

HOBBYTRONIC



MENSUEL D'APPLICATIONS ELECTRONIQUES

N° 41 OCTOBRE 1994 - 20,00F

HOBBYTHEQUE 

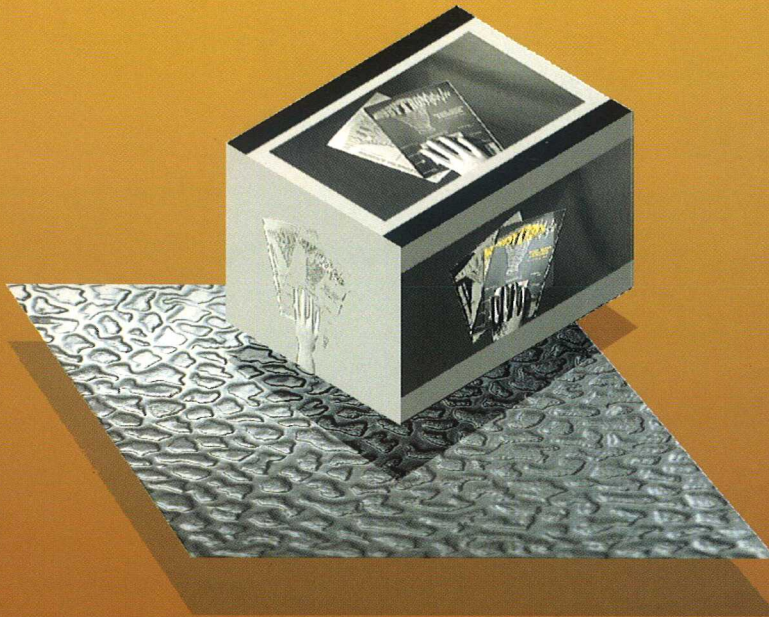
LUMIERE 

DOMESTIQUE 

ALIMENTATION 

MODELISME 

VIDEO 



EMISSION-RECEPTION 

AUTO-MOTO 

MESURE 

SONORISATION 



Vos haut-parleurs vous lâchent?

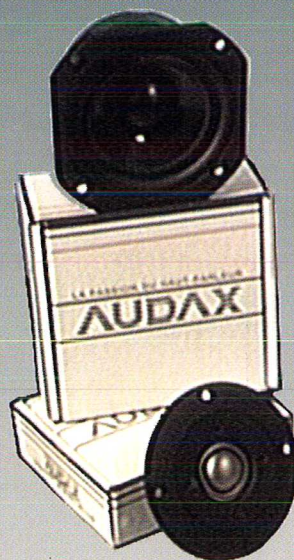
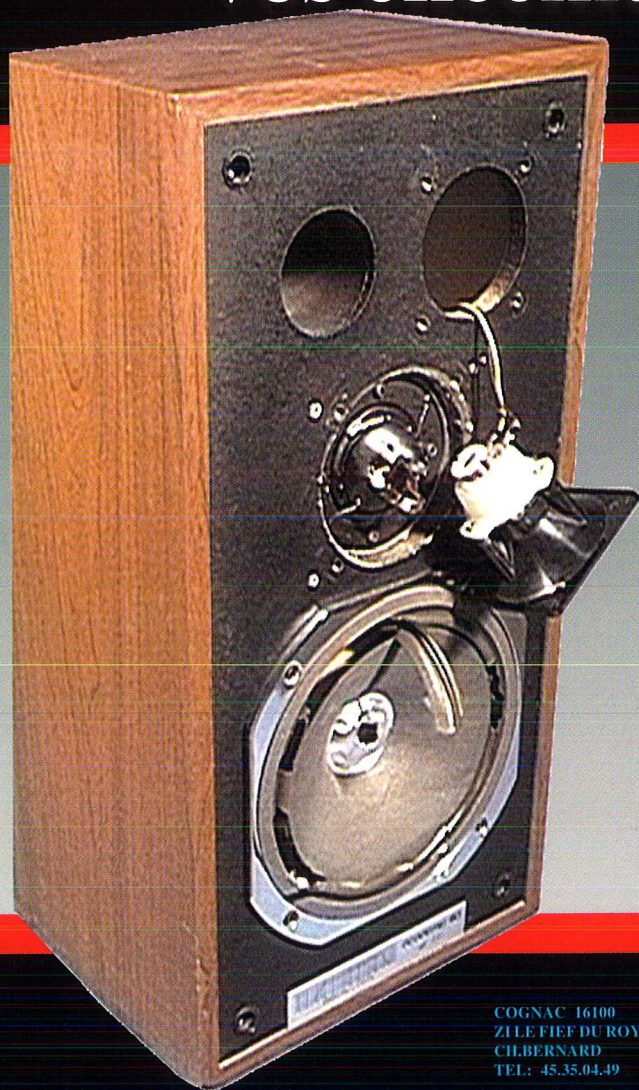
AUDAX

Partenaire



vous propose:

Devis gratuit pour la réfection de vos enceintes acoustiques!



DUNKERQUE 59140
14 rue Mal FRENCH
TEL: 28.66.38.65
FAX: 28.63.89.22

AMIENS 80000
19 rue GRESSET
TEL: 22.91.25.69
FAX: 22.91.72.25

ROUEN 76000
19 rue GAL GIRAUD
TEL: 35.88.59.43

LE HAVRE 76600
13 PL HALLES CENTRALES
TEL: 35.42.60.92

LE MANS 72000
16 rue HLECORNUE
TEL: 43.28.38.63
FAX: 43.77.09.62

RENNES 35000
12 QUAI DUGUAY
TROUIN
TEL: 99.30.85.26.

BREST 29200
151 Av J J LAUREN
TEL: 98.80.24.95
FAX: 98.80.57.38

NANTES 44000
3 rue J J ROUSSEAU
TEL: 40.48.76.57
FAX: 40.08.01.77

ORLEANS 45000
61 rue DES CARMES
TEL: 38.54.33.01

POITIERS 86000
62 Av 11 Novembre
TEL: 49.46.16.88

COGNAC 16100
ZILE 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

LENS 62300
43 rue DE LA GARE
TEL: 21.28.60.49

LILLE 59800
61 rue DE PARIS
TEL: 20.06.85.52
FAX: 20.31.81.91

VALENCIENNES 59300
57 rue DE PARIS
TEL: 27.46.44.23
FAX: 27.45.26.88

REIMS 51100
10 rue GAMBETTA
TEL: 26.88.47.55
FAX: 26.47.23.01

REIMS 51100
46 Av DE LAON
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
6 Rue CLOVIS
TEL: 87.63.05.18
FAX: 87.50.51.04

STRASBOURG 67000
4 rue DU TRAVAIL
TEL: 88.32.86.98
FAX: 88.32.52.77

NANCY 54000
133 rue ST DIZIER
TEL: 83.36.67.97
FAX: 83.32.44.50

MONTBELIARD 25200
ZA LA CRAY
VOUJEAUCOURT
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
FAX: 80.73.12.62

AJACCIO 20000
Av DU MARECHAL JUIN
TEL: 95.20.27.38
FAX: 95.27.57.67

VALENCE 26000
28 rue DES ALPES
TEL: 75.42.51.40
FAX: 75.42.24.82

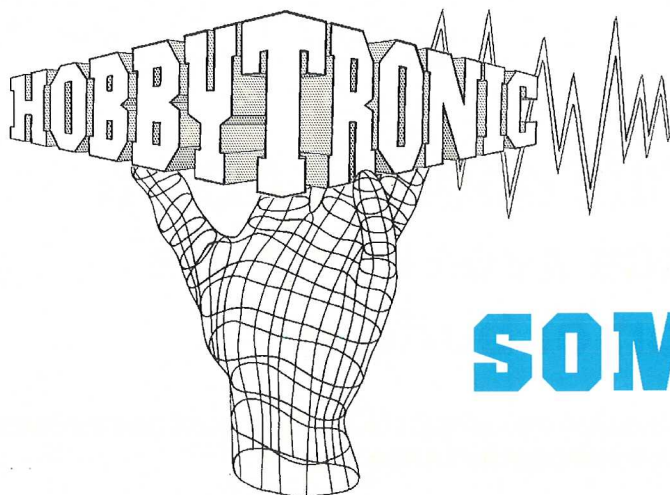
ST ETIENNE 42000
30 rue GAMBETTA
TEL: 77.21.45.61

MONTPELLIER 34000
46 Bd DES ARCEAUX
TEL: 67.63.53.27

TOULON 83100
400 Av du Col PICOT
TEL: 94.61.27.41
FAX: 94.61.33.70

ST RAPHAEL 83700
176 Av du Mal LECLERC
TEL: 94.53.96.96





SOMMAIRE

NOS FICHES TECHNIQUES

Un quadruple AOP à tout faire:
Les LM 13600 et 13700, AOP à transconductance 2



NOS REALISATIONS PRATIQUES

Le montage qu'il vous faut pour savoir si vous émettez...
...ou si vous faites chauffer des transistors...:
Un TOS-mètre Wattmètre 88 - 108 MHz 10



Les AOP sont-ils tels qu'on les décrit dans les livres?...:
Un testeur performant d'AOP 14



Pour sélectionner (ou rejeter) une fréquence dans un brouhaha:
Un correcteur audio paramétrique 22



Le silence, c'est le silence: mettez une barrière aux bruits de fond:
Un "noise gate" alias anti bruit 33



Le recensement des "bugs" récents:
Errare Humanum Est (II) 37

Truquez et personnalisez vos vidéo:
Une mini régie de truquage vidéo 41



En pages centrales détachables: Les circuits imprimés...
Les NEW'S 53

Sommaire permanent 54-55

Pour vous abonner, rendez-vous en page 56

Les LM13600/13700: doubles AOP à transconductance avec diode de linéarisation et buffers

Après avoir étudié en détail la structure et l'utilisation des amplis NORTON, voici naturellement la suite logique que constituent les amplis à transconductance.

Tout comme pour leurs homologues, ces amplificateurs sont commandés en courants. Il en découle sur de nombreux points des caractéristiques identiques.

Etant très souvent employés comme amplificateur commandé, il est intéressant d'aborder en détail leurs propriétés particulières.

Description générale

La série des LM13600/13700 consiste en deux amplificateurs à transconductance commandés en courant avec des entrées différentielles et une sortie Push-Pull.

Les deux amplificateurs partagent une alimentation commune et malgré cela peuvent fonctionner indépendamment.

Des diodes de linéarisation sont présentes en entrée pour réduire la distorsion et admettre des niveaux d'entrée plus élevés. Le résultat est une amélioration du rapport signal/bruit de 10 dB avec un TDH de 0,5%.

Sur le LM13600, des buffers d'impédance contrôlée qui sont spécialement conçus pour compléter la plage dynamique sont présents. Sur le LM13700, ce sont des buffers à impédance élevée. La différence est que le courant de polarisation (et donc leur niveau de sortie continu) est indépendant de I_{abc} . Cela peut se traduire par de meilleures performances pour les applications audio.

Caractéristiques

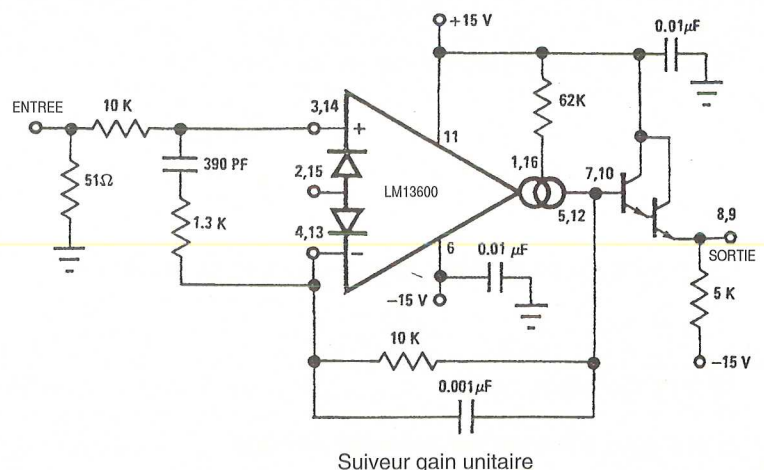
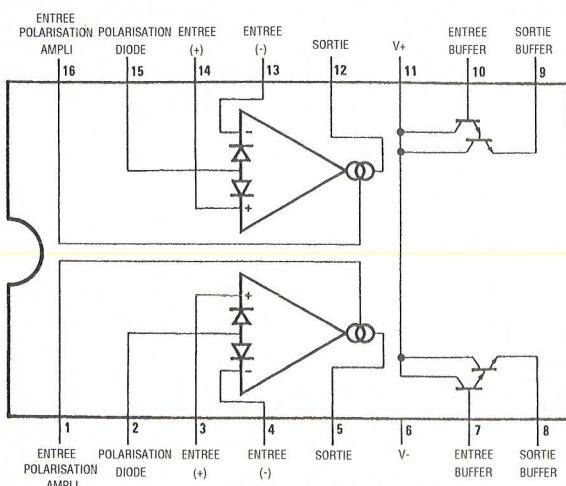
- Gain gm ajustable sur 6 décades
- Excellente linéarité de gm
- Excellent appairage des amplificateurs
- Diodes de linéarisation
- Buffers d'impédance contrôlée (LM13600)
- Buffers d'impédance élevée (LM13700)
- Rapport signal/bruit en sortie élevé
- Large plage d'alimentation ± 2 à $\pm 22V$

Applications

- Amplificateurs commandés en courant
- Impédances commandées en courant
- Filtres commandés en courant
- Oscillateurs commandés en courant
- Multiplexeurs
- Timers
- Circuits d'échantillonnage-blocage

Caractéristiques électriques absolues

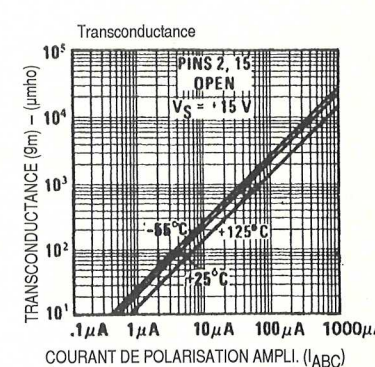
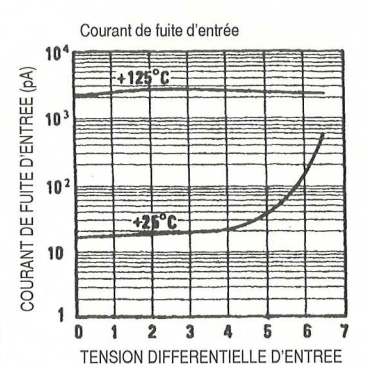
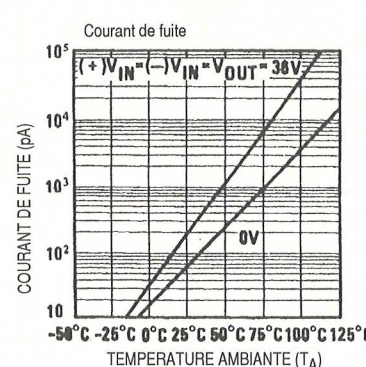
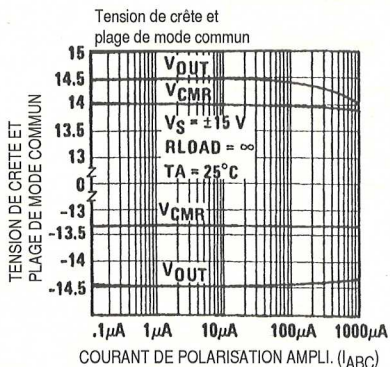
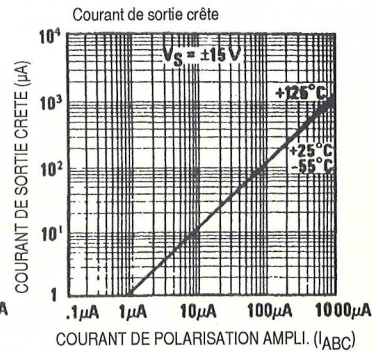
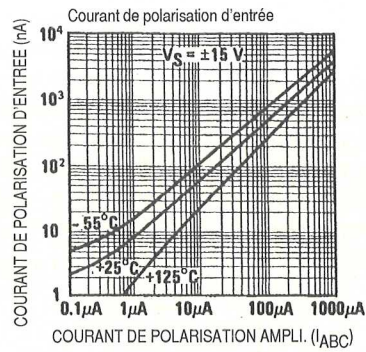
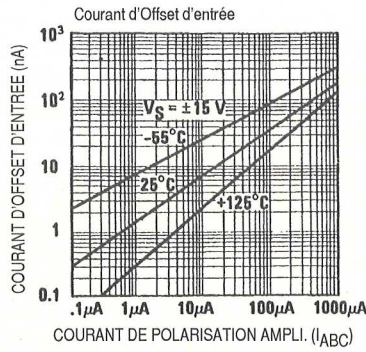
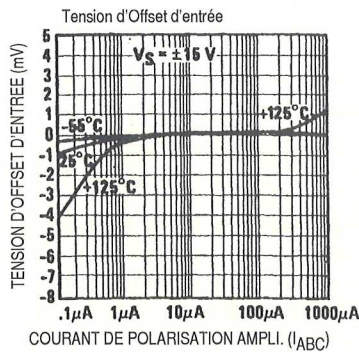
Tension d'alimentation: LM13600/13700	36 Vdc ou $\pm 18V$
Tension d'alimentation: LM13600A/13700A	44Vdc ou $\pm 22V$
Dissipation ($T_a = 25^\circ C$)	570 mW
Tension d'entrée différentielle	$\pm 5V$
Courant de polarisation des diodes (I_d)	2mA
Courant de polarisation de l'amplificateur (I_{abc})	2mA
Durée de court-circuit en sortie	illimité
Courant du buffer de sortie	20mA
Plage de température d'utilisation	$0^\circ C$ à $+70^\circ C$
Tension d'entrée continue	$+V_s$ à $-V_s$
Température de stockage	$-65^\circ C$ à $+150^\circ C$

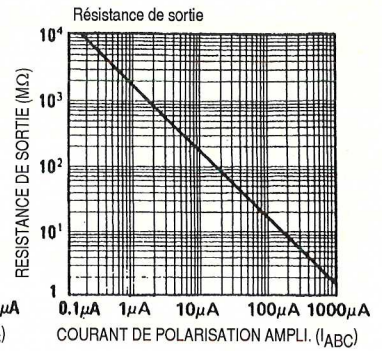
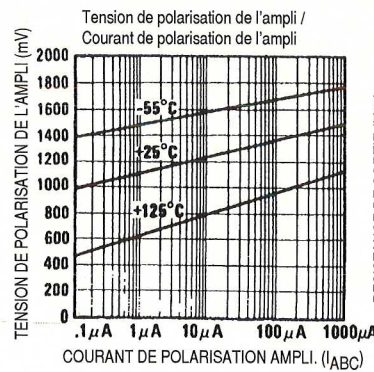
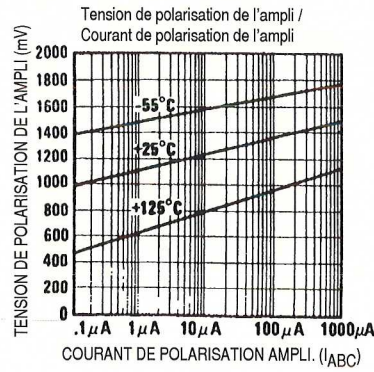
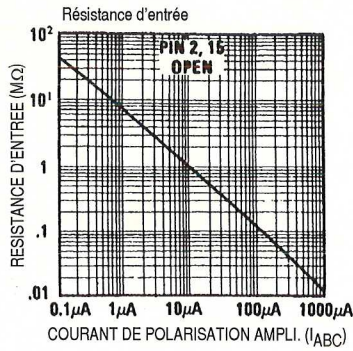


Caractéristiques électriques

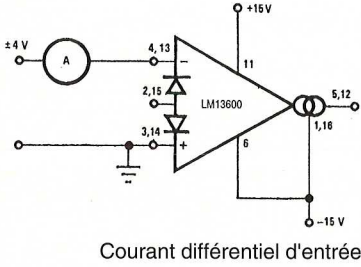
(Vs=±15V, Ta=25°C, Iabc=500uA)

Paramètre	Conditions	LM13600/13700			LM13600A/13700A			Unités	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
Tension d'offset d'entrée Vos	-	0,4	4	-	0,4	1	mV		
	0<Ta<70°C	-	0,4	4	-	0,4	2		
	Iabc=5uA	-	0,3	4	-	0,3	1		
Vos incluant les diodes	I _d = 500uA	-	0,5	5	-	0,5	2	mV	
Changement de l'offset d'entrée									
	5uA<Iabc<500uA	-	0,1	3	-	0,1	1	mV	
Courant d'offset d'entrée		-	0,1	0,6	-	0,1	0,6	uA	
Courant de polarisation d'entrée	-		0,4	5		0,4	5	uA	
	0<Ta<70°C		1	8		1	7	uA	
Transconductance passante gm	-	6700	9600	13000	7700	9600	12000	umho	
	0<Ta<70°C	5400	-	-	4000	-	-	umho	
Dispersion de gm		-	0,3	-	-	0,3	-	dB	
Courant de sortie crête	RI=0, Iabc = 5uA	-	5	-	3	5	7	uA	
	RI=0, Iabc = 500uA	350	500	650	350	500	650	uA	
	RI=0, 0<Ta<70°C	300	-	-	300	-	-	uA	
Tension de sortie crête	- Positive	RI = ∞, 5uA<Iabc<500uA	+12	+14,2	-	+12	+14,2	-	V
	- Négative	RI = ∞, 5uA<Iabc<500uA	-12	-14,2	-	-12	-14,2	-	V
Consommation	Iabc = 500uA	-	2,6	-	-	2,6	-	mA	
Sensibilité d'offset	- Positive	Δ Vos / Δ V+	-	20	150	-	20	150	uV/V
	- Négative	Δ Vos / Δ V-	-	20	150	-	20	150	uV/V
CMRR		80	110	-	80	110	-	dB	
Plage de mode commun		±12	±13,5	-	±12	±13,5	-	V	
Intermodulation	20Hz<f<20kHz	-	100	-	-	100	-	dB	
Courant d'entrée dif.	Iabc=0, Entrée=±4V	-	0,02	100	-	0,02	10	nA	
Courant de fuite	Iabc=0	-	0,2	100	-	0,2	5	nA	
Résistance d'entrée		10	26	-	10	26	-	kΩ	
Bande passante en boucle ouverte		-	2	-	-	2	-	MHz	
Slew Rate	G=1, compensé	-	50	-	-	50	-	v/uS	
Courant d'entrée buffer	Iabc=0 LM13600	-	0,2	0,4	-	0,2	0,4	uA	
	LM13700	-	0,5	2	-	0,5	2	uA	
Tension de sortie crête buffer	-	10	-	-	10	-	-	V	

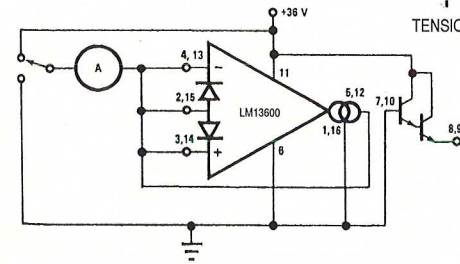




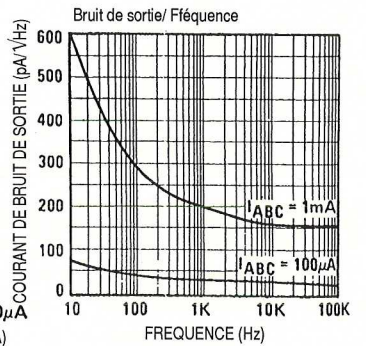
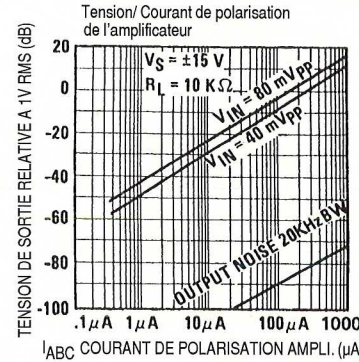
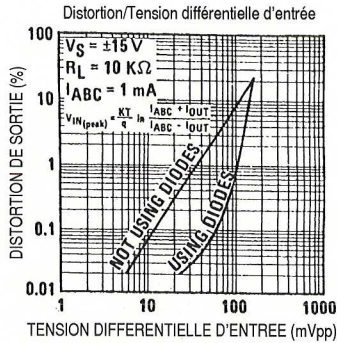
Circuits de test



Courant différentiel d'entrée



Courant de fuite



D1 forment un miroir de courant qui force la somme de courants I4 et I5 égale au courant labc

$$I_{abc} = I_4 + I_5$$

où labc est le courant de polarisation de l'amplificateur appliqué sur la patte de gain.

Pour les faibles tensions d'entrées différentielles, le ratio de I4 et I5 s'approche de l'unité et une approximation en série de Taylor peut être faite.

$$(kT/q) \ln (I_5/I_4) \approx (kT/q) (I_5 - I_4) / I_4$$

$$I_4 \approx I_5 \approx I_{abc} / 2$$

d'où

$$(I_5 - I_4) = V_{in} (q/kT) (I_{abc}/2)$$

Les courants de collecteurs ne présentent pas d'intérêt par eux même mais c'est surtout leur différence. Les autres transistors et les diodes forment trois miroirs de courant qui produisent un courant de sortie Iout égal à I5 - I4.

$$I_{out} = I_5 - I_4$$

Il en résulte

$$V_{in} [q \cdot I_{abc} / (2 \cdot kT)] = I_{out}$$

Le terme entre crochets représente la transconductance de l'amplificateur et est proportionnel à labc.

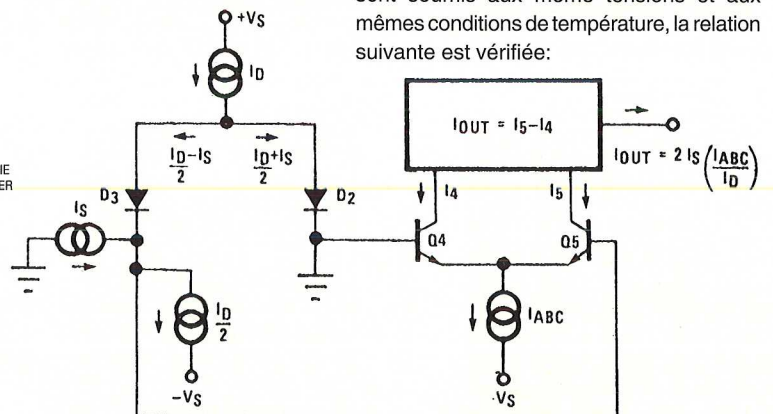
Les diodes de linéarisation

Pour des tensions différentielles supérieures à quelques millivolts, l'approximation en série de Taylor n'est plus vérifiée et la transconductance ne croît plus linéairement. La figure ci-dessous montre comment les diodes internes peuvent linéariser la fonction de transfert de l'amplificateur. Pour des raisons de simplification, considérons que les diodes sont polarisées par les sources de courant et que le signal d'entrée est sous la forme du courant Is. Comme la somme des courants I4 et I5 est égale à labc et que leur différence est égale à Iout, les courants I4 et I5 peuvent s'écrire sous la forme

$$I_4 = (I_{abc}/2) - (I_{out}/2)$$

$$I_5 = (I_{abc}/2) + (I_{out}/2)$$

Comme les diodes et les transistors d'entrée ont la même géométrie et qu'ils sont soumis aux mêmes tensions et aux mêmes conditions de température, la relation suivante est vérifiée:

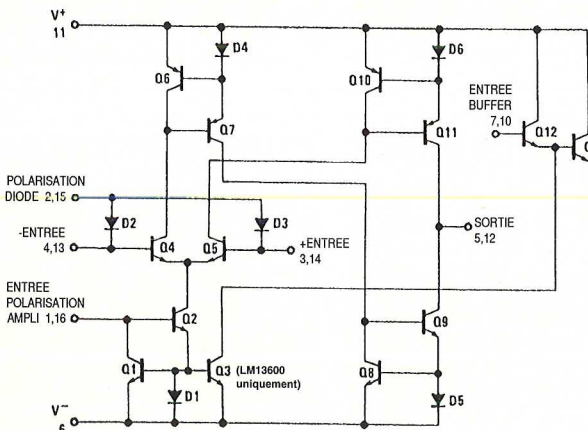


Description du circuit

La paire de transistors différentiels Q4 et Q5 forme un étage à transconductance de sorte que les courants de collecteur sont définis par la tension d'entrée différentielle en respectant la fonction de transfert

$$V_{in} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_5}{I_4}$$

où Vin est la tension d'entrée différentielle, kT/q vaut approximativement 26mV à 25°C et I4 et I5, les courants de collecteur des transistors Q4 et Q5. A l'exception de Q3 et de Q13, tous les transistors et les diodes sont identiques en taille. Les transistors Q1 et Q2 avec la diode



$$\frac{kT}{q} \ln \frac{(I_d/2)+I_s}{(I_d/2)-I_s} = \frac{kT}{q} \ln \frac{(I_{abc}/2)+(I_{out}/2)}{(I_{abc}/2)-(I_{out}/2)}$$

d'où

$$I_{out} = I_s (2 I_{abc} / I_d) \text{ pour } I_s < (I_d/2)$$

A noter qu'en dérivant la dernière relation aucune approximation n'a été faite et qu'il n'y a aucun terme dépendant de la température. Les seules limitations sont que le courant du signal d'entrée ne doit pas dépasser $I_d/2$ et que les diodes doivent être polarisées en courant. Dans la pratique, le remplacement des sources de courant par des résistances n'introduira que des erreurs insignifiantes.

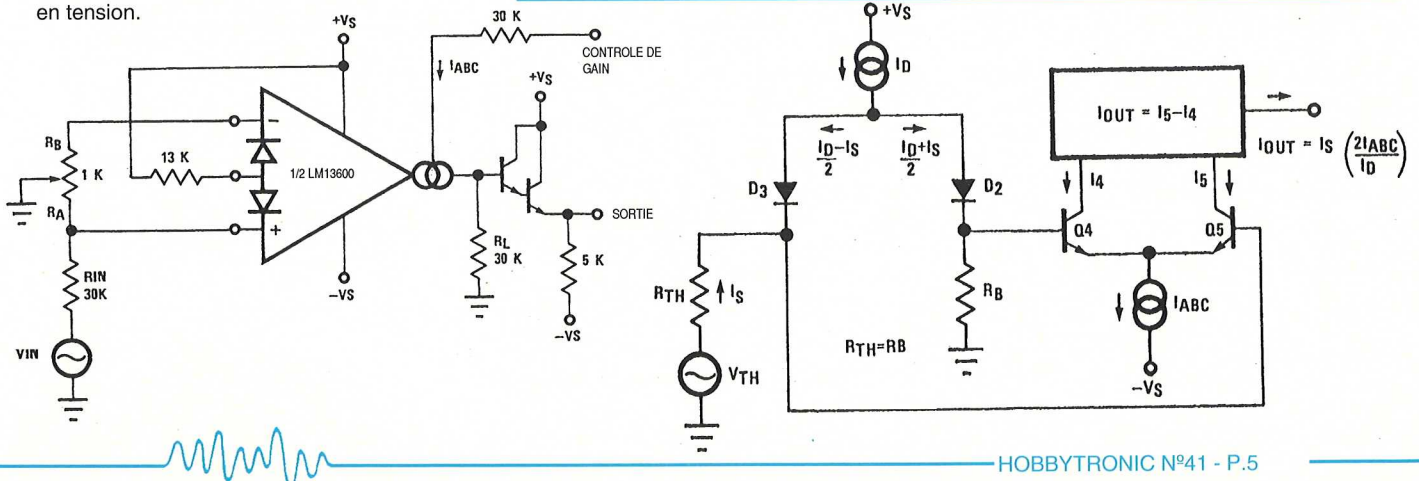
Les buffers d'impédance contrôlée (LM13600)

La limite supérieure de la transconductance est définie par la valeur maximum de I_{abc} (2mA). La valeur la plus faible de I_{abc} pour laquelle l'amplificateur fonctionnera encore détermine la plage dynamique totale. Pour les très faibles valeurs de I_{abc} , un buffer qui possède un très faible courant de polarisation d'entrée est souhaitable. Un suiveur à FET remplit cette condition mais présente souvent une plage d'excursion non linéaire. Le buffer d'impédance contrôlée est un Darlington qui modifie son courant de polarisation d'entrée pour satisfaire à cette condition. Pour les faibles valeurs de I_{abc} , le courant d'entrée du buffer est minimum. Pour les plus fortes valeurs de I_{abc} , le transistor Q3 augmente la polarisation de Q12 avec un courant proportionnel à I_{abc} . Quand I_{abc} change, le niveau continu du buffer de sortie du Darlington sera décalé. Dans les applications audio où I_{abc} peut changer brusquement, ce décalage peut produire un "pop" audible. Pour ce type d'application, le LM13700 peut donner des résultats meilleurs.

Applications

Amplificateurs commandés en tension (VCA)

La figure ci-dessous montre comment les diodes de linéarisation peuvent être utilisées dans un amplificateur commandé en tension.



Pour comprendre la polarisation d'entrée, il est préférable de considérer la résistance de 13kΩ comme une source de courant et d'utiliser le schéma équivalent de Thévenin. Ce schéma est similaire à celui qui a déjà été rencontré et fonctionne de la même manière. Le potentiomètre de 1kΩ est ajusté pour minimiser les effets du signal de contrôle sur la sortie.

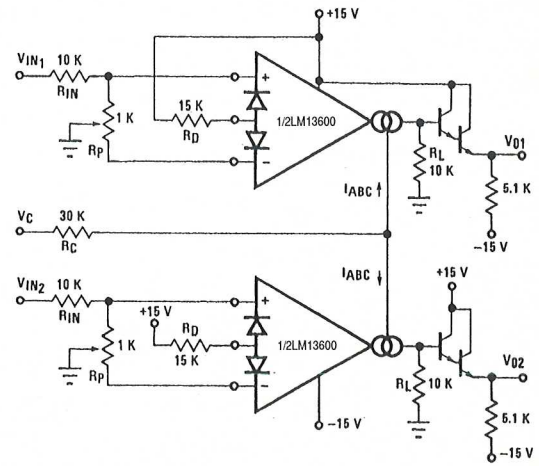
Pour un rapport signal/bruit optimum, I_{abc} doit être le plus élevé possible comme le montre la courbe de la tension de sortie en fonction du courant de polarisation de l'amplificateur. Une plus grande amplitude du signal d'entrée améliore également le rapport signal/bruit. Les diodes de linéarisation aident ici en autorisant une plus grande amplitude du signal d'entrée pour une même distorsion en sortie comme le montre la courbe de distorsion en fonction de la tension différentielle d'entrée. Le rapport S/B peut être optimisé en ajustant l'amplitude du signal d'entrée par l'intermédiaire de R_{in} jusqu'à ce que la distorsion de sortie soit en dessous du niveau désiré. L'excursion de la tension de sortie peut être placée à n'importe quel niveau en jouant sur R_L .

Bien que la contribution au bruit des diodes de linéarisation soit négligeable comparée à celle des transistors internes, I_d doit être le plus élevé possible. Cela réduit la résistance dynamique de jonction des diodes (r_e) et améliore leur rôle de linéarisation face à R_{in} . Une valeur de 1mA est conseillée pour I_d sauf si une application spécifique en impose autrement.

