avant de retirer la diode laser.

7 - Le module de commande doit être ajusté chaque fois que la diode laser est utilisée.

Précautions d'emploi

Les diodes laser Gallium Aluminium Indium Phosphide (Ga Al In P) émettent des radiations laser visibles.

Les plus grandes précautions doivent être prises pour empêcher le rayon d'être observé directement ou à travers des optiques ou des miroirs.

Ce produit est conforme à tous les standards applicables des régulations DHHS (21CFR sous chapitre G). Combiné avec une alimentation, la diode ou le crayon laser appartiennent à la classe de sécurité 2 si sa puissance de sortie est inférieure à 1 mW, à la classe de sécurité 3A si sa puissance de sortie est inférieure à 5 mW et à la classe 3B si elle est supérieure à 5 mW.

En raison de sa faible taille, le label de sécurité n'est pas reporté sur la diode mais uniquement sur son emballage.

Précautions d'utilisation et de transport

Les diodes laser à semi-conducteur en général sont facilement détruites par dépassement des caractéristiques électriques. Électriquement, la diode laser est un dispositif très résistant et peut très facilement supporter des pointes de courant de plusieurs ampères. Optiquement, par contre, la diode laser est plus susceptible d'être détruite en raison de la valeur élevée de la densité du flux optique. En dépassant les caractéristiques électriques de la diode laser, même pour des impulsions de quelques nano secondes, la densité du flux optique peut croître jusqu'aux valeurs inacceptables de 0,1 à 1,0 MW/mm, provoquant une dégradation irrémédiable des facettes du laser.

Les courants transitoires dans la diode doivent par conséquent être soigneusement évités. Ils peuvent réduire la durée de vie de la diode et provoquer des dommages irréparables. Avant de connecter la diode laser, s'assurer qu'il n'y a pas de suroscillations qui pourraient faire dépasser le taux maximum du flux lumineux ou du courant direct.

Les précautions suivantes doivent être prises pour éviter d'endommager le système:

- Les personnes et les postes de travail doivent être reliés à la masse pendant toute

la durée où ils travaillent sur les diodes laser.

- Tous les équipements, y compris les alimentations, les fers à souder, etc. doivent être reliés à la terre.

- Les tensions d'alimentations doivent parfaitement être régulées et libres de toute surtension.

- Les circuits de pilotage doivent comporter un dispositif de "démarrage et d'arrêt lent" pour supprimer les phénomènes de commutation.

- Des composants de grande qualité et de grande fiabilité doivent être utilisés dans l'ensemble du circuit de commande.

- les connexions avec le circuit de commande peuvent être réalisées par soudure ou par des connecteurs de grande qualité. L'utilisation de pinces comme les pinces crocodiles n'est pas conseillée.

- Il est conseillé que ces dispositifs soient pilotés par un circuit de contrôle automatique de puissance (APC), utilisant la photodiode de contrôle interne dans la boucle de réaction pour maintenir une puissance optique de sortie constante sur l'ensemble de la plage de température de fonctionnement et pendant toute la durée de vie de la diode.

- Toujours conserver les diodes laser dans un boîtier anti-statique ou utiliser le connecteur de court-circuit.

- Ne jamais connecter ou déconnecter de composants, ou d'appareils extérieurs comme des voltmètres, sur le montage quand il est sous tension.

- Ne jamais toucher la fenêtre de la diode. Si nécessaire, la nettoyer doucement avec un tampon de coton imbibé d'alcool.

Ne jamais sous-estimer la sensibilité de destruction de ces composants face aux décharges électrostatiques et aux surcharges brèves en courant.

ATTENTION

La diode laser est très sensible aux décharges électrostatiques. L'anode et la cathode seront par conséquent toujours court circuitées quand la diode laser est déconnectée.

Généralisation

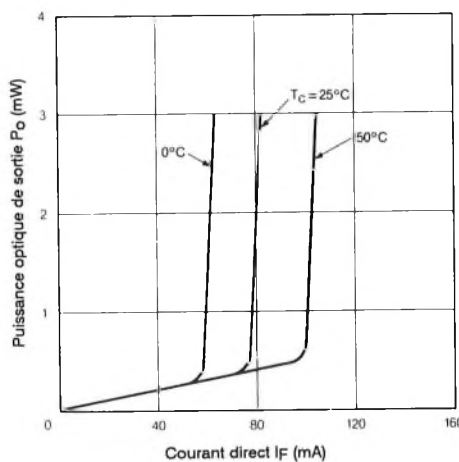
Les règles de sécurité données par PHILIPS sur le transport et l'utilisation des diodes laser sont applicables pour toutes les diodes lasers même de marque différentes. Les constructeurs de ce type de composant consacrent tous trois à quatre pages pour ces mises en garde dans leurs DATA BOOKS.

La TOLD9200 et 9211 de chez TOSHIBA

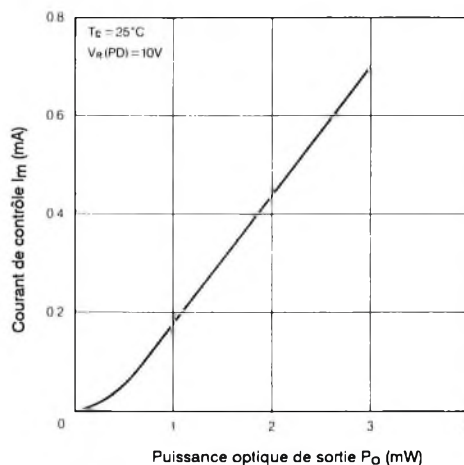
Pour finir ce tour d'horizon sur les diodes laser, voici les caractéristiques de deux autres diodes d'origine japonaise. Les caractéristiques électriques sont regroupées dans le tableau page suivante.

La TOLD9200

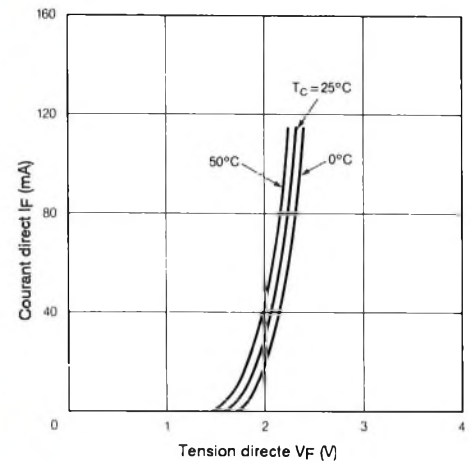
La TOLD9200 est une diode multimode non collimatée de 3mW émettant un rayon laser visible.



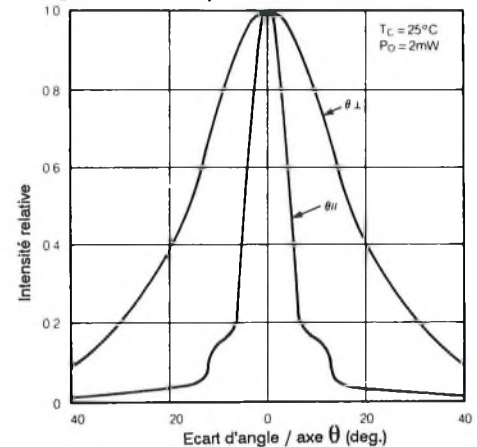
Puissance de sortie / courant direct



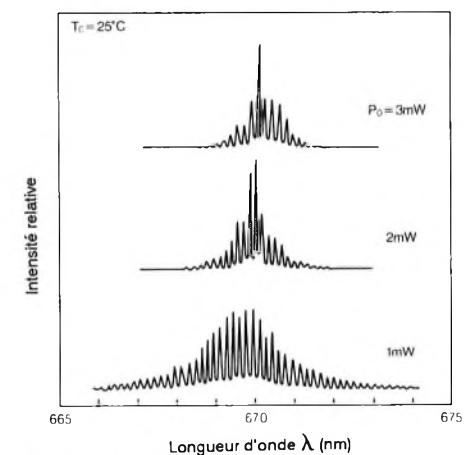
Courant de contrôle / puissance de sortie



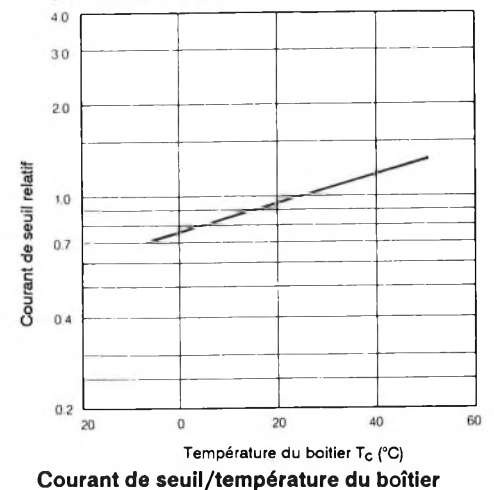
Courant direct / tension directe



Répartition du champ lumineux



Spectre lumineux



Courant de seuil/température du boîtier



Valeurs limites

PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	TOLD9200			TOLD9211			UNITE
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Puissance optique de sortie	Po		-	-	3	-	-	5	mW
Tension inverse diode laser	Vr(L)		-	-	2	-	-	2	V
Tension inverse diode de contrôle	Vr(M)		-	-	30	-	-	30	V
Plage de température d'utilisation (boitier)	Top		-10	-	+50	-10	-	+50	°C
Plage de température de stockage (ambient)	Tstg		-40	-	+50	-40	-	+85	°C

Caratéristiques électriques et optiques

Tboitier = 25°C; Po = 2mW pour la TOLD9200 et 4mW pour la TOLD9211

DIODE LASER

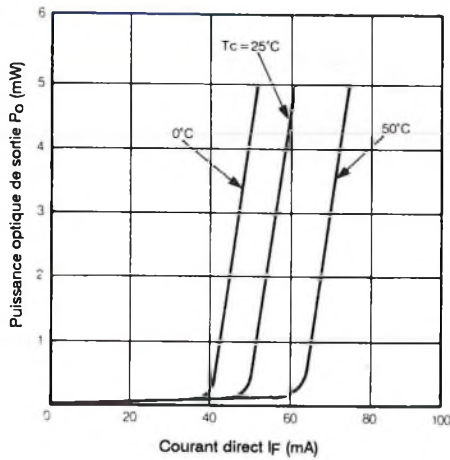
PARAMETRE	SYMBOLE	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	UNITE
Courant d'amorçage	Ith		-	70	90	-	40	60	mA
Courant de fonctionnement	Iop		-	75	100	-	50	70	mA
Tension de fonctionnement	Vop		-	2,3	3,0	-	2,3	3,0	V
Longueur d'onde	λP		660	670	680	660	670	680	nm
Divergence parallèle	θ//		4	7	12	5	8	11	deg
Divergence perpendiculaire	θ⊥		27	34	40	25	31	40	deg

DIODE DE CONTROLE

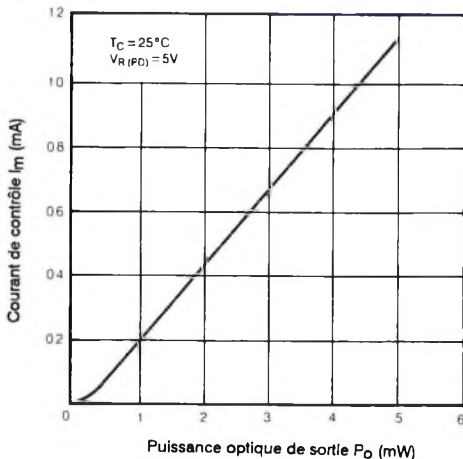
Courant diode de contrôle	Im	Vr(M) = 5V	150	450	700	300	1000	1700	μA
Courant de repos	Id	Vr(M) = 5V	-	-	100	-	-	100	nA
Capacité	C	Vr(M) = 5V f = 1MHz	-	-	20	-	-	20	pF

La TOLD9211

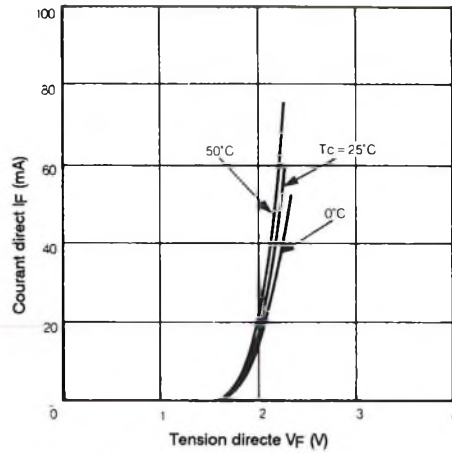
La TOLD9211 est une diode monomode non collimatée de 5mW émettant un rayon laser visible.



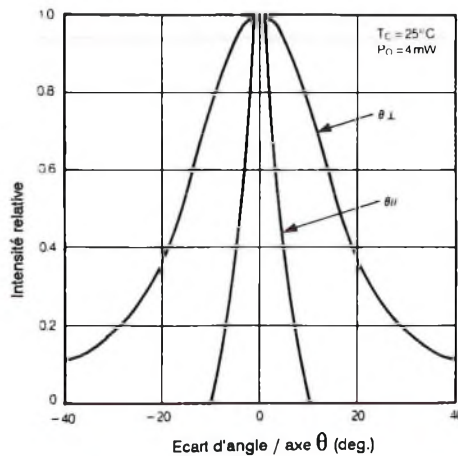
Puissance de sortie / courant direct



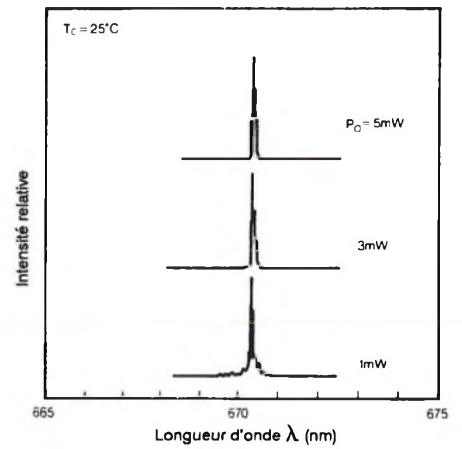
Courant de contrôle / puissance de sortie



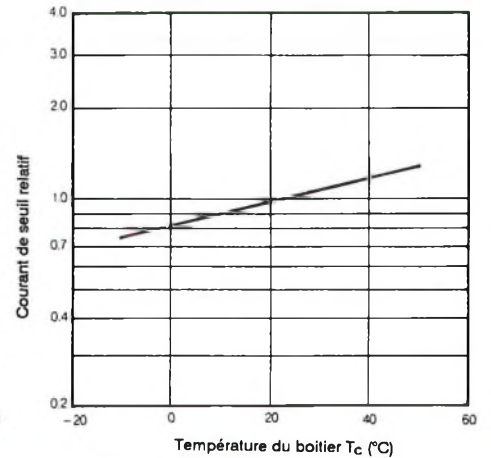
Courant direct / tension directe



Répartition du champ lumineux



Spectre lumineux



Courant de seuil/température du boîtier

Conclusions

Il existe, bien naturellement des diodes laser visible de puissance lumineuse beaucoup plus importante (10, 20 mW). Le prix de ces composants est également en proportion. Le principe de fonctionnement reste identique. Il existe également des diodes travaillant dans l'infrarouge. Elles sont plus spécialement utilisées pour la transmission de l'information (870 nm dans les lecteurs de compact-discs, 1330 nm dans la transmission par fibre optique). Ce type de composant a donc un bel avenir devant lui.



Un circuit de commande de diode laser

Il y a encore de cela quelques années, disposer d'un faisceau laser tenait un peu du calvaire. Les tubes à gaz étaient encombrants, nécessitaient des tensions d'alimentation élevées et réclamaient, parfois, des dispositifs de refroidissement pas toujours pratiques.

Avec les progrès de la technique, la génération d'un faisceau laser peut être obtenue à partir d'un composant pas plus gros qu'un transistor, alimenté simplement par une pile et refroidi par un simple radiateur. Ce composant miracle est couramment appelé diode laser.

Présentation

Piloter une diode laser est une chose des plus simples si un certain nombre de précautions sont prises.

Une diode laser possède des caractéristiques assimilables à une diode classique. Elle est donc définie par une tension inverse maximum, une tension de seuil et un courant direct maximum.

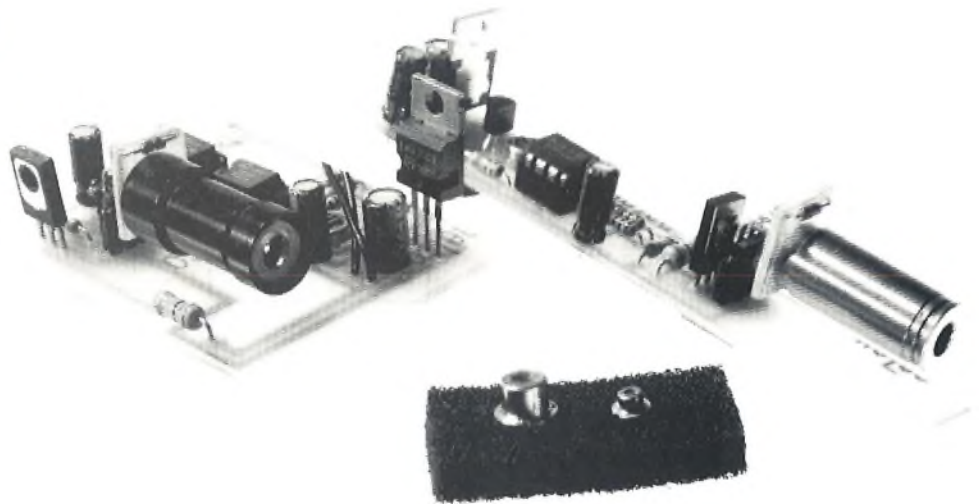
Le dépassement des caractéristiques électriques (tension inverse, courant direct) aboutit au même résultat que pour son homologue au silicium: la destruction.

La notion de courant direct maximum pour une diode laser est un paramètre sans grande valeur utile. En effet il y a belle lurette que ce composant a perdu ses propriétés optiques quand ce courant est atteint. La limite ne sera donc pas un courant mais une puissance lumineuse maximum, puissance obtenue par le passage d'un courant.

Contrairement aux diodes traditionnelles, ce courant est très mal déterminé car il dépend (et varie très fortement) en fonction de la température d'une part et de la diode (de même référence) d'autre part.

Vouloir commander une diode laser en se basant uniquement sur le courant qui circule dans celle-ci tient, on peut s'en douter, de l'ineptie la plus grossière. En effet, le but est d'avoir en permanence en sortie une puissance lumineuse constante.

Imaginons ce montage placé comme élément de surveillance dans un bâtiment non chauffé (alarme par rupture de faisceau par exemple).



En été, la température montante conduit rapidement à l'extinction du faisceau (le courant d'amorçage n'étant plus assuré). La diode est victime d'un manque momentané de courant. Le montage n'assure plus sa fonction première et il faut attendre l'automne pour retrouver un fonctionnement cohérent. Cela n'est pas encore trop grave.

Voici maintenant l'hiver qui arrive. La température baisse et le faisceau a alors de plus en plus "la pêche". Et un beau matin plus de faisceau du tout. L'arrivée du printemps ne solutionnera pas le problème car la pauvre diode laser n'a pas survécu, non pas au froid, mais à "l'excès de courant" qu'elle a du supporter.

Heureusement, les constructeurs de diodes laser sont parfaitement conscients des disparités qui peuvent exister entre chaque composant et des variations de caractéristiques en fonction de la température.

Pour toutes ces raisons, ils ont décidés d'effectuer une mesure permanente de la puissance optique disponible en sortie.

Cette mesure s'effectue grâce à une photodiode placée dans l'axe du rayon arrière de la diode et qui délivre un courant proportionnel à la puissance lumineuse. Le contrôle de cette puissance devient alors des plus simples et les dispersions sont alors automatiquement corrigées (C'est le B. A. BA de l'asservissement: corriger la commande en fonction du résultat).

Deuxième danger pour une diode laser: la température de la jonction. Rien de bien dramatique dans ce cas car l'usage d'un petit radiateur permet de supprimer ce défaut.

Troisième difficulté: L'apparition de l'effet laser dans la diode n'est pas instantané (même s'il est très rapide). Il faut donc "brider" le système d'asservissement afin que celui-ci ne vienne pas exiger un excès de courant, excès qui serait fatal au moment de l'apparition du faisceau.

La bête noire : c'est certainement là le point le plus critique - l'électricité statique. Combien de pavés sont déjà morts à cause d'elle? Il est donc fortement déconseillé de froter ses pieds sur de la moquette avec



une diode laser dans les mains. Si pour vous, se prendre une "châtaigne" n'est pas agréable quand vous touchez une partie métallique, imaginez ce que ressent la diode dans les mêmes conditions! Elle est du style à déclarer forfait.

Dernier point à ne surtout pas négliger! Cette diode émet (comme on peut s'en douter) un faisceau laser. Ce faisceau est par conséquent très concentré (encore plus avec un équipement de collimation). S'il n'est pas capable de découper les murs en rondelles, il a quand même suffisamment d'énergie pour pouvoir provoquer des lésions graves au niveau de l'oeil! Par conséquent, **NE JAMAIS REGARDER DIRECTEMENT LE RAYON** et à plus forte raison, **NE JAMAIS ESSAYER D'ALLER VOIR "COMMENT C'EST FAIT DEDANS" AU TRAVERS DE LA FENETRE!**

Les dangers étant maintenant connus, le reste devient donc un jeu d'enfant.

Synoptique

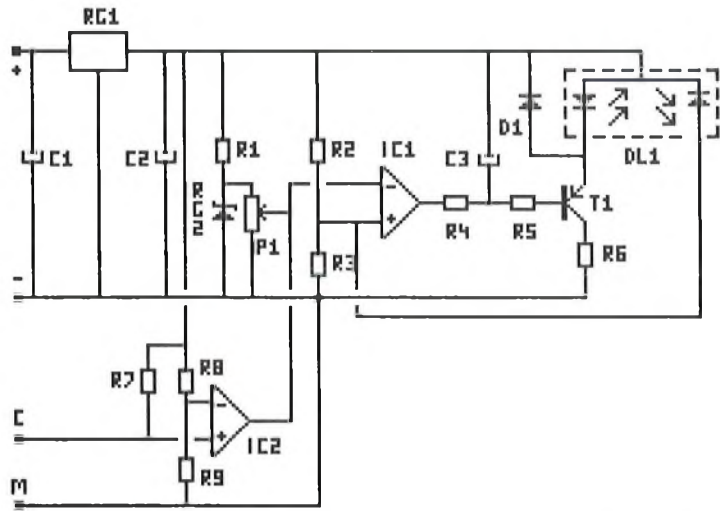
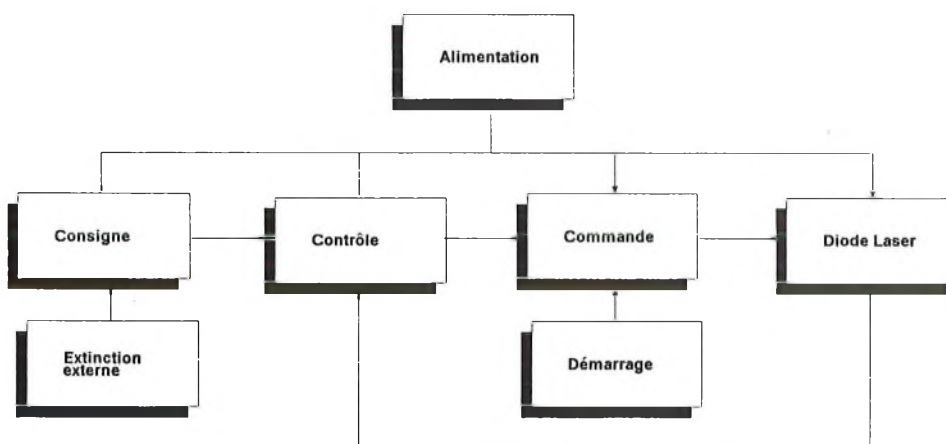
Vu le principe de fonctionnement de la diode, celui-ci coule donc de source.

Une consigne (puissance lumineuse à obtenir) est appliquée sur le circuit de contrôle. Comparée avec la puissance lumineuse actuellement issue de la diode, il vient corriger le circuit de commande afin d'obtenir la puissance désirée.

Ajoutons à cela un circuit de démarrage et l'ensemble du montage est dressé.

Naturellement, un circuit d'alimentation vient compléter le tout pour avoir un système opérationnel.

Dernière chose, la possibilité de pouvoir commander l'allumage ou



l'extinction du faisceau depuis un environnement extérieur.

Le schéma de détail

Si le synoptique est simple, le schéma l'est tout autant. Le nombre de composants est réduit mais chacun d'eux a un rôle vital.

L'alimentation

Des plus classiques, elle est constituée de C1, C2 et RG1.

La détermination de sa valeur dépend de nombreux critères dont les plus importants sont le facteur de dissipation thermique sur l'ensemble du montage et la source d'alimentation initiale.

Sa présence est indispensable car la diode n'apprécie pas du tout les pics de courant pouvant être générés par une alimentation mal régulée.

La consigne

Comme pour tous les montages asservis, un fonctionnement stable peut

être espéré si l'asservissement comporte sa propre référence.

C'est ce que réalise le régulateur RG2. Son rôle est de délivrer une tension de référence connue.

La résistance R1 assure la polarisation du régulateur et ainsi l'apparition de cette tension de référence.

La consigne finale est obtenue grâce au potentiomètre P1 qui va délivrer la tension de commande.

Le contrôle

La mesure de la puissance lumineuse s'effectue grâce à la photodiode intégrée qui fournit un courant proportionnel à l'énergie du faisceau en sortie de la laser.

Ce courant est converti en tension par la résistance R3. Cette résistance a beaucoup d'importance car c'est d'elle que va dépendre la durée de vie de la diode laser.

La commande

Celle-ci coule de source. Une diode laser émet un faisceau lumineux en fonction du courant qui la traverse.

La commande doit donc être une commande en courant. Le meilleur moyen de l'obtenir est d'utiliser un transistor bipolaire T1 est donc en place.

La sortie étant définie, voyons maintenant l'entrée. Nous avons deux tensions qui sont la consigne et la puissance lumineuse générée. Le but est donc de les comparer et d'effectuer la correction qui s'impose. L'idée qui vient donc en premier à l'esprit est d'utiliser un comparateur. Malheureusement, la structure de sortie de ces composants les rendent difficilement utilisables pour pouvoir faire une gestion linéaire de la sortie.



Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt 5% (sauf indication contraire).

R1	100 kΩ	
R2	2,2 MΩ	
R3	2,7 kΩ	*
R4-R5	120 Ω	
R6	33 Ω 1/2W	*
R7 à R9	10 kΩ	
P1	100kΩ 82PR	
C1	100 μF 25V chimique	
C2	1 μF 25V chimique	
C3	22 μF 25V chimique	
D1	1N4148	
T1	BD140	
RG1	7806	*
RG2	LM385 - 1,2	
IC1	CA3160	
IC2	LM393	
DL1	CQL90D	*

* Voir explications sur les variantes du montage pour déterminer la valeur de ces composants.

Réalisation

Pour ce montage deux types de circuits imprimés sont proposés. Un premier modèle (qui ne comporte pas de circuit d'extinction IC2, R7 à R9) permet de réaliser très simplement un système de visée. Le circuit est tout en longueur.

Force est donc de se rabattre sur un amplificateur opérationnel monté en boucle ouverte. Les contraintes au niveau de ce circuit sont nombreuses. Il doit posséder un temps de réponse le plus faible possible, pouvoir avoir une excursion en sortie la plus grande possible et être capable d'absorber le courant de base du transistor. En raison du très faible courant de la photodiode, l'impédance d'entrée de l'AOP doit être la plus élevée possible. De plus il doit pouvoir fonctionner avec des tensions proches de la masse.

C'est ce que doit réaliser IC1. La résistance R2 placée sur le circuit de contrôle permet de supprimer l'effet de la tension de décalage qui existe sur les entrées de l'AOP quand une consigne nulle (extinction complète) est demandée.