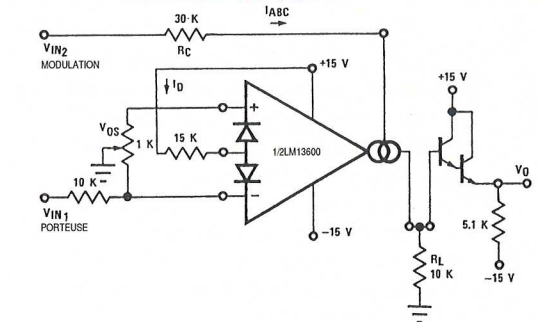
- Contrôle de volume stéréo

Le montage suivant utilise l'excellent appariage des deux amplificateurs du LM13600/13700 pour produire une commande de volume stéréo avec une dispersion de gain typique entre les deux voies de 0,3dB. R_p est utilisé pour minimiser la tension d'offset de sortie et peut être remplacé par deux résistances de 510Ω dans les applications par couplage alternatif. Pour la valeur de composants donnée, le gain de l'amplificateur devient

$$V_{out} / V_{in} = 940 I_{abc}$$



- Modulateur d'amplitude



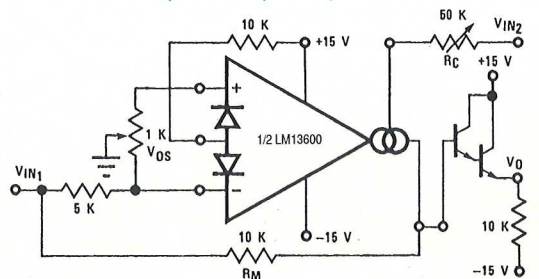
Si V_c est issu d'un second signal source, alors le circuit devient un modulateur d'amplitude ou multiplicateur deux quadrants où:

$$I_o = (-2 I_s / I_d) I_{abc}$$

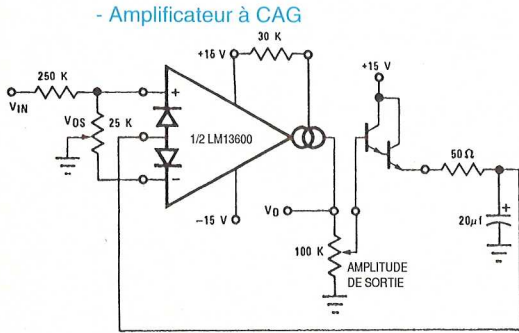
$$I_o = (-2 I_s / I_d) [(V_{in2} / R_c) - ((V_c + 1,4V) / R_c)]$$

Le terme constant dans l'équation précédente peut être supprimé en injectant $I_s \times I_d \times R_c / 2(V_c + 1,4V)$ dans I_o

- Multiplicateur quatre quadrants

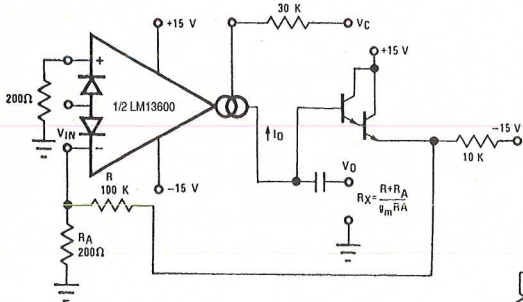


L'adjonction de R_m pour fournir ce courant conduit à l'obtention d'un multiplicateur quatre quadrants dans lequel R_c est ajusté pour obtenir $V_o = 0$ quand $V_{in2} = 0$. R_m sert également de résistance de charge pour I_o .



Il est intéressant de noter que le gain de l'amplificateur du LM13600 peut être contrôlé en faisant varier le courant I_d des diodes de linéarisation tout comme pour le courant I_{abc} . Quand V_o atteint une amplitude suffisante ($3V_{be}$) pour rendre passant le transistor Darlington et les diodes de linéarisation, l'augmentation du courant I_d réduit le gain de l'amplificateur afin de maintenir V_o à ce niveau.

Résistances commandées en tension (VCR)

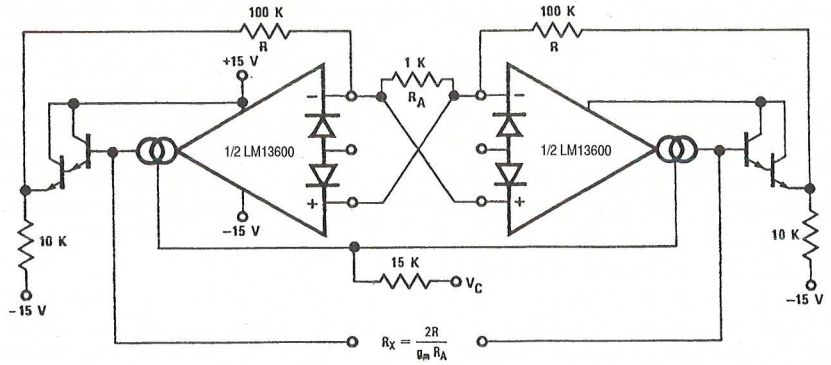
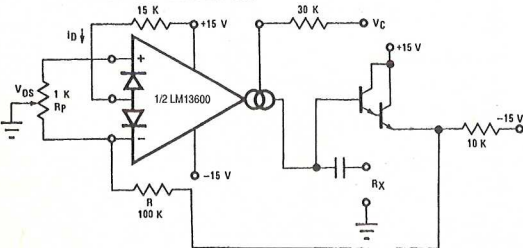


Un amplificateur opérationnel à transconductance (OTA) peut être utilisé pour constituer une résistance commandée en tension.

Une tension appliquée sur R_x génère une tension V_{in} pour le LM13600 qui est alors multipliée par le gain g_m de l'amplificateur pour produire un courant de sortie I_o .

$$R_x = (R + R_a) / (g_m R_a)$$

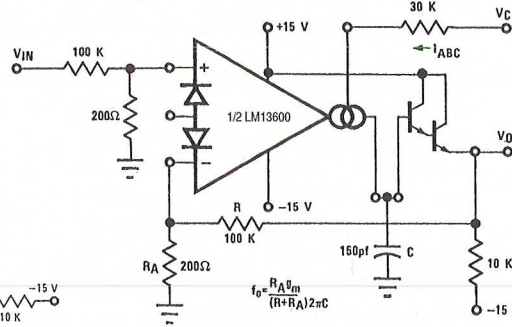
où $g_m = 19,2 \text{ labc}$ à 25°C . A noter que l'atténuation de V_o par R et R_a est nécessaire pour maintenir V_{in} dans la plage linéaire de l'entrée du LM13600.



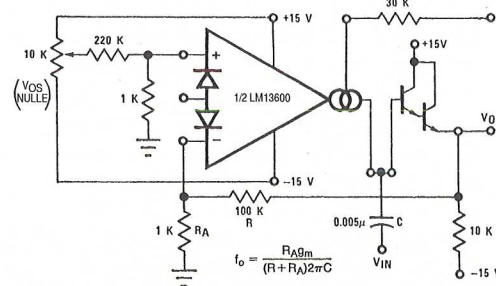
L'utilisation des diodes de linéarisation permet d'améliorer les caractéristiques de bruit de la résistance.

La figure ci-dessus réalise une VCR flottante. Chaque terminaison de la "résistance" peut être à n'importe quelle tension dans la plage de tension de sortie du LM13600.

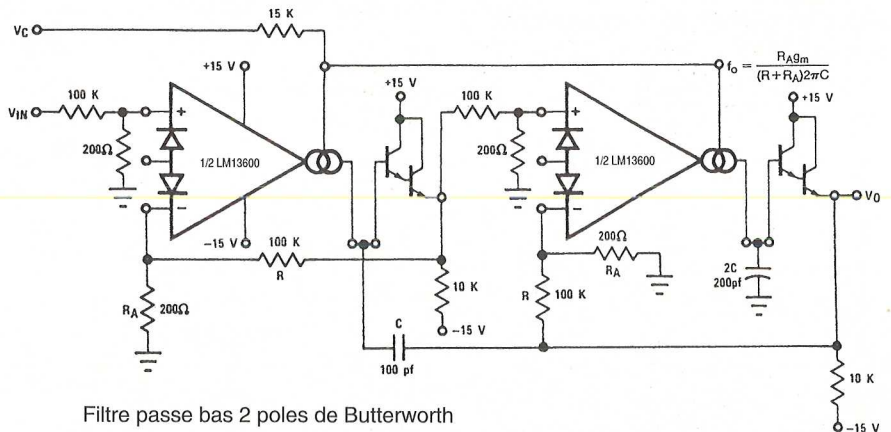
Filtres commandés en tension (VCF)



Filtre passe bas



Filtre passe haut



Filtre passe bas 2 poles de Butterworth

Les OTA sont particulièrement pratiques pour la réalisation de filtres commandés en tension. Le LM13600 offre l'avantage de déjà contenir les buffers nécessaires.

Le VCF passe bas se comporte comme un amplificateur de gain unité pour les fréquences en dessous de la fréquence de coupure. Cette dernière est définie comme étant le point pour lequel X_c/g_m est égal au gain en boucle fermée de R/R_a . Pour les fréquences supérieures à la fréquence de coupure, le circuit se comporte comme un simple filtre RC (6db/octave) pour l'amplitude du signal d'entrée avec un point à -3dB pour l'équation précédente. G_m vaut encore $19,2 \times \text{labc}$ à la température ambiante. Le VCF passe haut travaille de la même manière.

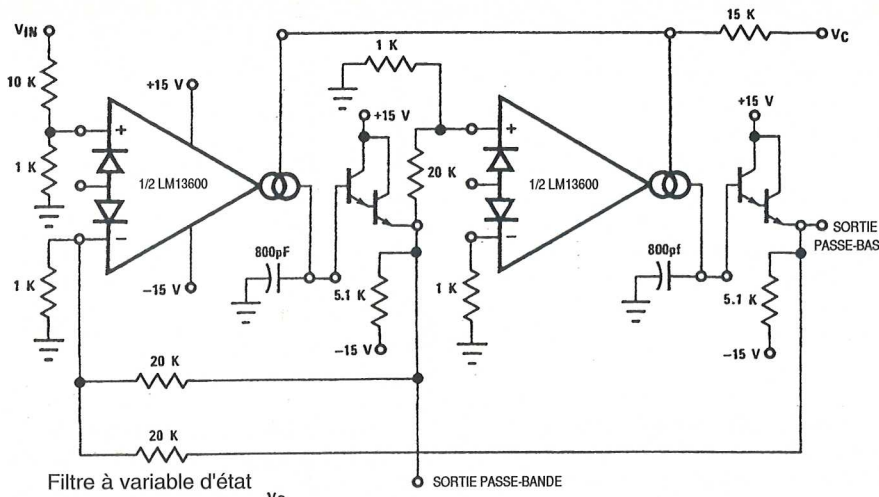
Des amplificateurs supplémentaires peuvent être employés pour constituer des filtres d'ordres supérieurs comme l'illustrent le filtre deux pôles et celui à variable d'état.

A cause de la faible dispersion des gains des amplificateurs et des polarisations indépendantes des Darlington, ces filtres peuvent couvrir plusieurs décades de fréquences.

Oscillateurs commandés en tension (VCO)

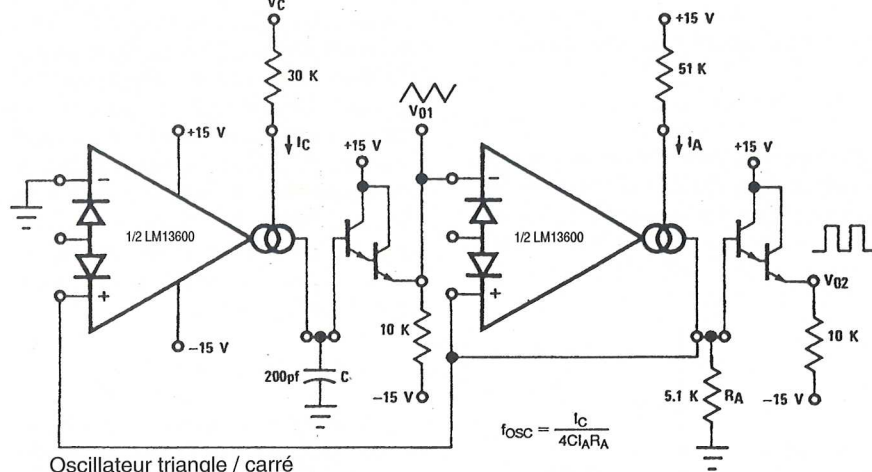
Le classique oscillateur triangle-carré de la page suivante est une des variétés de VCO qui peuvent être réalisées avec le LM13600. Avec la valeur des composants





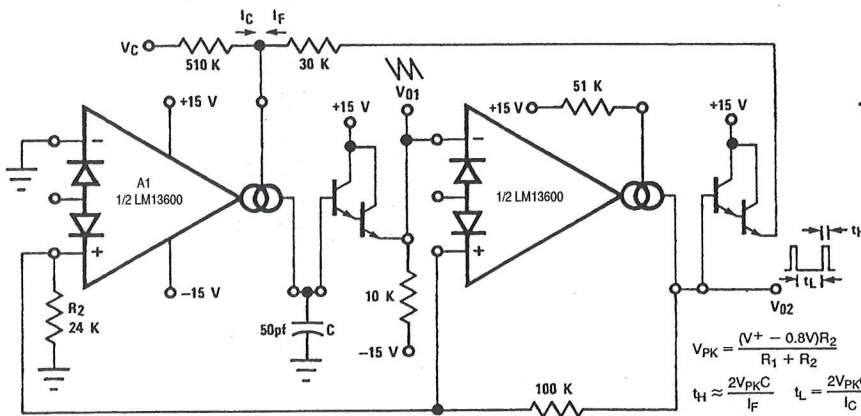
Filtre à variable d'état

SORTIE PASSE-BANDE



Oscillateur triangle / carré

$$f_{osc} = \frac{I_c}{4C I_A R_A}$$



Générateur de rampes et d'impulsions

$$V_{PK} = \frac{(V^+ - 0.8V)R_2}{R_1 + R_2}$$

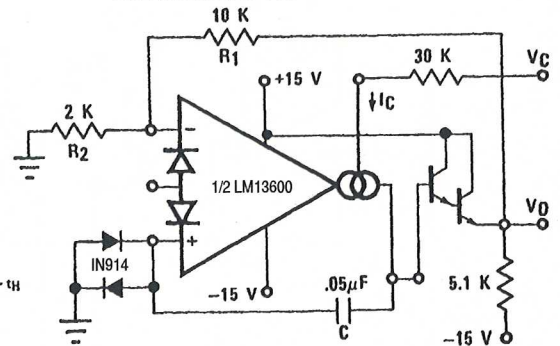
$$t_H \approx \frac{2V_{PK}C}{I_F} \quad t_L = \frac{2V_{PK}C}{I_C}$$

$$f_0 \approx \frac{I_C}{2V_{PK}C} \text{ for } I_C < I_F$$

donnés, cet oscillateur peut délivrer des signaux variant entre 200kHz et 2Hz quand I_c passe de 1mA à 10nA., L'amplitude du signal de sortie est définie par la $x R_a$. A noter que la tension différentielle d'entrée doit être inférieure à 5V pour éviter le rognage des signaux.

Quelques modifications sur le circuit précédent permettent de créer un générateur de rampe et d'impulsions. Quand V_{o2} est à l'état haut, I_f est ajouté à I_c pour augmenter le courant de polarisation de l'amplificateur A1 et ainsi augmenter le taux de charge du condensateur C. Quand V_{o2} est à l'état bas, I_f passe à zéro et le courant de décharge du condensateur est défini par I_c .

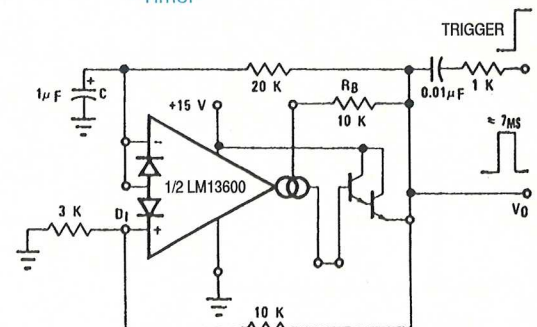
Le filtre passe bas du paragraphe précédent peut être utilisé pour réaliser un VCO sinusoïdal de bonne qualité. Le circuit en bas de page utilise deux boîtiers de LM13600 dont trois des amplificateurs sont utilisés en filtre passe bas et le quatrième en limiteur inverseur. Le circuit oscille à la fréquence pour laquelle le décalage de phase de la boucle est 360° ou 180° pour l'inverseur et 60° pour les étages de filtre. Ce VCO fonctionne de 5Hz à 50Hz avec un TDH inférieure à 1%.



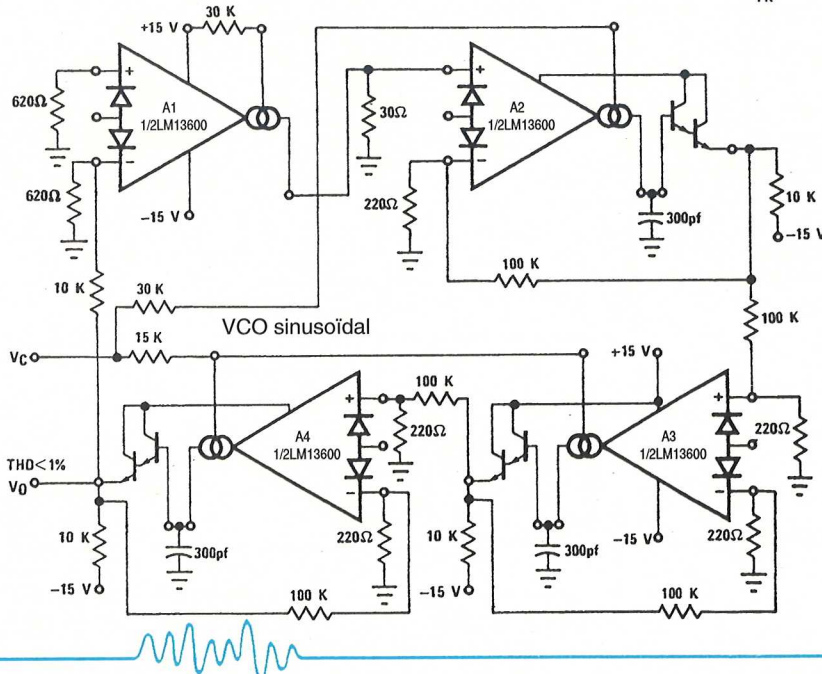
Il est possible de construire un VCO avec un seul amplificateur, l'autre étant utilisé pour une autre fonction.

Applications additionnelles

- Timer



Le montage ci-dessus constitue un intéressant mono-coup qui ne consomme pas de courant tant qu'il n'est pas enclenché. Une impulsion positive d'au moins deux volts d'amplitude active l'amplificateur au travers de R_b et place l'entrée non inverseuse à



VCO sinusoïdal

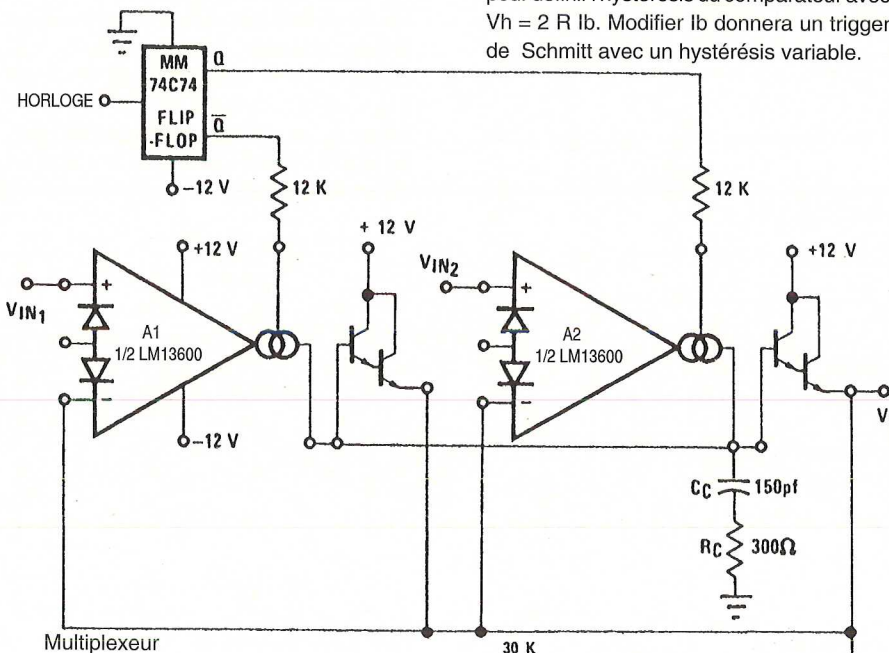
THD < 1%

V₀

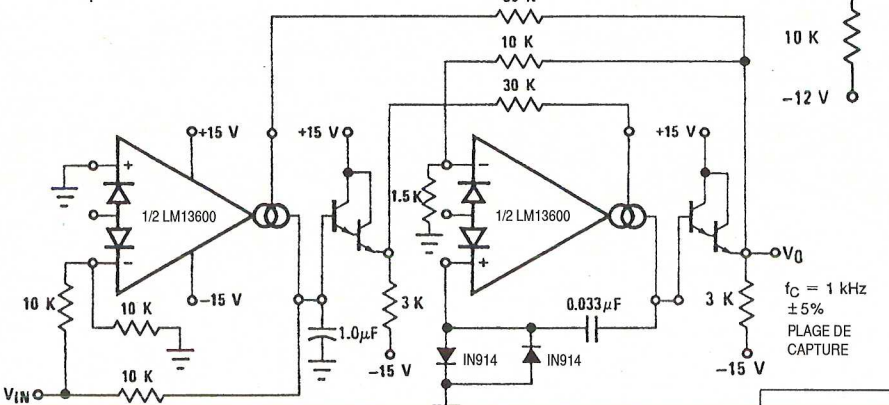
l'état haut. L'amplificateur confirme l'impulsion et maintient sa sortie à l'état haut jusqu'à ce que le condensateur C soit chargé au même niveau de tension que celui de l'entrée non inverseuse. La sortie repasse alors à l'état bas, bloquant l'amplificateur et déchargeant le condensateur. La vitesse de décharge du condensateur est accélérée en reliant la patte de polarisation des diodes avec l'entrée inverseuse de manière qu'un courant de décharge supplémentaire circule au travers de Di quand la sortie de l'amplificateur est à l'état bas. Une particularité de ce timer est que l'autre amplificateur, quand il est polarisé par Vo, peut réaliser une autre fonction et avoir une consommation nulle au repos.

- Multiplexeur

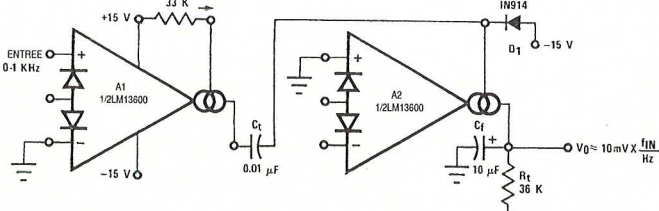
Le fonctionnement de ce multiplexeur est très fidèle. Quand A1 est activé, il



Multiplexeur



PLL



Tachymètre

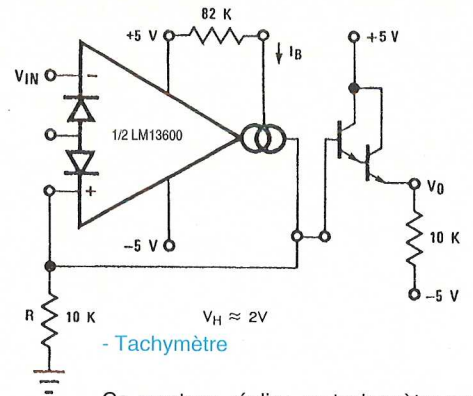
maintient Vo égal à Vin1. Quand c'est le tour de A2, c'est lui qui contrôle Vo. Cc et Rc sont utilisés pour stabiliser la configuration gain unitaire des amplificateurs A1 et A2. La fréquence maximum d'horloge est limitée à 200kHz par le slew rate du LM13600 au travers du 150pF quand la différence (Vin1 - Vin2) est au maximum autorisable de 5V.

- PLL

Cette PLL utilise le multiplicateur quatre quadrants et le VCO simple boîtier qui ont déjà été présentés pour créer une PLL avec une plage de capture de ±5% et une sensibilité d'entrée de l'ordre de 300mV.

- Trigger de Schmitt

Ce trigger de Schmitt utilise le courant de sortie de l'amplificateur au travers de R pour définir l'hystérésis du comparateur avec $V_h = 2 R I_b$. Modifier Ib donnera un trigger de Schmitt avec un hystérésis variable.



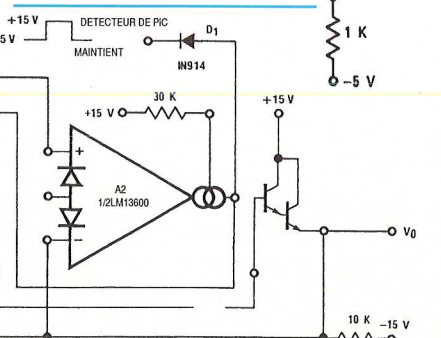
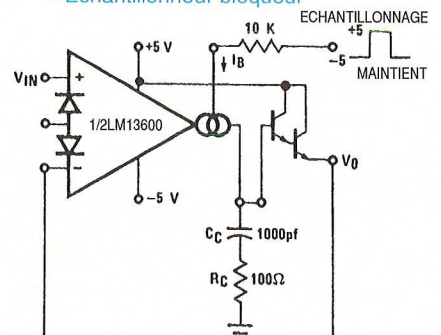
- Tachymètre

Ce montage réalise un tachymètre ou un convertisseur fréquence tension. Quand A1 est attaqué par une entrée croissante, une quantité de charge égale à $(V_h - V_l)C_t$ est envoyée dans Cf et Rt. Cette charge répétitive est alors équilibrée par le courant de V_o/R_t . La fréquence maximum Fin est limitée par le temps nécessaire pour charger Ct de Vl à Vh avec un courant de Ib où Vl et Vh représentent le maximum bas et le maximum haut de l'excursion de la tension de sortie du LM13600. D1 est ajoutée pour provoquer la décharge de Ct quand la sortie de A1 passe à l'état bas.

- Détecteur de crêtes

Ce détecteur de crêtes utilise A2 pour activer A1 quand Vin devient supérieur à Vo. A1 charge alors le condensateur de stockage C pour maintenir Vo égal à Vinpk. Une précaution doit être respectée lors de l'utilisation de ce circuit avec un LM13600: le transistor Darlington utilisé doit être du même coté du boîtier que A2 puisque le Darlington A1 sera activé en même temps que A1 (transistor interne Q3). Placer la sortie de A2 à l'état bas au travers de D1 sert à bloquer A1 de manière à ce que Vo reste constant.

- Echantillonneur bloqueur



Détecteur de crêtes

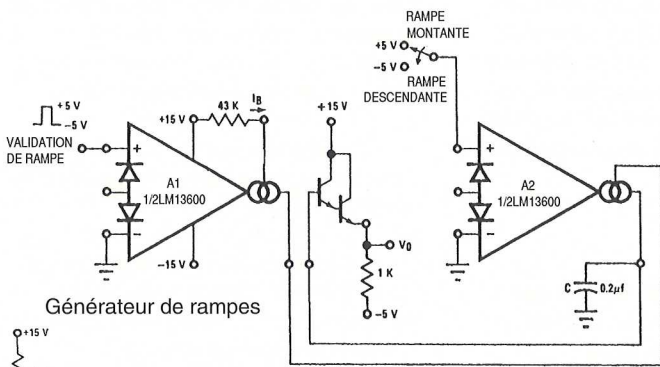
Pour ce montage, la même remarque concernant le choix du Darlington peut être faite.

- Générateur de rampe

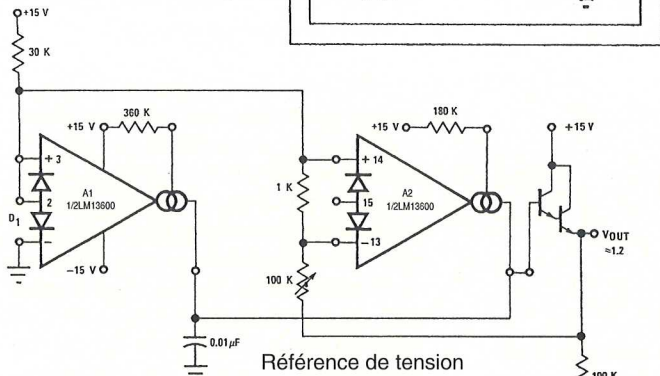
Il envoie un courant I_b dans le condensateur C quand l'entrée de A1 se trouve à l'état haut produisant ainsi une rampe de 1V/ms pour les valeurs de composants donnés.

- Convertisseur TRUE RMS

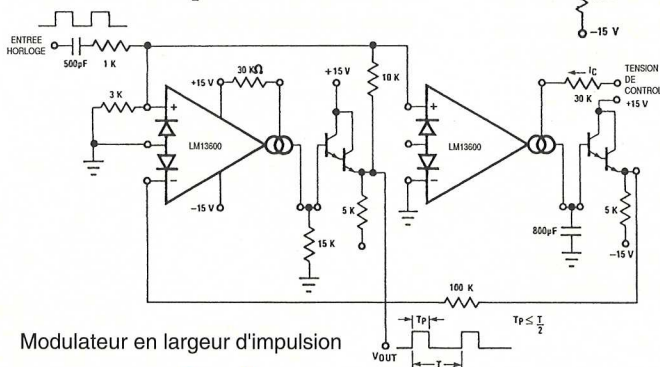
Ce convertisseur efficace vrai est essentiellement un amplificateur à contrôle de gain automatique qui ajuste son gain de sorte que la puissance alternative à la sortie de l'amplificateur de A1 soit constante. Cette puissance est contrôlée par l'amplificateur d'élévation au carré A2 et la moyenne comparée à une tension de référence par A3. La sortie de A3 fournit le courant de polarisation des diodes de A1 pour atténuer le signal d'entrée. Parce que la puissance de sortie de A1 est maintenue constante, la valeur efficace est constante et l'atténuation est directement proportionnelle à la valeur efficace de la tension d'entrée. L'atténuation est également proportionnelle au courant de polarisation des diodes. L'amplificateur



Générateur de rampes



Référence de tension



Modulateur en largeur d'impulsion

A4 ajuste le ratio du courant au travers des diodes pour qu'il soit égal et par suite, la tension de sortie de A4 est proportionnelle à la valeur efficace de la tension d'entrée. Le potentiomètre de calibration est réglé de sorte que V_0 donne directement la tension RMS.

- Référence de tension

Ce montage est une référence de tension à coefficient de température variable. Le potentiomètre de 100k Ω ajuste la tension de sortie pour qu'elle ait un coefficient de température positif au dessus de 1,2V, un coefficient nul autour de 1,2V et négatif en dessous de 1,2V. Cela est obtenu en équilibrant le coefficient de température de la fonction de transfert de A2 avec le complément de celui de D1.

- Amplificateur logarithmique

Cet amplificateur répond au rapport de courant au travers des transistors buffers Q3 et Q4. L'indépendance de V_{out} à la température est assurée parce que le coefficient de température de la fonction de

transfert de A2 est égal et opposé à celui des transistors d'étalonnage Q3 et Q4.

- Modulateur en largeur d'impulsion

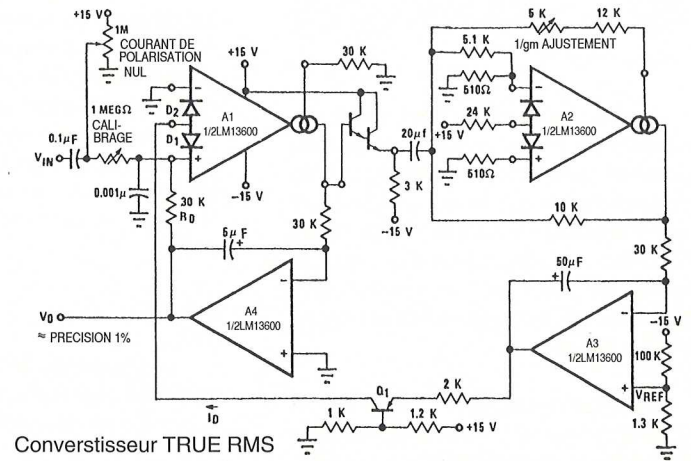
La large plage dynamique du LM13600 permet un contrôle facile de la largeur des impulsions de ce montage.

- Générateur de courant logarithmique

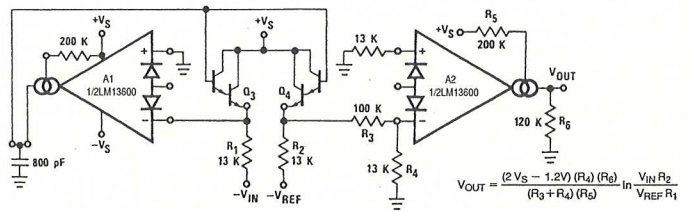
Pour générer I_{abc} au delà d'une plage de 4 à 6 décades de courants, ce système délivre un courant logarithmique en sortie pour une tension d'entrée linéaire.

Comme la configuration de boucle fermée garantit que l'entrée de A2 est maintenue égale à 0V, le courant de sortie de A1 est égal à $I_3 = -V_c / R_c$.

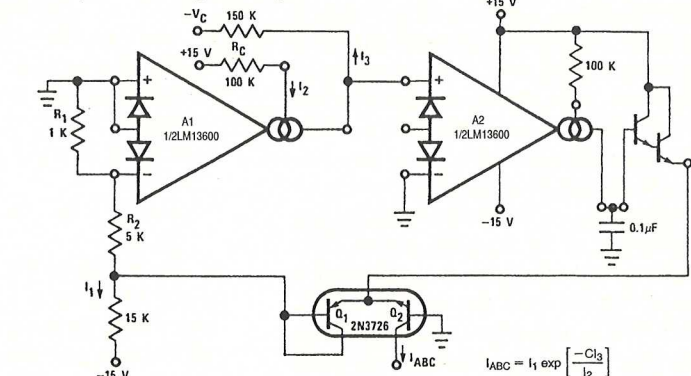
La tension différentielle entre Q1 et Q2 est atténuée par le réseau R1, R2 de manière que A1 travaille dans sa plage linéaire.



Convertisseur TRUE RMS

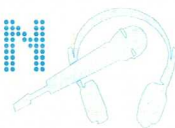


Amplificateur logarithmique



Générateur de courant logarithmique

$$I_{ABC} = I_1 \exp\left(-\frac{C_1}{I_2}\right)$$



UN TOS-METRE WATTMETRE 88-108MHz

Pour rayonner le maximum de puissance avec une antenne d'émission, il est indispensable de l'adapter correctement à l'émetteur. Une mauvaise adaptation peut même être désastreuse pour l'étage de sortie (onéreux) de l'émetteur. C'est pour cela que les radio-amateurs utilisent souvent un appareil nommé mesureur du taux d'ondes stationnaires, ou T.O.S-mètre. Dans cet article, nous ne nous contenterons pas de décrire la théorie d'un tel montage; ce qu'il est, à quoi il sert, comment il fonctionne; un montage pratique d'un tos-mètre watt mètre dans la bande 88 - 108 MHz est décrit. Avec un circuit imprimé, naturellement.



Le principe

Le tos-mètre

Presque tous ceux qui ont tant soit peu d'expérience en électronique, ont entendu parler de l'adaptation d'impédance. Mais combien d'entre eux savent ce que c'est? Non que ce soit vraiment important, car en fait cela n'a d'autre raison d'être que de fournir un sujet de conversation aux fanatiques de l'audio, quand ils ont épuisé tous les autres...

Il y a pourtant un groupe d'enthousiastes de l'électronique qui considèrent l'adaptation d'impédance comme étant de première importance. Ce sont les radioamateurs! Pour eux une mauvaise adaptation d'impédance peut avoir des conséquences désastreuses. Au mieux, la portée de leur émetteur est considérablement réduite; au pire, ils détruisent l'étage de sortie.

Heureusement, il n'est pas trop difficile d'éviter les désadaptations. Pourvu que vous sachiez ce que vous faites, bien sûr! Si vous achetez un émetteur tout fait, son impédance de sortie est normalement spécifiée. De même pour les antennes d'émission, le fabricant indique l'impédance. Une des meilleures choses à faire est alors de choisir une antenne de la même impédance que l'émetteur, et de les relier par un câble également de cette impédance. Par exemple si l'émetteur a une impédance de sortie de 75 Ohms, le plus évident est de choisir une antenne de 75 Ohms et du câble coaxial de 75 Ohms.

Pourtant la vie n'est pas toujours aussi belle. Beaucoup d'amateurs, non seulement construisent eux-même leur émetteur, mais de plus tendent eux-même leur fil d'antenne et en expérimentent de toutes dimensions et de toutes les formes, parfois des plus bizarres. Dans ce cas, les deux impédances sont inconnues, et le transfert maximal d'énergie ne peut s'obtenir qu'empiriquement.

Pourquoi?

Le plus simple des circuits équivalents possible pour représenter un émetteur et sa charge est donné sur la figure 1

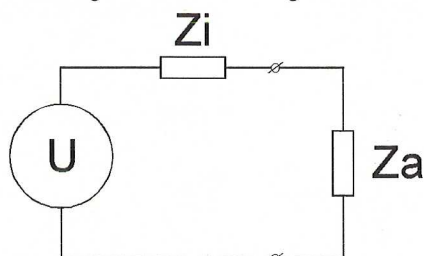


FIGURE 1

Une source de tension alternative idéale U, qui est la tension (à vide) donnée par l'émetteur, attaque la charge, Za, via son impédance interne, Zi. La puissance Pa appliquée à Za peut être calculée par :

$$P_a = (U^2 \times Z_a) / (Z_i + Z_a)^2$$

La puissance Pa est donc maximale quand Za est égale à Zi. Concrètement si l'impédance de sortie de l'émetteur est de 75 Ohms, il faut utiliser un câble de 75 Ohms.

De même, le transfert de puissance du câble à l'antenne sera le plus grand quand l'impédance de cette antenne sera égale à celle du câble. Dans ce cas, toute la puissance fournie par l'émetteur est appliquée à l'antenne (les pertes dans le câble sont normalement négligeables).

Qu'arrive-t-il quand l'impédance de l'antenne n'est pas égale à l'impédance du câble?

Le transfert d'énergie vers l'antenne n'est plus idéal, et une onde stationnaire apparaît le long du câble. Ceci demande quelques éclaircissements.

Habituellement, l'antenne n'est pas montée sur le dessus de l'émetteur. Elle est sur le toit, ou en haut d'un mât, ou dans quelque situation élevée. Dans tous les cas, loin de l'émetteur, celui-ci étant de préférence dans un endroit confortable (ou fonctionnel) d'un bâtiment habitable ou local. La liaison entre les deux se fait par câble. La puissance fournie par l'émetteur court donc le long de ce câble vers l'antenne. Tout ceci est très schématique, mais voyons de plus près ce qui se passe dans le câble.

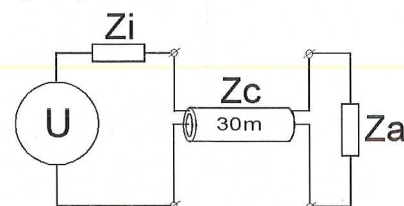


FIGURE 2



10 MHz est une fréquence courante pour un radio amateur. Le signal électrique se déplace à une vitesse de 300.000 Km/s. Un calcul simple nous montre que pour parcourir 30 mètres de câble, un signal met 100ns au moins. La période à cette fréquence est alors justement de 100ns. Cela veut dire que la source de tension devra avoir effectué une période complète avant que le moindre signal n'apparaisse au bout du câble, 30 mètres plus loin!

La source de tension ne peut donc pas «savoir» ce qu'il se passe au bout de ce câble. Elle n'en connaît que le début, et ne peut donc y envoyer qu'un courant correspondant à l'impédance de ce bout de câble. Dans le courant arrivé à l'autre bout, le résultat dépend de ce qui s'y trouve. Si l'impédance de l'antenne est la même que celle du câble, donc si l'ensemble est bien adapté, le courant ne «s'aperçoit pas» du passage de l'un à l'autre. Il passe en totalité dans l'antenne où il est rayonné. Toute la puissance est donc transmise puisque le même courant apparaît dans la même impédance.

Mais si l'impédance de l'antenne est plus élevée, il va s'y «cogner» dessus. Une tension supérieure sera développée, analogue à une nouvelle source de tension connectée à ce bout de câble, et bien sûr va elle même envoyer un nouveau courant dans le câble ... en sens inverse! L'onde directe et l'onde réfléchie vont interférer et donner une onde stationnaire. Il se passe quelque chose d'analogue si l'impédance de l'antenne est trop basse.

On peut détecter les ondes stationnaires en faisant courir un mesureur de champ le long du câble. En certains points, on détecte un maximum de champ, et à d'autres un minimum. Ces points sont espacés régulièrement. Si l'antenne est mal adaptée, le champ à sa base est faible, ce qui correspond à une faible puissance rayonnée.

Si on ne connaît pas l'impédance de l'antenne, la désadaptation peut être déterminée en mesurant la quantité d'énergie réfléchie. En se servant de coupleurs directionnels qui ne laissent passer les ondes que dans un seul sens, on peut séparer les ondes directes des ondes réfléchies. Le rapport entre les deux mesure la précision de l'adaptation.

Pour être plus précis, le rapport entre la somme et la différence de la tension directe (U_d , qui se dirige vers l'antenne) et de la tension réfléchie (U_r) donne le Taux d'Ondes Stationnaires (T.O.S.)

$$T.O.S. = (U_d + U_r)/(U_d - U_r)$$

Il est évident que le \cos est égal à 1 si la tension réfléchie est nulle; il devient infini si tout le signal est réfléchi. C'est ce qui se produit quand l'impédance de l'antenne est nulle ou infinie.

Notez que l'impédance de l'antenne dont on parle est l'impédance à la fréquence transmise. Si l'antenne est correctement conçue pour cette fréquence, elle est en résonance et son impédance est réelle.

Le Wattmètre.

La mesure de puissance H.F. ne s'effectue pas comme on peut le faire à 50Hz par mesure simultanée d'un courant et d'une tension.

En général en H.F. on ne mesure qu'une tension et on applique la formule $P=V^2/r$ où V est la valeur efficace de la tension aux bornes d'une charge qui doit absolument être résistive et uniquement résistive, ceci à une fréquence de travail déterminée.

D'autre part, une mesure de tension ne correspond à une seule puissance que si la valeur de la résistance R est parfaitement définie.

En H.F., la liaison entre les émetteurs et les antennes s'effectue par des câbles dont les impédances caractéristiques sont de 50 ou 75 Ohms.

De façon à diminuer au maximum les pertes dues aux désadaptations, les émetteurs, les câbles de liaison et les antennes doivent avoir la même impédance comme nous venons de le voir précédemment.

En ce qui concerne la CB ou encore le domaine des radios libres, l'impédance de 50 Ohms est couramment utilisée.

Ce sont ces diverses raisons qui nous ont conduit à réaliser un wattmètre prévu pour une impédance de 50 Ohms.

Dans ce cas, la mesure de toute tension aux bornes d'une charge résistive de 50 Ohms, nous donnera la valeur de la puissance en appliquant la relation à partir de la formule de base :

$$P = V^2 / R$$

On en déduit donc :

$$P = 0,02 V^2 \text{ avec } V \text{ valeur efficace}$$

ou

$$P = 0,01 V_m^2 \text{ avec } V_m \text{ valeur crête.}$$

Pour éviter tout calcul, les indications du galvanomètre utilisé seront directement effectuées en watts, les graduations ne

seront pas linéaires puisque P varie comme le carré de la tension V .

La puissance maximum que le wattmètre pourra évaluer sera fixée d'origine à 10 watts.

Le schéma

Nous avons maintenant une idée de ce qu'il faut mesurer. Reste à savoir comment. Le circuit du \cos -mètre wattmètre donné sur la figure 3 peut être utilisé entre 88 et 108MHz. On le connecte en série dans le câble, près de l'émetteur et entre l'antenne.

SW1 permet de commuter l'appareil en mode \cos ou watt - mètre.

Dans le premier cas, SW1 est commuté en mode watt - mètre.

La partie wattmètre est donc constituée par la ligne XY qui assure simplement la liaison entre l'émetteur et l'antenne ou une charge fictive de 50 Ohms.

Du côté antenne, un pont diviseur capacitif réalisé autour de C3 et C4 prélève la tension aux bornes de la charge.

Cette tension est ensuite redressée par les diodes D3 et D4, diodes au Germanium.

La valeur des éléments C5 et R4 est telle que C5 se charge à la valeur maximale disponible aux bornes de C4.

Cette tension est ensuite appliquée au galvanomètre par l'intermédiaire de R5.

Pour des puissances supérieures à 10 watts, il suffit de modifier la valeur de R5 en l'augmentant en sachant que le galvanomètre possède une résistance interne de 2KOhms et a besoin d'un courant de 70µA pour une déviation indiquant 10.

Voilà pour la partie wattmètre. Passons maintenant à l'aspect du \cos -mètre.

Dans ce cas de figure, SW1 doit être commuté en mode \cos -mètre.

A ces fréquences, il n'est pas nécessaire d'utiliser de transformateur d'adaptation dans la ligne XY comme dans les \cos -mètres travaillant dans la gamme des 27 MHz.

Ce transformateur est remplacé par deux lignes secondaires parallèles à la ligne principale où passe le signal.

L'impédance entre la ligne principale et les deux lignes secondaires doit être impérativement de 50 Ohms. Si vous souhaitez réorganiser le tracé du circuit

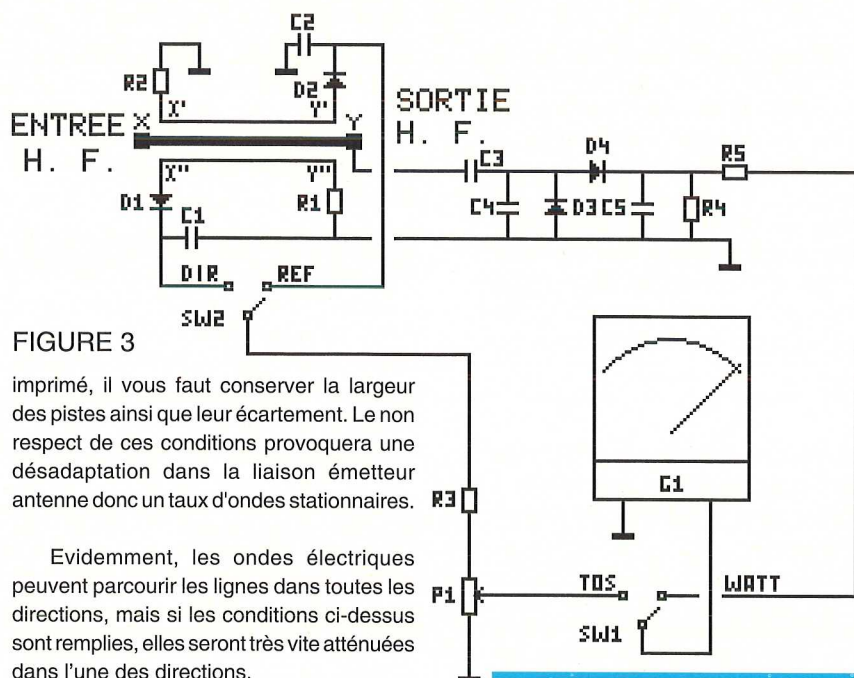


FIGURE 3

imprimé, il vous faut conserver la largeur des pistes ainsi que leur écartement. Le non respect de ces conditions provoquera une désadaptation dans la liaison émetteur antenne donc un taux d'ondes stationnaires.

Evidemment, les ondes électriques peuvent parcourir les lignes dans toutes les directions, mais si les conditions ci-dessus sont remplies, elles seront très vite atténuées dans l'une des directions.

Les deux éléments de ligne x'y' et x''y'' captent les ondes incidentes et réfléchies inductivement puisque ces deux lignes sont parallèles à la ligne principale XY et aussi capacitivement de par leur proximité.

C'est la position respective des groupes R1, C1, D1 et R2, C2, D2 qui sélectionnent les ondes directes ou réfléchies.

Les diodes conduisant dans une seule direction (comme devraient le faire la plupart des diodes...), l'onde directive va développer une tension sur C1, et l'onde réfléchie une tension sur C2. Les deux tensions sont mesurées.

Le choix de mesure entre onde réfléchie ou onde directe se fait par l'intermédiaire d'un second inverseur, SW2.

Les tensions directes et réfléchies sont appliquées successivement à la résistance R3 et P1 qui forment un pont diviseur variable afin de travailler exactement dans la plage des indications SWR (Stationary Wave Rate) du galvanomètre.

Il est à noter que nous avons profité des indications fournies par la sérigraphie du galvanomètre pour étalonner ce tos-mètre watt -mètre à partir d'un émetteur FM délivrant un maximum de 30 watts à pleine puissance.

Il nous a donc été facile de vérifier les indications du T.O.S en le comparant avec le cadran indicateur de l'émetteur.

La réalisation

Celle-ci est confiée à un seul circuit imprimé venant se loger dans un boîtier Diptal.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4W 5%.

R1, R2	47 Ohms	550470
R3	4,7K Ohms	550472
R4	18K Ohms	550183
R5	120K Ohms	550124
P1	10KOhms	534103
		(voir texte)
C1, C2	1nF pas de 5.08	651102
C3	4,7pF céramique	660479
C4	10pF céramique	660100
C5	1.5nF pas de 5.08	651152
D1 à D4	OA95	DOA95
G1	Galvanomètre	330150
SW1, SW2	inverseurs à glissière coudé pour C.I.	203221
	2 fiches PL259 chassis	174552
	4 entretoises L=10mm	185015
	4 vis dia=3mm L=15mm	185035
	4 écrous dia=3mm	185052
	1 coffret Diptal	114771

Dans cette réalisation, il n'y a aucune difficulté dans le montage des composants bien qu'il faille les souder le plus près possible du circuit imprimé.

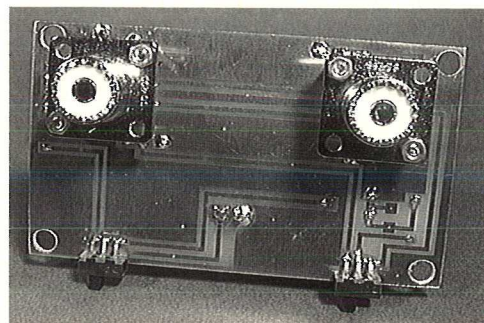
Deux choix vous sont offerts. Si la réalisation vient compléter un émetteur, il faut monter P1 en ajustable horizontal sur le circuit imprimé. Si le montage est utilisé comme appareil de mesure, il faut monter P1 en potentiomètre pour circuit imprimé avec un strap passant sous ce composant, à ne pas oublier.

SW1 et SW2 seront placés côté circuit imprimé afin de faire coïncider la découpe dans le coffret avec le bord du couvercle.

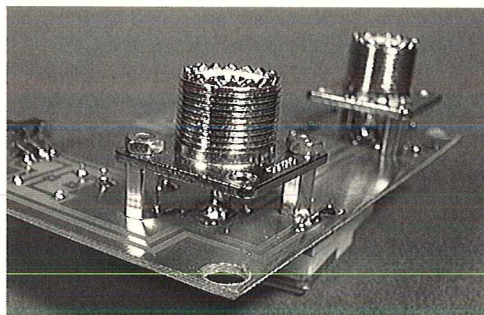
Les deux fiches PL259 châssis seront, elles aussi, insérées côté circuit imprimé. L'espace entre le circuit imprimé et la fiche sera déterminé par la mise en place de deux

entretoises en quinconce entre ces deux éléments. Deux vis de longueur de 15 millimètres viendront maintenir le tout avant de passer à l'étape de la soudure.

La soudure de ces fiches est effectuée en enfonçant la pointe du fer à souder entre la fiche et le circuit imprimé côté composants. Eventuellement, il est possible de pré-étamer la connexion centrale de la fiche pour une meilleure soudure. L'ensemble à bonne température, le fil de soudure pourra venir être appliqué sur la pastille cuivrée et la connexion de la fiche.



Vue d'ensemble de la face cuivrée avec ses deux fiches PL 259 et ses deux inverseurs.



Vue de détail du montage d'une fiche PL259.

Mise en coffret

Ce montage vient donc s'insérer dans un coffret diptal.

L'auteur s'est placé dans la position du bricoleur le moins outillé. Il vous faut au moins une lime plate, un cutter, un morceau de l'adhésif double face, une mini-perceuse.

Avec ce matériel et la marche à suivre, rien de plus simple pour réaliser les découpes nécessaires dans le plastique du coffret.

La première étape, avant de souder les composants sur le circuit imprimé, est le repérage du perçage du passage des deux embases PL259 sur le couvercle du coffret. Pour cela, posez le circuit imprimé sur le couvercle du coffret en superposant correctement les quatre trous extérieurs du circuit imprimé. Avec un forêt de 1mm, "prépercez" le couvercle en pointant votre

mini-perceuse dans le trou de la connexion des PL259. Ensuite, élargissez le diamètre à 16mm, correspondant au diamètre extérieur des fiches.

La seconde étape est la découpe d'encoches sur le couvercle et le fond du coffret pour laisser apparaître les boutons des deux inverseurs à glissière. Le repérage sur le fond du boîtier s'effectue en venant positionner le montage dans le boîtier. Avec la lame du cutter, venez griffer légèrement le plastique afin de repérer l'emplacement de l'encoche. Toujours au cutter, réalisez une encoche d'une profondeur de 8 à 10mm puis ajustez la découpe à la lime.

La troisième étape peut vous sembler la plus délicate et, en fait, elle est toute simple. Cette dernière étape correspond à la découpe de la fenêtre du galvanomètre. Sur le fond du coffret, collez un morceau de ruban adhésif double face à l'endroit où va venir le galvanomètre. Faites apparaître sur la face visible du ruban la colle en enlevant le papier de protection. Sur la fenêtre d'indication du galvanomètre, appliquez avec un feutre à l'eau une couche d'encre de couleur foncée. Par application du galvanomètre contre ce ruban, l'encre va se déposer par contact. La phase finale consistera à percer à chaque coin un trou de diamètre 1mm. Toujours par la méthode du cutter, reliez ces quatre trous en passant de part en part du plastique avec la lame du cutter. Votre évidement est confectionné. Le passage d'un léger coup de lime plate ébavurera la découpe. Votre coffret est maintenant prêt à recevoir l'électronique.

Utilisation

Le tos-mètre wattmètre vient s'intercaler entre l'émetteur et l'antenne en série dans le câble.

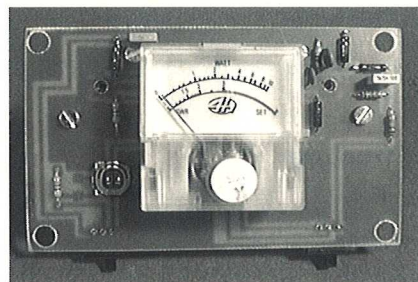
La connexion de l'émetteur au tos mètre se fera par le biais de la fiche PL259 côté gauche lorsque le galvanomètre est face à vous.

La connexion du tos-mètre à l'antenne se fera donc par la fiche côté droit, le galvanomètre toujours face à vous.

Sur la position wattmètre, rien de particulier à signaler si ce n'est toutefois que la charge doit avoir impérativement une valeur de 50 Ohms.

Sur la position T.O.S, il faut basculer SW2 en position onde directe "Dir".

Quelque soit le type d'ajustable retenu pour P1, ajustable horizontal ou potentiomètre de tableau, il vous faut ajuster l'aiguille du galvanomètre par P1 pour obtenir



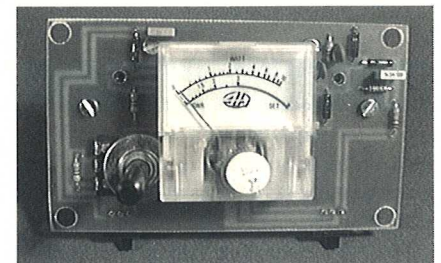
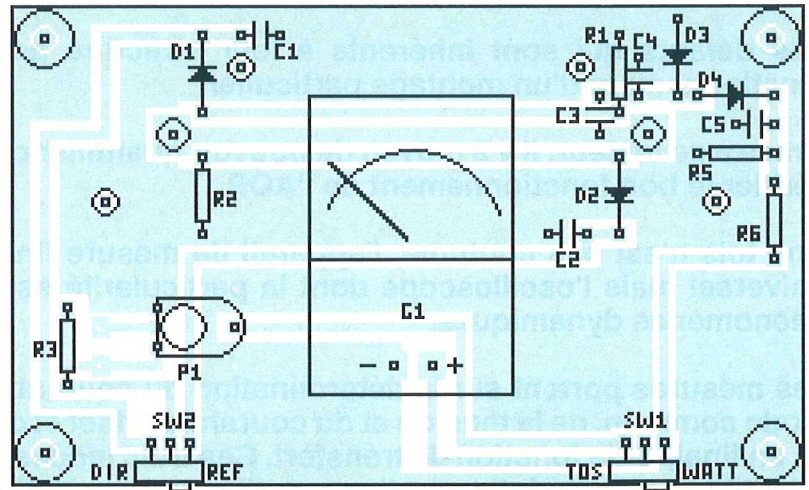
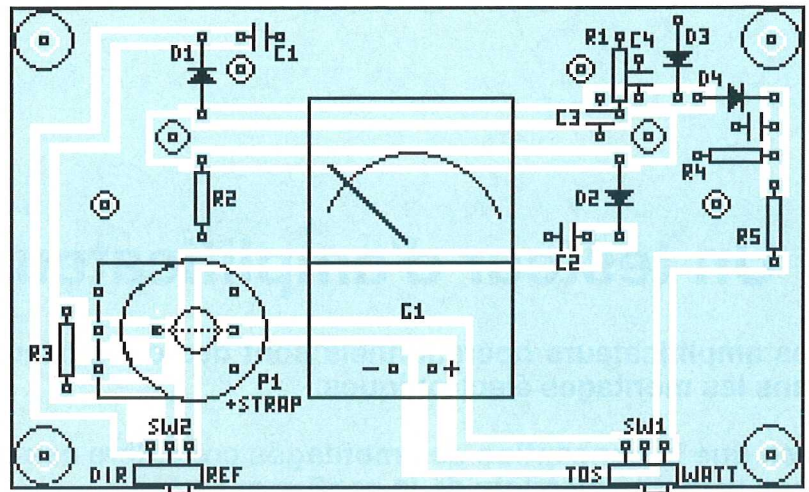
la déviation maximale (10W). Commuter SW2 en onde réfléchie "Ref". La lecture du T.O.S s'effectue directement sur l'échelle notée "SWR".

On retiendra que des T.O.S. "normaux" sont de l'ordre de 1,1 à 1,5 maximum, la valeur idéale étant 1.

En général, il est très rare que les antennes présentent une impédance purement résistive donc la valeur 1 est très rarement obtenue.

Il convient donc, lors de la mise au point d'un ensemble d'émission, de s'arranger pour obtenir un T.O.S voisin de 1. Toute valeur dépassant 1,5 doit inciter l'amateur à améliorer son antenne ou ses liaisons.

Dans le cas d'un T.O.S largement supérieur à 1,5, il faut rapidement arrêter l'émetteur. Si vous persistez, le transistor de puissance R.F risque de se détruire irrémédiablement.



Conclusion

Cette réalisation fort simple peut être utilisée en tant que contrôle sur un émetteur ne délivrant pas plus de 10 Watts. Dans un second temps, le tos-mètre wattmètre permettra l'adaptation d'impédance des différents étages amplificateurs en bande étroite pour obtenir un maximum de puissance sur la fréquence d'émission. A chaque changement de fréquence, ce module sera donc d'un grand intérêt.

Sa troisième utilisation peut résider dans la mise au point d'étages de puissance dans la bande 88 - 108 en connectant ce module en sortie de l'étage amplificateur. La méthode consiste à obtenir un maximum de puissance HF avec un minimum de T.O.S. Un ampèremètre sera inséré dans la ligne d'alimentation. En effet, le maximum de puissance doit être obtenu avec un minimum de consommation.

F. PARTY

Un testeur d'amplificateurs opérationnels

Les amplificateurs opérationnels sont des composants qui sont fréquemment employés dans les montages électroniques.

Bien que la conception des montages considère ces composants comme idéaux, ils sont dans la réalité bien loin de le confirmer.

Ces défauts qui sont inhérents à leur structure peuvent parfois s'avérer néfastes au fonctionnement d'un montage particulier.

Grâce à ce testeur, il y a moyen de pouvoir quantifier ces défauts et, par la même occasion, vérifier le bon fonctionnement de l'AOP.

Une fois n'est pas coutume, l'appareil de mesure final n'est pas le bon vieux contrôleur universel mais l'oscilloscope dont la particularité est de pouvoir mettre en évidence les phénomènes dynamiques.

Les mesures portent sur la détermination du courant de polarisation et de la réjection en mode commun, de la tension et du courant d'offset et de la réjection en mode commun (bis) et, en final, de la fonction de transfert. Ces trois modes de mesures permettent de définir en totalité les caractéristiques d'un amplificateur opérationnel réel.

Présentation

Le testeur décrit dans cet article permet une mesure quantitative de toutes les caractéristiques continues d'un amplificateur opérationnel. Ces mesures s'effectuent rapidement avec un minimum de matériel supplémentaire et sont de bonne précision. La mesure peut s'effectuer sur n'importe quel type d'AOP.

Les paramètres de l'AOP sont testés sur toute la plage du mode commun, avec plusieurs tensions d'alimentation et avec deux charges de sortie différentes.

L'analyse du montage sera séparée en deux parties distinctes: une analyse fonctionnelle, qui présentera le principe de chaque mesure, et une analyse détaillée telle qu'elle a été retenue pour le montage.

Analyse fonctionnelle

Ce testeur fonctionne dans un des trois modes suivants: (1) mesure du courant de polarisation, (2) mesure du courant et de la tension d'offset, (3) mesure de la fonction de transfert. Pour les deux premières mesures, le circuit à tester est utilisé sur l'ensemble de sa plage de mode commun. Pour l'ensemble des trois tests, l'alimentation du circuit à

analyser peut être de $\pm 5V$, $\pm 10V$, $\pm 15V$ et $\pm 20V$.

Structure

Les signaux de base et les tensions continues du testeur sont dérivées de la section alimentation qui comporte des redresseurs positifs et négatifs avec leur filtrage, un régulateur de tension pour le montage, un régulateur de tension pour le circuit à tester et un générateur de fonctions.

Le générateur de fonctions délivre trois types de signaux: un signal carré de $\pm 19V$, un signal impulsionnel positif de rapport cyclique 1% et un signal triangulaire de $\pm 5V$. Le signal carré sert de base pour la génération des deux autres signaux.

Il est obtenu par un AOP monté en multivibrateur astable. Cet amplificateur délivre une sortie d'approximativement $\pm 19V$ à une fréquence de l'ordre de 16Hz. Il est utilisé pour piloter les jonctions de commutateurs FET ainsi que pour la production des deux autres signaux.

Le générateur d'impulsion est obtenu par un multivibrateur monostable commandé par la sortie du générateur carré. Ce multivibrateur est utilisé pour passer en sortie

de sa zone de saturation négative à sa zone de saturation positive lors de la réception sur son entrée du front montant du signal carré. Sa constante de temps a été choisie pour délivrer un rapport cyclique de l'ordre de 1%. La tension de sortie est approximativement de $-19V$ et $+19V$.

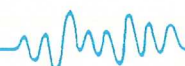
Le signal triangulaire est obtenu par un intégrateur stabilisé en continu piloté par la sortie du signal carré. Il fournit une sortie de $\pm 5V$ en opposition de phase avec le signal carré.

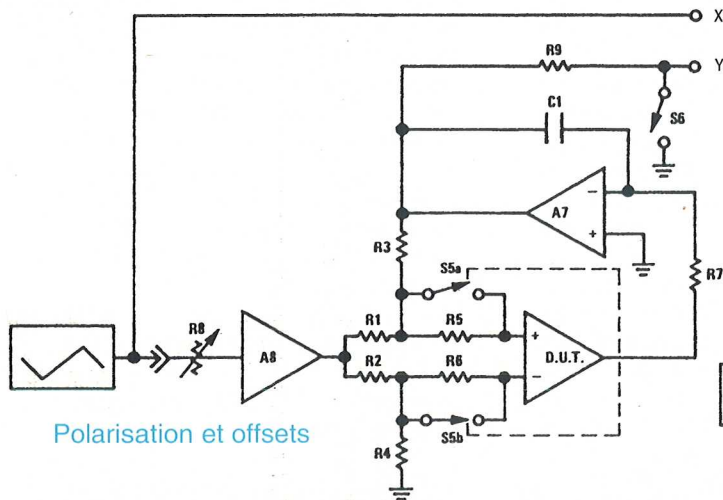
Mesure du courant de polarisation

Rappel: le courant de polarisation correspond au courant qui doit être injecté dans les entrées de l'AOP pour que le circuit différentiel d'entrée fonctionne dans de bonnes conditions.

Le diagramme fonctionnel de la mesure du courant de polarisation est donné sur la page suivante. La sortie du générateur triangulaire pilote l'entrée horizontale X de l'oscilloscope (base de temps) et la sortie du montage pilote l'entrée verticale Y.

Le circuit en test (cascadé avec l'intégrateur A7) est connecté en





Polarisation et offsets

configuration d'amplificateur différentiel par les résistances R1, R2, R3 et R4. Les entrées de cet amplificateur différentiel sont pilotées en mode commun par la sortie du générateur de triangle au travers de l'atténuateur constitué par R8 et l'ampli A8. Les entrées du circuit à tester sont reliées au réseau de contre réaction par les résistances R5 et R6 schuntées par les commutateurs S5a et S5b.

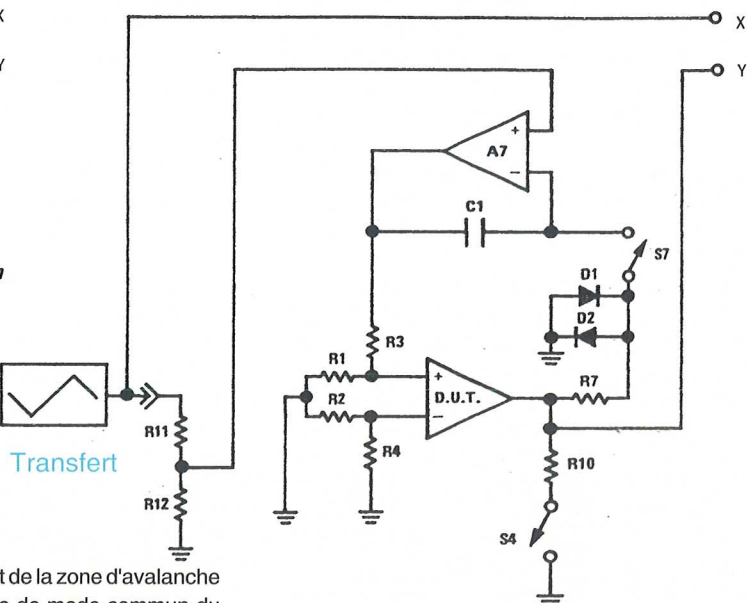
Le réseau de contre réaction fournit un gain en boucle fermé de 1000 et la constante de temps d'intégration sert à réduire le bruit à la sortie du circuit à mesurer ainsi qu'à maintenir sa tension de sortie aussi près que possible de zéro.

La mesure du courant de polarisation est obtenue en permettant au circuit en test de piloter le courant d'entrée sur l'une de ces entrées au travers de la résistance d'entrée correspondante sur les demies rampes positives ou négatives du signal triangulaire. Cela est obtenu en fermant les commutateurs S5a ou S5b sur les demies alternances du signal triangulaire. La tension qui apparaît aux bornes de la résistance d'entrée correspondante est égale au courant d'entrée fois la résistance d'entrée. Cette tension est multipliée par 1000 par le réseau de contre réaction et apparaît sur la sortie de l'intégrateur donc de l'entrée Y de l'oscilloscope. L'écart qui existe entre les deux traces représente les deux courants d'entrée de l'amplificateur en cours d'analyse et est égal au courant total de polarisation de cet amplificateur.

Le courant de polarisation sur l'ensemble de la plage du mode commun peut être analysé en rendant la sortie de A8 égale à la plage de mode commun de l'amplificateur.

La sensibilité verticale est donnée pour 100nA par division. La plage de mode commun est de $\pm 10V$.

L'affichage du courant de polarisation offre l'avantage supplémentaire de mettre



Transfert

en évidence le début de la zone d'avalanche d'entrée sur la plage de mode commun du circuit en test.

Si une ou les deux traces de l'affichage du courant de polarisation présentent une courbure en fin de balayage horizontal, alors cela signifie que le courant de polarisation de l'entrée correspondante du circuit en mesure est fonction de la tension de mode commun. La cause habituelle de cette dépendance est une faible tension d'avalanche de l'étage d'entrée différentiel.

Mesure du courant et de la tension d'offset

Rappel: le courant d'offset représente la différence des courants de polarisation entre les deux entrées. La tension d'offset est la tension différentielle qui doit être appliquée entre les deux entrées de l'AOP pour que la tension en sortie soit réellement nulle. Elle correspond en réalité au déséquilibre qui existe entre les deux branches de l'étage différentiel d'entrée.

La mesure de la tension et du courant d'offset s'effectue de la même manière que pour la mesure du courant de polarisation. La seule différence est que les commutateurs S5a et S5b sont fermés sur la même demi période du signal triangulaire (et non en opposition de phase comme c'était le cas pour le courant de polarisation).

Le fonctionnement synchrone de S5a et S5b oblige l'amplificateur en test de piloter son courant d'entrée au travers de résistances identiques sur les différentes alternances du signal triangulaire. La différence entre les deux tensions aux bornes des deux résistances est proportionnelle à la différence des courants d'entrée de l'amplification et peut être mesurée par l'écart vertical entre les deux traces qui apparaissent sur le scope.