Le démarrage

Ce circuit doit s'insérer dans la boucle de commande. Il est constitué par un filtre en T. A la mise sous tension le condensateur C3 et la résistance R4 vont constituer un circuit de retard qui va faire apparaître un courant progressif dans la diode laser. L'effet laser a ainsi le temps de se mettre en place et l'asservissement peut alors tranquillement s'aligner sur sa plage de réponse.

La résistance R5 va, elle, limiter le courant extrait du transistor (et par conséquent le courant dans la diode) dans le cas de la disparition de l'effet d'asservissement (mise hors tension par exemple).

L'extinction externe

Cette partie, indépendante du circuit laser par lui-même, permet de venir éteindre la génération du faisceau laser depuis un montage extérieur.

Cette commande est réalisée par IC2 qui vient placer la tension de consigne à la masse. Il s'agit d'un simple comparateur dont sa sortie de type collecteur ouvert convient parfaitement pour ce type d'application.

Le point de basculement de ce comparateur est donné par les résistances R8 et R9. La résistance R7 permet d'inhiber ce dispositif quand aucune commande n'est appliquée.

La commande externe peut être de type commande en tension (Attention de ne pas dépasser la tension d'alimentation régulée du montage) ou plus simplement une commande de type collecteur ouvert ou un interrupteur qui vient placer le point C au même potentiel que celui du point M.

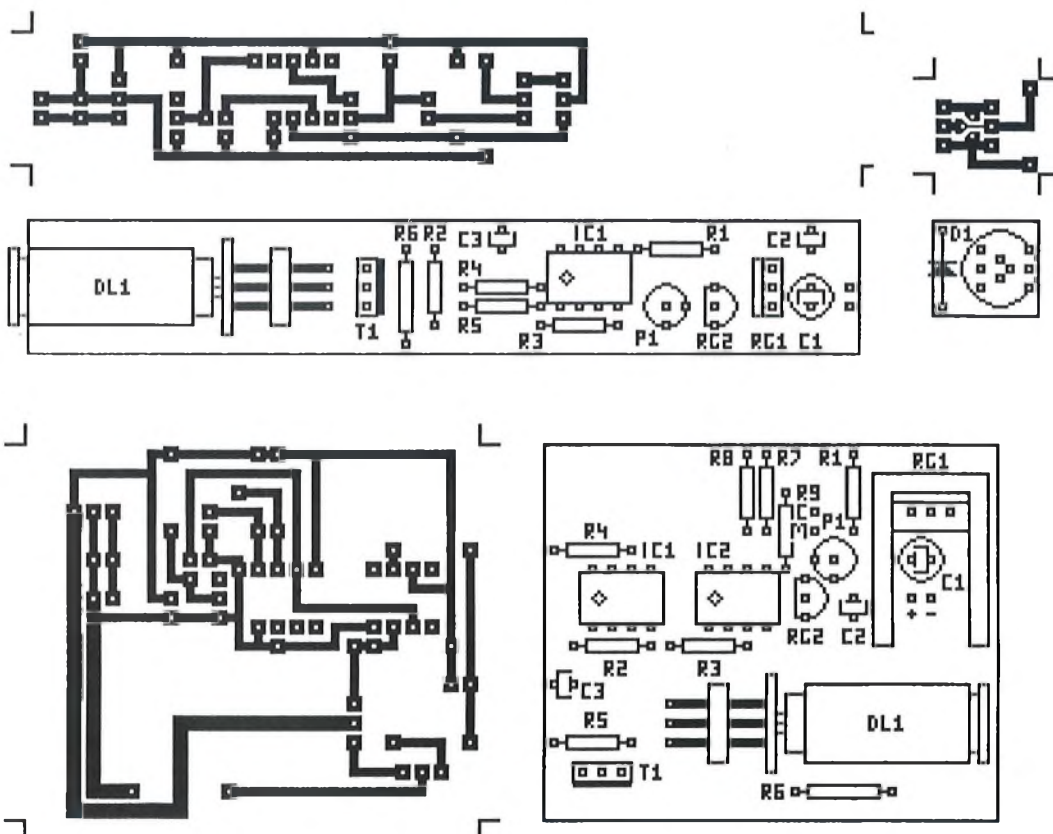
Le reste du montage

L'explication pourrait s'arrêter ici et ce serait oublier deux composants dont la présence n'est pas un fait du hasard.

Le premier est la diode D1. Tous ceux qui ont déjà manipulé des composants MOS savent que ceux-ci sont très sensibles aux phénomènes d'électricité statique. Les constructeurs ont réussi à les protéger en insérant des diodes de protections entre l'entrée de la porte et les pattes d'alimentation du circuit.

La même idée a été reprise ici afin de limiter la tension inverse qui peut être appliquée sur la diode laser (point très critique sur ce type de diode).

Le second composant ignoré jusqu'à maintenant est la résistance R6. Son rôle est de limiter la puissance dissipée par le transistor T1 et par là, éviter l'emploi d'un radiateur qui est toujours encombrant. Elle doit également limiter le courant maximum dans la diode en cas de dérives trop importantes.



Le second, plus orienté vers l'étude des dispositifs laser, est disposé sur un circuit rectangulaire. C'est la copie intégrale du schéma proposé. La taille du circuit a été prévue pour pouvoir le monter dans un coffret P962 de chez Diptal.

Le montage de ces deux platines ne présente aucune difficulté notable si les règles classiques sont respectées (ordre de montage des composants par taille, respect du sens des condensateurs et des circuits intégrés, etc.).

Attention au sens de T1, la face de refroidissement est repérée en gras sur la sérigraphie.

La diode laser se présente sous la forme d'un transistor en boîtier TO5 ou d'un tube dans le cas d'une diode collimatée. Dans tous les cas, la sortie du faisceau lumineux s'effectue sur la face opposée à celle des broches. Cette caractéristique ne va pas sans poser de problèmes dans le choix du coffret. En effet, dans la majorité des cas, c'est d'un faisceau horizontal dont on a besoin. Si la diode est soudée directement sur le circuit principal, le boîtier se voit allouer une taille disproportionnée pour recevoir le montage.

Pour résoudre ce problème, il a été décidé de coucher la diode sur le montage. C'est la rôle de la petite plaquette additive qui se trouve avec les deux autres montages. La liaison avec le circuit principal s'effectuera grâce à un connecteur soudé.

Voilà le point le plus critique de la réalisation: le câblage de la diode. La diode peut être livrée avec un bouchon qui court-circuite ses trois pattes entre elles. Il la protège contre les risques de destruction par l'électricité statique.

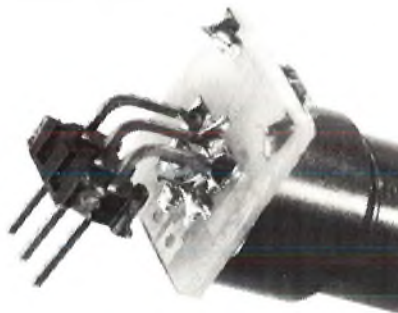
Sur la petite plaquette de renvoi, commencer par souder la diode D1. Mettre en place la diode laser et la souder, le fer étant naturellement relié à la terre (si ce n'est pas le cas, il vaut mieux le débrancher du secteur). Chaque patte sera soudée une à une en prenant soins de ne pas toucher le corps de la diode avec les mains (Ce corps est relié à la patte 2). Il importe que le potentiel de la diode reste flottant pendant toute l'étape du montage. Le fait de la toucher avec les mains vient lui imposer un potentiel (le votre) qui est naturellement différent de celui de la panne du fer à souder. Et hop, au moment du contact de la panne avec la broche 1, c'est une diode, qui n'a de laser que le nom, que vous avez entre les mains.

Attention également, les broches de cette diode sont très proches l'une de

l'autre et un court circuit dans ce cas est si vite fait!

La durée du temps de la soudure pour une patte sera écourtée le plus possible. (maximum 5 secondes. La température de la soudure ne doit pas dépasser 260°C) Passer à la suivante quand la température sur la broche qui vient d'être soudée est redescendue à la normale. Cette diode est également très sensible aux excès de température.

Reste à souder le connecteur de liaison. Attention au sens de ce connecteur. La diode D1 doit rester en haut de la plaquette au moment de l'insertion sur le circuit principal. Naturellement, les mêmes précautions doivent être prises que celles expliquées précédemment. Il ne reste plus qu'à monter le tout sur le circuit principal et le tour est joué.



Cette opération tient un peu de la haute voltige, mais à aucun moment il n'a été demandé de vous attacher pour réaliser le montage (contrairement à ce qui est préconisé par les constructeurs: voir la Hobbythèque correspondante). Si par contre vous préférez les chaînes

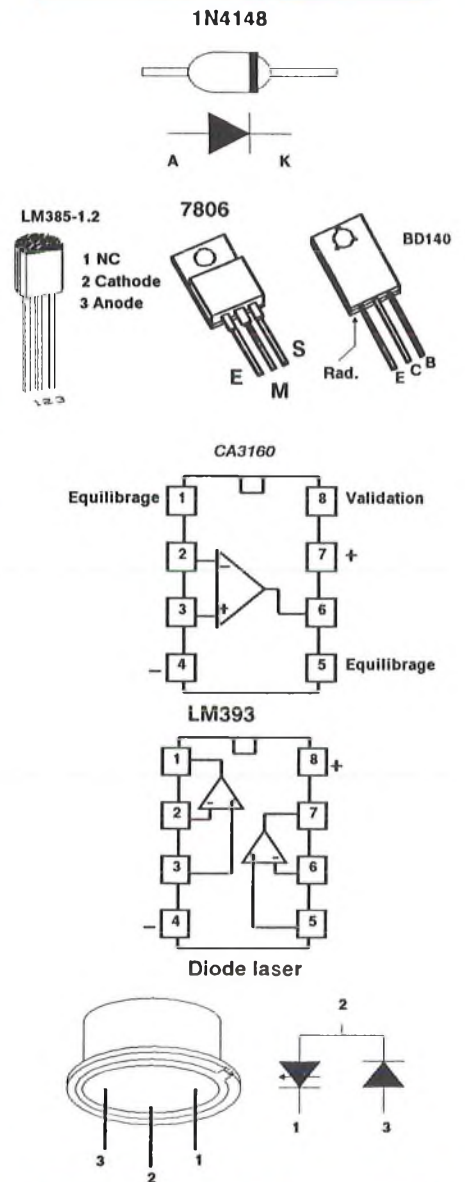
Un dernier contrôle afin de s'assurer que n'y a pas de court-circuit ou de soudure oubliée et le montage pourra être essayé.

Commencer par placer le potentiomètre de consigne au minimum. Appliquer la tension d'alimentation (celle-ci sera de 9 volts, mais une valeur supérieure n'est pas interdite. Attention cependant à la dissipation du régulateur RG1) et augmenter progressivement la tension de consigne. Une petite tache rouge doit apparaître sur le mur. Si ce n'est pas le cas, stopper tout le plus vite possible et contrôler une nouvelle fois qu'il n'y a pas d'erreur. Si tout est vraiment correct, il n'y a plus qu'à faire une prière, votre diode n'a peut être pas survécu au traitement qu'elle vient de subir (aie! aie! aie! mon porte-monnaie).

Il ne faut quand même pas dramatiser. Si, effectivement les diodes lasers sont relativement fragiles comparées à d'autres composants, il faut quand même autre chose que de les "regarder droit dans les yeux" pour les détruire.

Si les précautions précédentes ont bien été prises, il ne doit rien se passer de fâcheux pour elles. A titre d'exemple, la plaquette de renvoi a été refaite trois fois. La diode qui a servi aux essais a donc été soudée trois fois et dessoudée deux fois. Elle fonctionne toujours. De plus, la pièce dans laquelle sont réalisés les prototypes qui illustrent ce mensuel, a de la moquette au sol (Et qu'est ce qu'elle est statique), la diode a parfaitement passé l'épreuve!

Brochages



Variantes

Le montage donné précédemment peut subir des modifications en fonction du type d'utilisation.

Le premier élément qui peut varier: c'est l'alimentation.

Les essais qui ont été effectués portaient d'une tension d'alimentation de 9



volts. Dans le cas d'une alimentation plus élevée, le régulateur d'entrée est amené à devoir dissiper beaucoup plus de puissance. Il est donc prudent dans ce cas d'adjoindre un radiateur de type ML26 sur celui-ci.

Il est également possible d'alimenter le montage par une pile de 9 volts. Il est conseillé dans ce cas de remplacer le régulateur RG1 par un 7805, mieux encore par un L4805 ou équivalent qui permet d'avoir une durée d'utilisation beaucoup plus importante avec la même pile (Le 4805 est caractérisé par un écart entre tension d'entrée et tension de sortie très faible).

Le second élément qui peut varier c'est la diode laser (en fonction de la puissance lumineuse maximum désirée).

C'est le courant de la diode laser et le courant de contrôle qui vont changer.

Pour le premier c'est la résistance R6 qui devra être recalculée.

$$R6 = (Val - Vdl - Vce) / Imax$$

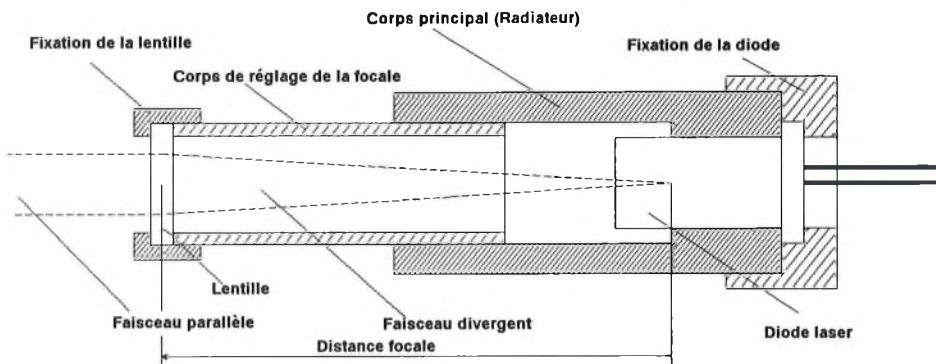
Ainsi pour une tension d'alimentation Val de 5 volts, une tension directe de la diode Vdl de 2,5 volts, une tension de saturation du transistor Vce de 0,3 volt et d'un courant maximum dans la diode Imax de 100 mA (cas d'une TOLD9200) la résistance R6 doit être remplacée par une 22 ohms.

Pour le second, c'est la résistance R3 qui doit être réadaptée. La tension à ses bornes doit être de 1,247 volts pour le courant maximum de contrôle. Les 1,247 volts correspondent à la tension maximum que peut délivrer le régulateur RG2, sa tension nominale étant de 1,235 volts.

Une tension de 1,247 volts pour un courant de 0,45 mA (TOLD9200) nous conduit à une résistance minimum de 2,771 kΩ. (3,3kΩ dans la pratique car il faut prendre en compte la tolérance de la résistance).

Cette méthode reste cependant empirique car elle fait intégralement confiance aux données du constructeur relatives au courant typique de la diode de contrôle. En effet, il est hors de question pour le particulier d'acquiescer un wattmètre optique afin d'étalonner son montage. Il est donc conseillé de prévoir une petite marge de sécurité.

Si les essais effectués sur la CQL90D reflétaient assez bien le contenu de la documentation, ceux réalisés sur la TOLD9200 ont montré une dispersion beaucoup plus importante de caractéristiques (disparité entre le courant dans la diode laser et le courant de contrôle). Cette différence nous a obligé de modifier la valeur de R3. Cette constatation



montre qu'il est impératif d'effectuer quelques contrôles lors de la première mise sous tension et qu'il ne faut pas demander la puissance maximale d'entrée de jeu.

Collimatée ou pas

Toutes les diodes doivent être collimatées pour avoir un faisceau très fin et par conséquent une tache très fine (l'angle de divergence est en moyenne de 10° pour le faisceau parallèle et de 30° pour le faisceau perpendiculaire)

Les diodes déjà collimatées ont l'inconvénient de coûter beaucoup plus cher (normal puisque l'assemblage et le réglage est réalisé par le constructeur. L'optique est également de très haute qualité).

Les autres doivent impérativement recevoir un équipement de collimatage afin de concentrer le faisceau. Il faut dans ce cas réaliser soit même le réglage de la distance focale en fonction du type d'optique utilisé.

Afin d'optimiser la réalisation, ce collimateur doit en plus réaliser la fonction de radiateur. Le schéma en haut de page donne la structure d'un collimateur. On y retrouve le corps principal qui sert de radiateur pour la diode laser ainsi qu'un système de fixation de cette diode.

Un corps mobile doit, lui, supporter la lentille. Le réglage de la distance focale s'effectue soit en glissant, soit en vissant ce corps mobile dans le corps principal.

Quand le réglage adéquat a été obtenu, le tout doit être bloqué ensemble au moyen d'un contre-écrou ou plus simplement au moyen d'un point de colle. Sur les dispositifs industriels, une fixation par soudure électrique n'est pas rare.

L'utilisation de lentilles pour corriger le faisceau apporte invariablement une perte d'intensité lumineuse. Un rendement de 80% par lentille est somme toute honnête. Le rendement du collimateur doit être pris



en considération lors d'un réglage par un wattmètre optique. Pour une diode de 3 mw, ne pas essayer de lui demander (en sortie d'un collimateur mono-lentille) plus que 2,4 mW. (Dans le cas de la CQL90/D, la puissance réelle de la diode laser est de 2 mW)

Conclusions

A ce stade du montage, vous avez entre les mains un excellent système de visée laser. Ce genre d'appareil est couramment utilisé par des architectes afin de pointer le plus simplement du monde un détail dans une pièce en cours d'élaboration.

Pour aller plus loin, il faut retrousser ses manches et se lancer dans la mécanique. En effet, il existe très peu de moyens simples pour dévier un faisceau lumineux. Le plus facile à mettre en oeuvre reste encore le miroir.

Avec un miroir à 45°, tournant dans l'axe du faisceau, il y a moyen de se faire un niveau d'envergure. Tracer un trait sur les quatre murs d'une pièce est alors très facile. Et plus besoin de gomme pour l'effacer!

Il y a toujours le jeu de lumière qui vient tracer des figures de Lissajoux en fonction de la vitesse de rotation relative entre deux miroirs, ce montage remplaçant avantageusement le tube à gaz et son alimentation haute tension.

Pour terminer, nous tenons à remercier tout particulièrement la société COIL pour sa participation au niveau du collimateur.

E. DERET

Emetteur "Peri-FM"

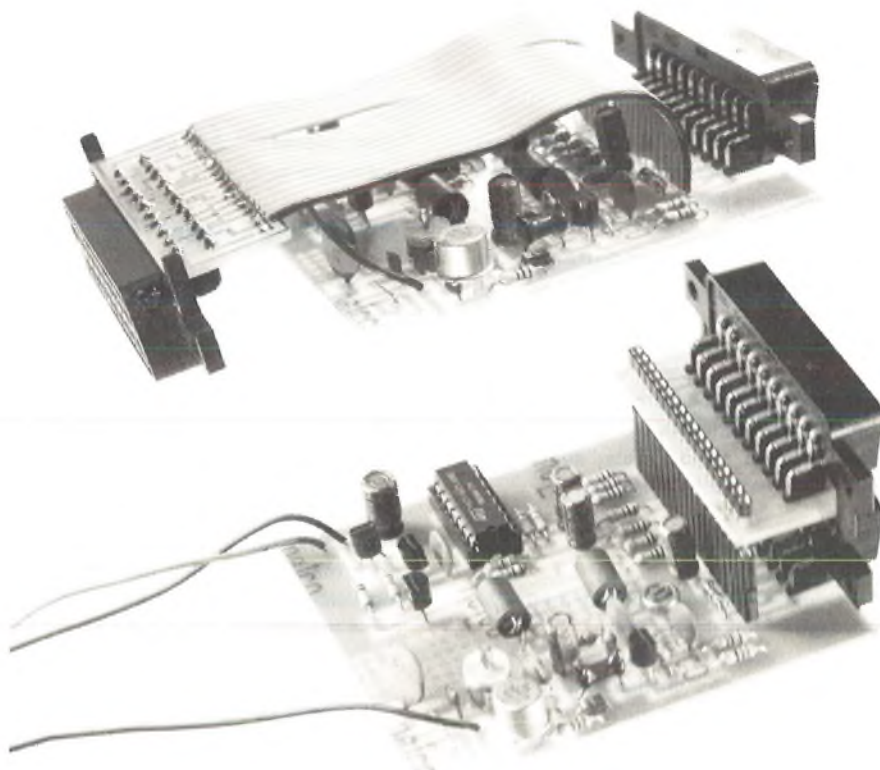
Dans notre numéro 2 de cette revue, nous avons décrit plusieurs applications pratiques autour de deux émetteurs F.M.

L'une d'entre elles avait pour but d'assurer une liaison audio sans fil entre un téléviseur et une chaîne, permettant ainsi une restitution sonore de qualité supérieure.

A en juger par le courrier qu'a suscité cette application, ce montage, dont nous n'avons abordé à l'époque que la partie théorique, semble nécessiter une matérialisation pratique.

C'est ce que nous vous proposons cette fois, avec la partie réalisation pratique de ce montage, d'aspect compact et permettant une très bonne qualité de réception.

Comme pour le schéma que nous avons communiqué dans cet ancien numéro, la réalisation ne devra jouer qu'un rôle de prélèvement du signal et en aucun cas immobiliser exclusivement la fameuse prise PERITEL....



Fonctionnement

En effet, nous nous étions fixé plusieurs contraintes pour ce montage afin d'en obtenir un fonctionnement souple et efficace.

Pour mémoire, les principaux choix établis sont:

- Branchement sur une prise PERITEL et restitution de la PERITEL femelle pour une utilisation extérieure.
- Mise sous tension automatique dès la mise en marche du téléviseur ou du périphérique extérieur (magnétoscope, décodeur, ordinateur, etc....)
- Sélection automatique du son provenant du téléviseur ou du son venant du périphérique en fonction

de l'état de la commutation lente.

- Impédances de charge sur la prise PERITEL les plus limitées possible afin de ne pas perturber le fonctionnement normal de la prise
- Gamme de réception 88 - 108 MHz.

La réalisation pratique décrite cette fois devra de plus offrir un minimum de câblage par fils, étape toujours fastidieuse et rebutante surtout avec des câbles ou prises peritel où 21 broches au total sont à honorer.

Enfin, la totalité des broches de cette prise devra être raccordée afin de permettre le fonctionnement de tous les types de périphériques.

Pour faciliter ces deux derniers points, le montage sera réalisé en deux cartes supportant chacune une prise peritel femelle.

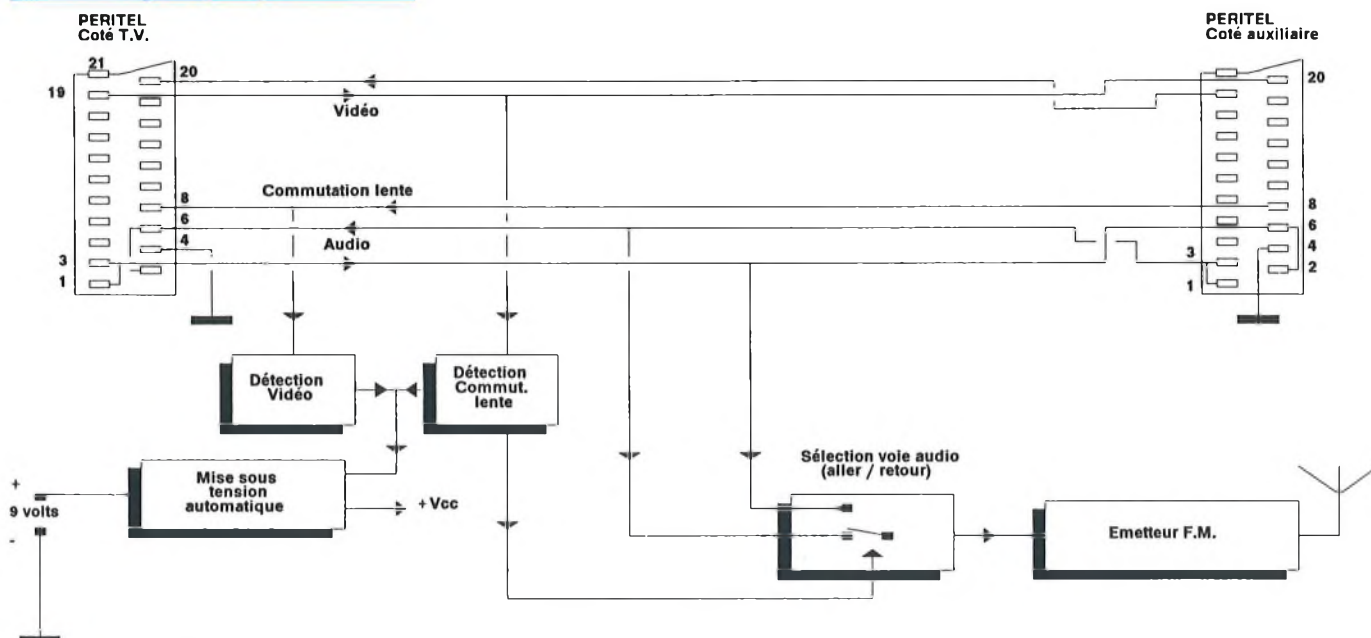
Cela autorise à la fois une mise en coffret facile et un positionnement des prises au choix de l'utilisateur comme le montrent les photographies ci-dessus.

Les liaisons croisées du circuit imprimé et réalisées entre ces deux cartes permettront d'utiliser le montage à l'aide d'un simple prolongateur peritel mâle / mâle croisé tout à fait classique.

Ce double croisement, l'un dans le câble, l'autre sur le montage, permet en final de retrouver un brochage de prise identique à celui du téléviseur.



Synoptique



Afin de simplifier le synoptique, les liaisons ne sont pas toutes dessinées entre les deux prises peritel.

Seules les plus importantes, et notamment celles qui ont un rôle vis à vis de notre montage, sont représentées.

C'est d'ailleurs parmi ces liaisons que se trouvent celles qui seront croisées sur le circuit imprimé, toutes les autres (R.V.B., commutation rapide, data, synchro...) étant directes broche à broche.

Alimentation

Deux conditions peuvent mettre le montage en fonctionnement:

- La présence d'un signal vidéo sur la sortie de la peritel du T.V.
- La présence d'une tension de commutation lente venant de l'extérieur.

La décision de détecter les deux événements différents permet de s'affranchir d'un fonctionnement incertain vis à vis de téléviseurs anciens ou de téléviseurs de certaines marques, pour lesquels la fiche peritel ne correspondait pas aux normes actuelles (pas de signal vidéo en sortie lorsqu'une tension de commutation lente est appliquée).

C'est un sujet que nous avons développé largement dans le numéro 2, aussi n'y reviendrons nous pas plus amplement ici.

Il suffit que l'une des deux ou les deux conditions soient présentes pour activer la

mise sous tension du montage d'une façon automatique.

Choix de la source

Cette fonction est assurée par un inverseur MOS analogique.

Elle permet de sélectionner automatiquement le son sortant du téléviseur ou au contraire le son entrant issu d'un périphérique extérieur.

C'est encore la présence de la commutation lente qui va donner l'information du choix de la source à récupérer, pour la transmettre enfin à la partie oscillateur.

La sélection étant faite, il ne reste plus qu'à envoyer ce signal audio sur l'étage de sortie émission H.F.

Schéma de détail

Ce schéma de détail est donné page suivante.

Ne vous laissez pas décourager par le nombre non négligeable de selfs, nous verrons par la suite lors de la réalisation qu'il s'agit de selfs moulées ou gravées directement sur le circuit.

Aucune self aux résultats incertains n'est donc à réaliser, et les réglages n'en seront que plus simples.

Alimentation

La partie alimentation est principalement constituée par le transistor T1 et d'un régulateur intégré afin

d'empêcher toute dérive en fréquence du montage.

La conduction de T1 est commandée par un second transistor T2.

Celui-ci peut recevoir une polarisation venant soit de la commande de commutation lente, soit d'une cellule de redressement du signal vidéo par D2, C6 et R5.