La tension d'offset est mesurée par l'écart qui existe entre la trace correspondant à l'une des entrées et la ligne de référence à 0V. Le commutateur S6 et la résistance R9 servent à générer un indicateur dont le rôle est de délivrer une ligne de référence qui soit indépendante du testeur et de la dérive de l'oscilloscope. Le commutateur S6 est piloté par la sortie du générateur d'impulsion et a un rapport cyclique de l'ordre de 1% par rapport à celui du triangle.

La sensibilité de la tension d'offset est de 1mV par division et celle du courant d'offset est de 100nA par division. La plage de mode commun est de $\pm 10V$.

Mesure de la fonction de transfert

Rappel: la fonction de transfert représente la relation qui existe entre la tension de sortie et la tension différentielle d'entrée.

Le diagramme de la fonction de transfert est donné ci-dessus. La sortie du signal triangulaire et la sortie du circuit en test servent à piloter respectivement les entrées X et Y de l'oscilloscope.

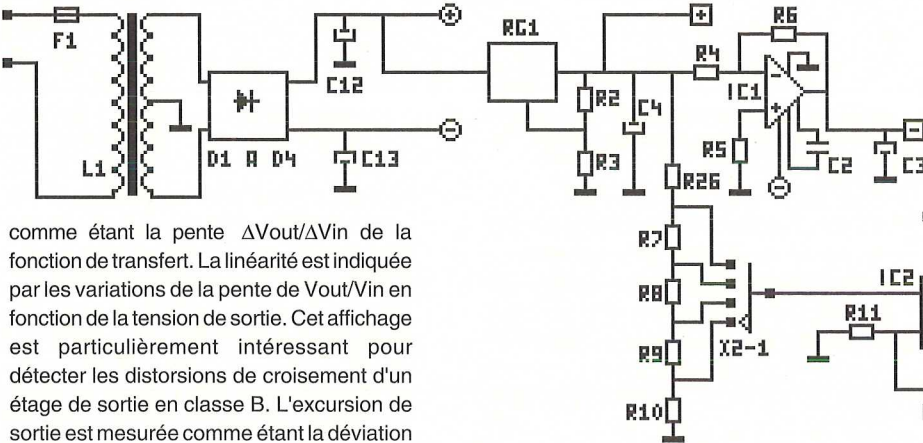
Le circuit à tester est piloté par un signal triangulaire de $\pm 2,5mV$ issu du signal triangulaire de $\pm 5V$ au travers des atténuateurs R11-R12 et R1-R3 et du suiveur de tension A7. La sortie du circuit en mesure est envoyée directement sur l'oscillo.

L'amplificateur A7 réalise une double fonction sur cette mesure. Quand S7 est fermé, lors de la mesure du courant de polarisation, une tension est développée aux bornes de C1 qui est égale à la tension d'offset du circuit multipliée par le gain de la boucle de contre réaction. Quand S7 est ouvert, lors de la mesure de la fonction de transfert, la charge accumulée dans C1



continue à fournir la tension de correction de la tension d'offset. A7 réalise donc la somme de la tension triangulaire de commande avec cette tension de correction et applique le résultat sur l'entrée du circuit à tester au travers de l'atténuateur R1-R3. Cette entrée reçoit donc un signal triangulaire de $\pm 2,5\text{mV}$ centré sur sa tension d'offset.

La fonction de transfert affiché est donc le tracé de V_{out} fonction de V_{in} pour un amplificateur. Cet affichage délivre des informations sur trois paramètres de l'amplificateur: le gain, la linéarité du gain et l'excursion de la sortie. Le gain est affiché



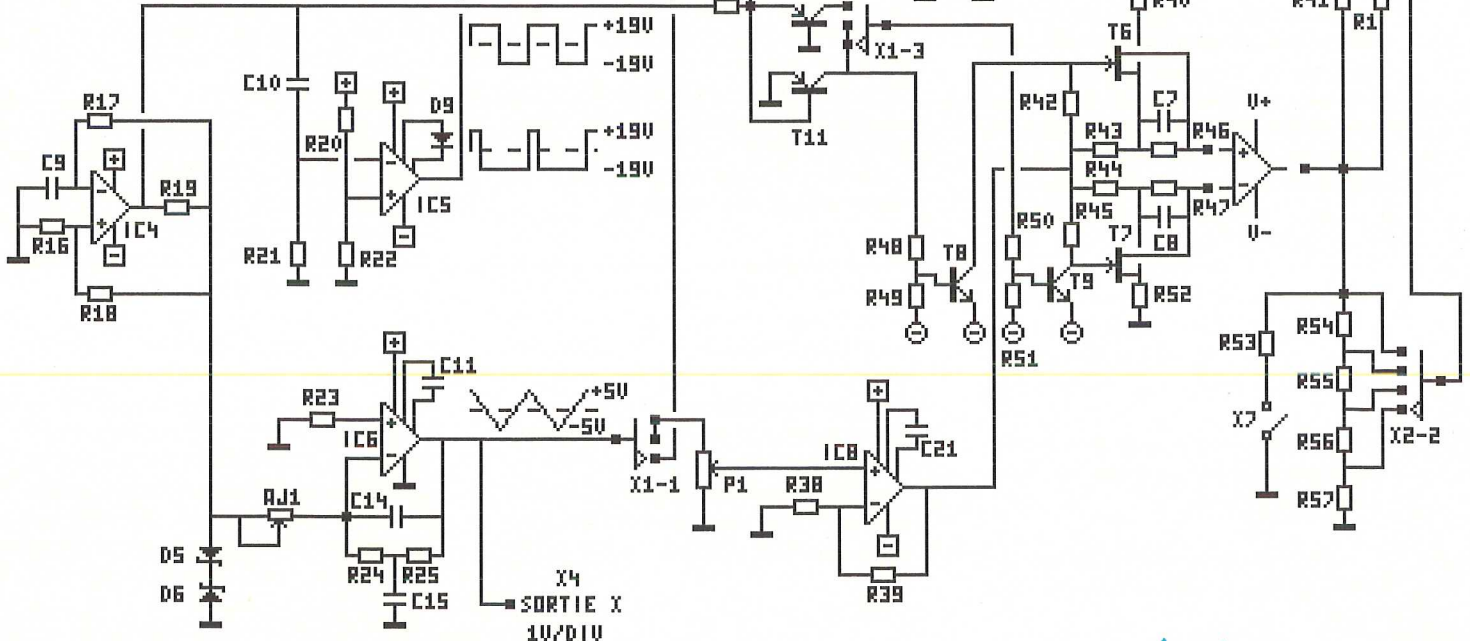
comme étant la pente $\Delta V_{out}/\Delta V_{in}$ de la fonction de transfert. La linéarité est indiquée par les variations de la pente de V_{out}/V_{in} en fonction de la tension de sortie. Cet affichage est particulièrement intéressant pour détecter les distorsions de croisement d'un étage de sortie en classe B. L'excursion de sortie est mesurée comme étant la déviation verticale de la fonction de transfert sur les paliers horizontaux aux extrémités de la courbe.

Le schéma de détail

Les alimentations

Deux sources d'alimentation sont générées sur ce montage. L'une délivre une tension fixe de $\pm 20\text{V}$ alors que l'autre génère la tension variable du circuit à tester.

L'alimentation de départ est une source de $\pm 28\text{V}$ fournie par le transformateur L1,



redressée par D1 à D4 et filtrée par C12 et C13. La tension positive de $+28\text{V}$ est envoyée sur le régulateur RG1 qui, grâce à R2 et R3, fournit une tension fixe continue de $+20\text{V}$. L'amplificateur IC1 alimenté par la tension négative de -28V travaille en inverseur de gain unité pour générer la tension continue de -20V en partant du $+20\text{V}$.

La tension de $+20\text{V}$ est envoyée au travers d'un diviseur résistif constitué par R26, R7, R8, R9 et R10 pour produire quatre tensions de $+2,5\text{V}$, $+5\text{V}$, $+7,5\text{V}$ et $+10\text{V}$. L'amplificateur IC2 alimenté par l'alimentation de $+28\text{V}$ et monté en

amplificateur positif de gain 2 va générer la tension d'alimentation positive du circuit à tester. La tension source est sélectionnée sur le diviseur par le commutateur X2-1. L'amplificateur IC3 alimenté par la tension de -28V travaille en inverseur et va générer la tension négative du circuit à tester. Les sorties complémentaires de IC2 et IC3 vont donc fournir les tensions continues de la partie mesure.

Les circuits IC2 et IC3 doivent pouvoir travailler par rapport à la masse et fournir une protection en limitation de courant pour le circuit en test.

Le générateur de fonctions

Le générateur de fonctions doit fournir trois types de signaux: un signal carré de $\pm 19\text{V}$, un signal impulsionnel de $\pm 19\text{V}$ et de rapport cyclique 1% et un signal triangulaire

de $\pm 5V$. Le signal carré est le signal de base qui servira à produire les deux autres. L'impulsion est référencée par rapport au front montant du signal carré et le signal triangulaire doit être en opposition de phase.

L'amplificateur IC4 est monté en multivibrateur astable générant un signal carré entre les zones de saturation positive et négative de la sortie de l'amplificateur. Cette amplitude est approximativement de $\pm 19V$. La fréquence du signal carré est définie par le rapport de R18 et R16 et par la constante de temps R17 C9. La fréquence de fonctionnement est stabilisée contre la température et les effets de la régulation d'alimentation en régulant le signal de contre réaction avec le diviseur R19, D5 et D6.

L'amplificateur IC5 est monté en multivibrateur monostable enclenché par le front montant de IC4. La largeur de l'impulsion de IC5 est déterminée par le rapport de R20 et R22 et par la constante de temps R21 C10. L'impulsion de sortie de IC5 a approximativement un rapport cyclique de 1% et évolue entre -19 et +19V.

L'amplificateur IC6 est un intégrateur stabilisé en continu à partir de l'amplitude régulée de la sortie de IC4. Sa sortie est un signal triangulaire de $\pm 5V$ d'amplitude. L'amplitude de la sortie est définie par l'amplitude du signal carré développé aux bornes des diodes D5 et D6 et la constante de temps AJ1 C14. La stabilisation en continu est obtenue par le réseau de contre réaction R24, R25 et C15. L'atténuation dynamique introduite par ce réseau est suffisamment faible pour ne pas dégrader le rôle de l'intégrateur face au signal carré.

Les fréquences de fonctionnement de ce générateur de fonction peuvent être modifiées en ajustant les constantes de temps associées aux amplificateurs IC4, IC5 et IC6.

Le circuit de mesure

Le circuit de mesure reçoit les sorties fournies par l'alimentation et le générateur de fonction et fournit les sorties horizontales et verticales d'un oscilloscope XY, qui est utilisé pour visualiser les mesures.

Les éléments primaires de ce circuit de mesure sont le buffer de contre réaction et l'intégrateur constitués par l'amplificateur IC7 et son réseau de contre réaction C16, R31, R32 et C17, et le réseau d'amplificateur différentiel incluant le circuit en test avec le réseau de contre réaction R40, R43, R44 et R52. Le reste du testeur représente la mise en condition du circuit à tester et le calibrage de l'oscilloscope sur lequel les résultats seront visualisés.

L'amplificateur IC8 délivre une source d'amplitude variable du signal de mode commun pour exciter le circuit en mesure sur toute sa plage de mode commun. Cet amplificateur est configuré comme un amplificateur non inverseur de gain 3,6. Il reçoit sur son entrée le signal issu du générateur de triangle. Le potentiomètre permet d'ajuster la sortie de cet ampli entre $\pm 0V$ et $\pm 18V$ avec le signal triangulaire. La sortie pilote les résistances du différentiel R43 et R44.

Les résistances R46 et R47 sont les résistances de mesure qui captent le courant d'entrée du circuit en test. Ces résistances sont commutées dans les séquences propres à chaque type de mesure par les transistors T6 et T7. Ces transistors sont pilotés à partir du signal carré du générateur de fonction par la paire PNP T10 et T11 et la paire NPN T8 et T9. Les commutateurs X1-2 et X1-3 sélectionnent les séquences de commutation pour T8 et T9 et de là celles de T6 et T7. Lors de la mesure du courant de polarisation, les pilotes des FET, T8 et T9, sont activés en opposition de phase par T10 et T11. Cela ouvre les FET T6 et T7 en alternance pour chaque demie période du signal carré issu du générateur. Lors de la mesure de la tension et du courant d'offset, les pilotes de FET travaillent en phase avec la sortie de T11. Lors de la mesure de la fonction de transfert, les transistors T6 et T7 sont commutés en permanence par le blocage de T11. Les résistances R42 et R45 maintiennent les grilles des FETs à zéro volt sur la source de tension pour obtenir une conductance maximum lors de leur cycle actif. Comme les sources de ces commutateurs sont à la tension d'entrée du mode commun du circuit en test, ces résistances sont reliées à la sortie de l'amplificateur qui pilote ce mode commun à savoir IC8.

L'entrée de l'intégrateur-suiveur IC7 est sélectionnée par les commutateurs FET T4 et T5. Lors de la mesure du courant de polarisation, IC7 est connecté comme un intégrateur et reçoit son entrée de la sortie du circuit à analyser. La sortie de IC7 pilote la résistance de contre réaction R40. Dans cette configuration, l'intégrateur maintient la sortie du circuit en test à un niveau proche de la masse et sert à amplifier la tension correspondant au courant de polarisation, au courant et à la tension d'offset par 1000 avant de la présenter au système de mesure. Les commutateurs FET T4 et T5 sont rendus passants par le commutateur X1-2.

Les commutateurs T4 et T5 sont bloqués lors de la mesure de la fonction de transfert. Cela déconnecte IC7 de la sortie du circuit en test et le transforme d'un circuit intégrateur en un circuit amplificateur non inverseur de

gain unité piloté par le signal triangulaire issu du générateur de fonction au travers de l'atténuateur R33-R34 et le commutateur X1-1. Dans cette configuration, IC7 joue deux rôles. Tout d'abord, celui de fournir la correction de tension d'offset sur l'entrée du circuit à tester et ensuite de piloter cette même entrée avec un signal triangulaire de $\pm 2,5mV$ centré sur cette tension d'offset. Durant cette mesure, l'amplificateur de mode commun est dévalidé par X1-1 et l'entrée verticale de l'oscilloscope est transférée de la sortie de l'intégrateur sur la sortie du circuit en test par X1-4. X2-1 sélectionne la tension d'alimentation entre ± 5 , $\pm 10V$, $\pm 15V$ et $\pm 20V$. X2-2 change la sensibilité verticale pour maintenir une déviation optimum pour la tension d'alimentation utilisée. X7 est un contact fugitif qui permet de passer la charge de sortie de $10k\Omega$ à $2k\Omega$ pour le circuit en test.

Un délai doit être fourni lors du passage de la mesure sur les entrées à la mesure de la fonction de transfert. La raison de cette attente est de dévalider la fonction intégrateur d'IC7 avant de lui appliquer le signal triangulaire. Si cela n'est pas fait, la tension de correction d'offset mémorisée dans C16 sera perdue. Ce délai entre l'ouverture du commutateur T4 et la commutation de T5 est fourni par le filtre RC R35 C19.

La résistance R41 et les diodes D7 et D8 sont là pour contrôler l'intégrateur en l'absence de circuit à tester. R41 génère une source de contre réaction continue en l'absence de circuit et replace l'intégrateur à zéro. Les diodes D7 et D8 calent l'entrée de l'intégrateur à approximativement $\pm 0,7V$ quand un circuit défectueux est inséré.

Le commutateur à FET T1 et la résistance R28 délivrent une référence de masse au début de la trace de la tension d'offset. Cette trace délivre donc une référence de masse qui est indépendante de l'instrument ou du calibrage de l'oscilloscope. La grille de T1 est pilotée par la sortie du multivibrateur monostable IC5 et court-circuite le signal vertical de l'oscilloscope à la masse pendant la durée où la sortie d'IC5 est positive.

Le commutateur X6, R27 et R28 produisent une augmentation d'échelle x5 lors de la mesure des paramètres d'entrée pour permettre l'étude des amplificateurs qui ont un fort courant de polarisation, un fort courant ou une forte tension d'offset.

Réalisation

L'ensemble de ce montage fait appel à la réalisation de 9 circuits imprimés: un qui comportera l'ensemble de l'électronique, un



Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4W
5% sauf indications contraires.

Testeur

R1	10kΩ	550103
R2	100Ω	550101
R3	1,5kΩ	550152
R4	20kΩ 1%	554203
R5	10kΩ	550103
R6	20kΩ 1%	554203
R7àR10	2,43kΩ 1%	554242
R11àR12	20kΩ 1%	554203
R13	10kΩ	550103
R14àR15	20kΩ 1%	554203
R16	1MΩ 1%	554105
R17àR18	100kΩ 1%	554104
R19	18kΩ	550183
R20	5,1MΩ	550515
R21àR22	10kΩ	550103
R23	150kΩ	550154
R24àR25	100kΩ	550104
R26	10kΩ 1%	554103
R27	5,1kΩ 1%	554512
R28	20kΩ 1%	554203
R29àR30	180kΩ	550184
R31	3kΩ 1%	554302
R32	30kΩ 1%	554303
R33àR34	100kΩ 1%	554104
R35àR36	2,2MΩ	550225
R37	30kΩ 1%	554303
R38	3,3kΩ 1%	554332
R39	8,2kΩ 1%	554822
R40	51kΩ 1%	554513
R41àR42	1MΩ	550105
R43àR44	51Ω 1%	554510
R45	1MΩ	550105

R46àR47	10kΩ 1%	554103
R48	100kΩ	550104
R49	33kΩ	550333
R50	100kΩ	550104
R51	33kΩ	550333
R52	51kΩ 1%	554513
R53	2,2kΩ	550222
R54	24,3kΩ 1%	554243
R55	15kΩ 1%	554153
R56	10kΩ 1%	554103
R57	30kΩ 1%	554303

AJ1	500kΩ 67WR	526504
P1	10KA EP20C	534103

C1	68pF céramique	660680
C2	39pF céramique	660390
C3àC4	1uF 63V radial	625105
C5àC6	39pF céramique	660390
C7àC8	1nF polyes. 5,08	651102
C9	100nF polyes. 5,08	651104
C10	10nF polyes. 5,08	651103
C11	39pF céramique	660390
C12àC13	470uF 63V radial	625477
C14	100nF polyes. 5,08	651104
C15	4,7uF tantale	673475
C16	10nF polyes. 5,08	651103
C17	1nF polyes. 5,08	651102
C18	10pF céramique	660100
C19àC20	100nF polyes. 5,08	651104
C21	39pF céramique	660390

D1àD4	1N4004	DN4004
D5àD6	Zener 6,2V	Z6V21
D7àD9	1N4148	DN4148

T1àT7	2N3819*	N3819
-------	---------	-------

T8àT9	BC547B	BC547B
T10àT11	BC557B	BC557B

IC1àIC8	LM301	SF301A
---------	-------	--------

X1	Com. 4C3P CI	295503
X2	Com. 3C4P CI	295404
X4àX5	BNC chassis	174503
X6àX7	Pousse Contact	204160
X8	6 con. fem. lar. droit	161450

Carte alimentation

X3	bornier 3 plots	280033
X9	bornier 2 plots	280032
X10	Porte fusible CI	165120

L1	2x24V 1,8VA moulé	891224
----	-------------------	--------

F1	Fusible 500mA	195501
----	---------------	--------

Supports Test (pour les 7 plaquettes)

3	sup CI 8 broches	161108
4	sup CI 14 broches	161114
14	100nF céramiques	660104
X8	42 con. male coudé	906221

* Les transistors T2 et T3 devront avoir des caractéristiques identiques. Les transistors T6 et T7 devront avoir des caractéristiques identiques et un RDSon le plus faible possible

qui supportera le transformateur d'alimentation avec son fusible et sept qui constitueront les supports d'AOP pour pouvoir tester toutes les cellules d'AOPs simples, doubles ou quadruples en boîtier DIL.

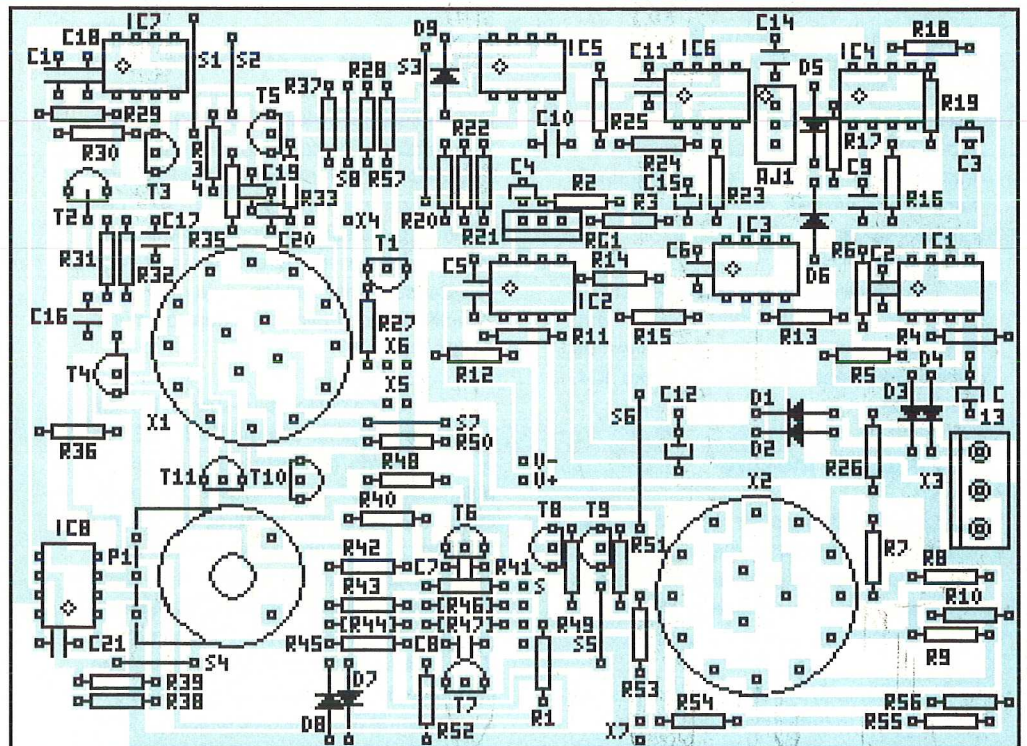
L'implantation du circuit imprimé principal est donnée ci-contre. L'ensemble de cette platine ne présente pas de difficulté particulière mais certains points devront être respectés.

Tout d'abord ne pas oublier de monter les huit straps qui accompagnent les composants.

Ensuite, bien respecter le sens des diodes, des transistors, des circuits intégrés et des condensateurs électrochimiques ou tantales.

Il faudra faire attention avec les transistors. Tous sont en boîtier TO92. Mais certains sont des NPN, d'autres des PNP et pour finir, les derniers des FET. Leurs principes de fonctionnement sont totalement incompatibles et ils ne peuvent donc pas être inversés.

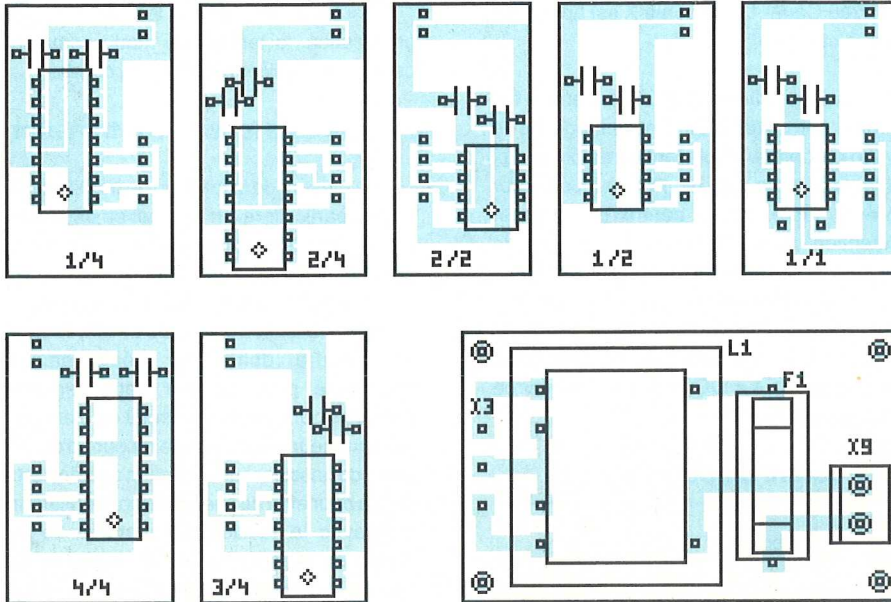
Un soin tout particulier devra être apporté pour le montage de R31-R32, C16-C17 et T2-T4. La tension d'offset est mémorisée dans le condensateur C16. Si pour une raison ou une autre, ce



condensateur venait à se décharger, la fonction de transfert ne pourrait plus être exploitée. A titre d'exemple, une plaque mal dégraissée peut présenter une impédance de fuite de 200 MΩ. Même si cette valeur peut sembler élevée, elle est suffisante pour décharger le condensateur en deux secondes. Il en résulte une mesure qui est complètement décalée et la courbe obtenue

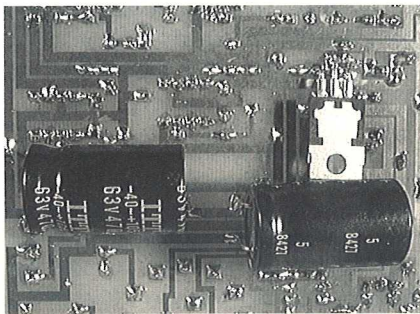
sur l'oscilloscope est alors une droite qui correspond à l'un des deux paliers de saturation de l'AOP en test.

Dans la liste des composants, une remarque particulière porte sur les transistors T2 et T3 ainsi que sur T6 et T7. Si l'appariage est une tâche fastidieuse quand on ne possède pas de testeurs de FETs, le fait de



choisir des transistors de la même série (même constructeur et même date de fabrication) réduit souvent les écarts de tolérances.

Le montage a été conçu pour pouvoir être monté dans un coffret H2 (114400). Les deux rotacteurs sont utilisés pour maintenir la plaque en position dans le couvercle. Il en résulte donc un espace qui est des plus réduits. Certains composants ayant un encombrement supérieur à l'espace restant, il seront montés coté cuivre. Il s'agit des condensateurs C12 et C13 ainsi que du régulateur RG1. La photo ci-dessous illustre cette disposition.

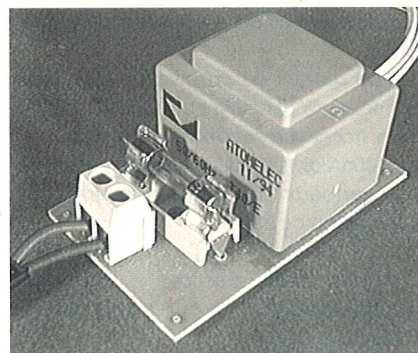


Il faudra veiller à ne pas se tromper sur le sens d'implantation, en particulier pour les deux condensateurs. Si cela se produisait, ils ne manqueraient pas de vous le faire savoir très rapidement de manière auditive et olfactive.

Les boutons poussoirs X5 et X6 seront raccordés au circuit imprimé par du fil de câblage ordinaire.

Les fiches BNC châssis X4 et X5 seront raccordées par du fil blindé.

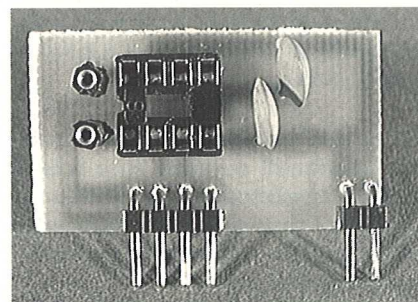
La platine alimentation dont l'implantation est donnée ci-dessus ne présente aucune difficulté particulière. Le



bornier 3 plots X3 sera de préférence monté sur ce circuit pour des facilités de mise en place des fils d'alimentation.

Cette platine pourra être fixée sur le fond du coffret grâce à des pieds autocollants (186006).

Les sept autres circuits sont les platines qui serviront de support aux différentes cellules d'AOP à tester. La platine 1/1 est conçue pour tester les simples AOP comme le uA741, le TL081, le LM301, etc... Les platines 1/2 et 2/2 sont prévues pour tester les doubles AOPs comme le TL082. Les platines 1/4, 2/4, 3/4 et 4/4 sont elles dédiées au test des quadruples AOP comme le LM324 ou le TL084. A noter que les cellules non utilisées sont câblées en suiveur avec l'entrée libre reliée à la masse afin de ne pas perturber la mesure. Deux condensateurs de découplage permettent de filtrer



parfaitement l'alimentation au niveau de la platine.

La platine 1/1 est un peu particulière. Elle possède un support supplémentaire de deux broches qui sert à recevoir le condensateur de compensation obligatoire sur certains AOP.

Ces platines sont prévues pour tester les AOP en boîtier DIL 8 ou 14 broches les plus classiques. Mais il peut vous arriver d'avoir à tester d'autres types de brochages comme le uA741 en boîtier 14 broches, le uA747 ou des boîtiers de type TO99. Pour y parvenir, voici le brochage du connecteur de test:

- V-
- V+
- Sortie
- E+
- E-
- Masse

La réalisation de la platine support est alors à votre charge, la plus grande rareté de ces types de boîtiers ayant écarté la conception de ces platines.

En raison des très faibles tensions manipulées, les liaisons avec les entrées seront les plus courtes possibles.

Calibrage

La platine principale a été conçue pour avoir un minimum de réglages à effectuer.

Cependant avant d'utiliser l'appareil, un certain nombre de points devront être vérifiés.

Tout d'abord les alimentations.

L'alimentation primaire de $\pm 28V$ peut ne pas être exacte. L'impédance interne du transformateur moulé est suffisamment élevée pour que les 25mA de consommation du montage fasse chuter quelque peu la tension positive. Une tension de l'ordre de +25V sera plus courante. Cet écart par rapport à la théorie n'est cependant pas préjudiciable pour le fonctionnement du montage.

La tension de $\pm 20V$ d'alimentation de la platine peut être fonction de la tolérance de la tension de référence interne de RG1, ainsi que de celle de R2 et R3. Les puristes peuvent éventuellement l'affiner en rendant ajustable R2 ou R3 cela pour la tension positive. Pour la tension négative, c'est R4 et R6 qui peuvent être mis en accusation. Mais il ne faut pas oublier qu'une tolérance de 1% nous donne une plage évoluant entre 19,8 et 20,2V.

Pour l'alimentation du circuit à tester, une certaine erreur a été introduite dans le réseau diviseur. Les résistances R7 à R10 sont de 2,43KΩ alors que la valeur exacte à appliquer aurait dû être 2,5KΩ. Il en résulte un très léger écart qui peut être annulé en rendant R26 ajustable pour la tension positive ($R26 = 4 \times 2,43 = 9,72k\Omega$). R11 et R12 interviennent également dans cette précision. Pour la tension négative, c'est R14 et R15 qui entrent en ligne de compte.

La précision peut être au rendez-vous en rendant ajustable un élément de chaque chaîne d'élaboration de toutes les tensions. Sur le prototype, la précision obtenue (sans essayer particulièrement de la trouver) était dans tous les cas supérieure à 1,5% en prenant des composants fixes. Comme l'appareil de mesure est un oscilloscope, il faut savoir que sa précision d'estimation de mesure (à cause de la taille du faisceau et du réticule) est de l'ordre de 3%. L'affinage de toutes ces tensions ne sera pas perceptible en final.

Si toutes les tensions d'alimentations se trouvent dans la plage correcte de tolérance, on peut passer à l'étape suivante.

Il faut alors vérifier la présence du signal carré en sortie d'IC4, du signal impulsionnel en sortie d'IC5 et du signal triangulaire en sortie d'IC6.

Avec ce signal triangulaire apparaît le seul réglage qui devra être réellement effectué par AJ1. L'amplitude crête crête de ce triangle devra être de $\pm 5V$. Si ce réglage peut être effectué tout d'abord en s'aidant de l'oscilloscope en visualisant la courbe, un réglage plus précis pourra être obtenu d'une autre manière. Ce signal triangulaire est utilisé pour effectuer le balayage X des courbes de mesure. Le réglage est idéal quand les traces des caractéristiques de l'AOP occupent les dix carreaux du balayage horizontal de l'écran cathodique (sensibilité d'entrée du canal X à 1V/division).

Le reste du montage ne nécessite aucun réglage. Les composants ont été calculés pour que les niveaux de sortie restent dans la plage de tolérance de l'instrument de mesure. Les remarques qui ont été effectuées sur la partie alimentation peuvent être là aussi appliquées.

Quand tous ces points sont terminés, nous pouvons passer à la phase utilisation.

Utilisation

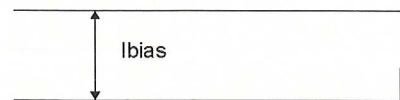
L'utilisation de ce testeur ne présente aucune difficulté particulière.

L'oscilloscope devra être utilisé en balayage XY. La sortie Y est appliquée sur

l'entrée Canal 1 et la sortie X est appliquée sur le canal 2.

La sensibilité de chacun des canaux est réglée sur 1V/division. Le centrage de la trace est obtenu en plaçant les deux canaux à la masse. Le spot devra être ajusté pour arriver juste sur le centre du réticule. Attention, cette phase de réglage doit être la plus rapide possible et l'intensité du faisceau devra être réduite afin de ne pas venir brûler la couche sensible du tube. Quand cela est effectué les commutateurs d'entrée peuvent être replacés sur DC et la courbe désirée doit apparaître.

Le courant de polarisation

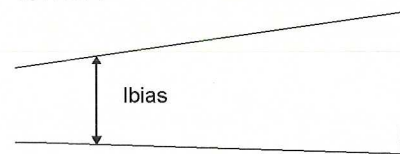


L'allure de la courbe obtenue doit ressembler à ce qui est dessiné ci-dessus.

Le courant de polarisation (I_{bias}) est donné par l'écartement qui existe entre les deux traces. La sensibilité du montage est de 100nA/division. Ainsi un écartement de 2,5 carreaux donnera un courant de polarisation de 250nA.

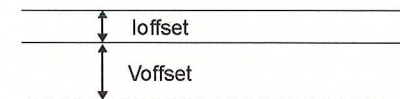
Dans cette mesure, le marqueur d'origine (visible sur la droite de la courbe) n'est pas utilisé.

La tension de mode commun peut venir déformer ce beau parallélisme et mettre en évidence son rôle sur chacune des entrées de l'AOP.



La courbe ci-dessus illustre son action.

Le courant et la tension d'offset



La mesure du courant et de la tension d'offset est illustrée ci-dessus.

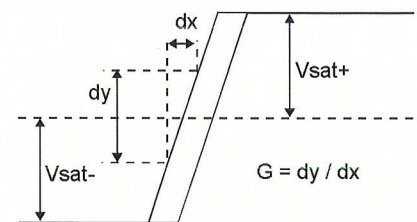
Comme précédemment, la valeur du courant d'offset (I_{offset}) est donnée par l'écartement qui existe entre les deux traces. La sensibilité de la mesure est là aussi de 100nA/division.

La tension d'offset (V_{offset}) est donnée par l'écartement qui existe entre la ligne d'origine (symbolisée par le marqueur de référence à droite de la courbe) et l'une des deux traces. La sensibilité de la mesure est de 1mV/division.

Tout comme pour le courant de polarisation, la tension de mode commun peut venir modifier l'allure de la courbe.