C'est ce "OU" câblé qui se charge de saturer T1 et d'alimenter le montage sous 12 Volts stabilisés dès la mise sous tension du téléviseur.

Signal audio

Compte tenu que les signaux arrivent par le biais d'un cordon croisé, c'est donc sur 2 et 6 que sera disponible le signal audio du T.V., tandis que 1 et 3 de la prise "de report" fourniront le signal audio éventuel venant de l'extérieur.

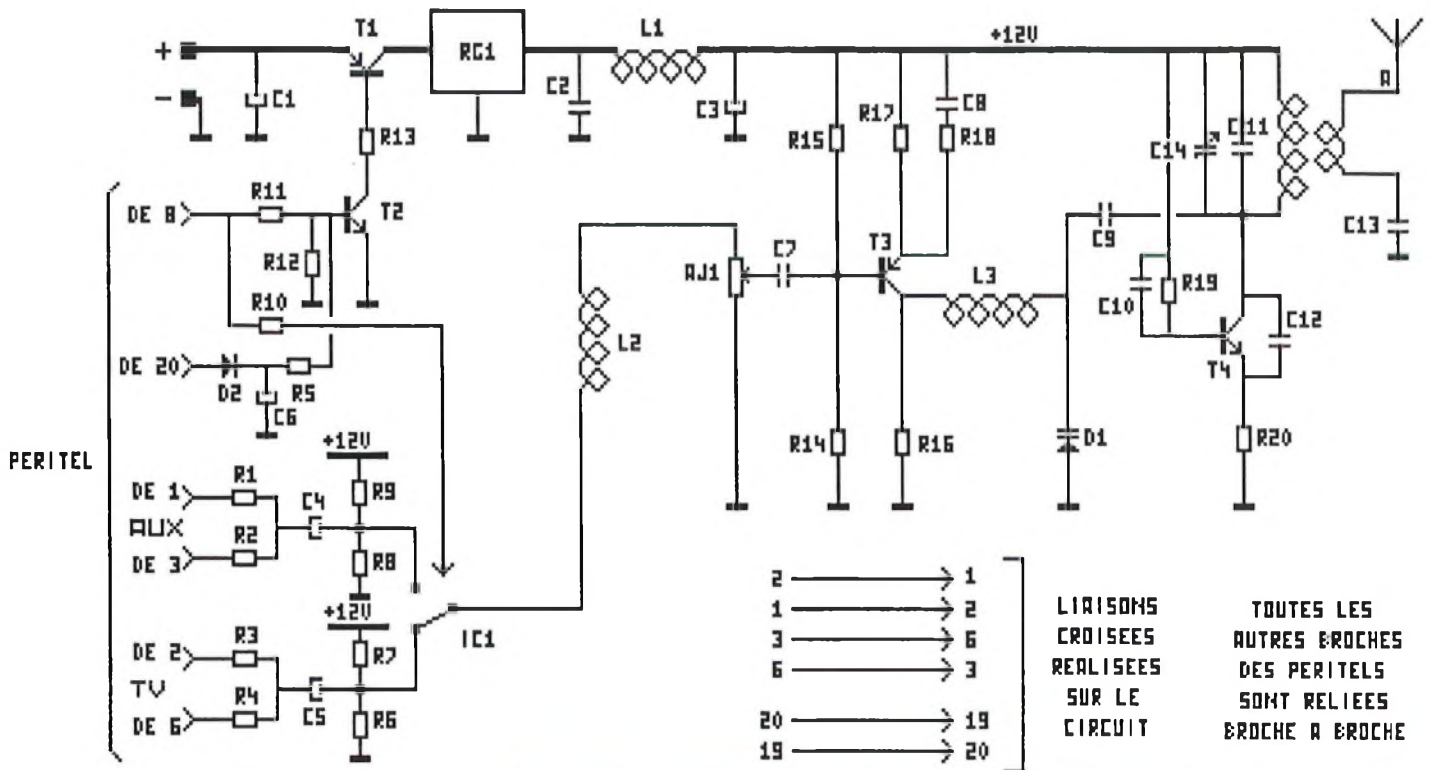
Pour ces deux sources audio, la somme des deux voies stéréo est réalisée à l'aide de résistances.

Ces signaux attaquent ensuite le commutateur MOS, après avoir été portés à un potentiel de 4 Volts environ pour un fonctionnement correct du sus-dit commutateur.

Emission

Bien que le schéma de la partie émission diffère quelque peu de celui du numéro 2, le fonctionnement global reste toutefois identique.





Le signal audio sera ajusté en amplitude par AJ1 pour obtenir l'excursion correcte de la porteuse F.M.

T3 et les composants annexes se chargent d'amplifier ce signal et de procéder à une pré-accélération pour l'attaque de l'étage oscillateur.

Cet oscillateur est un Colpitts tout à fait classique avec une polarisation par R19, un accord sur la fréquence d'émission par C11 et C14 et une réinjection sur l'émetteur par C12.

C'est la diode varicap D1 et le condensateur C9 qui vont permettre l'excursion de fréquence autour de la porteuse centrale, assurant ainsi une modulation de fréquence réelle et de bonne qualité.

Les différentes selfs dont nous parlions plus haut (L1 à L3) sont soit des selfs moulées ou des selfs d'arrêt (VK200), empêchant la H.F. de perturber les étages d'entrée ou l'alimentation.

La self d'oscillation montée dans le collecteur de T4 est, par contre, gravée directement sur le circuit imprimé ce qui permettra d'obtenir un résultat en fréquence garanti (à la qualité de la gravure près).

Les indications sous le schéma donnent le détail des liaisons croisées sur le circuit.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5%.

R1 à R5	10 kΩ
R6 à R9	1 MΩ
R10	10 kΩ
R11, R12	100 kΩ
R13	33 kΩ
R14	1 MΩ
R15	220 kΩ
R16	3.3 kΩ
R17	820 Ω
R18	82 Ω
R19	47 kΩ
R20	1 kΩ
AJ1	1 MΩ 82 PR Beckman
C1	100 uF 25V chimique radial
C2	0.1 uF céramique
C3	1 uF 63 V chimique radial
C4, C5	4.7 uF 63 V chimique radial
C6	1 uF 63 V chimique radial
C7	0.1 uF céramique
C8	47 nF céramique
C9	10 pF céramique
C10	1.5 nF céramique
C11	27 pF céramique
C12	10 pF céramique
C13	0.1 uF céramique
C14	ajustable 3-40 pF
D1	BB 105 G
D2	OA 95
T1, T3	BC 557 B
T2	BC 547 B
T4	2 N 2219
RG1	78 L 12
IC1	MOS 4053 + support 16 Broch.
L1, L2	Self de choc VK200
L3	Self moulée 22 uH

2 prises péritel pour C.I.

Réalisation

La réalisation ne devrait pas poser de difficultés énormes, le circuit imprimé principal étant relativement aéré. Ces deux circuits sont donnés page suivante.

Comme le montrent les photographies en début d'article, deux cartes différentes supportent les prises SCART.

La liaison entre les deux cartes peut s'effectuer par du câble en nappe ou du connecteur droit et permet une adaptation facile dans un grand nombre de coffrets.

Veiller dans tous les cas à ne pas croiser les liaisons entre les deux cartes (liaisons 1 à 18 en correspondance).

La carte principale est celle qui supporte la prise peritel venant du téléviseur, la prise située sur la carte secondaire étant la reproduction de celle, désormais occupée, par le montage.

A noter que dans le cas où la prise peritel du téléviseur n'est habituellement pas utilisée (ce qui devient de plus en plus rare de nos jours!), le report assuré par la seconde carte peut rester non monté.

Dans ce cas, le montage occupe pleinement la prise du T.V. et fonctionne tout aussi automatiquement.

Veiller à monter le condensateur C12 avant le transistor H.F. dont le boîtier vient se placer au dessus.

A noter enfin qu'il faudra éviter toute surchauffe de la diode varicap dont le boîtier de taille réduite n'évacuera la chaleur que lentement.

Alimentation

Le circuit terminé, si tout est correct et que vous avez vérifié qu'il n'y a pas d'erreur, on peut y connecter une alimentation. La valeur de celle-ci sera de 15 à 20 Volts avec un débit n'excédant pas 50 mA.

Une alimentation externe pour calculatrice, non régulée, pourra tout à fait convenir, le régulateur interne assurant la stabilisation.

Réglage

Deux réglages sont à exécuter. Dans un premier temps, on laissera le réglage de niveau de modulation à zéro, et on réglera C14 pour se caler sur une fréquence non occupée d'un récepteur F.M.

Ce premier réglage effectué, vient le réglage de niveau audio qui détermine l'amplitude d'excursion de la porteuse F.M.

La meilleure solution consiste à appliquer le signal audio que recevra le montage en utilisation courante et d'utiliser pour le contrôle un tuner possédant une visualisation de niveau reçu et de centrage d'accord.

En effet, le réglage du niveau ne doit pas provoquer d'excès d'excursion, car le récepteur décrocherait de sa plage de capture.

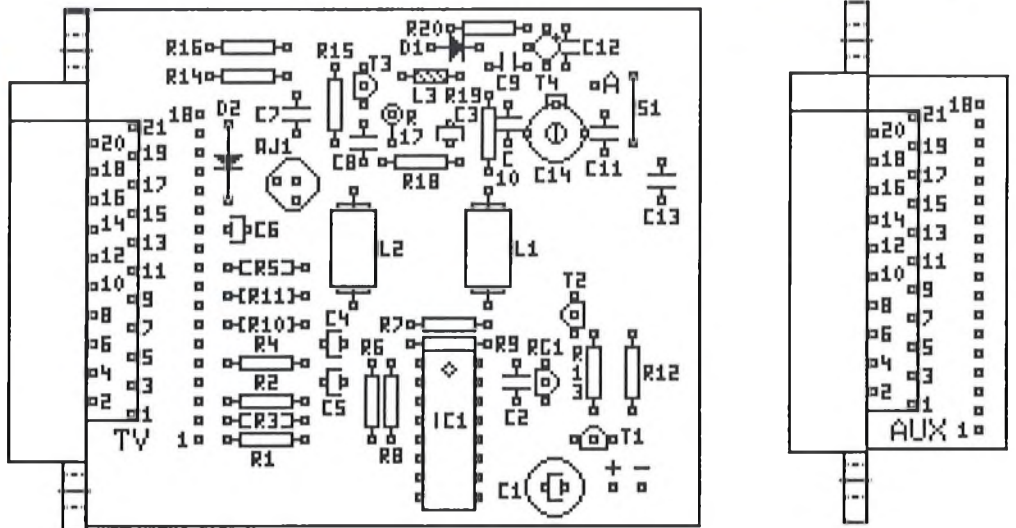
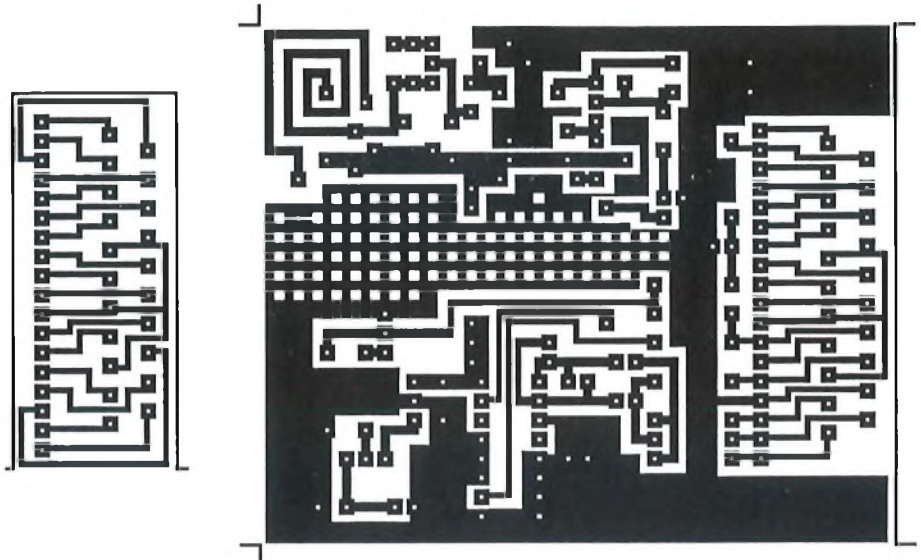
A contrario, une insuffisance d'amplitude provoque un manque de dynamique du signal reçu (niveau acoustique faible).

Un bon moyen de vérification consiste à comparer le niveau audio reçu par rapport à celui d'une station périphérique (de bonne qualité, tant qu'à faire...).

Conclusions

Résolument simple d'utilisation par son automatisme, ce montage permet toutefois d'obtenir de très bons résultats monophoniques.

Il offre éventuellement, par la même occasion, des possibilités de réglages de



tonalité et effets divers que possède la chaîne et qu'on ne trouve malheureusement pas toujours sur tous les téléviseurs.

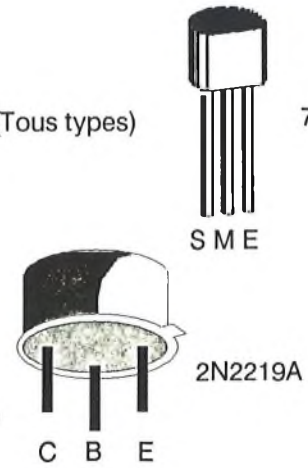
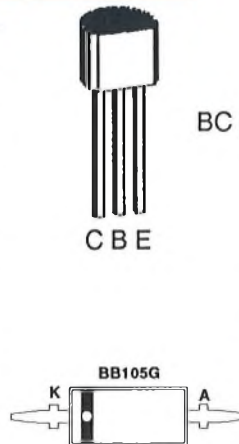
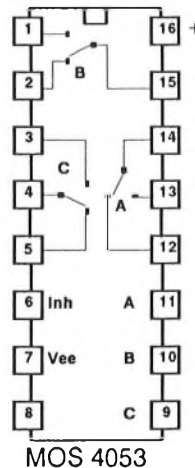
Il reste toutefois primordial de signaler que la portée se doit de rester raisonnablement limitée. A cette fin, le montage est prévu pour fonctionner sans antenne additionnelle, bien qu'une sortie par couplage selfique soit prévue.