Mesure de la fonction de transfert

La mesure de la fonction de transfert est un peu particulière car elle met en oeuvre le gain en boucle ouverte de l'AOP. Comme ce gain est très grand ($>100\ 000$), la tension d'entrée est très faible et souvent négligeable devant la tension d'offset. De ce fait, l'étage de mesure doit être préalablement compensé pour annuler cette tension d'offset. Pour y parvenir, il suffit de placer le commutateur en position de mesure d'offset avant de basculer sur la fonction de transfert. Cela a pour effet de charger le condensateur C16 avec la tension adéquate et de la mémoriser pendant toute la durée de la mesure. La courbe obtenue a alors l'allure suivante.



Cette courbe permet de mesurer les tensions de saturation de sortie de l'AOP (V_{sat+} et V_{sat-}), son gain en boucle ouverte (G) ainsi que sa linéarité.

Le gain est calculé en mesurant la pente de la courbe.

La sensibilité horizontale de la trace est de 0,5mV/division (ce qui correspond au signal de $\pm 2,5mV$ appliqué en entrée de la mesure).

La sensibilité verticale est fonction de la tension d'alimentation appliquée sur l'AOP (cela pour toujours avoir une excursion maximum pour la trace sur l'écran). Elle est de 5V/division pour $V_s = \pm 20V$ ou $\pm 15V$. Elle passe à 2V/division pour $V_s = \pm 10V$ et finit à 1V/division pour $V_s = \pm 5V$.

Il y a moyen ainsi de déterminer tous les paramètres statiques d'un AOP en fonction de sa tension d'alimentation, les données des constructeurs se limitant trop souvent à une donnée typique pour une tension d'alimentation de $\pm 15V$.

De la théorie à la pratique

Il est intéressant de concrétiser toutes ces courbes avec un exemple précis.

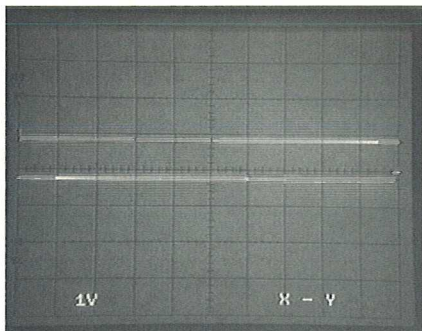
Pour mettre en pratique toutes ces explications, nous avons pris au hasard un



AOP dans une boîte et nous l'avons passé au crible. Le hasard a fait qu'il s'agissait d'un uA741 qui, en son temps, a fait la gloire des montages à AOP et qui aujourd'hui est un peu dépassé du point de vue caractéristiques.

Il a été testé pour les différentes tensions d'alimentation disponibles et nous avons comparé avec les données du constructeur.

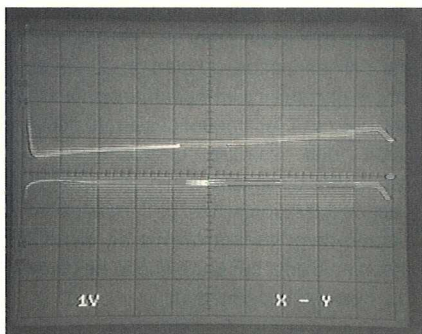
Le courant de polarisation



La courbe ci-dessus a été faite pour une tension d'alimentation de $\pm 20V$ (chut, il ne faut pas le dire, le constructeur dit que l'alimentation maximum est de $\pm 18V$) avec une tension de mode commun de $0V$.

La mesure nous donne 1,2 divisions entre les deux traits (elle est de 1,1 divisions pour une tension d'alimentation de $\pm 15V$, de 1 division pour une alimentation de $\pm 10V$ et de 0,8 division pour une alimentation de $\pm 5V$). La sensibilité de l'oscilloscope étant de 1V par division et celle du montage de 100nA par volt, cela nous donne donc respectivement un courant de polarisation de 120nA, de 110nA, de 100 nA et de 80nA.

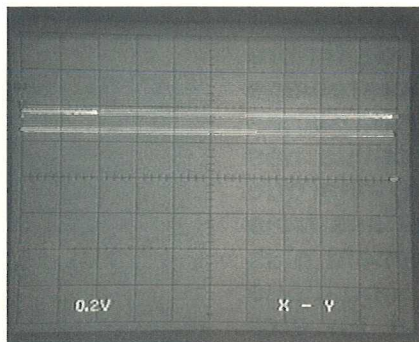
Rien à redire puisque la valeur typique à $\pm 15V$ est de 80nA et que la valeur maxi est de 500nA.



La seconde courbe a été effectuée avec une tension de mode commun évoluant entre $-18V$ et $+18V$ ce qui donne une sensibilité de 3,6V/division horizontale. Il y a donc moyen de connaître la valeur du courant de polarisation pour toutes les valeurs de tension de mode commun. Cette courbe illustre parfaitement l'absence de linéarité de cette fonction puisqu'elle varie entre 0,6 et 1,6 divisions ce qui donne un courant de

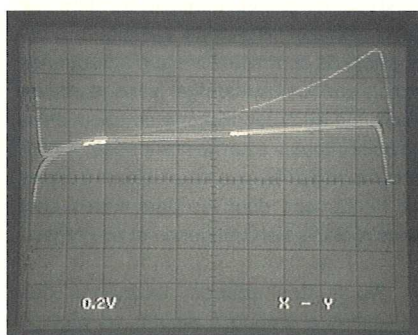
60 à 160nA. Il est intéressant de noter que pour une tension de mode commun de $0V$ (Centre de la courbe) nous retrouvons bien les 1,2 divisions de la première courbe. Cette courbe met également en évidence les points d'avalanches. C'est à dire les valeurs des tensions d'entrées maximales. Elles se situent à 4,6 carreaux de part et d'autre de l'origine ce qui nous donne une tension d'entrée maximale de $\pm 16,5V$ (4,6 x 3,6). Le constructeur la donne pour 15V dans les mêmes conditions.

Les offsets



Pour pouvoir bénéficier d'une plus grande précision, le calibre d'entrée de l'oscilloscope a été placé sur 0,2V/division.

Le courant d'offset est de 0,6 division et la tension d'offset est de 1,4 divisions. Comme la sensibilité du montage est de 100nA/V pour le courant et 1mV/V pour la tension, cela nous donne un courant d'offset de 12nA et une tension d'offset de 0,28mV. Si le courant d'offset n'évolue pas de manière perceptible avec la tension d'alimentation, il n'en va pas de même pour la tension d'offset. Elle passe à 0,32mV pour $\pm 15V$, à 0,4mV pour $\pm 10V$ et 0,52mV pour $\pm 5V$. La valeur typique annoncée est de 2mV et la maximum de 6mV. Rien à redire là non plus.

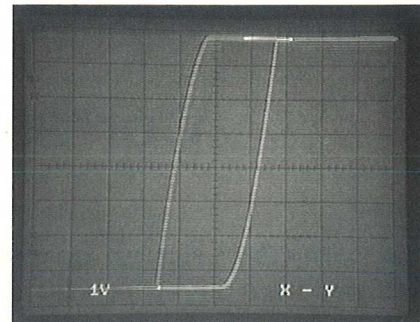


L'ajout de la tension de mode commun vient quelque peu bousculer les choses.

Le courant d'offset est fonction de la tension de mode commun. Il est quasiment nul quand celle-ci est négative. Il croît rapidement quand elle est positive et passe par un maximum de 44nA juste avant d'atteindre la zone d'avalanche. Que peut on dire quand la valeur typique donnée est de 20 nA et la maximum de 200nA?

Par contre la tension d'offset est beaucoup plus stable puisqu'elle passe de 0,20mV à 0,36mV ce qui lui procure un comportement linéaire en fonction de la tension de mode commun.

La fonction de transfert



La fonction de transfert est conforme à ce qui était attendu.

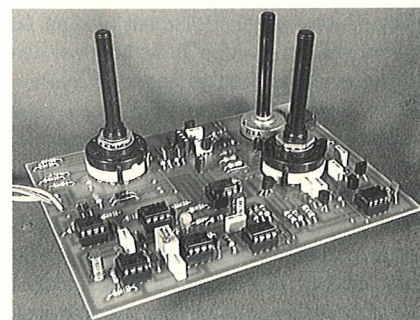
La tension de saturation négative est de 3,5 divisions ce qui donne une tension de 17,5V. La tension de saturation positive est de 3,8 divisions ce qui donne une tension de 19V. Cet écart peut s'expliquer par la présence d'une résistance de 50 ohms dans la branche négative de sortie de l'AOP alors qu'elle n'est que de 25 ohms dans la branche positive.

La pente est dans l'ensemble d'une bonne linéarité. La déviation horizontale est de 1,4 divisions ce qui donne une tension d'entrée de 0,7mV. La déviation verticale est de 7,3 divisions ce qui donne une plage de 36,5V. Le gain est donc de 36500/0,7 c'est à dire 52000 ou en décibel 94,3dB. La fréquence d'entrée étant proche de 10Hz, la courbe de réponse en fréquence nous donne un gain en boucle ouverte de l'ordre de 95 dB. L'AOP testé répond donc en tous points aux données du constructeur.

Conclusion

Grâce à cet instrument de mesure, il devient facile de déterminer les caractéristiques exactes de chaque AOP. Il y a alors moyen de faire un échantillonnage quand des caractéristiques précises sont nécessaires.

E. DERET

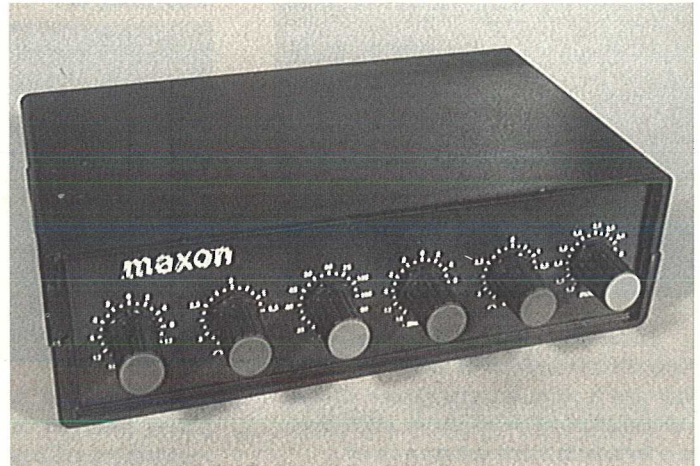




Le "MAXON"

Correcteur paramétrique mono

Le "MAXON" est un correcteur de timbre qui propose davantage qu'un simple réglage de niveau. On peut en effet régler les plages de fréquences traitées, la sélectivité des fréquences (ou largeur de bande) ainsi que le gain. Avec ses deux filtres et ses trois paramètres par bande, un traitement plus pointu est alors réalisable. L'acoustique d'une salle de spectacle peut en être améliorée si des accrochages ou effets "Larsen" sont présents durant vos soirées.



Les correcteurs de timbre

En matière de traitement du son, la correction de timbre est sans aucun doute la fonction la plus répandue. Le terme "égaliseur" est maintenant bien connu du grand public, ne serait-ce que par l'apparition sur le marché des multiples accessoires livrés sur les mini - chaînes.

En effet, de nombreux appareils incorporent un correcteur du type "graves-aiguës" (Baxendall). Le principal avantage en est la simplicité d'utilisation : deux boutons pour chaque niveau. Mais l'inconvénient d'un réglage trop grossier peut devenir un obstacle pour les corrections plus fines.

Pour les traitements plus pointus, le sonorisateur a habituellement recours au correcteur graphique à N bandes. On dispose dans chaque cas d'un certain nombre de bandes de fréquences fixes réparties par octave ou par tiers d'octave, et dont la sélectivité est définie une fois pour toutes à la construction. Ainsi, chaque potentiomètre permet de régler le niveau de chacune d'elles tant en affaiblissement qu'en amplification, plus ou moins vastes, et dont la fréquence centrale est celle indiquée sous

la commande de réglage. Toutefois, on n'a pas forcément besoin de dix bandes de fréquences ou plus!

Il existe donc un autre type de correcteur: le type semi - paramétrique. Très vite, on s'est aperçu qu'il était parfois ridicule d'utiliser un correcteur de 24 bandes là où une correction de +4 dB à 15 kHz s'avérait suffisante. De cette constatation est né le semi-paramétrique. Un potentiomètre d'efficacité, et un second permettant de faire varier la fréquence centrale du filtre est venu s'ajouter. Par cette technique, il est possible de centrer le filtre sur la fréquence exacte que l'on veut corriger, sans se trouver confronté au cruel dilemme du choix entre un point inférieur et un point supérieur. Celui-ci comporte donc une ou plusieurs bandes de fréquences dont les paramètres sont alors réglables en fréquence et en niveau.

Au fil des années, l'exigence des musiciens a amené à ajouter un réglage supplémentaire pour obtenir cette fois le correcteur paramétrique. Le vrai paramétrique est donc identique à son petit frère, réglage d'efficacité, choix de la fréquence centrale mais en plus s'ajoute donc un réglage de sélectivité, ou largeur de bande. Le "Maxon" est un appareil de cette catégorie et travaille en monophonie, un seul canal.

Le principal atout du Maxon est de laisser à l'utilisateur le libre choix des fréquences à corriger, contrairement aux deux premiers appareils. Avec ses deux bandes, il sait rester simple aussi bien dans sa réalisation que dans son utilisation.

Le Maxon est donc prévu pour s'adapter aux différentes situations que l'on peut rencontrer dans la réalité.

On corrigera aussi bien les résonances d'un local, les défauts acoustiques d'une salle ou d'un salon, créer un climat particulier par délinéarisation, ou bien on donnera un timbre particulier à un instrument isolé. Dans ces deux cas, les fréquences en jeu peuvent avoir des valeurs quelconques sur l'ensemble du spectre audio. Une utilisation cachée du Maxon permet de combattre l'effet Larsen dans les prestations en direct, en insertion d'effet sur une tranche de console de mélange le permettant.

Les choix

Lors de la conception de l'appareil, un compromis a été choisi entre l'action de chaque bande sur la totalité du spectre ou sur une portion. C'est un partage en deux de la bande audio qui a été retenu pour



permettre un réglage plus fin de la fréquence. La plage balayée par chaque potentiomètre est ainsi environ de la moitié. Les valeurs retenues vont de 35 à 1200 Hz pour la bande des fréquences graves et de 1.2 à 21 kHz pour les fréquences aiguës.

Ces réglages sont, bien entendu, complétés par ceux de niveau, qui dans le cas du "Maxon", peuvent être ajustés de -18 dB à +18 dB. Ces deux extrêmes nous donnent donc une plage de réglage en dynamique de 36 dB. C'est à dire que l'appareil dispose, à l'extérieur, d'ajustement de plages de gain.

Parce qu'il est paramétrique, les largeurs de filtre ou sélectivité sont variables en façade.

Il est monophonique car son utilisation en insertion sur une voix micro vous rendra les plus grands et fiers services.

C'est au total six potentiomètres que l'on retrouve en façade du "Maxon". Il équivaut par ses caractéristiques à deux bandes d'un correcteur graphique possédant dix bandes dont on peut choisir la position dans le spectre audio; les filtres du Maxon sont en effet dotés d'une largeur d'action similaire.

Rappel:

L'oreille humaine est un organe merveilleux mais fragile. Il entend plus d'octave que l'oeil ne voit de couleurs. Chaque "overdose" est tragiquement sans retour.

A la sortie d'une discothèque bruyante, un individu perd 80% de sa perception auditive. Au bout de quelques jours, il aura récupéré, mais en perdant définitivement une infime partie de ses capacités auditives précédant son exposition au bruit.

Tout ceci n'est pas drôle mais un égaliseur mal utilisé peut déformer une oreille inconsciente surtout si la pression acoustique s'en mêle.

L'excès en tout est un danger et un homme averti doit être prudent.

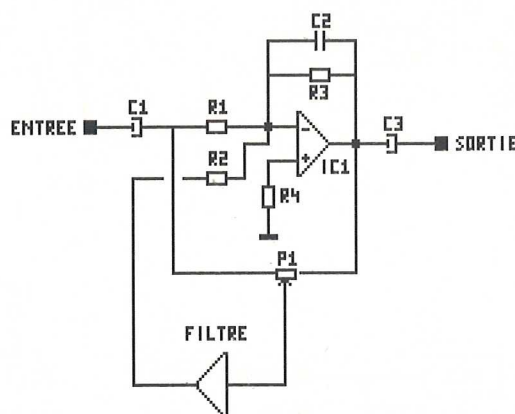
Le filtre de base

Une caractéristique primordiale est que tous les réglages soient indépendants et donc n'interfèrent pas entre eux. Ceci conditionne les choix lors de la conception des filtres électroniques. Ceux-ci doivent

garantir un contrôle séparé des fréquences et des niveaux ainsi que de la sélectivité.

Pour arriver à nos fins, il nous faut un filtre sélectif en fréquence et en sélectivité, agissant en réaction et en contre réaction sur un amplificateur qui, à l'état neutre, sera de gain unité.

Cet amplificateur, nous l'appellerons cellule de correction. Il s'agit tout simplement d'un ampli sommateur, inverseur et de gain unité. Le signal à corriger est isolé du continu par C1 et traverse R1 avant d'aborder l'entrée négative de IC1. Le signal de même amplitude mais déphasé de 180° sera disponible à la sortie de C3 si R1=R3. Ce qui est le cas. C2 ne sert qu'à stabiliser IC1 et ne doit pas intervenir dans la bande audio.



Un potentiomètre P1 ponté R1 et R3. Un filtre passe bande branché sur son curseur, verra suivant que celui-ci s'approche de C1 ou de la sortie de IC1, son signal en phase ou en opposition de phase par rapport à la sortie du filtre passe bande.

Si on réinjecte sur le sommateur IC1, en R2, la sortie de ce filtre, à la condition qu'il soit non inverseur, on cumulera ou soustraira les portions de bandes déterminées par le filtre.

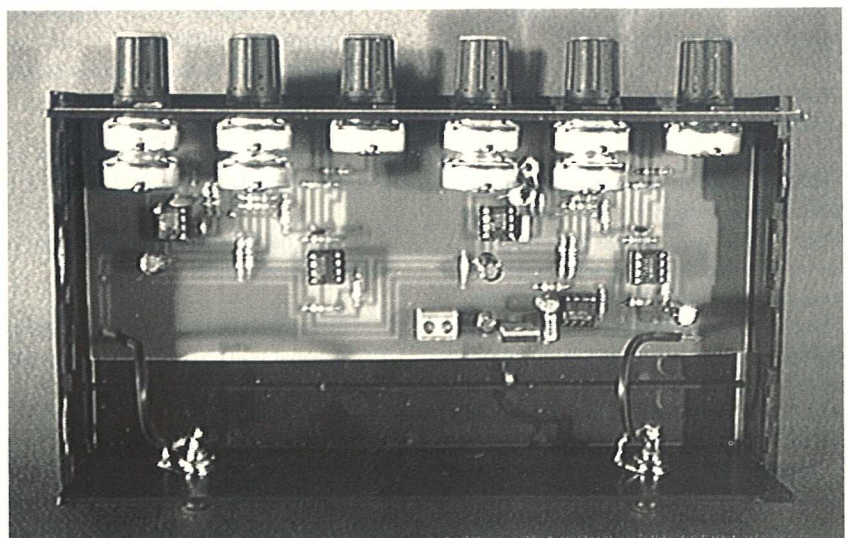
En mettant deux cellules complètes de ce type en série, le signal retrouve sa phase en sortie. De là à passer au schéma général, il n'y a qu'un pas à franchir.

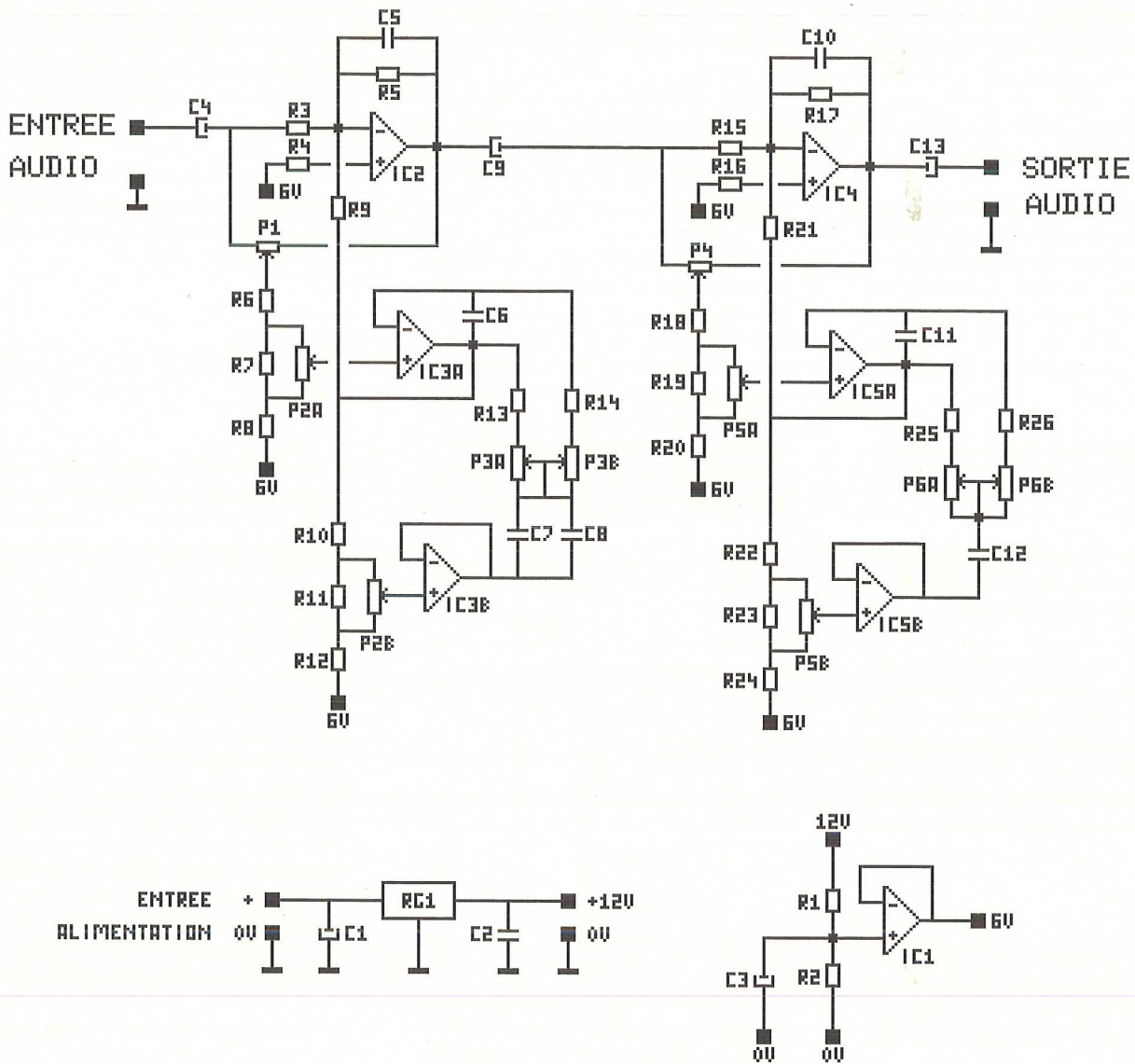
Le schéma

Le Maxon est composé de deux cellules de correction de fonctionnement similaires. Seulement, les fréquences de correction ne sont pas identiques pour les deux cellules.

Le spectre audio dont les butées mini et maxi vont de 20 Hz à 20 000 Hz a été scindé en deux parties. La première cellule traite les fréquences de 35 à 1200 Hz et la seconde de 1,2 kHz à 21 kHz La fréquence de coupure retenue est à 1200 Hz Cette gamme de fréquences nécessite le plus de correction. Ces fréquences correspondent aux harmoniques de la voix humaine. La fréquence naturelle d'une voix est, pour un homme, aux alentours de 200 Hz, et pour une femme, aux alentours de 400 Hz. Cela dépend bien évidemment du timbre de cette voix. A savoir que plus elle sera grave, plus elle sera basse en fréquence et inversement.

Nous allons décortiquer le schéma sur une seule cellule et vous indiquer la marche à suivre si vous souhaitez modifier notre fréquence de coupure prédéterminée à 1200 Hz pour le "Maxon".





La cellule de correction

Sur le chemin du signal audio, C4 est un condensateur de liaison entre le "Maxon" et l'étage précédent à connecter.

Ce signal passe par R3 qui est connectée sur l'entrée négative de IC2.

IC2 est monté en sommateur inverseur. Attention aux personnes qui souhaitent n'utiliser qu'une seule cellule de correction. En effet, en sortie de IC2, le signal audio se trouve déphasé de 180°. Il sera donc nécessaire d'insérer un ampli inverseur en sortie de la cellule unique afin de retourner la phase du signal audio de 180°. De toute façon, il faut que votre signal audio, en sortie d'un montage, soit toujours en phase par rapport à son entrée sauf cas exceptionnel.

Le signal de même amplitude mais déphasé de 180° sera donc disponible à la

sortie de C9 puisque la valeur de R3 est identique à celle de R5, 22 KOhms.

C5 sert à stabiliser IC2. Il empêche que IC2 entre en oscillation. Il doit être transparent dans le spectre des fréquences en jeu.

Le potentiomètre du réglage de gain, P1, est connecté en parallèle sur R3 et R5.

Le signal issu du curseur est dirigé vers le filtre passe bande.

En fonction de la position du curseur de P1, le signal sera en phase ou en opposition de phase par rapport à l'entrée.

La sortie du filtre passe bande est réinjectée sur l'ampli sommateur inverseur par l'intermédiaire de R9. Cette technique permet d'atténuer ou d'amplifier les fréquences déterminées par le filtre.

Le filtre

Le type de circuit retenu est réalisé autour de IC3. Il est l'équivalent d'une self dont on modifie la fréquence de résonance ainsi que le facteur Q, c'est à dire la sélectivité.

IC3 présente la particularité d'avoir un gain proche de 1 pour toutes les fréquences, exceptée la portion où la résonance apparaît.

Aux fréquences très basses, les condensateurs C7 et C8 voient leur impédance tendre vers l'infini. La contre réaction est assurée par les éléments résistifs.

Aux fréquences élevées, C6, tend à devenir un court-circuit.

IC3B est monté en suiveur afin d'améliorer le point de prélèvement de C7-C8 sur P2.



La fréquence du filtre est déterminée par les composants passifs C6, C7, C8, R13 et 14 ainsi que P3. Cette fréquence est rendue variable par le potentiomètre P3. Nous allons voir ensemble la méthode pour changer de fréquence de coupure.

Nous avons déterminé la valeur de P2 et P3. P2, potentiomètre de sélectivité est fixé à 10 KOhms, P3, celui de la sélection de fréquence est à 100 KOhms.

Pour définir la plage des fréquences du filtre, et les modifier à votre gré pour une utilisation particulière, le premier calcul est le rapport entre C6 et l'association C7-C8. Si l'on considère C6 comme C_x et l'association C7-C8 comme C_y , le rapport entre les valeurs équivaut à :

$$C_y = 120000 \times C_x$$

La formule déterminant la plage de fréquences jouant sur la cellule est donc fonction des valeurs des composants. Cette plage est définie par la formule :

$$F = 1 / (2 \pi \sqrt{C_x C_y R_A R_B})$$

F est exprimé en Hertz, C_x et C_y sont exprimés en Farad et R_A et R_B en Ohms.

$$R_A = R_{13} + P_{3A}$$

$$R_B = R_{14} + P_{3B}$$

Comme $R_A = R_B$, la formule peut se simplifier en l'expression :

$$F = 1 / (2 \pi R \sqrt{C_x C_y})$$

Pour le calcul de la fréquence minimum, il faut prendre en compte la valeur de P3 de 100 KOhms. Pour la fréquence maximum, il ne faut pas en tenir compte.

Effectuons ensemble, pour exemple, le calcul de la fréquence minimum et maximum traitée par la première cellule.

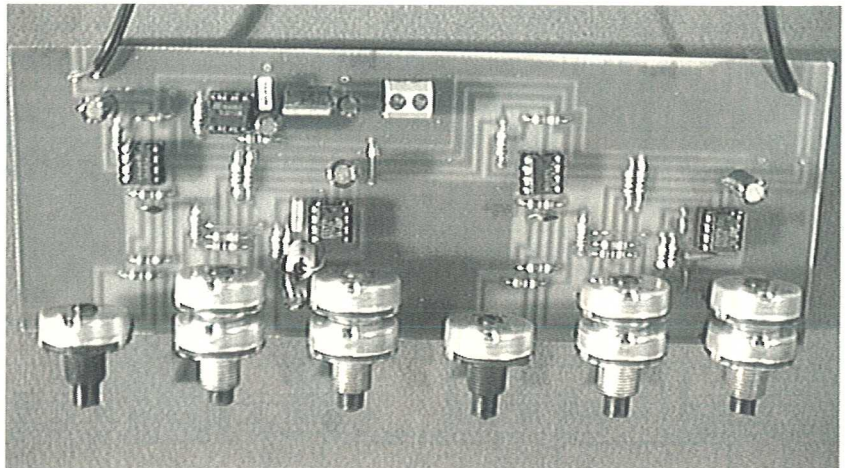
$$C_x = C_6 = 1nF.$$

$$C_y = C_7 // C_8 = 1,5\mu F.$$

$$R_A = R_B = R_{13} \text{ ou } 14 = 2,7KOhms = 2700 \text{ Ohms.}$$

$$R_A = R_B = R_{13} + P_{3A} = R_{14} + P_{3B} = 102700 \text{ Ohms.}$$

Calculons à partir des valeurs du montage, la fréquence minimum c'est à dire la plus basse :



$$F = \frac{1}{2 \pi \cdot 102700 \sqrt{10^{-9} \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}}}$$

Par le calcul, F, en Hertz, vaut 40.

Maintenant, effectuons la même opération mais pour la fréquence maximum, c'est à dire la plus haute.

$$F = \frac{1}{2 \pi \cdot 2700 \sqrt{10^{-9} \cdot 1,5 \cdot 10^{-6}}}$$

Par le calcul, F, en Hertz, vaut 1520 Hertz donc 1,5 KHz.

On s'aperçoit, que par le calcul, une différence apparaît par rapport à la réalité. Nous obtenons 40 Hertz par le calcul pour 35 Hertz sur un banc de test pour la première cellule.

Pour la seconde cellule, les fréquences minimum et maximum ont respectivement par le calcul des valeurs de 1,34 KHz et 29,86 KHz tandis que sur le banc de test les valeurs réelles sont toujours respectivement de 1,15 KHz et de 21 KHz. Ces écarts sont provoqués par la tolérance des composants.

Cet exemple est aussi applicable à la seconde cellule. Cela vous permettra de modifier à votre gré, la valeur de la fréquence de coupure entre les deux cellules.

Rien de bien sorcier pour ce schéma, par contre, il offre des possibilités sataniques.....

La réalisation

Dans cette réalisation, là encore, pas de grosses difficultés dans le placement des composants.

La règle d'or est de commencer par le montage des composants de petite taille dont les straps, les résistances, pour terminer par les plus imposants, régulateur, potentiomètres...

La platine terminée, elle vient s'insérer dans un coffret H2. Il n'est pas utile de fixer la platine au fond du coffret par des vis et écrous. Le maintien par les axes des potentiomètres suffit largement.

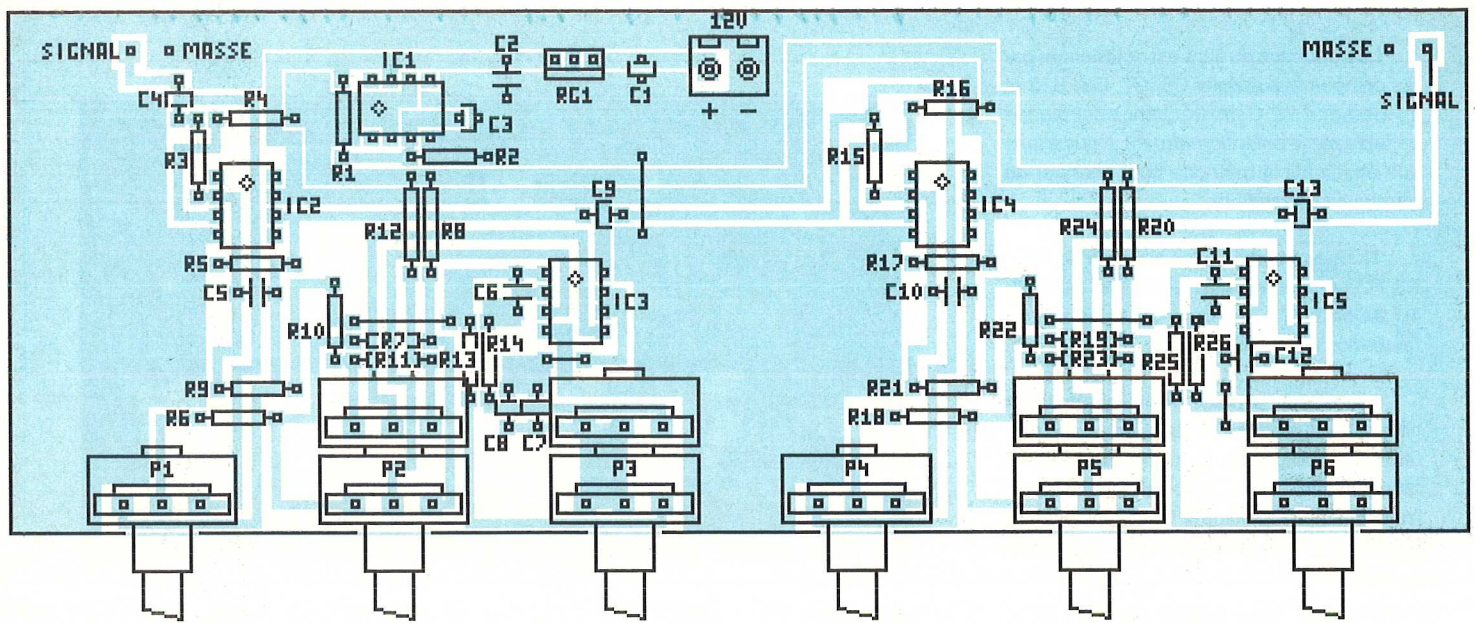
Un exemple de sérigraphie de façade, utilisée pour notre prototype, vous est livrée dans les pages centrales.

L'utilisation d'un logiciel de dessin technique ou graphique en facilitera la reproduction par l'amateur. La méthode photographique permettra une reproduction sur aluminium photosensible.

Le diamètre de perçage des axes des potentiomètres sera réalisé avec un foret de 10,25mm. Un foret de 10mm, plus courant, convient également. Il faut légèrement élargir les trous avec du papier de verre ou une lime ronde pour faciliter le passage.

Deux trous permettant la fixation de deux fiches châssis RCA permettront la liaison avec le monde extérieur. La connexion entre la platine et ces fiches sera réalisée avec du câble blindé. La tresse se soudera à l'endroit indiqué "masse" et le fil central à l'endroit indiqué "signal".





Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5%. Les condensateurs chimiques sont tous du type radial.

R1, R2	10 KOhms	550103
R3	22 KOhms	550223
R4	2,7 KOhms	550272
R5	22 KOhms	550223
R6	3,3 KOhms	550332
R7	2,7 KOhms	550272
R8	330 Ohms	550331
R9, R10	22 KOhms	550223
R11	1,5 KOhms	550152
R12	100 Ohms	550101
R13, R14	2,7 KOhms	550272
R15	22 KOhms	550223
R16	2,7 KOhms	550272
R17	22 KOhms	550223
R18	3,3 KOhms	550332
R19	2,7 KOhms	550272
R20	330 Ohms	550331
R21, R22	22 KOhms	550223
R23	1,5 KOhms	550152
R24	100 Ohms	550101
R25, R26	4,7 KOhms	550472
P1	47 KOhms	500473
P2	10 KOhms	508103
P3	100 KOhms	508104
P4	47 KOhms	500473
P5	10 KOhms	508103
P6	100 KOhms	508104
C1	10µF 25V	622106
C2	10nF pas de 5.08	651103
C3	10µF 25V	622106
C4	100µF 25V	622107
C5	22pF céramique	660220
C6	1nF pas de 5.08	651102
C7	1µF 63V	625105
C8	470nF pas de 5.08	651474
C9	100µF 25V	622107
C10	22pF céramique	660220
C11	33pF céramique	660330
C12	39nF plastique	604393
C13	100µF 25V	622107
IC1, IC2	TL071	TL071
IC3,	TL072	TL072
IC4	TL071	TL071
IC5	TL072	TL072

RG1	7812	R7812
5 supports 8 broches		161108
1 bornier 2 plots		280032
2 fiches RCA pour C.I. à 90°		172932
1 coffret H2		114400

Utilisation

Cette réalisation vient s'insérer entre un préampli micro de sortie niveau ligne (775mV=0dB) et une source de diffusion. Côté "Maxon", la connexion est effectuée par deux fiches RCA mâles et du câble blindé. Aux autres extrémités de ces liaisons, les fiches à employer seront fonction de la connexion de votre préampli micro et de la réalisation recevant le signal traité par "Maxon".

Le montage face à vous, la première cellule pour les fréquences graves est composée des trois potentiomètres à gauche. La cellule des fréquences aiguës sont les trois potentiomètres sur la droite.

Le fonctionnement des deux groupes de trois potentiomètres est identique sur les deux cellules.

P1, P2 et P3 sont les trois paramètres de la cellule des basses dont les fréquences vont de 35 à 1200 Hertz.

P1 est le potentiomètre de gain. Il agit en atténuation ou en amplification pour les fréquences à corriger.

P2 est le potentiomètre de sélectivité. La sélectivité est un paramètre qui permet de rétrécir ou d'élargir la portion des fréquences à traiter autour de la fréquence centrale à corriger.

P3 est le potentiomètre qui sélectionne la fréquence centrale à corriger. Plus il sera tourné vers la gauche, plus se seront des fréquences graves sélectionnées. Plus il sera tourné vers la droite, plus elles seront hautes et nous nous rapprocherons de la seconde cellule.

Les paramètres de la seconde cellule sont rendus variables par P4, P5 et P6.

Les rôles de P4, P5 et P6 sont respectivement identiques à P1, P2 et P3 mais cette fois pour des fréquences variant de 1,2 KHz. à 21 KHz.

Conclusion

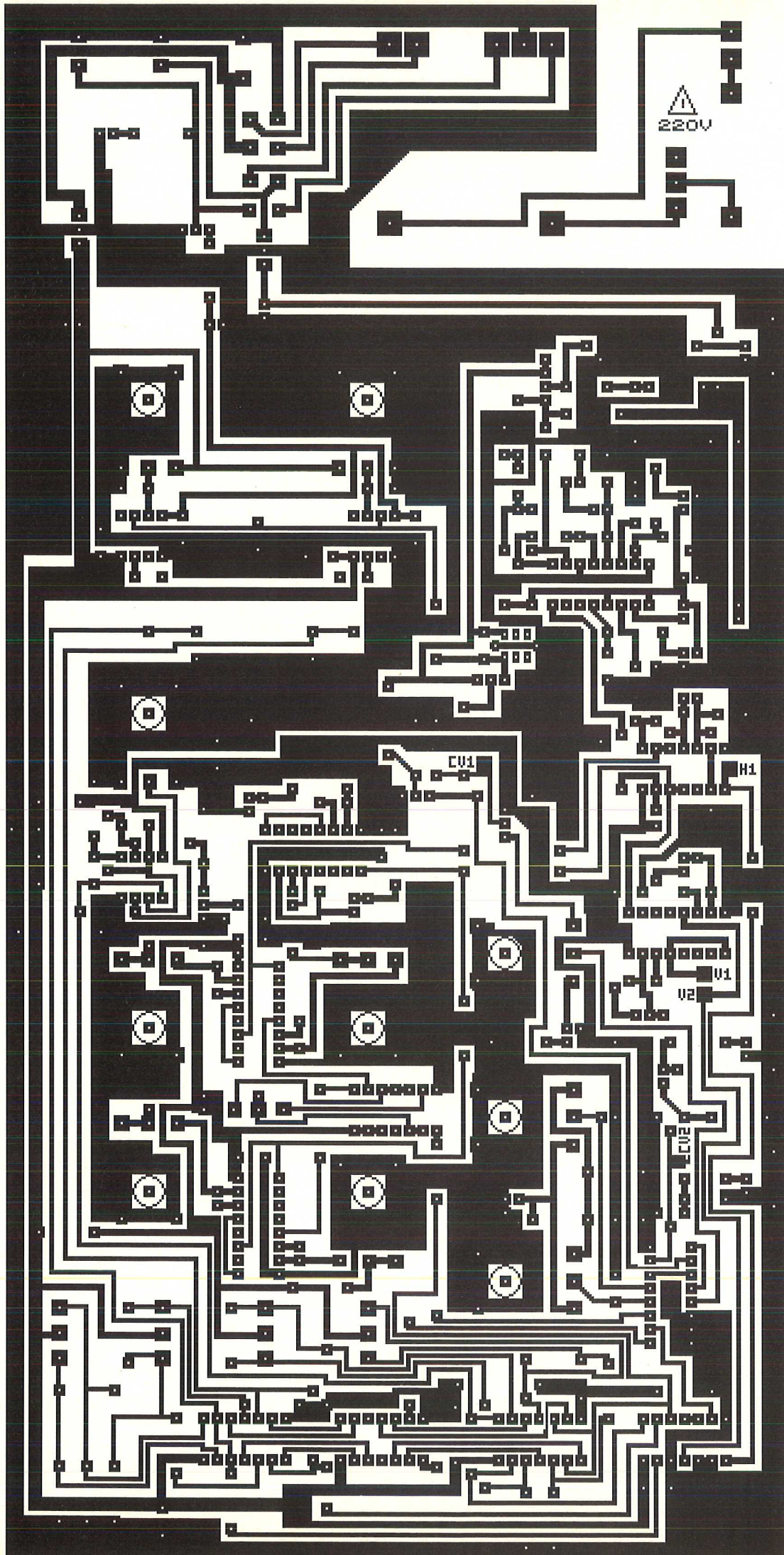
Voici la fin de la description d'un outil très utile en matière de sonorisation et de traitement du son.

Une version stéréophonique est envisageable. Une astuce mécanique est à trouver pour jumeler deux potentiomètres doubles afin de les commander par le même et unique axe. L'utilisation de modules potentiométriques emboîtables faciliterait cette recherche mais je n'en connais pas l'existence sur le marché.

Mes expériences personnelles me font dire qu'il n'est point besoin de beaucoup d'artifice pour obtenir des sonorités qui correspondent à la réalité. Seulement, faut-il savoir doser sagement les niveaux de chaque étage d'une chaîne audio pour ne pas les saturer!

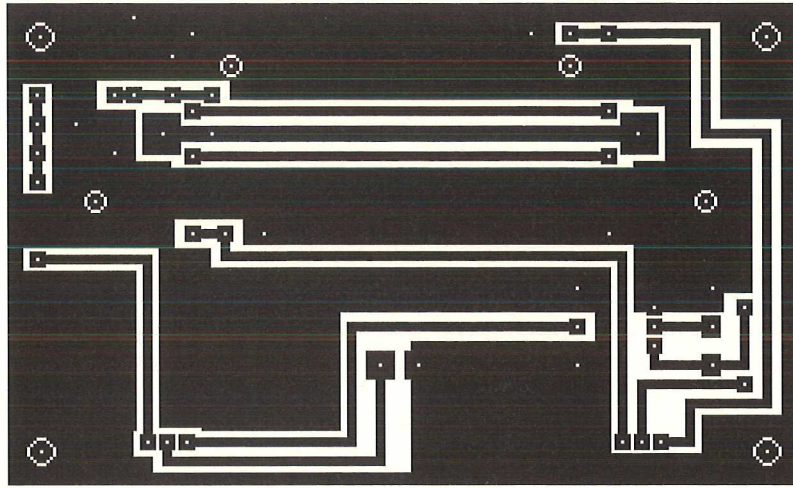
F. PARTY



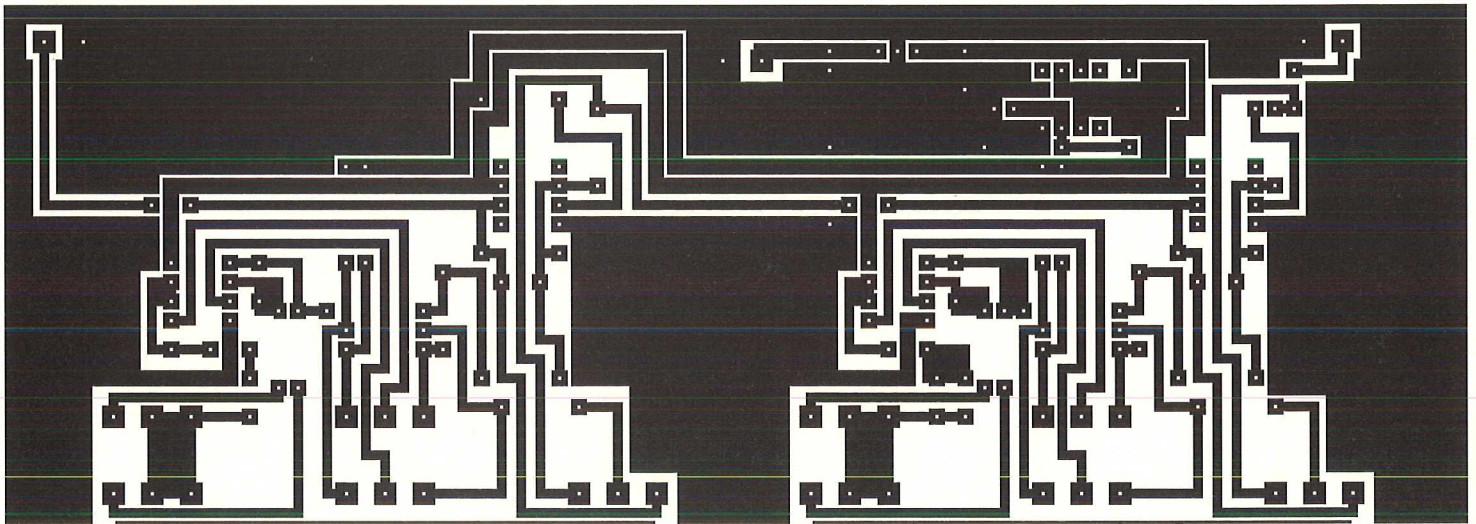


Mini-truquage
Vidéo - Réf. 4107

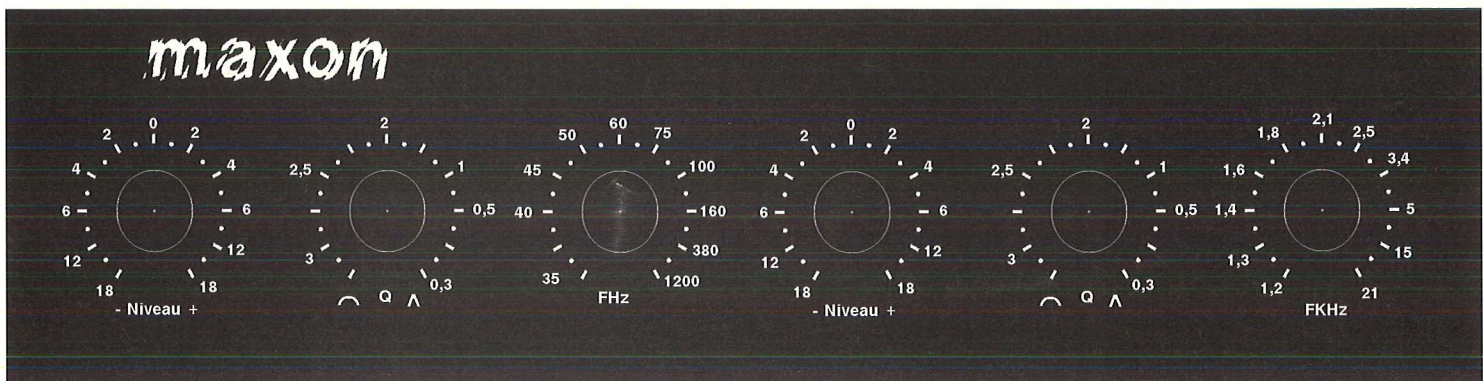




Tos-mètre/Wattmètre H.F. - Réf. 4101



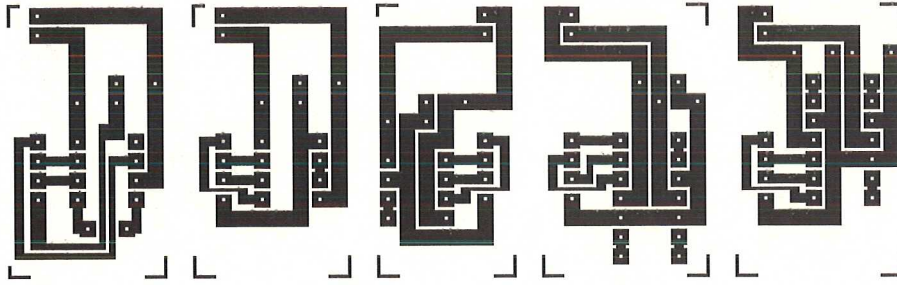
Correcteur paramétrique - Réf.4105



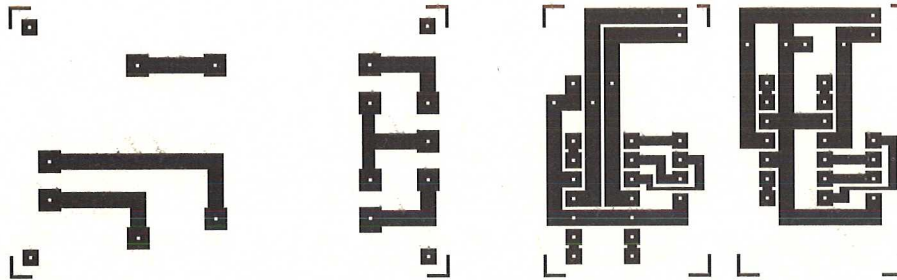
Face avant correcteur paramétrique



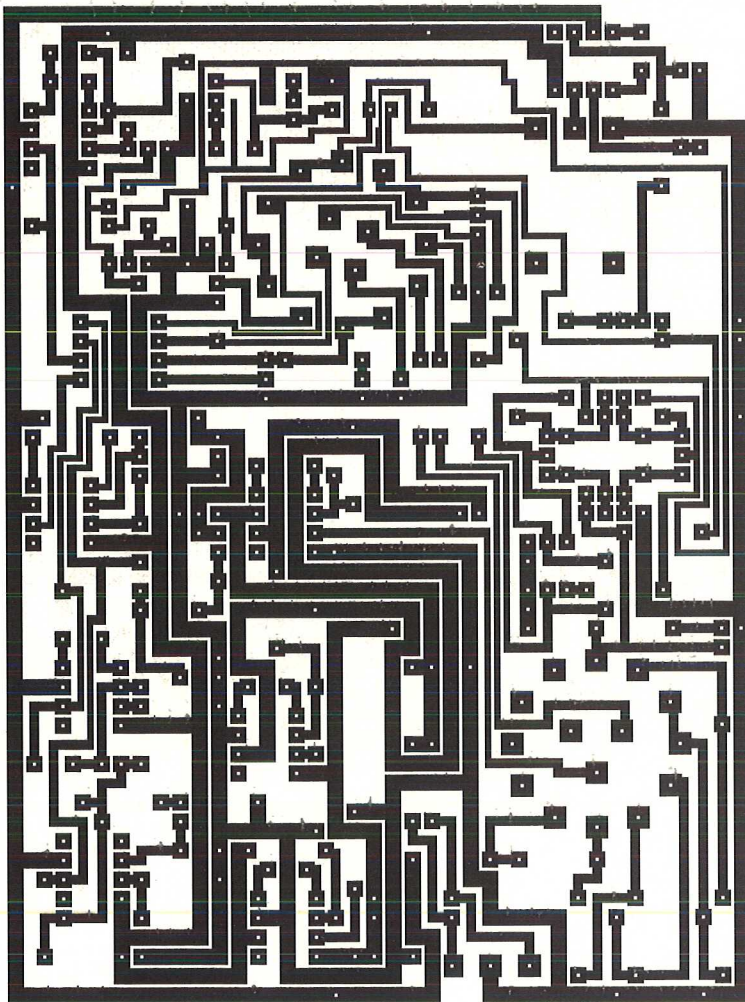




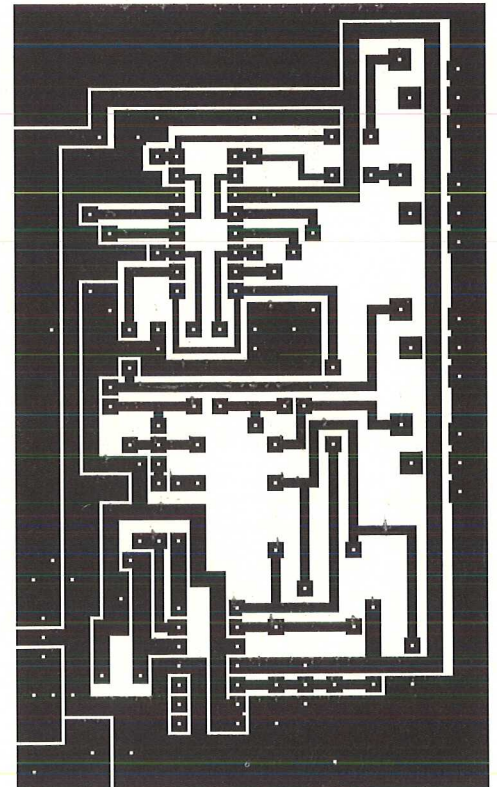
Testeur d'AOP: Platines support - Réf.4104



Testeur d'AOP: Platine Alimentation -Réf. 4103.

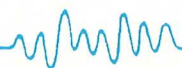


Testeur d'AOP: platine principale -Réf. 4102



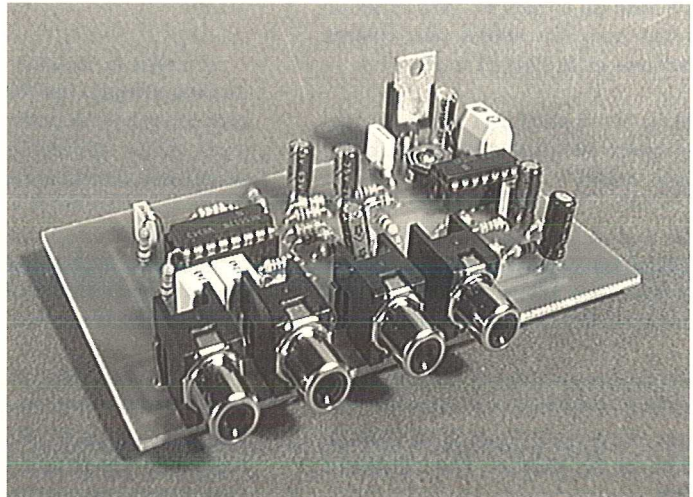
Noise-Gate - Réf.4106





Un noise-gate stéréo

Sous ce nom mystérieux se cache encore un appareil de traitement audio très utilisé par les studios d'enregistrement. Simplifié à l'extrême, son principal intérêt réside dans l'utilisation du noise-gate pour la sauvegarde sur bande magnétique de tous vos 33 tours prenant de l'âge. Ce noise-gate supprimera les craquements poussiéreux entre les plages musicales. Cela redonnera vie à des disques mis au fond des armoires!



En prise de son, musicale ou audio visuelle, il est utile, voire nécessaire, de disposer d'appareils spécialisés dans le traitement des sons.

Il existe différents types d'appareils qui sont chacun prévus pour un traitement précis, par exemple, qui agissent sur un paramètre constituant le son: timbre, dynamique, etc...

Dans la pratique, on est souvent gêné par le souffle et les bruits qui se superposent à la musique ou qui apparaissent dans les moments de silence. Le noise gate constitue une solution pour nettoyer le message sonore du souffle et des bruits.

Utilisation et rôle

En termes simplifiés, un noise gate est un appareil qui, recevant un signal d'entrée, délivre ce même signal en sortie à condition que le niveau du signal soit supérieur à une certaine valeur prédéterminée.

Tout ce qui est en dessous ne passe pas, tout ce qui est au dessus passe.

En fait, le noise gate n'agit pas vraiment en tout ou rien, ce qui provoquerait des déformations du son mais au contraire doit

respecter une certaine dynamique, nous le verrons ultérieurement.

On imagine aisément toutes les utilisations possibles d'un tel appareil pour l'élimination des parasites, du bruit, etc... Ainsi, prenons le cas d'une prise de son d'un instrument en milieu bruyant, par exemple foule ou autres instruments.

Tant que l'instrument du musicien à enregistrer sera muet, notre porte de bruit sera fermée et aucun signal parasite ne sera pris en compte.

Par contre, à la première note, la porte de bruit s'ouvrant, la prestation du musicien sera entièrement prise en compte.

Il est vrai qu'alors les bruits parasites le seront aussi mais ceux-ci seront masqués par l'amplitude du signal utile. On obtient ce que l'on appelle l'effet de masque.

Le noise gate peut même devenir indispensable dans le cas d'une prise de son d'instruments très rapprochés que l'on désire tout de même différencier, cas de la batterie par exemple.

Un autre cas typique d'utilisation est le nettoyage d'une bande magnétique des bruits parasites. A ce propos, le "HI-Fliste", en intercalant le noise-gate entre son lecteur enregistreur stéréo de cassettes et son ampli, est certain d'obtenir une bonne suppression du souffle.

A l'enregistrement, son utilisation est autre. Avec l'ère des disques compacts ou digitaux, les bons vieux 45 et 33 tours ont été mis au rebut. Avec l'âge, la poussière vient s'incruster dans le sillon provoquant ainsi des craquements audibles à l'écoute.

Seulement, actuellement tous les 33 tours d'époque n'ont pas encore été gravés sur un support durable. Vos albums préférés resteront à la portée de votre main pour une audition épisodique.

Avec ce noise gate, il vous sera possible "d'immortaliser" cette denrée rare sur une cassette audio pour ensuite l'écouter dans votre voiture, lieu où l'on passe le plus de temps à écouter de la musique. L'action de ce noise-gate supprimera les craquements entre chaque plage musicale et donnera un petit air d'enregistrement numérique à votre source analogique.

Enfin, nous n'osons pas dire que c'est la dernière utilisation du noise-gate. Le noise-gate réduit les phénomènes de réverbération quand ceux-ci deviennent très gênants lors de prestations en direct. La réverbération n'étant rien d'autre que l'adjonction à un signal direct d'un signal réfléchi de moindre amplitude. Cela signifie que toute la chaîne audio se met en oscillation sur elle-même.

Nous venons de passer en revue les côtés pratiques et d'utilisations d'un tel noise-



gate. Du côté cahier des charges, cela en est autrement.

Il faut encore qu'un tel appareil reste transparent vis à vis du message sonore. Temps d'ouverture, temps de fermeture de porte, seuil de détection, taux d'affaiblissement donné à la porte, tous ces points sont des paramètres déterminants pour un noise gate de studio.

Donc, tout cela peut sembler à priori simple mais les choses se compliquent un peu dès que l'on aborde les critères d'ouvertures de la porte de bruit.

Nous avons parlé d'un niveau, encore faut-il savoir s'il s'agit d'un niveau crête, efficace, moyen.

De plus un message musical n'est pas sinusoïdal, loin de là et possède sa propre dynamique, son timbre, en plus de son niveau, et les trois critères sont importants.

Certains noise-gates ultra-sophistiqués permettent d'effectuer une sélection des signaux transmis en fonction de ces trois critères ce qui autorise une souplesse énorme.

Ainsi, on pourra supprimer un signal continu dans une bande de fréquences, ou encore stopper des signaux à fronts raides avec une infinité de combinaisons possibles.

Notre noise-gate effectuée, sans aller jusque là, une sélection en fonction du niveau du signal. C'est le cas de beaucoup de noise-gates commercialisés.

Enfin, nous avons signalé que la porte de bruit ne pouvait être réalisée au moyen d'un simple interrupteur électronique tout ou rien sinon la modulation serait littéralement hachée. A l'écoute, cela serait très gênant.

Il a donc fallu utiliser quelque chose de plus progressif, en l'occurrence un V.C.A. ou amplificateur commandé en tension.

Le procédé du contrôle de l'amplification par un V.C.A. est chose courante de nos jours dans le domaine de la sonorisation.

Cette technique a déjà été retenue par de nombreux constructeurs de consoles de mélange. L'informatique prenant aussi une grande place dans les studios d'enregistrement utilisant le "MIDI".

Les consoles de mélanges sont pilotées à partir d'un ordinateur et d'un logiciel adéquat qui constituent, à eux deux le "soft" du système. Les V.C.A viennent remplacer les potentiomètres rectilignes et c'est la partie "hard".

D'années en années, les potentiomètres sont remplacés par des V.C.A.

Mais attention, un train peut en cacher un autre! Des consoles de mélange à micchemin entre la console traditionnelle et celle de haut de gamme, pilotées par un ordinateur et une interface, existent sur le marché de l'audio professionnelle. L'ordinateur est remplacé par un potentiomètre rectiligne traditionnel qui vient injecter une tension de commande dans un V.C.A.

En effet, au bout de quelques années de bons et loyaux services, la qualité de la piste conductrice du potentiomètre rectiligne s'use et se dégrade; la nicotine et la poussière y contribuant largement.

Ce phénomène provoque à l'écoute des craquements indésirables lors des prises de son quand il faut intervenir sur un fader de tranche de la console.

Des améliorations mécaniques ont été apportées afin de repousser cette échéance, tout comme le déport de l'axe supportant le bouton par rapport au curseur. L'ouverture n'est donc plus sur le dessus, mais sur l'un des côtés, droit ou gauche.

Avec l'arrivée sur le marché électronique du V.C.A., un grand pas en avant a été effectué. Le potentiomètre rectiligne ne véhicule donc plus un signal analogique mais une tension. Cette tension vient commander un V.C.A.

Cette technique est également omniprésente sur les orgues lumineuses. Le pupitre de commande est installé aux côtés de la console de mélange. Le bloc de puissance lumineuse est glissé sous la scène. Les tensions de commande, de très faibles

valeurs, sont véhiculées à travers un multipaires. Cela apporte une sécurité supplémentaire au public en cas de blessure de l'isolant externe.

Dans notre noise-gate ou porte au bruit, nous avons encore retenu la technique du V.C.A. puisqu'un module vous a été présenté dans le numéro 39 d'Hobbytronic.

Le module V.C.A

Un bref rappel sur le module V.C.A est nécessaire pour les personnes n'ayant pas en main le numéro 39 traitant ce sujet.

Pour plus d'informations concernant le circuit intégré LM13600 ou son équivalent le NE5571, un regard s'impose dans la rubrique "Hobbythèque" de ce même numéro.

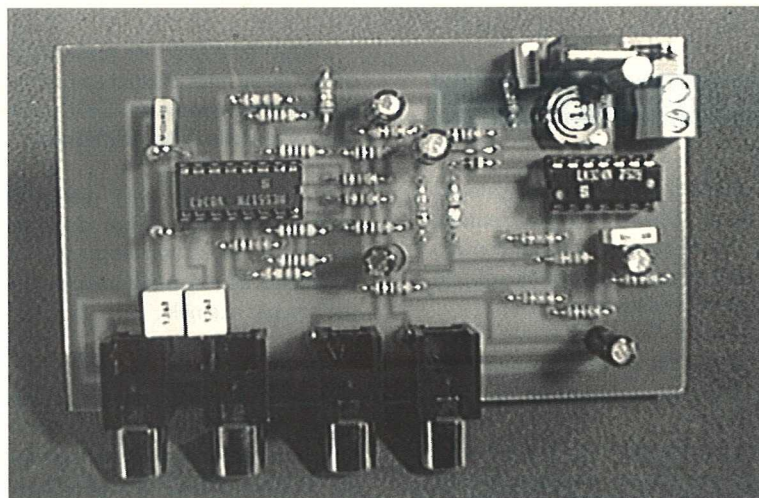
Le module est construit autour d'un LM13600 ou de son équivalent NE5517. Ce module gère des signaux stéréo de niveau 0 décibels (775mV efficaces).

Un V.C.A. peut être considéré comme une boîte noire nécessitant deux entrées et deux sorties ainsi qu'une commande de niveau par tension.

Le signal d'entrée s'effectue en courant et non pas en tension comme sur un amplificateur opérationnel traditionnel.

La sortie du signal doit être en tension.

La commande du module est une tension pouvant varier de 0 à 12 volts. Cette tension est convertie en courant par le biais d'une résistance.



Le schéma

Le V.C.A.

IC1A et IC1B constituent respectivement le V.C.A pour la voie gauche et pour la voie droite.

Les composants externes à ce V.C.A étant de rôle identique pour les deux voies, nous n'allons expliquer le principe que pour la voie de gauche.

Le signal audio d'un niveau typique de 0dB (775mV) passe au travers de C1 afin de supprimer toute composante continue.

R1 apporte une tension de 6 volts utile pour la polarisation interne du NE5517 et définit également l'impédance d'entrée.

La commande d'entrée du signal étant en courant, c'est R3 qui définit ce courant.

R5 et R6 équilibrent les entrées en courant. Ces deux résistances doivent posséder la même valeur si l'on désire commander la tension d'offset de sortie de l'amplificateur.

R9 polarise les diodes internes de linéarisation de IC1 qui permettent une diminution de la distorsion du signal de sortie.

Du côté de la sortie de l'amplificateur opérationnel IC1, R11 permet de reconstituer en tension le courant de sortie.

Le signal de sortie est disponible sur une charge réalisée par R13.

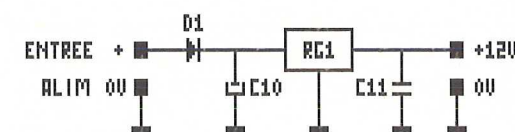
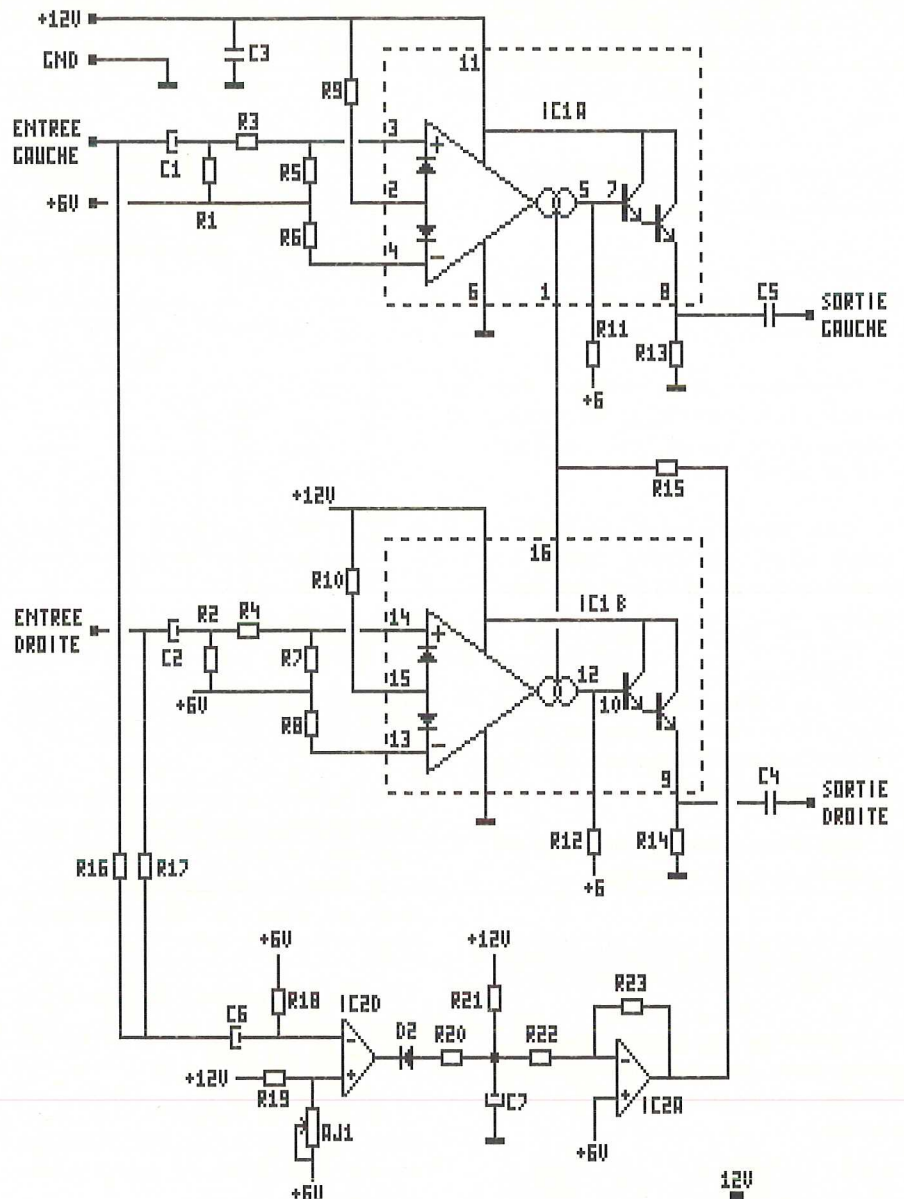
C5 permet de se débarrasser définitivement de la composante continue introduite par la polarisation de IC1.

La commande

Définissons tout d'abord le vocabulaire utilisé pour la fermeture et ouverture de la porte. La porte est dite fermée quand le signal audio ne passe pas. Elle est dite ouverte si le signal audio passe. Pour vous en souvenir, c'est l'inverse d'un interrupteur en électronique.

Le signal d'entrée est prélevé par R16 et R17 pour être orienté vers la partie de schéma commandant le V.C.A en noise-gate.

C6 a pour fonction de supprimer toute composante continue avant que le signal ne soit traité dans un comparateur.



IC2D est monté en comparateur. Sa fonction est de déterminer si le signal audio est inférieur au seuil déterminé par R19 et la position de AJ1. Si le signal audio est supérieur à ce seuil, la porte reste ouverte.

En fonction du signal de comparaison en sortie de IC2D, la diode D1 est bloquée ou passante.

R20 vient protéger la sortie de IC2D pour ne pas dépasser un courant maximum de 20mA.