Nous verrons d'ailleurs dans ce même numéro que l'oscillateur qui compose la partie émission de ce montage reste très stable, même avec des tensions d'alimentation beaucoup plus faibles.

Certes, la portée est directement liée à cette alimentation, mais elle demeure toutefois amplement suffisante pour le type d'application visé.

J.TAILLIEZ

Brochages



Deux "péritels" autonomes...

Si vous avez jeté un oeil furtif à la deuxième page de couverture, peut être vous êtes-vous demandé quel était l'intérêt de prendre en photo une prise péritel anodine...

En fait, comme ce mois-ci nous avons décidé (entre autres) de jouer des tours à cette fameuse prise, tout le secret de cette photo est là: le montage est à l'intérieur, et il ne nécessite aucun autre raccordement externe.

Rassurez-vous, nous ne vous proposons pas ici un exemple typique de mouvement perpétuel: même si ce montage fonctionne sans aucune alimentation (ni pile ou accu interne), c'est simplement parce qu'il arrive à se "nourrir" avec ce qu'il trouve sur les différentes broches de cette prise.

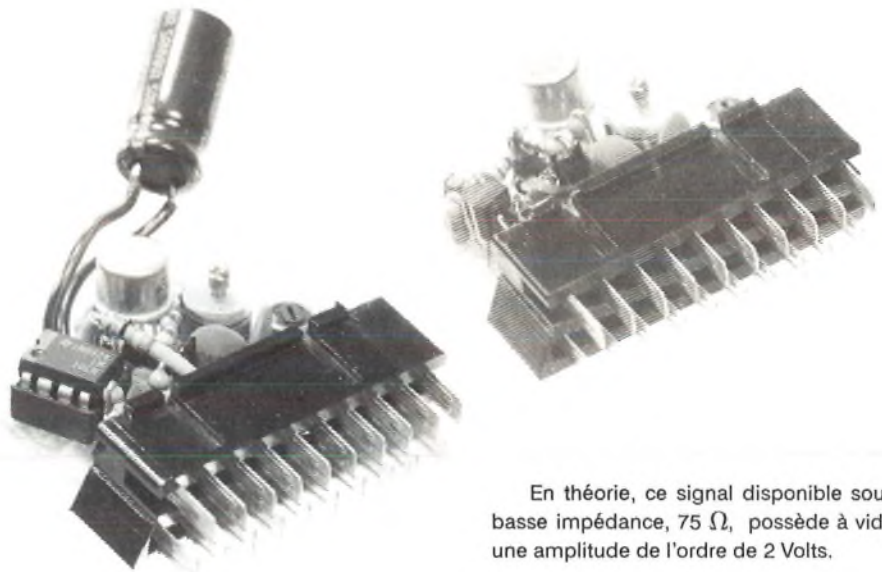
Nourrir ?

Hé oui, nourrir. Comme tout le monde le sait désormais, quel service énorme cette prise aurait pu rendre si au moins une alimentation avait été disponible sur l'une des broches.

Sans être vorace, un petit 12 Volts d'une centaine de milli-Ampères, comme pour une DIN de minitel par exemple, aurait été le bienvenu... Seulement voilà, toutes les broches sont définies, et sauf modifications, il va falloir ruser.

Pour faire suite donc à la PERI.F.M. que nous venons de décrire, les deux micro-émetteurs que nous allons voir en détail maintenant n'en conservent pas moins pour autant des caractéristiques intéressantes.

- Mise sous tension automatique de l'émetteur: comment d'ailleurs pourrait-il en être autrement...
- Pas d'alimentation externe
- Gamme 88 - 108 MHz
- Portée suffisante pour une utilisation en appartement
- Bonne qualité audio.



En théorie, ce signal disponible sous basse impédance, 75Ω , possède à vide une amplitude de l'ordre de 2 Volts.

Fréquemment, bien qu'aucune norme ne pose cette obligation, le fond des tops lignes et trames sont superposés à une composante continue de 0 à plus de 3 Volts suivant les marques de téléviseurs.

0 Volts: cela ne va pas arranger notre affaire, 3 Volts: c'est bien plus qu'il n'en faut.

Voilà pourquoi nous allons décrire deux montages, les deux faisant appel à des régulateurs shunt pour l'alimentation stabilisée.

Le premier se contentera d'une alimentation de 1.2 Volts, à l'aide de composants traditionnels et courants.

Le second utilisera par contre un circuit intégré moins courant mais néanmoins très performant qui, à lui seul, mérite une dizaine de pages de Hobbythèque...

Pour savoir quel est le montage qu'il faut choisir, la solution est simple: Il suffit de mesurer la tension disponible entre la patte 19, sortie vidéo, et l'une des masses omniprésentes sur la fiche.

- Montage compact, afin de pouvoir s'insérer dans ce qui n'était pas prévu d'être utilisé en tant que coffret: à savoir la prise!

Comme nous le disions dans les conclusions de l'article précédent, le montage de l'oscillateur Colpitts possède un gros avantage: c'est de pouvoir fonctionner avec une très faible tension d'alimentation.

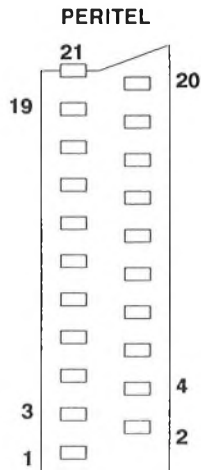
En l'occurrence, et moyennant quelques modifications de valeurs, il accomplit déjà sa fonction à partir de 0.75 Volts, soit 100 mVolts à peine au dessus de la tension de polarisation base-émetteur du transistor!!!

Alimentation

Levons le secret: l'un des signaux les plus à même de nous fournir une quelconque énergie, après un rapide passage en revue, c'est le signal vidéo.



- 1 Sortie AUDIO D
- 2 Entrée AUDIO D
- 3 Sortie AUDIO G
- 4 Masse AUDIO
- 5 Masse BLEU
- 6 Entrée AUDIO G
- 7 Entrée BLEU
- 8 Commut. lente
- 9 Masse VERT
- 10 Horloge télec.
- 11 Entrée VERT
- 12 Data télec.
- 13 Masse ROUGE
- 14 Masse télec.
- 15 Entrée ROUGE
- 16 Commut. rapide
- 17 Masse VIDEO
- 18 Masse Comm. rapide
- 19 Sortie VIDEO
- 20 Entrée VIDEO
- 21 Blindage fiche



Pour faciliter cette mesure, nous vous donnons ci-dessus le brochage complet de la prise péritel.

Si la tension moyenne (notamment pendant les images sombres) est toujours supérieure à environ 1.5 Volts, le premier montage fonctionnera très bien, dans le cas contraire, c'est vers le second schéma qu'il faudra s'orienter.

Nous allons donc voir en détail ces deux montages avec la version 1.2 Volts en premier.

Schéma de détail

Nous ne nous étendrons pas sur le schéma de détail, la partie émission étant très proche de la PERI F.M. vue dans l'article précédent.

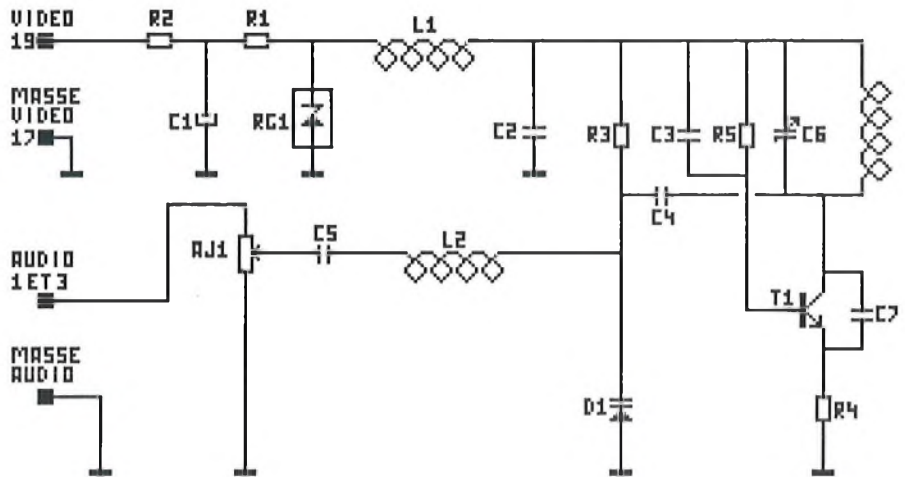
Seule la partie alimentation est différente. Elle récupère la tension moyenne (et non pas la valeur redressée) du signal vidéo.

Le choix de récupération de la valeur moyenne plutôt qu'un redressement évite d'obtenir un bruit de vidéo trop gênant dans le son, bruit principalement du aux pointes de courant au moment de la charge de C1 (Crête de blanc du signal vidéo). Cela évite également la perte de 0.7 Volts de seuil (le moindre dixième de Volt est compté...).

Cette tension moyenne est filtrée et nettoyée des variations de la vidéo par C1, et le régulateur shunt RG1 fournit la tension stabilisée de 1.25 Volts.

Le traitement du signal audio est beaucoup plus rudimentaire pour des raisons évidentes de place.

On retrouve néanmoins le réglage d'excursion de la porteuse (AJ1) et les anti-retours de H.F. par L1 et L2.



La diode varicap D1 sera d'un type différent de la BB105, permettant d'obtenir une plage de variation de capacité plus importante pour une même variation de tension de modulation.

Au niveau pratique, la self d'oscillation reste toujours imprimée sur le circuit, facilitant la réalisation du montage.



de ces composants sont d'ailleurs implantés verticalement.

Après avoir vérifié l'ensemble du montage: qualité des soudures, pas de composants en contact électrique, on peut passer à la phase de montage dans le coffret providentiel.

Pour cette partie de la réalisation, la photographie ci-dessus devrait apporter une aide utile.

Toutes les broches inutilisées de la prise seront coupées, afin de laisser le circuit imprimé descendre au plus près du plastique de la fiche.

Seules les 5 broches du schéma seront conservées et tombent pratiquement en face des perçages du circuit.

Quatre straps seront utilisés pour les liaisons avec le circuit. Cette procédure de montage sera valable pour les deux versions.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5%.

R1	100 Ω
R2	68 Ω
R3	1 M Ω
R4	180 Ω
R5	47 k Ω
AJ1	10 k Ω 82PR Beckman
C1	47 uF tantale
C2	0.1 uF céramique
C3	1.5 nF céramique
C4	47 pF céramique
C5	0.1 uF céramique
C6	3-40 pF ajustable
C7	10 pF céramique
RG1	LM 385 1.2 V
T1	2 N 2219 A
D1	Varicap BB 103
L1	33 uH moulée
L2	22 uH moulée

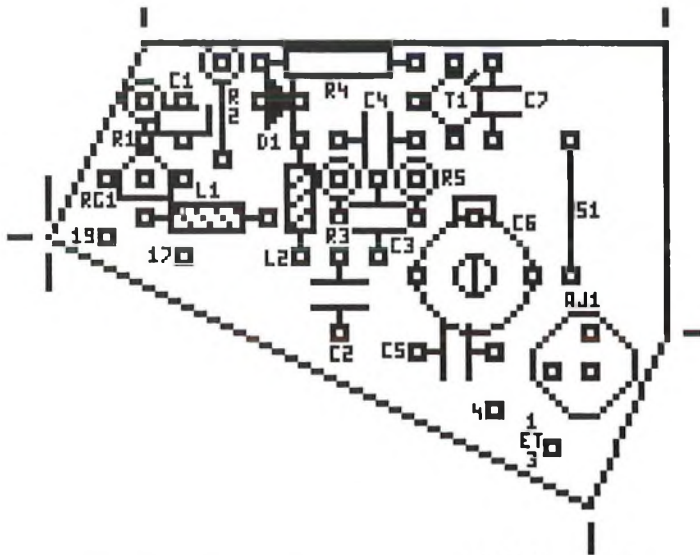
1 prise péritel mâle

Réalisation

La réalisation demandera du soin dans la mesure où le circuit est relativement compact.

Cette compacité nous a fait opter d'ailleurs pour une sérigraphie (en haut page suivante) à l'échelle 2, facilitant le repérage des composants. Quelques-uns





Dans la foulée, voyons le second montage, moins gourmand encore en Volts.

Le réglage des deux montages étant le même et également identique à celui du montage PERI F.M., il suffira de s'y reporter pour cette phase.

Schéma de détail

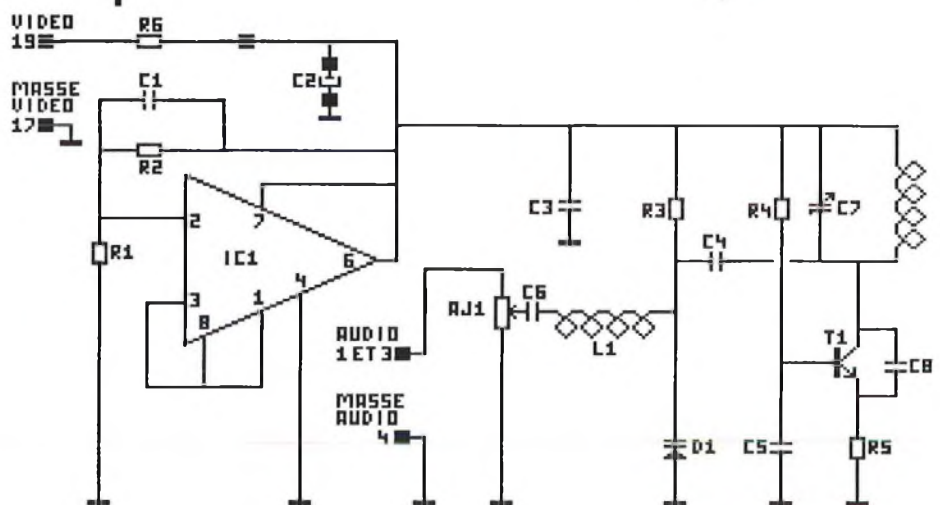
C'est uniquement la partie alimentation qui est retravaillée.

C'est cette fois à un régulateur shunt à ampli OP que nous avons à faire, construit autour de IC1, LM10C.

Le schéma de détail n'étant pas forcément clair à ce niveau, puisque le LM10 est représenté comme un boîtier unique, la décomposition de cette partie est donnée séparément ci-dessous.

Ce circuit comprend à la fois une référence de tension de 0.2 Volts suivie de son buffer et un ampli opérationnel aux caractéristiques tout à fait honorables.

Il peut fonctionner à partir d'une tension d'alimentation de 1.1 Volt, bref,



autant de caractéristiques qui mettent en appétit et donnent envie d'aller faire un tour du côté de la Hobbythèque.

Ce circuit permet donc d'obtenir l'équivalent d'un régulateur shunt mais pour des tensions au choix de l'utilisateur.

En l'occurrence, dans ce montage-ci, la tension de travail est fixée à 1 Volt environ.

Signalons toutefois que le taux de régulation est inférieur au régulateur intégré utilisé dans le montage précédent,

d'où la nécessité d'un filtrage beaucoup plus énergique.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5%.

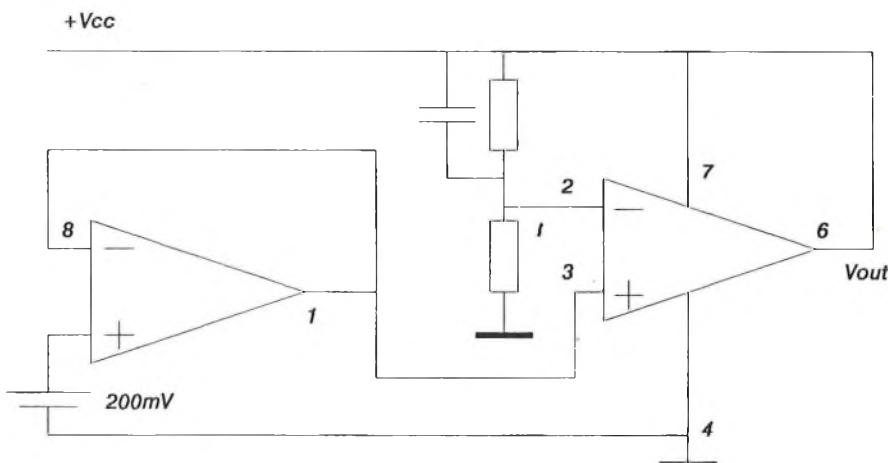
R1	6.8 k Ω
R2	27 k Ω
R3	1 M Ω
R4	47 k Ω
R5	180 Ω
R6	68 Ω
AJ1	10 k Ω 82PR Beckman
C1	10 nF céramique
C2	1000 μ F 16 V chimique radial
C3	0.1 μ F céramique
C4	47 pF céramique
C5	1.5 nF céramique
C6	0.1 μ F céramique
C7	3-40 pF ajustable
C8	10 pF céramique

IC1 LM 10 CN + support 8 br.
T1 2 N 2219 A

D1 Varicap BB 103

L1 33 μ H moulée

1 prise péritel mâle



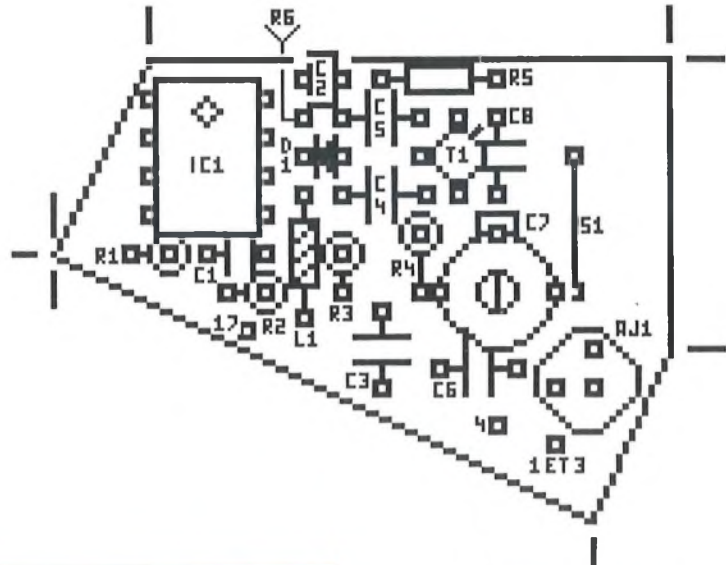
Réalisation

La présence d'un boîtier huit broches va "corser" un peu plus cette réalisation.

En fait, tous les composants prennent place sur le montage, hormis la résistance R6, qui ira directement du circuit à la broche 19 de la prise. Le condensateur C2 sera, quant à lui, logé directement dans la sortie câble de la prise.

Là encore, la photographie de ces points particuliers rendra le plus grand service pour l'assemblage final.

Une fois encore, une sérigraphie à l'échelle 2 (ci-contre) facilitera le repérage et la mise en place des divers composants.



Réglage final

Ces réglages sont identiques pour les deux pérîtels et du même type que pour la PERI-F.M.

Dans un premier temps, on laissera le niveau de modulation au minimum et on réglera le condensateur ajustable pour se caler sur une fréquence non occupée d'un récepteur F.M.

Faire ce réglage à l'aide d'un récepteur portable que l'on éloignera ensuite pour juger de la portée et des zones d'ombre éventuelles.

Ce premier réglage effectué, vient le réglage de niveau audio qui détermine l'amplitude d'excursion de la porteuse F.M.

Pour ce second réglage, utiliser si possible le téléviseur qui recevra la pérîtel en temps normal, les différences de niveau des sorties audio pouvant varier dans de grandes proportions d'un appareil à un autre.

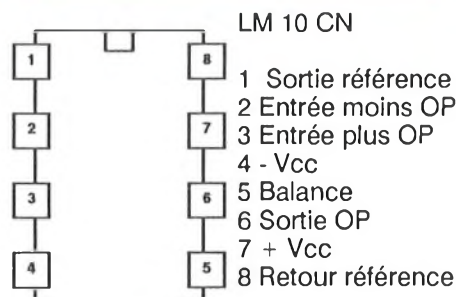
Ici encore, utiliser si possible pour le contrôle un tuner possédant une visualisation de niveau reçu et de centrage d'accord.

Le réglage du niveau ne doit pas provoquer un excès d'excursion, ni une insuffisance d'amplitude du niveau audio.

Un petit bout de fil additionnel peut enfin être connecté à la base du transistor d'oscillation (point commun base, 47 kOhms, 1.5 nF), afin d'augmenter ostensiblement la portée sans trop avoir "d'effet main".

Les brochages donnés ci-après regroupent les composants des deux réalisations.

Brochages



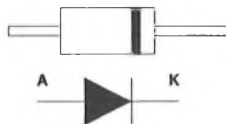
LM 385 1.2V

Nc + Masse



2N2219A

C B E

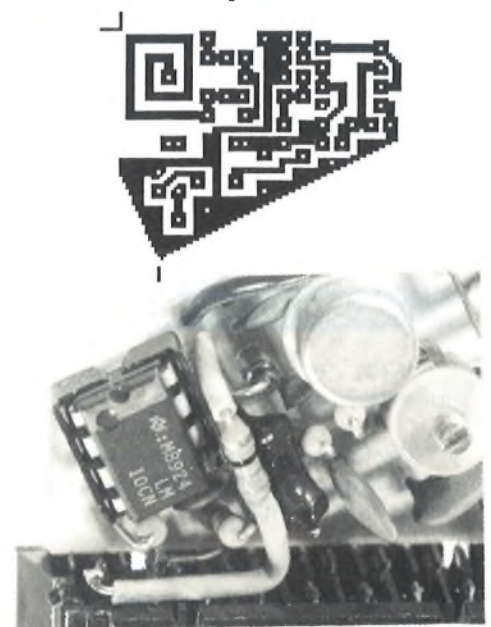


BB 103

Conclusions

Voilà, nous avons terminé de torturer cette prise pérîtel, pour le moment tout au moins, et en ce qui concerne la modulation de fréquence.

L'intérêt de ces deux derniers montages est de montrer quelques



techniques concernant la régulation ou la stabilisation de très basses tensions (inférieures à 2 Volts) avec un bon coefficient de régulation.

Nous retrouverons très certainement ces composants tels que le LM 10 CN et les LM 385: références de tension "micro-power", qui existent en versions ajustables, 1.2 Volts et 2.5 Volts.

Que ces montages soient réalisés à titre expérimental ou pour une utilisation en faible portée, nul doute que vous pourrez "épater" vos amis connaisseurs en électronique, convaincus qu'une source d'énergie est toujours indispensable....

J.TAILLIEZ



HOBBYTHEQUE

AOP Ampli opérationnels (Généralités) No 4 Page 32
 AOP Ampli opérationnels (suite) No 5 Page 31
 Comparsateurs (Généralités et LM311,339,360,393) No 6 Page 33
 Calcul des selfs imprimées No 8 Page 43
 Oscillateurs sinusoïdaux à réseaux R-C No 9 Page 10
 Les L.C.D. ou afficheurs à cristaux liquides No 10 Page 16
 Les filtres passifs et actifs (1 ère partie) No 11 Page 2
 Les filtres passifs et actifs (2 ème partie) No 12 Page 2
 Les filtres passifs et actifs (3 ème partie) No 13 Page 2
 Les filtres passifs et actifs (4 ème partie) No 14 Page 2
 Les moteurs pas à pas No 12 Page 10

CA 3140 No 5 Page 22
 CA 3161, CA 3162 No 12 Page 17
 ICL 7106 / 07 No 3 Page 2
 LM 317 No 2 Page 2
 LM 324 No 5 Page 18
 LM 35 No 5 Page 2
 LM 741 No 5 Page 16
 LM 3914 / LM 3915 No 1 Page 2
 M 9306 No 1 Page 22
 MC 3479 No 13 Page 16
 MC 68705 No 2 Page 27
 MOC 302x / 304x / 306x No 7 Page 7
 MOS 4553 No 5 Page 24
 MPX 100 / 200 et dérivés No 4 Page 2
 NE 555 / 556 No 3 Page 16
 SAF 1032 P / SAF 1039 P No 9 Page 18
 SLB 586 A No 14 Page 21
 TBA 820 et 820 M No 7 Page 19
 TCA 965 No 4 Page 9
 TDA 1514 A No 14 Page 36
 TDA 1524 No 8 Page 33
 TDA 2002, 2003, 2006, 2008 No 9 Page 42
 TDA 2004, 2005 et 2009 No 9 Page 42
 TDA 2030 (A), 2040 (A) No 9 Page 42
 TDA 2088 No 5 Page 37
 TDA 2320 No 7 Page 37
 TDA 3810 No 8 Page 12
 TDA 5850 No 1 Page 13
 TDA 7000 No 8 Page 39
 TGS 813 No 1 Page 17
 TL 07x / 08x No 5 Page 20
 UCN 5804 No 13 Page 38
 UM 66T / 3482 / 3491 / 3561 No 7 Page 31
 XR 2206 No 4 Page 27

ALARMES

ALARME AUTONOME "QUICKGUARD" No 7 Page 4
 DETECTEUR D'ALARME A ULTRASONS No 13 Page 20
 CENTRALE D'ALARME POUR VOITURE No 14 Page 40

AUDIO / SONORISATION

AMPLIFICATEUR 100 WATTS 8 Ohms No 3 Page 24
 BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL" No 6 Page 2
 LOUPE PHONIQUE No 7 Page 10
 MODULE CORRECTION DE TONALITE Cde DC. No 8 Page 2
 MODULE PSEUDO-STEREO & SPATIAL No 8 Page 15
 METRONOME A AFFICHEURS No 8 Page 28
 AMPLIFICATEUR 2 WATTS No 10 Page 12
 AMPLIFICATEUR 10 WATTS No 10 Page 14
 AMPLIFICATEUR 20 WATTS No 11 Page 34
 AMPLIFICATEUR 40 - 50 WATTS No 14 Page 25

AUTO / MOTO

ANTI VAPOR-LOCK No 5 Page 41
 BOOSTER 2 x 20 W "ANTIVOL" No 6 Page 2
 GRADATEUR-TEMPORISATEUR DE PLAFONNIER No 6 Page 10
 INTERPHONE MOTO No 7 Page 25
 DEUX DETECTEURS DE TEMPERATURE ET GEL No 12 Page 20

ALIMENTATION

CONVERTISSEUR STATIQUE 12/220 100 WATTS No 3 Page 35
 Application LM317 Alimentation 1.2-14 V. 2 Amp. No 2 Page 41
 ALIMENTATION 220 V POUR BOOSTER 2x20W No 6 Page 8
 CHARGEUR MULTI-CALIBRES AUTOMATIQUE No 6 Page 16
 MINI ALIMENTATION SYM. A PRESELECTIONS No 13 Page 41

DOMESTIQUE

DETECTEUR DE GAZ No 1 Page 15
 SERRURE CODEE à 68705 No 1 Page 24
 EXTENSION DE PUISSANCE SERRURE CODEE No 1 Page 24
 REGULATEUR DE VITESSE 220 Volts No 5 Page 10
 DOUBLE TELERUPTEUR ELECTRONIQUE No 7 Page 40
 PROGRAMMATEUR JOURNALIER à 68705 No 10 Page 35
 HORLOGE-MINUTERIE-CHRONO DE PRECISION No 11 Page 10
 THERMOMETRES NUMERIQUES No 12 Page 24
 PROGRAMMATEUR UNIVERSEL à 68705 No 14 Page 15

EMISSION -RECEPTION

EMETTEUR F. M. AVEC MICRO No 2 Page 18
 EMETTEUR F. M. ENTREE B. F. No 2 Page 18
 Application F. M. TELECOMMANDE MONOCANAL No 2 Page 21
 Application F. M. TELECOMMANDE 16 CANAUX No 2 Page 23
 Application F. M. EMETTEUR PERITEL No 2 Page 25
 AMPLIFICATEUR D'ANTENNE LARGE BANDE No 7 Page 22
 RE-EMETTEUR INFRAROUGE No 7 Page 16
 ENSEMBLE DE TELECOMMANDE 32 FONCTIONS No 9 Page 24