C7 permet de maintenir une tension dans le circuit. Ceci permet de bloquer la porte ouverte durant une fraction de seconde dans le cas d'un signal de faible amplitude. La durée pourra être modifiée soit en

changeant la valeur de R21 soit de C7 par la formule :

$$t = RC$$

IC2A est monté en inverseur afin de fermer la porte quand un signal audio n'est plus présent en entrée.

R15 vient commander en courant la commande d'affaiblissement de notre V.C.A.

Une tension supérieure à 12 volts est appliquée à l'entrée alimentation. Un régulateur de tension stabilisera la tension nécessaire au montage à 12 volts.

Une tension de 6 volts sera créée par l'intermédiaire de IC2B. Les condensateurs



C8 et C9 filtrent le bruit d'alimentation pour éviter qu'il se retrouve noyé dans le signal audio.

La réalisation

Les composants viennent prendre place sur un circuit imprimé dont l'implantation est donnée ci-contre.

L'orientation des diodes, des condensateurs chimiques et des circuits intégrés est évidemment à respecter scrupuleusement.

L'alimentation prise pourra être un modèle simple, non régulé, capable de fournir une tension de 15 à 20 volts sous 50mA.

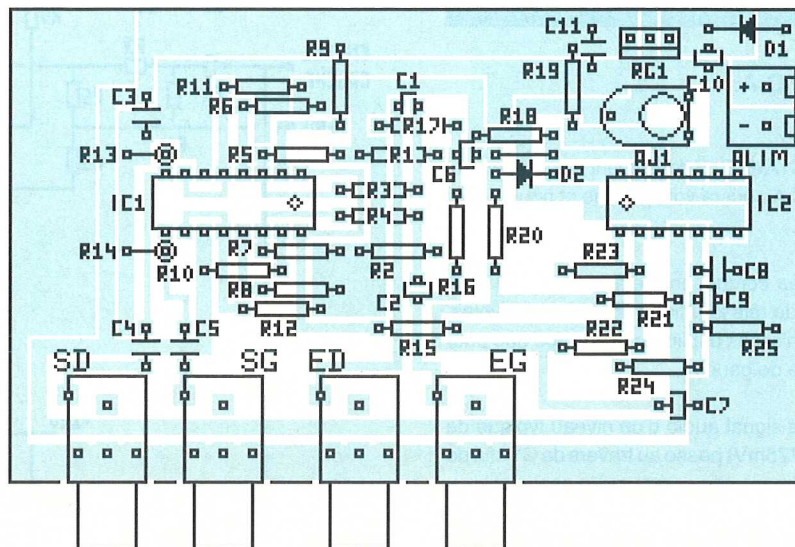
L'orientation du pôle positif et du pôle négatif de l'alimentation sera connecté correctement comme l'indique la sérigraphie, bien qu'une diode anti-inversion soit prévue d'origine sur le montage.

Celle-ci connectée, le fonctionnement du noise-gate doit être immédiat.

Liste des composants

Toutes les résistances sont des résistances à couche carbone 1/4 Watt 5%. Tous les condensateurs chimiques sont du type radial.

R1, R2	10KOhms	550103
R3, R4	33KOhms	550333
R5 à R8	510 Ohms	550511
R9, R10	15KOhms	550153
R11, R12	39KOhms	550393
R13 à R15	10KOhms	550103
R16, R17	47KOhms	550473
R18	10KOhms	550103
R19	220KOhms	550224
R20	390Ohms	550391
R21	27KOhms	550273
R22, R23	680KOhms	550684
R24, R25	10KOhms	550103
AJ1	470Ohms	522471
C1, C2	1µF 63V	625105
C3	100nF pas de 5.08	651104
C4, C5	1µF pas de 5.08	651105
C6	10µF 25V	622106
C7	22µF 25V	622226
C8	10nF pas de 5.08	651103
C9, C10	10µF 25V	622106
C11	10nF pas de 5.08	651103
D1	1N4004	DN4004
D2	1N4148	DN4148
RG1	7812	R7812
IC1	LM13700/NE5517	LM1370
IC2	LM324	LM324
1 bornier 2 plots		280032
4 fiches RCA pour C.I. 90°		172932
1 support C.I. 14 broches		161114
1 support C.I. 16 broches		161116



Utilisation

Ce noise-gate viendra s'interconnecter facilement entre toute source audio et un récepteur pour peu qu'il soit un amplificateur ou un lecteur enregistreur de cassettes, voire un DCC ou DAT, techniques résolument plus modernes.

Son réglage permet un étouffement des bruits compris en 0 et 10 % environ d'un signal d'entrée à 0 dB.

La simplicité d'utilisation enfin ne lui demande aucune connaissance particulière des réglages des différents paramètres cités dans la présentation.

Les connexions se feront par du câble blindé traditionnel avec des fiches RCA mâles à chaque extrémité.

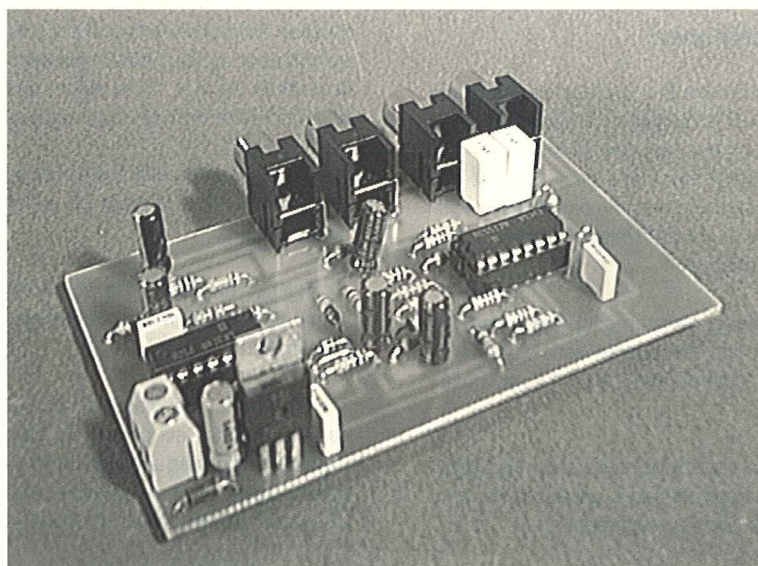
A savoir que le noise-gate fait partie des nombreux systèmes dit réducteur de bruit. Il existe encore les filtres "Dolby", les dé-esseurs ou supprimeurs de siffilante et bien d'autres encore.

Conclusion

Dans les différents appareils pouvant traiter le son de façon utile pour l'amateur, il nous reste encore à voir le compresseur et le limiteur. Nous ne les passerons pas tous en revue mais nous vous en démystifierons leur utilisation.

A retenir que le V.C.A. ouvre la porte à de nombreuses applications dans le domaine de l'audio et nous aurons sans doute l'occasion d'y revenir.

F. PARTY



Errare humanum est

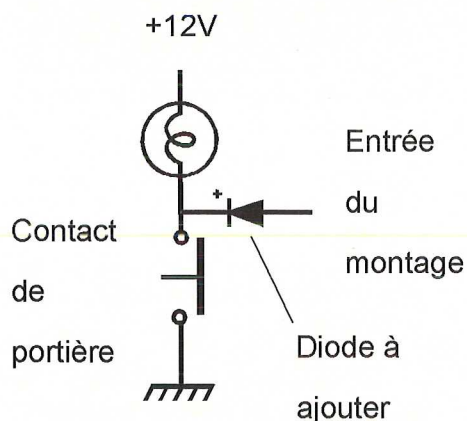
Voici bien le genre d'article qu'il n'est jamais agréable d'écrire. Mais voilà, de temps en temps, il est bon d'avouer ses fautes.

Cette rubrique avait déjà été entamée dans le numéro 14 à la page 46 et annonçait les erreurs trouvées ou signalées par les lecteurs dans les 12 premiers numéros.

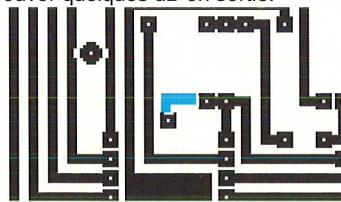
A l'occasion de la rentrée et de la parution de ce numéro 41 (et oui déjà), voici le moment de faire le point et la synthèse sur les erreurs (souvent liées à la phase rédaction et impression) qui n'ont pas été signalées.

Commençons par le **numéro 13**. L'**alarme à ultrasons** présente dans certains cas une sensibilité qui résiste à toute épreuve même en plaçant le potentiomètre de réglage au minimum. Cela est le résultat d'un couple de transducteurs qui s'entend à la perfection. Pour supprimer ce défaut, il faut alors réduire le gain de l'étage d'entrée. Cela s'obtient en remplaçant la résistance R21 par une 100K Ω au lieu de 1M Ω .

Sur le **numéro 14**, la **centrale d'alarme** n'est pas vraiment une réussite du genre et demanderait à être revue sur de nombreux points. Cependant, elle répond malgré tout aux grandes lignes qu'elle est sensée suivre. Son défaut majeur est de ne jamais s'arrêter quand les entrées E1, E2 ou ET1 sont ramenées sur un contact de portière par exemple. Le 12V, ramené par le plafonnier au travers de la lampe, continue à assurer l'alimentation du montage au travers des diodes de protection des étages d'entrée des portes MOS. Pour échapper à cet inconvénient, il faut ajouter des diodes en série sur les entrées incriminées pour interdire l'arrivée du 12V.



Sur le **numéro 16**, la **chambre d'écho digitale** a souffert de quelques imperfections. Tout d'abord sur le schéma, la patte 2 d'IC1 ne va pas sur la patte 22 d'IC4 mais sur la patte 5 d'IC5 (qui elle est reliée à la patte 1 d'IC6). Si cette erreur n'avait pas été commise, le schéma aurait permis de trouver le plus simplement du monde où doit aboutir la pastille qui se trouve toute seule au bout d'un strap au dessus d'IC6. De plus, dans le style modification qui ne coûte pas cher, une résistance de 470k Ω entre la patte 27 et la patte 28 d'IC4 permet de retrouver une fonction gel d'enregistrement qui est à l'heure actuelle des plus vaporeuse. Reste la résistance R25 qui peut être remplacée allégrement par un strap, histoire de retrouver quelques dB en sortie.



Toujours sur le **numéro 16**, l'**analyseur de spectre** a vu certaines de ses résistances affublées de valeurs totalement incohérentes. Les résistances R31, R32, R33 et R34 sont toutes des résistances à 1% de 39,2k Ω (et non 39k ou 29,2k).

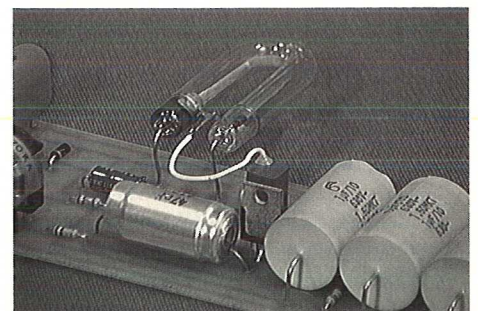
Sur le **numéro 20**, la **mire** a fait vraiment des émules. Mais certains se sont trouvés confrontés à des problèmes de mire OIRT qui avait la danse de Saint-Guy. Il suffit généralement de remplacer le condensateur C3 de la platine digitale qui est donné pour 100pF par un autre de 220pF pour que la maladie disparaisse.

Pour le **numéro 24**, la **carte d'acquisition de données** a subi quelques

coquilles. Tout d'abord dans la liste des composants, les désignations de X1 et X2 ont royalement été inversées mais l'inversion sur le montage était, elle, impossible. Ensuite le strap S4 est à remplacer par une résistance de 3,3k Ω . Cette dernière modification a d'ailleurs été signalée dans le numéro 25 à la page 49.

Continuons avec le **numéro 24**. L'article sur le **FunSound** n'a pas échappé à la crise de la volatilisation. Tout d'abord sur la figure 2 (p33), la résistance qui se trouve câblée entre les pattes 16 et 9 d'IC4 a perdu sa désignation. Il était facile de la retrouver en s'aidant de la sérigraphie et lui donner la référence R18. Beaucoup plus dur, c'est que cette même résistance a complètement disparu de la liste des composants. Sa valeur est de 10k Ω .

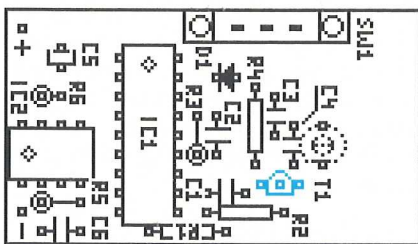
Le **stroboscope** du **numéro 27** est victime de ce que l'on pourrait appeler une proximité de piste. En effet, avec certains types de transformateurs miniatures, la tension d'amorçage issue de ce dernier arque dans tous les coins du circuit mais n'arrive pas à allumer le tube. Pour échapper à ce phénomène, il faut dessouder la patte d'amorçage du tube du circuit imprimé et la relier directement au fil issu du transformateur.



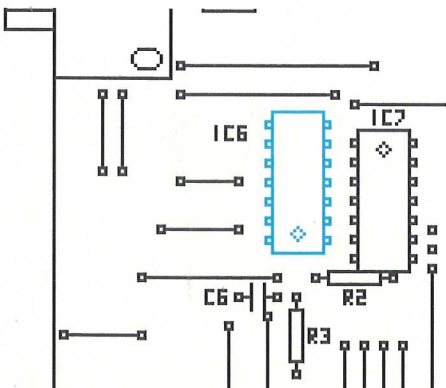
Sur le **numéro 28**, les explications relatives au schéma du **module vox** sont parfois devenues fantaisistes quant à la dénomination des composants (D1 qui devient brusquement D2, R6 et C4 qui deviennent R8 et C6). Où vont se nicher les idées parfois?

Toujours sur le **numéro 28**, le **psychédélique de poche** a vraiment la grosse tête. La résistance d'entrée de 56Ω est prévue pour les amplis de 20W utilisés de manière soutenue. Il est évident que pour les faibles puissances, cette valeur doit être revue. Il est cependant sage de ne pas descendre en dessous de 8 ohms. L'utilisation de triacs sensibles permet de pallier à la perte de puissance qui en découle.

Sur la sérigraphie de l'émetteur de l'**anti-éloignement** du **numéro 29**, le transistor T1 a été représenté à l'envers (peut être voulait-il réaliser un anti-rapprochement).



Passons maintenant sur le **numéro 36** et l'**interface imprimante pour minitel**. Tout d'abord, la sérigraphie d'implantation d'IC6 a été reproduite à l'envers. Ensuite les valeurs des résistances R5 et R7 ont été inversées (R5=10k et R7=150). Cette dernière erreur fait que, même si la première avait été détectée, le montage ne marchait pas quand même (aucune détection de caractère issu du minitel).



Pour le **numéro 37**, l'article sur les **filtres actifs** a passionné beaucoup de monde. Mais il semblerait que certains d'entre vous aient eu du mal à s'y retrouver avec les formules. Si l'expression de E (en fait: dans les manuels techniques) qui représente le coefficient d'atténuation n'a gêné personne, le calcul de la fréquence de coupure a été plus que laborieux. Deux erreurs peuvent être trouvées sur cette formule. La première

est inhérente à la revue car l'expression donnée ne correspond pas à la fréquence de coupure Fc mais à la pulsation de coupure ω. Comme la relation qui lie ces deux grandeurs est connue depuis les grecs, et qu'elle n'a pas changée depuis, on peut affirmer sans se tromper que $\omega = 2\pi Fc$. Un rapport de 6,28 doit normalement exister entre les valeurs données dans la revue et la valeur théorique calculée. La seconde erreur est liée à l'interprétation de la formule. Ceux qui trouvent une fréquence de 20000GHz peuvent effectivement se poser des questions. Nous sommes en plein dans les infrarouges. Pour un filtre audio, c'est une vocation un peu inattendue. Pour dissiper tous les doutes, les formules pour le calcul de la fréquence de coupure sont les suivantes:

$$F_c = \frac{1}{2\pi R \sqrt{C_1 C_2}}$$

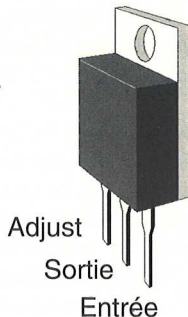
$$F_c = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R_1 R_2}}$$

Ceux qui avaient en leur possession le **numéro 12** ont pu sans aucun problème corriger d'eux même ces deux problèmes et vérifier ainsi que les valeurs données dans la liste des composants étaient tout à fait exactes et que les filtres montés coupaient bien aux fréquences indiquées (à la tolérance des composants près).

Toujours sur le **numéro 37**, l'article sur le **sélecteur vidéo** a subi une petite coquille. Dans la liste des composants, le régulateur RG1 qui est un régulateur 12V doit avoir pour code R78L12 et non pas R78L05 comme cela peut être lu.

Sur le **numéro 38**, une erreur sans gravité extrême. Le montage du **testeur de servo commande** s'est cru revenu 8 numéros en arrière (une crainte des grandes chaleurs peut être). Plus gênant mais non catastrophique, le brochage donné du LM317 est des plus fantaisistes (l'influence des régulateurs de la série 78xx sans doute)

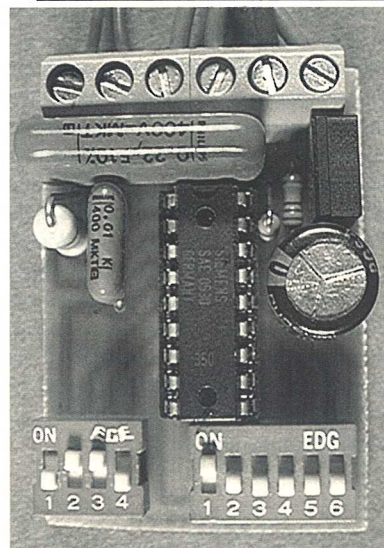
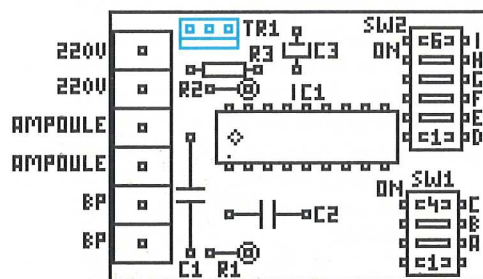
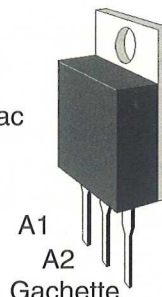
LM 317



Pauvre **n°38**. Il n'a pas été gâté avec ce brochage de TO220. Celui du triac de la **minuterie à SAE** a subit le même outrage.

Le brochage est inversé. Malheureusement, l'épidémie ne s'est pas arrêtée là. Après les virus informatiques, voici les virus électroniques. La même erreur a été reportée sur la sérigraphie (Aie!), sur la photo (Aie! Aie!) et par conséquent sur le montage (Aie! Aie! Aie! Boum!). Le plus triste, c'est que ça marche encore. De cinq minutes à huit jours suivant la solidité du triac (pas de chance, le notre était vraiment solide). Vous trouverez ci-dessus les versions médicalisées (c'est que ça se reproduit vite ces petites bêtes) de ce qui aurait dû paraître dans l'article.

TR1 : Triac



Il y a naturellement les erreurs qui ont déjà été signalées et dont voici un rappel:

- Errare Humanum est (n° 14 p46): correction des erreurs des douze premiers numéros.

- Programmeur journalier, universel et minuterie-chronomètre (n° 17 p26): quand le clavier refuse toute obéissance.

- Jeu de lumière à moteur pas à pas (n°26 p35 et n°27 p31): les incidents de parcours.

-Ah que coucou! (n°26 p34): pour avoir un article complet.

-Interface analogique digitale de puissance (n°36 p53): quand les taches s'en mêlent!

Il ne faut pas oublier les erreurs accidentelles et celles totalement inattendues liées au programmeur d'eprom qui ont toutes été décrites au moment de leur découverte (n°32 p31, n°33 p19, n°34 p53 ainsi que ce numéro).

En analysant l'évolution du nombre de numéros qu'il a fallu pour arriver à remplir ces deux pages d'erreurs (13 la première fois, 26 la seconde), il y a de quoi rester optimiste sur la qualité rédactionnelle des articles.

etseR à retiahuos euq ec ares tnmelleér el sac.

Mises au point

Profitez de cette rubrique pour d'abord répondre à des questions d'ordre général qui reviennent souvent.

Les diodes OA95

Commençons tout d'abord par un problème qui se présente souvent.

Dans plusieurs de nos montages, il est fait mention de diodes de type OA95.

Quand nous utilisons ce type de diodes, c'est la propriété du germanium qui est mise en application, à savoir: une tension de seuil très faible (de l'ordre de 0,2V avec un faible courant).

Dans ces conditions, n'importe quelle diode au germanium peut convenir et en particulier l'AA119 qui est plus facile à trouver.

L'interface imprimante-minitel

Au sujet de l'interface imprimante minitel, vous êtes nombreux à nous écrire et à nous demander si telle ou telle imprimante peut convenir. N'ayant pas entre les mains toutes les documentations d'imprimantes qui existent ou qui ont existé, il nous est pratiquement impossible de vous répondre.

Il faut s'avoir qu'en mode texte, c'est le standard ASCII de caractère IBM qui est utilisé (il est parfois appelé standard graphique). Le standard EPSON (ou standard italique) est utilisable à l'exception des caractères accentués qui ne possèdent pas le même code. L'impression de ces caractères est alors erronée.

Pour l'impression graphique, ce sont les séquences ESC 'K' 240,0 et ESC 'K' 228,1 du mode 8 aiguilles qui sont utilisées. Ces séquences d'impressions sont identiques en mode EPSON.

Pour les interlignes variables en graphique, ce sont les commandes en ESC 'A' n pour la définition et ESC '2' pour la validation qui sont utilisées. Là encore c'est le standard IBM 8 aiguilles qui est utilisé. Sur le standard EPSON la séquence ESC '2' donne un interligne fixe à 1/6 de pouce. Cela se traduit par des barres blanches dans le graphique lors de la phase d'impression.

Comme le standard IBM et le standard EPSON sont souvent disponibles en simultané sur les imprimantes à aiguilles (du fait des faibles différences), il n'a pas été jugé utile de développer les deux types de configurations. Si la demande se fait plus intense, une réadaptation du programme pour le standard EPSON (en code français uniquement) du programme pourra être faite. Ces standards se retrouvent souvent sur les imprimantes à jets d'encre ou sur certaines LASER quand elle disposent d'un mode basse résolution. Mais nous n'avons pas pu vérifier que la compatibilité était totale.

Pour ceux qui disposent d'une imprimante en langage HP, alors là c'est sur, ça ne marche pas. Nous avons essayé.

Comme le principe même de ces imprimantes est d'exploiter la haute résolution, il y a peu d'espoir que nous trouvions le temps pour réadapter le programme du fait du nombre important de différences.

Les programmes

Au cours des quarante derniers numéros, plusieurs montages ont fait appel à des composants programmés.

Pour des raisons de place, les sources de ces programmes n'ont jamais été éditées dans la revue. Mais tous sont disponibles auprès de la revue moyennant une petite participation aux frais d'expédition et à la fourniture des produits.

Or il arrive encore fréquemment que des lecteurs nous posent la question pour savoir comment il faut faire pour pouvoir les obtenir.

Bien que cela soit précisé dans chaque article correspondant (à l'exception de la serrure codée du numéro 1 qui a été victime de la jeunesse de la revue), nous vous rappelons qu'il suffit d'en faire la demande sur papier libre auprès de la revue à l'adresse indiquée sur le bulletin d'abonnement. Il

suffit de préciser le type de produit désiré (listing, disquette, EPROM, etc...) ainsi que l'article auquel se rattache la demande.

Dans tous les cas, la demande doit être accompagnée de son règlement pour que celle-ci soit honorée. Sur certains produits, un délai d'un mois doit être pris en considération.

Il arrive également fréquemment qu'on nous demande si ces éléments relatifs à d'anciens numéros sont toujours disponibles. Pas de problème. L'ancienneté n'est pas un gage de rareté. Pour ces articles, il suffit juste de suivre les explications qui ont été données précédemment.

Le courrier

Vous êtes très nombreux à nous écrire et cela est la preuve que cette revue vous intéresse.

Une bonne partie du courrier est consacrée à nous demander de nouvelles réalisations, à nous voter des félicitations du plus haut degré (quand le lecteur trouve la revue à son goût) ou à nous décerner la médaille de la nullité (tous les goûts sont dans la nature), à proposer de nouvelles rubriques, etc...

Il y a également les courriers qui font part d'une demande d'éclaircissement sur un point particulier d'un montage (il est vrai qu'au moment de la rédaction de l'article, il n'est pas toujours possible de penser à tout) ou pour nous signaler qu'un montage ne marche pas.

Tout cela réuni, nous arrivons à un volume journalier de courrier qui n'est pas négligeable (surtout que maintenant la nature des questions porte sur 40 numéros).

Quand un courrier traite d'un point particulier, il est transmis à l'intéressé qui fait son possible pour pouvoir y répondre le plus rapidement (comme il n'y a que trois personnes qui écrivent, vous imaginez le volume individuel).

Il arrive, il faut bien l'avouer, qu'il y ait des loupés. Mais cela est chose rare. Par principe, toutes les lettres demandant une réponse sont traitées.

La réalisation de cette revue réclame aux trois personnes concernées pratiquement quatre semaines à temps plein pour pouvoir concevoir, réaliser, tester, rédiger les montages et résoudre les problèmes d'imprimerie pour élaborer chaque numéro. Il reste donc très peu de temps.



Quand la "machine" est lancée, c'est quasiment le "black out" par rapport à l'extérieur.

Une fois que les rotatives tournent, on épluche le courrier et on fait le bilan.

Cette méthode de travail fait que la réponse attendue n'est pas toujours immédiate. Nous en sommes désolés mais nous ne pouvons pas faire autrement.

Il peut même arriver que des impondérables techniques fasse qu'il soit impossible de répondre entre deux numéros (cela est rare mais c'est déjà arrivé).

Ensuite d'autres critères entrent en ligne de compte.

La réponse est faite tout d'abord en fonction de la date de réception. Il est normal que les lettres plus anciennes reçoivent une réponse avant les plus récentes.

Ensuite, c'est fonction des questions posées et des recherches qu'elles entraînent pour pouvoir y répondre.

Une lettre demandant le schéma d'un amplificateur triphonique de 800W avec fréquences de coupures variables et alimenté depuis une batterie de 6V (l'exemple est volontairement exagéré) sera traité après la demande de prix pour une EPROM programmée.

Alors de grâce, n'en veuillez pas à messieurs Tailliez, Deret ou "Le Futé" s'il mettent parfois près de deux mois pour répondre à vos demandes. Leurs journées sont suffisamment remplies pour que paraisse votre revue.

Et il y a les impatientes qui ne comprennent pas qu'ils n'aient pas eu de réponse au bout d'une semaine. Avec les explications précédentes, cela ne doit pas être une surprise (il est même arrivé que la lettre de réclamation arrive le même jour que la lettre de demande. Où est l'erreur?).

Quand vous rédigez ce genre de lettres, mettez y un peu d'humour. Cela aide parfois à faire avancer les choses alors que les insultes auraient plutôt tendance à faire le contraire.

Pour ceux qui supposeraient que leur lettre retourne directement par la case "corbeille à papier" (sans recevoir 20000F), sachez que nos corbeilles sont déjà plus que pleines de brouillons de toutes sortes pour que nous puissions y trouver encore de la place pour y mettre vos lettres (et pourtant elles sont vidées tous les jours).

Les montages

Autre point aussi!

Tous les montages qui sont décrits dans la revue sont tous réalisés à un, deux ou même voire trois exemplaires avant d'être présentés au lecteurs; et tous fonctionnent!

Si un défaut persiste, sa parution est retardée d'autant. C'est d'ailleurs le cas à l'heure actuelle de montages qui avaient été promis pour accompagner la mire digitale et qui n'ont toujours pas vu le jour.

Donc inutile là aussi de nous poser la même question: à savoir si nous les avons testés avant de les proposer. Dans tous les cas la réponse sera oui.

Le fait que le votre ne marche pas peut vous amener à faire toutes les suppositions. C'est exact. Mais si un montage issu de la revue ne marche pas, c'est qu'il y a une erreur quelque part.

Il y a naturellement les erreurs qui incombent à la revue (cet article en est d'ailleurs la preuve). Elles sont dues au fait qu'il n'existe pas de système fiable qui permette d'effectuer le contrôle de ce qui est placé sur le papier.

Mais par principe, ces erreurs sont suffisamment localisées rapidement par des lecteurs qui ont eux aussi de bonnes bases en électronique et qui nous communiquent rapidement leurs constatations.

Quand un montage présente une erreur flagrante, il s'écoule au maximum un mois par rapport à la sortie de la revue. Le délai le plus bref étant naturellement les erreurs que nous constatons de visu quand nous recevons les premiers exemplaires de chez l'imprimeur. Mais là, il est déjà trop tard pour réagir.

Cela étant, l'expérience prouve que ces sources d'erreurs ne dépassent pas les 1% des causes de dysfonctionnement sur les montages des lecteurs.

Un simple contrôle attentif des pistes, des soudures et des implantations éliminent près de 80% des causes de pannes.

Mais voilà, beaucoup de gens sont trop pressés de mettre le montage sous tension. Et quand ça doit fumer, ça fume.

La suppression de la cause de la panne et le remplacement du composant le plus martyrisé à l'oeil n'est pas toujours suffisant pour que le montage retrouve sa fonctionnalité initiale.

Restent les derniers 20% qui sont liés en grande partie à des composants défectueux (5%) ou inadaptés (c'est souvent le cas en prenant des composants dits équivalents sans réadapter les éléments environnants).

Il y a le courrier type qui nous dit: "Mon montage ne marche pas. Où est la panne?"

Ne sortant que le dimanche avec une boule de cristal, il nous est difficile de trouver la solution pendant la semaine.

Bons nombres de courriers qui nous sont adressés pour nous communiquer un montage qui ne fonctionne pas sont trop vagues pour que nous puissions être d'un quelconque secours. Surtout si nous avons confirmation par d'autres lecteurs que le montage fonctionne à merveille et qu'il a répondu totalement à son attente.

En s'aidant des explications qui accompagnent chaque montage, il y a souvent moyen de constater une anomalie qui nous serait précieuse pour pouvoir analyser le phénomène.

Une méthode toute bête est de reporter sur une photocopie du schéma les tensions mesurées avec un contrôleur, ou pour les mieux outillés des relevés d'oscilloscopes ou de fréquences.

Nous concevons parfaitement que vous n'ayez pas forcément l'expérience pour localiser une panne. Mais nous, nous n'avons pas encore l'art de lire dans le marc de café.

Conclusion

Cette dernière remarque nous emmène à faire une constatation.

Peut être devrions nous faire plus de montages qui ne fonctionnent pas pour que vous puissiez acquérir l'expérience nécessaire au dépannage électronique.

Mais rassurez-vous! Nous sommes encore partisans des belles et bonnes choses qui fonctionnent.

Bien que nous fassions tout notre possible, pour que le taux d'erreur soit le plus faible possible, nous ne sommes pas à l'abri d'un loupé, d'une glissade ou d'un accident (de clavier). Nul n'est parfait.

Et comme dit le proverbe, "Il n'y a que celui qui ne fait rien qui ne fait jamais d'erreur" (et celui plus méchant d'ajouter "et les imbéciles qui ne se trompent jamais").



Mini régie de truquage vidéo

Qu'il s'agisse de vos tous récents (ou de plus anciens) souvenirs de vacances, de vos émissions préférées ou encore, de la capture d'image à usage informatique, le fait de pouvoir y apporter des truquages fait partie des envies de chacun.

Ainsi, créer des bandes pour simuler un film en "cinémascope" (ou y ajouter un "rectangle blanc"...), solariser finement les parties sombres ou claires d'une scène, pouvoir apporter un cadre de mise en évidence d'une partie d'image ou l'inverse, sont divers effets qui peuvent être envisagés avec le présent montage.

En effectuant en même temps un montage à l'aide d'un magnétoscope, vous pourrez donner à vos vidéos un aspect professionnel qui étonnera ou amusera plus d'un de vos amis.

Principe de base

De nombreux principes peuvent être utilisés pour truquer une image vidéo. Le principe le plus performant consiste à digitaliser les images, ce qui permet toutes sortes d'effets sur les tailles, synchronisations ou fondu-enchaîné entre différents signaux.

Cette technique est toutefois coûteuse car les convertisseurs doivent être très rapides et nécessitent également souvent un stockage dans des mémoires tout aussi rapides.

A l'heure actuelle encore, des tables de montage de ce style dépassent les 6000 à 7000 francs et restent, de ce fait, réservées à ceux qui font un usage intensif de la vidéo ou sont fortement passionnés...

L'approche de ce montage est tout à fait différente, afin surtout de réduire le coût de réalisation, tout en proposant malgré tout des effets divers et mixables entre eux.

Ce montage n'utilisera ainsi, hormis deux comparateurs rapides, que des circuits linéaires classiques et des circuits TTL. Il est important de signaler de suite que la mise au point de cette réalisation implique d'être possesseur d'un oscilloscope double trace avec mode de synchronisation TV ligne et trame (ce qui est courant sur tout appareil bicourbe).

Le travail sur le signal est donc exécuté en temps réel et s'effectue sur le signal vidéo composite par lui-même (PAL ou SECAM).

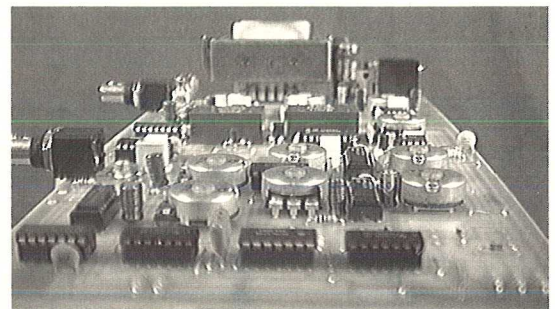
Un signal SECAM ne se laissant pas forcément travailler de la même façon qu'un signal PAL (principalement au niveau de la chrominance, sous-porteuse modulée en fréquence en SECAM et en phase en PAL), les effets seront différents en fonction du standard utilisé. De ce fait, un commutateur interne permettra le choix entre l'un ou l'autre des deux standards qui sera fonction du matériel vidéo utilisé.

Par voie de conséquence, le standard restitué en sortie de cette mini régie sera évidemment le même que celui d'entrée. Quant aux effets possibles, le choix le plus large sera obtenu avec le standard PAL, dont le traitement du signal couleur permettra d'obtenir des parties d'image en noir et blanc ou du remplacement de zones d'images par une teinte monochrome ajustable.

Les effets...

Nous les avons déjà brièvement abordés par le biais de l'introduction. Nous les retrouverons plus complètement ci-dessous sous une forme détaillée et par le biais des photographies de la troisième page de couverture (effectuées en standard PAL).

- Mode "cinémascope" réglable de 0 à 95 % (5% d'image utile restante).
- Mode remplacement progressif des zones claires de l'image.
- Mode remplacement progressif des zones sombres de l'image (le seuil de réglage pouvant se croiser avec le mode précédant pour amener d'autres effets).



- Mode cadre, réglable en position X et Y et amplitude X et Y.

- Mode cadre inverse identique au précédent.