GADGETS

UN MONTAGE REPONDEUR No 11 Page 17
 GUIRLANDE A LEDS No 11 Page 44

INITIATION TECHNOLOGIE

PILE OU FACE A AFFICHEUR No 2 Page 9
 CLIGNOTEUR 6 LEDS No 3 Page 41
 JEU DE LUMIERE DE POCHE No 4 Page 11

LOTO 2 DIGITS No 5 Page 28
 MINI ORGUE 8 NOTES No 5 Page 44
 TESTEUR DE CONTINUITE No 6 Page 22
 GENERATEUR DE MELODIE + accompagnement No 7 Page 28
 3 MONTAGES GENERATEURS MUSICAUX No 7 Page 44
 MINI-RECEPTEUR F.M. No 8 Page 5
 BALADEUR F.M. No 8 Page 5
 SABLIER A LEDS No 8 Page 18
 GRILLON ELECTRONIQUE No 9 Page 7
 COMPTEUR DE PASSAGE UNIVERSEL No 9 Page 33
 MINUTERIE REGLABLE DE 5 S à 4 Mn No 10 Page 8
 VOLTMETRE DE POCHE A LEDS No 11 Page 20
 DOUBLE "BARGRAPH" A LEDS (K2000) No 11 Page 41
 TESTEUR DE PILES 1.5, 4.5 et 9 V à LEDS No 12 Page 44
 3 MONTAGES DE Cde DE MOTEURS PAS A PAS No 13 Page 32
 EMETTEUR F.M. COMMANDE PAR LA VOIX No 14 Page 29

LUMIERE

VARIATEUR 220 V COMMANDE EN TENSION No 7 Page 12
 GRADATEUR CHENILLARD No 10 Page 19
 MODULEUR VUMETRE 8 VOIES A MICRO No 10 Page 2
 VARIATEUR 220 V A EFFLEUREMENT No 14 Page 33

MESURE

UNITE D'AFFICHAGE LCD 3 DIGITS 1/2 à 7106 No 3 Page 44
 UNITE D'AFFICHAGE LED 3 DIGITS 1/2 à 7107 No 3 Page 44
 GENERATEUR DE FONCTIONS WOBULE No 4 Page 14
 BAROMETRE - ALTIMETRE No 4 Page 41
 MINI FREQUENCEMETRE 6 DIGITS 1 MHz No 5 Page 31
 THERMOMETRE SIMPLE - 40 à +110 °C No 5 Page 4
 HYGROMETRE SIMPLE 5 à 100 % No 5 Page 6
 MODULE SURVEILLANCE, ALERTE ET COMMUT. No 6 Page 26
 GENE. SINUS-TRIANGLE-CARRE DE BASE No 10 Page 27
 CLAVIERS A TOUCHES MODULABLES No 10 Page 23
 SIGNAL-TRACER STEREO (1ère partie) No 11 Page 24
 MODULE BISTABLE MINIATURE (Diviseur par 2) No 11 Page 37
 VOLTMETRE AMPEREMETRE DE TABLEAU No 12 Page 28
 SIGNAL-TRACER STEREO (2ème partie) No 12 Page 31
 MINI GENERATEUR DE SIGNAUX No 13 Page 10
 PUPITRE LAB AVEC ALIM. ET GENERATEUR No 13 Page 25
 ANALYSEUR DE SPECTRE 10 BANDES No 14 Page 9

MODELISME

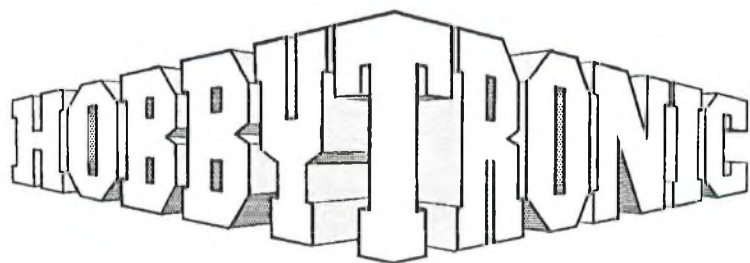
INDICATEUR DE CHARGE D'ACCUS No 1 Page 19
 CHARGEUR D'ACCUS A COURANT CONSTANT No 2 Page 44
 SIMULATEUR DE SOUDURE A L'ARC No 3 Page 32
 ALIMENTATION SIMPLE POUR BOUGIE No 7 Page 2
 COMMANDE DE TRAIN A COURANT PULSE No 8 Page 23
 COMMANDE DE FEUX TRICOLORES No 9 Page 2
 ECLAIRAGE DE CONVOIS FERROVIAIRES No 9 Page 38

PERI-INFORMATIQUE

PROGRAMMATEUR DE 68705 No 2 Page 13
 INTERFACE 8 VOIES CENTRONICS 220 Volts No 3 Page 8

VIDEO

AMPLI CORRECTEUR VIDEO 4 VOIES No 1 Page 9



BULLETIN D'ABONNEMENT

AVRIL 1992 - N°15

Complétez votre collection HOBBYTRONIC : Vous désirez d'anciens numéros ? : Cochez ci-dessous les numéros qui vous intéressent et le nombre d'exemplaires. Joindre 15 Francs par numéro commandé (Port gratuit).

1	7	13
2	8	14
3	9	
4	10	
5	11	
6	12	

Total: x 15F(Chèque ou carte)



Hobbytronic AVRIL 1992
Dépot légal AVRIL 1992

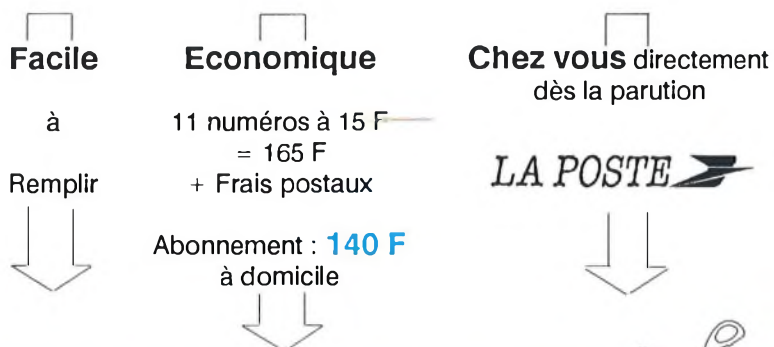
Imprimerie MAULDE et RENO
23, rue de Lunéville
02100 SAINT QUENTIN

Directeur de la Publication :
M. Ninassi
HBN Electronic
S.A. au capital de 7.930.000
B.P. 2739
Z.I.S.E 51100 REIMS
ISSN 1157 - 4372
Commission paritaire
en cours



Complétez votre collection HOBBYTRONIC : Voir au verso du coupon d'abonnement ci-dessous.

L'ABONNEMENT :



BULLETIN D'ABONNEMENT

N°15 - AVRIL 1992

Réabonnement N° d'abonné
 Abonnement
Sur bande adresse

A partir de quel numéro inclus, désirez-vous recevoir votre abonnement : N°

TOTAL REGLEMENT : , Frs

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue Expiration

N°

SIGNATURE :

(Signature des parents pour les mineurs)

HOBBYTRONIC - Abonnement BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

ATTENTION, si vous désirez d'anciens numéros, voir au verso de ce coupon.

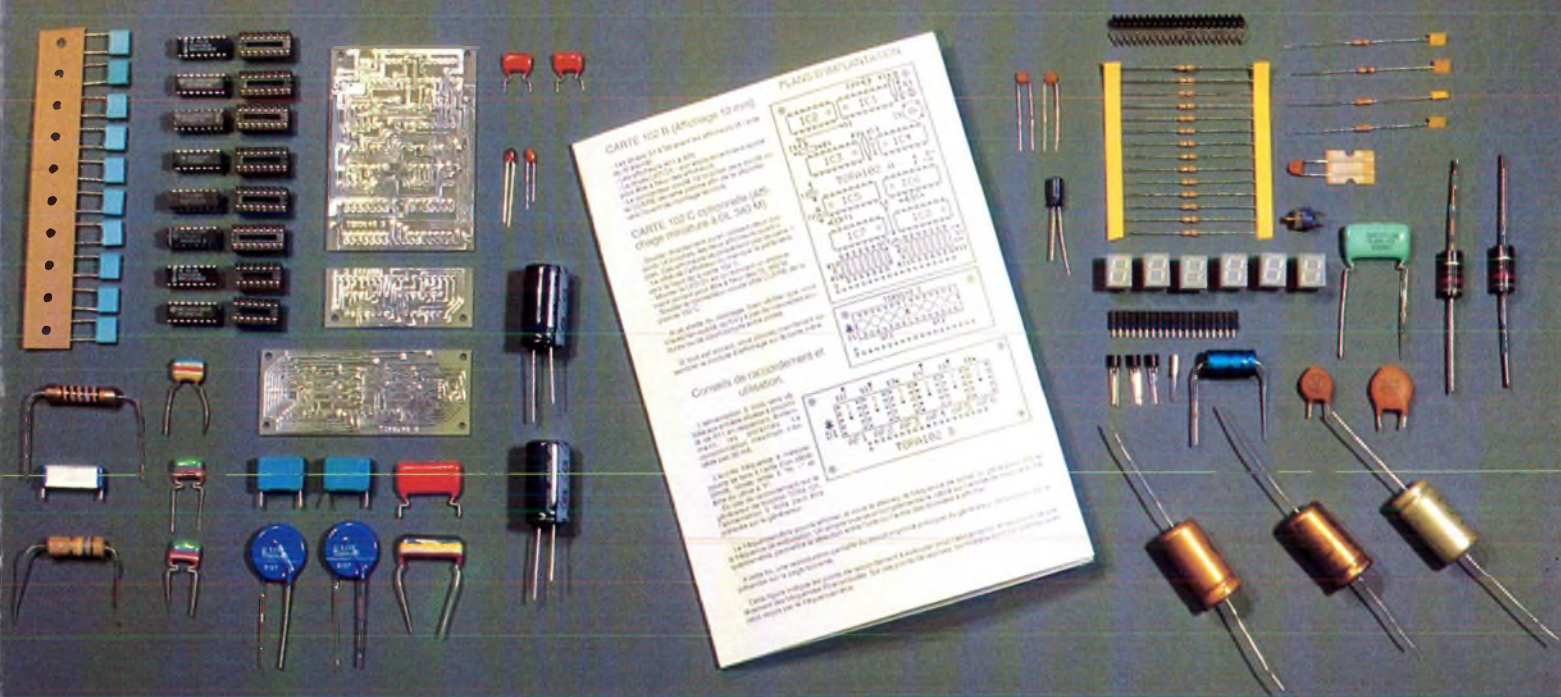
Ecrire en CAPITALES une lettre par case, laisser une case entre deux mots. Merci. (Ou joindre la bande adresse).

Nom, prénom

Adresse

code postal Ville

Si nous prenons autant de
soin pour préparer
nos kits . . .



. . .C'est parce que nous savons
que c'est vous qui construirez
le prochain.



TORA
KIT ELECTRONIQUE

: pensé pour vous

ELECTRONIC ELECTRONIC

DUNKERQUE 59140
14 RUE DU MAL FRENCH
TEL 28 66 38 65

AMIENS 80000
19 RUE GRESSET
TEL 22 91 25 69

FONTAINEBLEAU 77000
23 RUE A BRIAND
TEL 1-64 22 35 25

ROUEN 76000
19 RUE DU GAL GIRAUD
TEL 35 88 59 43

LE HAVRE 76600
13 PL HALLES CENTRALES
TEL 35 42 60 92

LE MANS 72000
16 RUE H LECORMUE
TEL 43 28 38 63

RENNES 35000
12 OUA DUGUAY TROUIN
TEL 99 30 85 26

ST BRIEUC 22000
16 RUE DE LA GARE
TEL 96 33 55 15

BREST 29200
151 AV J JAURES
TEL 98 80 24 95

NANTES 44000
3 RUE J J ROUSSEAU
TEL 40 48 76 57

ORLEANS 45000
67 RUE DES CARMES
TEL 38 54 33 01

POITIERS 86000
8 PL A LEPETIT
TEL 49 88 04 90

COGNAC 16100
21 LE FIEF DU ROY- CH BERNARD
TEL 45 35 04 49

BORDEAUX 33000
10 RUE DU MAL JOFFRE
TEL 56 52 42 47

BAYONNE 64100
3 RUE DU TOUR DE SAULT
TEL 59 59 14 25

TOULOUSE 31300
31 AV GRANDE BRETAGNE
TEL 61 15 05 94

LENS 62300
43 RUE DE LA GARE
TEL 21 28 60 49

LILLE 59800
61 RUE DE PARIS
TEL 20 06 85 52

VALENCIENNES 59300
57 RUE DE PARIS
TEL 27 46 44 23

REIMS 51100
10 RUE GAMBETTA
TEL 26 88 47 55

REIMS 51100
46 AV DE LAGON
TEL 26 40 35 20

CHARLEVILLE 08000
1 AV J JAURES
TEL 24 33 00 84

CHALONS/MARNE 51000
2 RUE CHAMORIN
TEL 26 64 28 82

METZ 57000
60 PASSAGE SERPENNOISE
TEL 87 74 45 29

STRASBOURG 67000
4 RUE DU TRAVAIL
TEL 88 32 86 98

NANCY 54000
133 RUE ST DIZIER
TEL 83 36 67 97

MULHOUSE 68100
CENTRE EUROPE
TEL 89 46 46 24

MONTBELIARD 25200
2A LA CRAY VOUGEACOURT
TEL 81 90 24 48

TROYES 10000
6 RUE DE PREIZE
TEL 25 81 49 29

DIJON 21000
2 RUE CH DE VERGENNES
TEL 80 73 13 48

GRENOBLE 38000
3 BD DU MAL JOFFRE
TEL 76 47 58 62

AJACCIO 20000
AV DU MARECHAL JUIN
TEL 95 20 27 38

VALENCE 26000
26 RUE PONT DU GAT
TEL 75 42 51 40

ST ETIENNE 42000
30 RUE GAMBETTA
TEL 77 21 45 61

MONTPELLIER 34000
10 BD LEDRU ROLLIN
TEL 67 92 33 86

NEVERS 58000
1 ET 2 PL MANCINI
TEL 86 61 15 03

DISTRIBUE :



TORA
KIT ELECTRONIQUE