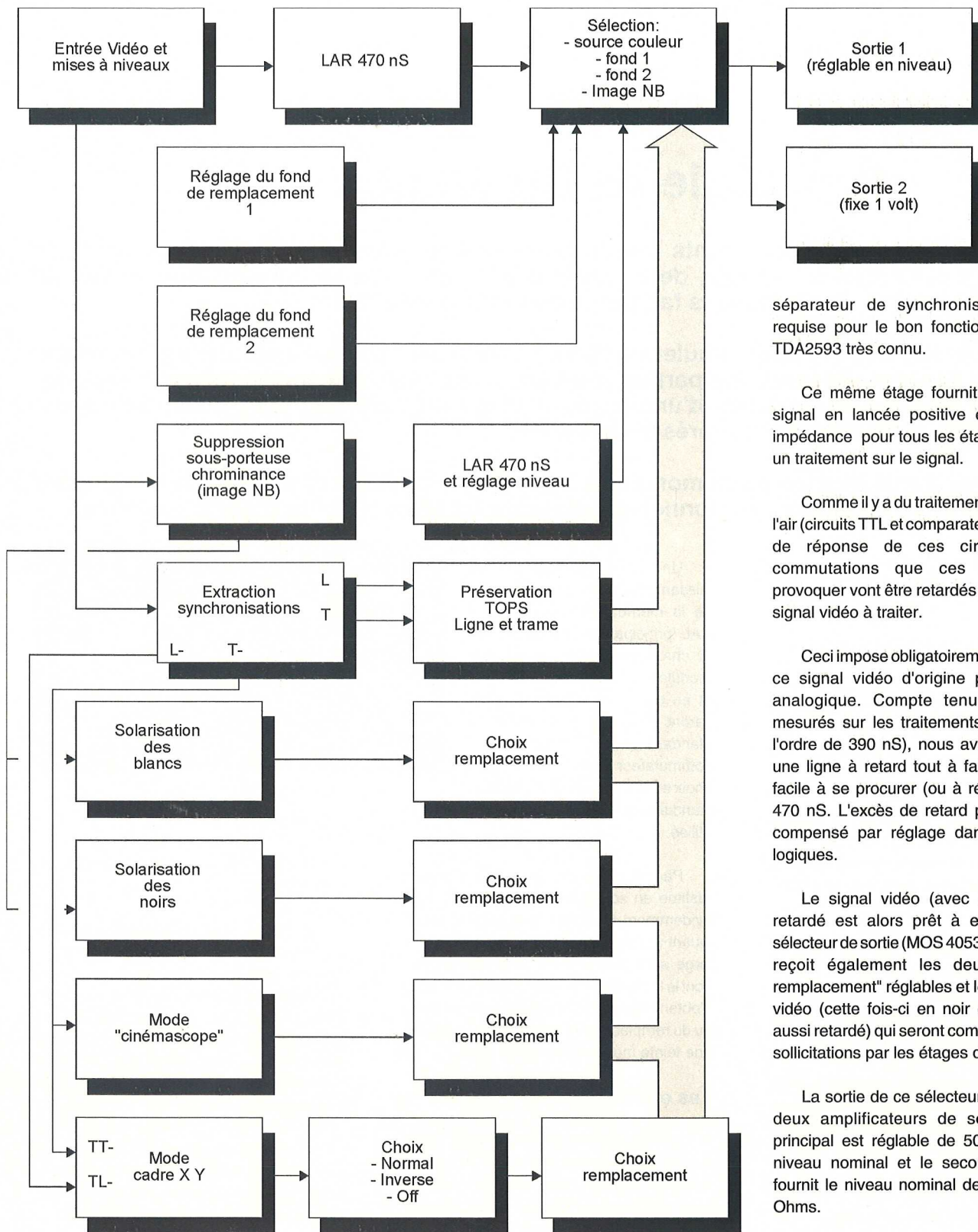
Tous ces effets provoquent une action de "remplacement" du signal d'origine sur l'image. En mode "cinémascope" par exemple, les bandes haute et basse de l'image sont connues pour être généralement noires. Ici, pour chacun des effets, l'utilisateur possédera la possibilité de choisir le "remplacement" souhaité parmi trois possibilités:

- Deux fonds uniformes réglables du noir complet (niveau du noir) au blanc complet (modulation 100%). Ces remplacements sont utilisables en PAL.

- L'image équivalente mais en noir et blanc (ou en couleurs) et réglable en niveau de contraste de 0 à 100 %. En SECAM le remplacement s'effectue par l'image réglable en contraste mais uniquement en couleur.

Ainsi, le mode cadre par exemple, permet de définir une zone centrale de l'écran qui conserve l'image source, toute la périphérie restante étant constituée du reste de l'image en noir et blanc atténué ou non.





C'est le genre d'effet idéal pour mettre une zone de l'image en évidence et assurer son suivi par exemple à l'aide des réglages.

Tous les fonds de remplacement et les effets sont mixables, ce qui conduit évidemment à un nombre de possibilités qui va croissant et qui devient vite difficile d'énumérer ici.

Enfin, deux sorties vidéo distinctes sont disponibles, l'une réglable en niveau de 0,5

volts à 1,5 volts crête crête (1 volt nominal) et la seconde (optionnelle) fournissant uniquement le niveau nominal de 1 volt.

Synoptique

Commençons par le coin haut gauche de ce synoptique, avec l'étage d'entrée vidéo. Celui-ci se charge de fournir un signal vidéo négatif de 3 volts d'amplitude pour le

séparateur de synchronisation, valeur requise pour le bon fonctionnement d'un TDA2593 très connu.

Ce même étage fournit également le signal en lancée positive et sous faible impédance pour tous les étages qui feront un traitement sur le signal.

Comme il y a du traitement logique dans l'air (circuits TTL et comparateurs) les temps de réponse de ces circuits et les commutations que ces étages vont provoquer vont être retardés par rapport au signal vidéo à traiter.

Ceci impose obligatoirement de retarder ce signal vidéo d'origine par une ligne analogique. Compte tenu des retards mesurés sur les traitements logiques (de l'ordre de 390 nS), nous avons opté pour une ligne à retard tout à fait classique et facile à se procurer (ou à récupérer...) de 470 nS. L'excès de retard provoqué sera compensé par réglage dans les circuits logiques.

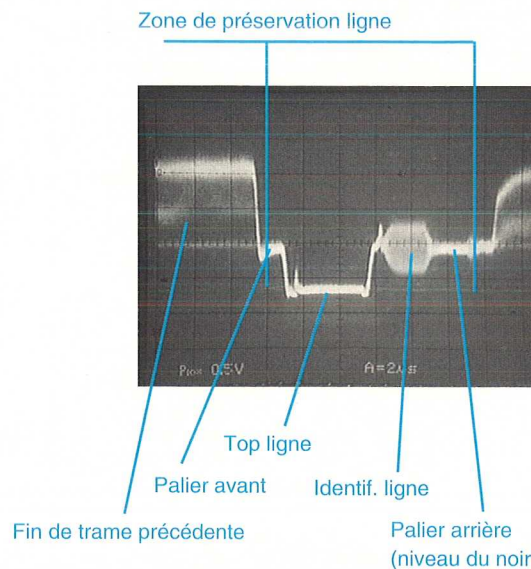
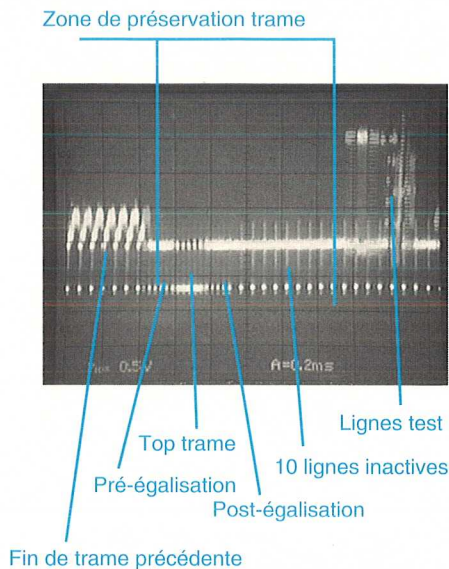
Le signal vidéo (avec chroma) ainsi retardé est alors prêt à entrer dans le sélecteur de sortie (MOS 4053). Ce sélecteur reçoit également les deux "fonds de remplacement" réglables et le même signal vidéo (cette fois-ci en noir et blanc et lui aussi retardé) qui seront commutés lors des sollicitations par les étages de truquage.

La sortie de ce sélecteur attaque enfin deux amplificateurs de sortie, dont le principal est réglable de 50 à 150 % du niveau nominal et le second (optionnel) fournit le niveau nominal de 1 volt sur 75 Ohms.

Comme le signal vidéo va être relativement "chahuté", il est indispensable de préserver certaines parties de ce signal afin d'obtenir un fonctionnement correct du moniteur ou du magnétoscope qui sera connecté en sortie.

Ces zones concernent principalement la synchronisation, pour laquelle on trouvera dans le schéma de détail un étage spécifique pour préserver le top trame (ainsi que sa





Pour ce dernier effet, quatre potentiomètres seront utiles. Une première partie du montage traitera le début de la zone en Y ainsi que son amplitude (travail des circuits à la fréquence trame) et une seconde partie identique dans le principe la position et l'amplitude en X (travail à la fréquence ligne).

De ce fait, cet effet reçoit les informations TT- et TL- qui sont respectivement les tops trame et ligne en lancée négative.

Une simple fonction ET en sortie de ces deux traitements permet de définir la zone concernée de l'image. Après une simple inversion logique du signal de sortie, on peut alors aussi choisir de traiter l'intérieur ou l'extérieur du cadre défini dans l'image.

Cet effet dispose donc d'un inverseur trois positions: cadre, cadre inverse ou arrêt de la fonction que les potentiomètres de réglage ne permettent pas d'obtenir.

Ici encore, la zone délimitée (interne ou externe) peut être remplacée par l'un des trois signaux au choix de l'utilisateur avant d'attaquer le commutateur de sortie.

Dans aucun des cas, les truquages qui auraient pu affecter la synchronisation du signal vidéo par rabotage ou suppression des informations situées sous le niveau du noir ne seront autorisés à le faire grâce à la préservation vue plus haut.

Cette procédure permet de simplifier énormément les étages de truquage en autorisant un travail ou des modifications sur l'ensemble du signal, synchronisation comprise.

Enfin, non représentée sur ce synoptique, une alimentation fournit trois tensions de +5V, -5V et + 12 volts aux divers circuits.

Schémas de détail

Compte tenu du nombre de circuits, dont les rôles sont souvent indépendants, le schéma de détail est scindé en sept sous ensembles que nous allons décrire de suite.

Le traitement du signal vidéo, de l'extraction de la synchronisation et des différentes commutations fait partie de ce premier schéma donné page suivante.

pré-égalisation, sa post-égalisation et les 10 ou 11 lignes précédant les lignes test) et un étage spécifique pour la préservation du top ligne.

Celle-ci épargnera le palier avant et le palier arrière du top ainsi que la salve d'identification chrominance.

Les deux oscillogrammes ci-dessus montrent les zones préservées en ligne (durée de 12 uS environ) et en trame (de l'ordre de 1 mS) ainsi que les informations principales qui ne seront pas affectées par les éventuels truquages.

Pendant ces périodes de préservation ligne et trame, le périphérique de sortie ne peut recevoir que le signal source d'entrée, qu'il y ait demande de truquage ou non.

Ces commutations entre le signal source et les divers signaux sont représentées par le bus en gris du synoptique.

Solarisations

Deux étages distincts permettent de créer une solarisation à partir des valeurs hautes du signal vidéo (remplacement des blancs) ou des valeurs basses (remplacement des zones sombres, d'où déjà le premier intérêt de la préservation, la synchronisation faisant partie de ces valeurs basses).

Le niveau de réglage de chacun de ces deux effets est réglable linéairement par potentiomètres et c'est évidemment ici que seront utilisés les deux comparateurs rapides mentionnés plus haut.

La comparaison est faite entre les réglages demandés et le signal vidéo

débarassé de sous-porteuse chrominance, ce qui permet d'obtenir des détections des bords plus franches et un détournage précis en fonction des écarts de luminance du signal traité. Le signal vidéo noir et blanc prélevé est évidemment pris avant la ligne à retard de 470 nS.

Ces comparateurs fournissent en sortie des états logiques qui, après aiguillage dans leurs sélecteurs de remplacement respectifs, iront attaquer le commutateur de sortie.

Ces effets ne disposent pas de fonction "marche-arrêt" qui est simplement obtenue par la mise au minimum des potentiomètres correspondants.

Mode "cinémascope"

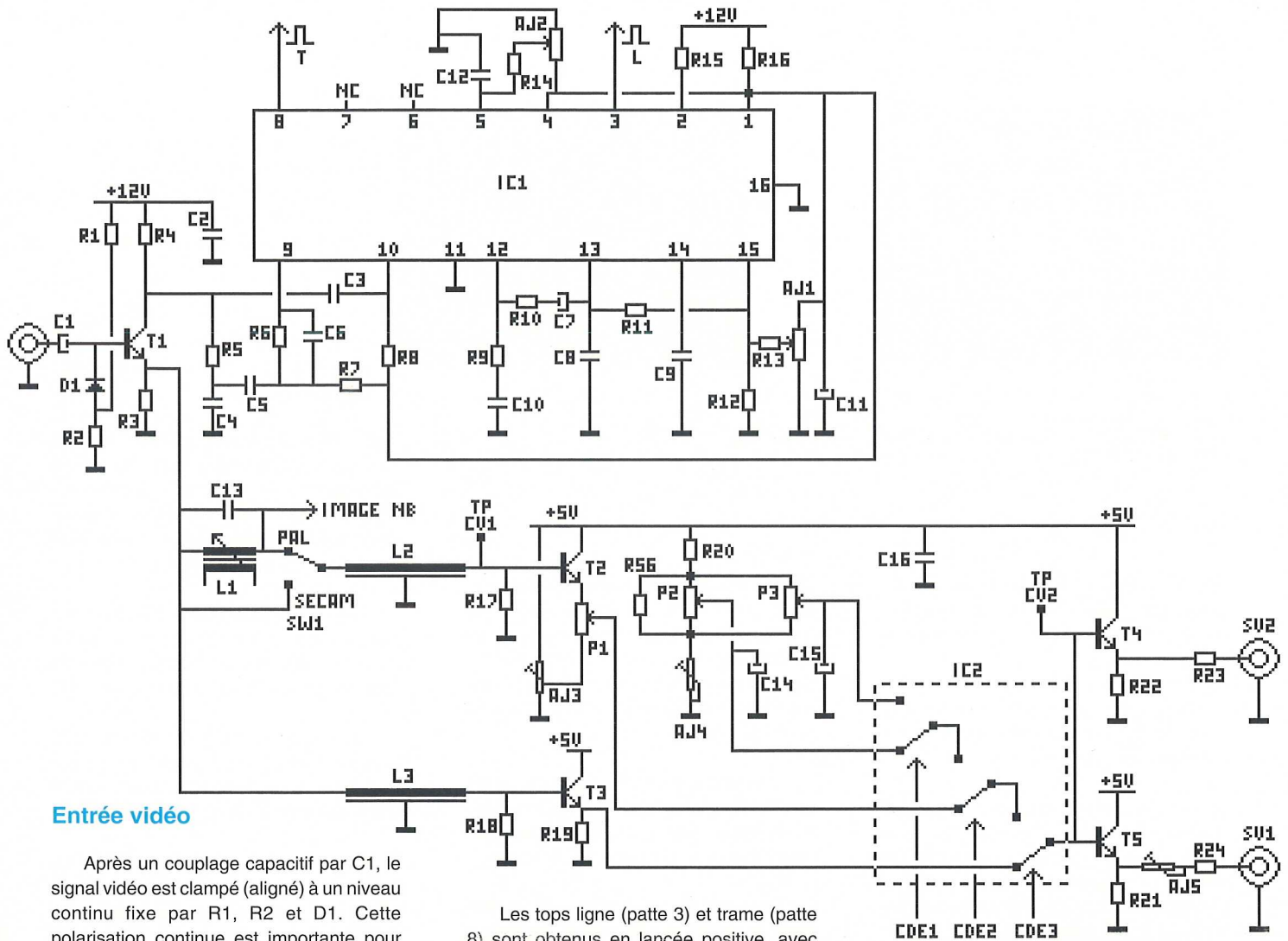
Ici, on retrouve de l'électronique plus légère puisque de travail s'effectue à la fréquence trame (50 Hz).

Deux jeux de monostable (non représentés sur le synoptique) permettent de définir le début et le milieu de l'image active. A partir de là, la création d'un triangle synchrone à la trame et une comparaison permettent de définir des bandes hautes et basses réglables mais de dimensions égales.

Cet étage ne reçoit donc en entrée que le top trame pour fonctionner (en lancée négative, TT-).

Ici encore, l'état logique de sortie attaque le choix de remplacement avant d'actionner le commutateur de sortie. Ce réglage "cinémascope", placé au minimum, permet de stopper l'action de cet effet.





Entrée vidéo

Après un couplage capacitif par C1, le signal vidéo est clampé (aligné) à un niveau continu fixe par R1, R2 et D1. Cette polarisation continue est importante pour tous les étages en définissant le seuil de travail des potentiomètres et pour les polarisations des divers circuits intégrés.

Le transistor T1 permet de récupérer le signal sous faible impédance au niveau de son émetteur (avec une amplitude à cet endroit de l'ordre de 2 volts crête-crête). Sur le collecteur, la vidéo en lancée négative est récupérée pour le séparateur de synchronisation, TDA2593, avec une amplitude de 3 volts nécessaire pour ce circuit.

Séparateur

L'emploi d'un circuit spécialisé (spécifié plus haut) permet de résoudre facilement l'obtention du top ligne et trame. Cet étage a déjà été utilisé dans le correcteur vidéo II du numéro 35, aussi n'y reviendrons-nous que brièvement.

AJ1 permet de faire "accrocher" le circuit sur la synchronisation du signal d'entrée. Ce circuit est placé en mode AV afin de posséder une plage de capture plus large du comparateur de phase (exploitation de signaux venant d'un magnétoscope notamment).

Les tops ligne (patte 3) et trame (patte 8) sont obtenus en lancée positive, avec une amplitude de 12 volts environ. Autre avantage de ce circuit, le top ligne généré est réglable en phase par rapport au signal d'entrée (par AJ2), ce qui facilitera la préservation ligne évoquée plus haut. Le signal sandcastle n'est pas utilisé ici.

Image couleur

L'image d'origine est prélevée sur l'émetteur de T1 et est retardée par la ligne L3 de 470 nS. R18 permet d'adapter l'impédance de cette ligne. T3 et R19 permettent d'attaquer le commutateur MOS (4053) dans de bonnes conditions (impédance de charge constante sur L3 quelles que soient les positions des inverseurs de IC2).

Image noir et blanc

Venant du même transistor, le signal est débarrassé de sa sous-porteuse chrominance par le filtre cloche L1. Celui-ci ne servira principalement qu'en PAL, standard pour lequel une réelle image noir et blanc sera obtenue. En SECAM, le noir et blanc n'est pas synonyme d'absence de sous-porteuse mais d'une fréquence bien

précise de celle-ci qu'il aurait fallu générer pour obtenir le même résultat. L'absence de sous-porteuse se traduit dans ce standard par du souffle chroma qui émane des discriminateurs R et B laissés libres pendant la durée de la ligne (alors que le portier est ouvert puisque l'identification est présente).

Ceci justifie l'inverseur SW1 qui différenciera le fonctionnement prévu et les effets obtenus. Le filtre de sous-porteuse est un pot FI, initialement prévu pour 10,7 MHz, ramené à 4,43 MHz par C13, et qui fera tout à fait l'affaire.

L2 permet de retarder également le signal vidéo ainsi obtenu avant de l'appliquer à T2 monté en suiveur comme dans le cas précédent. Différence notable: le potentiomètre P1 permet de régler le niveau de contraste de cette image en noir et blanc (ou couleur) avec une limite inférieure s'arrêtant au niveau du noir définie par AJ3.

C'est cet ensemble de composants qui définit le premier type de remplacement énoncé dans les caractéristiques, le curseur de P1 attaquant le commutateur IC2 dont les inverseurs sont cascades.

Remplacements fixes

Deux autres fonds de remplacement sont disponibles par le biais de P2 et P3 pour les différents effets.

Ces fonds de remplacement sont de simples tensions continues ajustables et découplées dont le débattement est limité à +3 volts environ pour le blanc le plus intense par R20.

Côté noir, la valeur inférieure de remplacement se doit d'être réglée précisément afin de ne pas descendre en dessous du niveau du noir, ce qui provoquerait des décrochements dans la reconnaissance de la synchronisation ligne du périphérique de sortie. C'est AJ4 qui définira cette valeur inférieure tout comme l'a fait AJ3 pour l'image noir et blanc.

Les deux curseurs de ces potentiomètres attaquent eux aussi le commutateur IC2: l'ensemble des trois remplacements est mis en place.

Sorties

En sortie de ce commutateur MOS, câblé entre +5V et masse pour pouvoir être commandé par des signaux TTL, deux suiveurs (T4 et T5) permettent d'obtenir deux sorties vidéo distinctes 75 Ohms.

La sortie principale est ajustable par AJ5 afin de régler le niveau vidéo de 50 à 150% de la valeur nominale. La sortie secondaire se voit attribuer un niveau fixe défini par R23.

Les différentes chutes de potentiel amenées par les jonctions base-émetteur des transistors laissent les signaux de sortie alignés sur un potentiel de l'ordre de 0,5 volts, ce qui est conforme aux normes péritel ou vidéo sur BNC.

Différents points de test (TP CV1 et CV2, pour indiquer que l'on y trouve de la vidéo composite) sont installés et serviront à la mise au point des réglages.

Le montage du commutateur MOS montre clairement qu'il suffira de jouer sur la commande 3 (forçage à "0") pour obtenir la préservation des synchronisations en forçant le passage sur le signal source couleur pendant ces périodes.

Préservations

Les préservations font partie du schéma ci-dessous.

En ligne (partie basse du schéma), le travail est grandement facilité par le TDA2593 dont le calage du top peut être avancé dans le temps. De ce fait, le top permet d'englober le palier avant du signal et il suffit d'allonger sa durée pour englober le top ligne par lui-même ainsi que le palier arrière et la salve d'identification.

C'est ce que fait IC4 qui, recevant le top ligne du TDA2593 après une mise à niveau TTL par R26 et R28, servira à allonger la durée de ce top par une cellule RC réglable constituée par AJ6 et C17, le front montant étant laissé intact grâce à D2.

La position de la préservation ligne sera donc réglable par AJ2 (TDA2593) et la durée par AJ6 (voir oscillogrammes des préservations page 43).

Toutes ces phases du traitement sont régulièrement remises en forme par une porte inverseuse de IC4, jusqu'à TP H1, qui sera le point test de réglage de cette fenêtre ligne.

A noter que la première porte de IC4 fournit le top ligne en lancée négative (TL-) qui sera utile pour les étages de truquage.

Côté préservation trame, le problème est plus compliqué puisque le top trame fourni par le TDA2593 est synchrone au top du signal vidéo d'entrée et non réglable.

Pour le démarrer plus tôt dans le temps (afin de préserver la pré-égalisation), il est nécessaire d'utiliser un monostable qui, déclenché sur le top trame N, permettra de préparer le travail pour le top N+1.

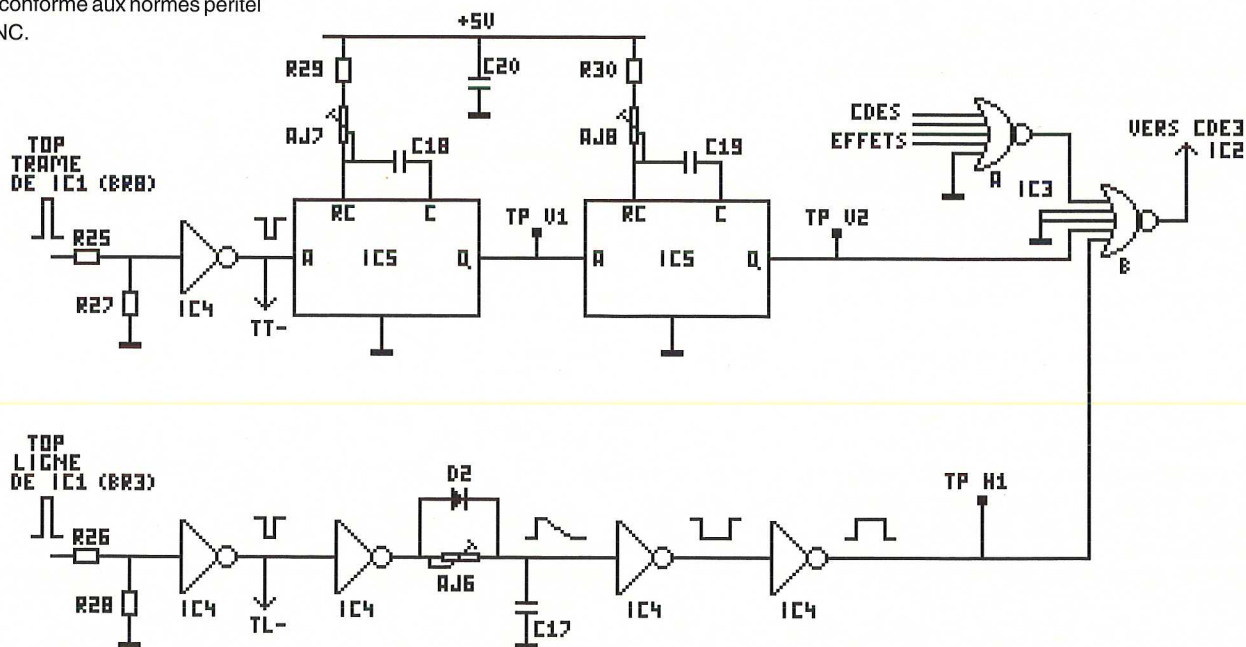
Après mise à niveau TTL et création de TT- par une porte de IC4, c'est ce que fait la première moitié de IC5, monostable d'une durée légèrement inférieure à 20 mS (réglage par TP V1).

Un second monostable de IC5 permet ensuite à partir de cet instant de régler la durée de préservation trame soit de l'ordre de 1 mS environ (réglage en TP V2).

Il suffit de faire enfin un OU entre ces deux préservations (IC3), pour l'appliquer à la commande 3 du commutateur 4053 et obtenir les fenêtres ligne et trame de préservation.

L'une des entrées de cette porte B de IC3 reçoit aussi la commande d'effet qui va générer la commande 3 du 4053. Il faut que toutes les entrées de cette porte soient à "0" pour que IC2 bascule son inverseur 3 (image NB), ce qui est rendu possible uniquement que dans la partie visible de l'image et s'il y a demande de truquage.

C'est la porte A de IC3 qui reçoit les ordres des 4 commandes d'effets afin de générer cette commande 3 quand l'utilisateur la désire.

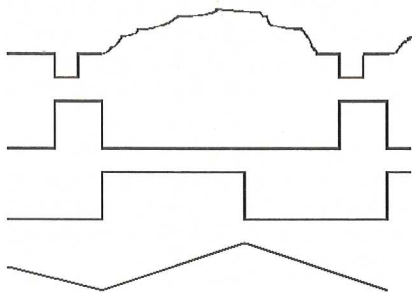


Comme on vient de le voir, c'est la commande 3 qui bascule s'il y a un effet en cours ou non. Dans tous les autres cas, et pendant la préservation, ce commutateur de IC 2 est en position basse ("0"), laissant passer le signal source vers la sortie.

Les deux autres inverseurs de IC2 ne seront basculés qu'aux instants voulus, en fonction de l'effet demandé et du type de remplacement que l'on aura souhaité pour cet effet.

1 - Effet "cinémascope"

C'est le schéma ci-dessus qui fournit ce premier effet. et le fonctionnement suit les courbes ci-dessous. La première de ces courbes représente le signal vidéo d'entrée.

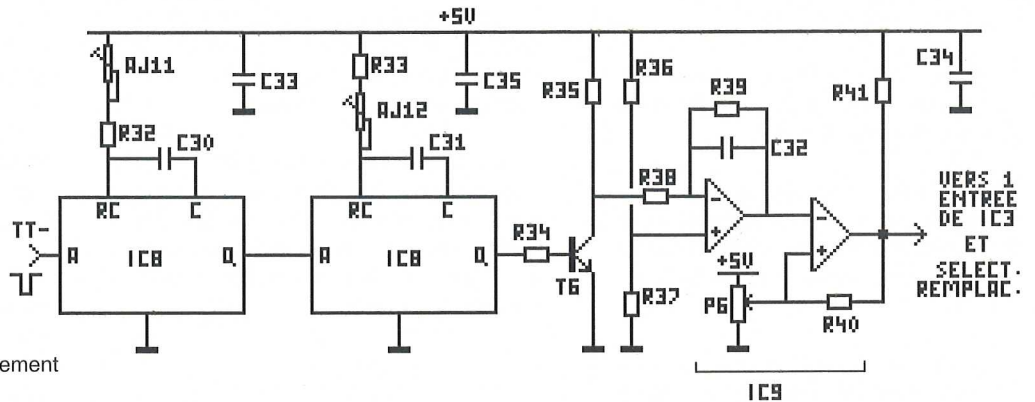


Le principe est principalement axé sur deux monostables (de IC8) déclenchés à la fréquence trame (par TT-). Le premier reçoit le top trame négatif et sa constante réglable de 0,5 à 4 mS permet de définir le début actif de l'image par le biais de AJ11 (deuxième courbe).

Le front descendant de ce premier monostable en déclenche un second qui possédera une période de 10 mS environ, réglable par AJ12 (troisième courbe). Son front négatif apparaîtra donc à la moitié de l'image active. Le transistor T6 permet d'idéaliser le signal carré obtenu à des niveaux de 0 et 5 volts, ce qu'est loin de fournir une porte TTL.

A partir d'un tel signal carré, rien de plus simple que d'obtenir un triangle: il suffit d'un simple intégrateur. C'est une porte d'AOP, de IC9 qui va se charger de fournir ce signal de bonne linéarité, visible en quatrième courbe.

Dès lors, il ne suffit plus que de comparer ce triangle (compris entre 0,5 et 4 volts par les valeurs des composants) avec une simple tension continue ajustable pour définir des bandes hautes et basses de largeurs égales (définies par AJ11) et se rejoignant au centre (défini par AJ12) lors de la manoeuvre du potentiomètre P6.



C'est la seconde porte de IC9 (comparateur d'un LM392) qui va se charger de cette tâche pour fournir des niveaux logiques TTL sur R41. R40 permet d'obtenir un hystérésis et donc un basculement franc de la comparaison (à l'alternance trame paire-trame impaire près).

Cette sortie effet attaque à la fois une entrée du OU vu plus haut (IC3) et le sélecteur de remplacement que nous décrivons plus loin.

Effets de solarisations

C'est le schéma en bas de page, qui comprend deux effets opposés, qui définit cette fonction.

Ces étages reçoivent le signal vidéo non retardé mais débarrassé de sa sous-porteuse chrominance (venant de L1) afin de rendre les comparaisons moins bruitées. R31 et C21 améliorent encore ce filtrage de sous porteuse.

Ces comparateurs devront comparer une tension continue issue d'un potentiomètre au signal vidéo sus nommé pour le traduire en un niveau TTL indiquant la supériorité ou non. Inutile de dire que ces comparateurs devront être rapides (moins de 10 nS de temps de basculement en sortie). S'il basculent

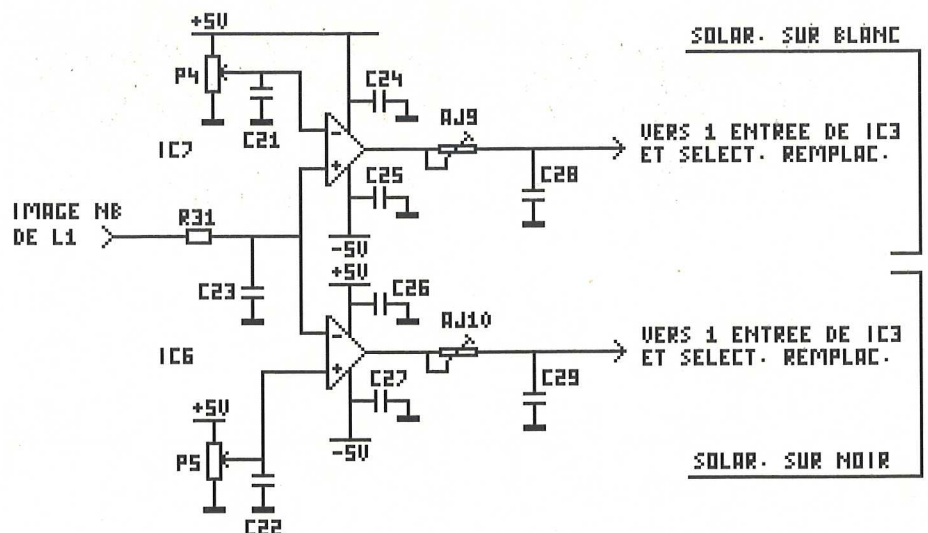
rapidement en sortie, cela ne veut pas dire pour autant que le transit de l'information est rapide dans le circuit (temps de transfert) et ce sont eux et les circuits TTL en aval qui imposent pratiquement la présence des lignes à retard de 470 nS.

Comme ce sont les effets qui travaillent le plus rapidement, les réseaux AJ9 C28 et AJ10, C29 permettront d'ajuster le calage de l'effet avec l'image initiale (affinage volontaire du retard de la logique à 470 nS).

La rapidité de ces circuits impose des découplages sévères. Ce sont aussi les seuls composants qui font appel à la tension de -5V.

L'inversion des entrées entre les deux comparateurs permet d'inverser le fonctionnement de chacun d'eux. Tandis que celui du haut se chargera de remplacer les zones les plus claires de l'image par un remplacement choisi, celui du bas se chargera de le faire sur les parties sombres de l'image avec, éventuellement, un autre remplacement courant. A cette fin, chacun d'eux attaque une entrée spécifique du OU (IC3) et un sélecteur de remplacement.

Les deux effets peuvent se croiser par le biais des réglages des potentiomètres P4 et P5.



Effet de cadre

Ici encore, cette fonction sera le royaume des monostables, comme le montre le schéma ci-contre.

La partie du haut se charge d'établir le cadre dans le sens de la hauteur de l'écran (Y) tandis que la partie basse, similaire en fonctionnement, se charge du travail dans le sens de la largeur (X). A cette fin, ces étages sont respectivement attaqués par TT- et TL-.

Le premier monostable de IC11 va se charger de définir le début du cadre par rapport au top trame reçu, à l'aide de P7 et R42 comme butée (ces monostables n'acceptant pas 0 Ohms en résistance de timing).

Le front qu'il va générer va servir à déclencher un second monostable qui, lui, définira à l'aide de P8 (et R43) la taille du cadre dans le sens de la hauteur.

A noter que la somme des deux réglages peut dépasser en temps la durée d'une trame et empiéter ainsi sur la suivante, ce qui se traduirait par un cadre dépassant le bas de l'image et dont l'excédent réapparaîtrait en haut. Afin d'éviter ce phénomène, le top trame est également utilisé pour appliquer un "clear" sur le second monostable, que sa durée propre soit atteinte ou non. C'est la seule différence de schéma par rapport aux groupes de deux monostables vus précédemment.

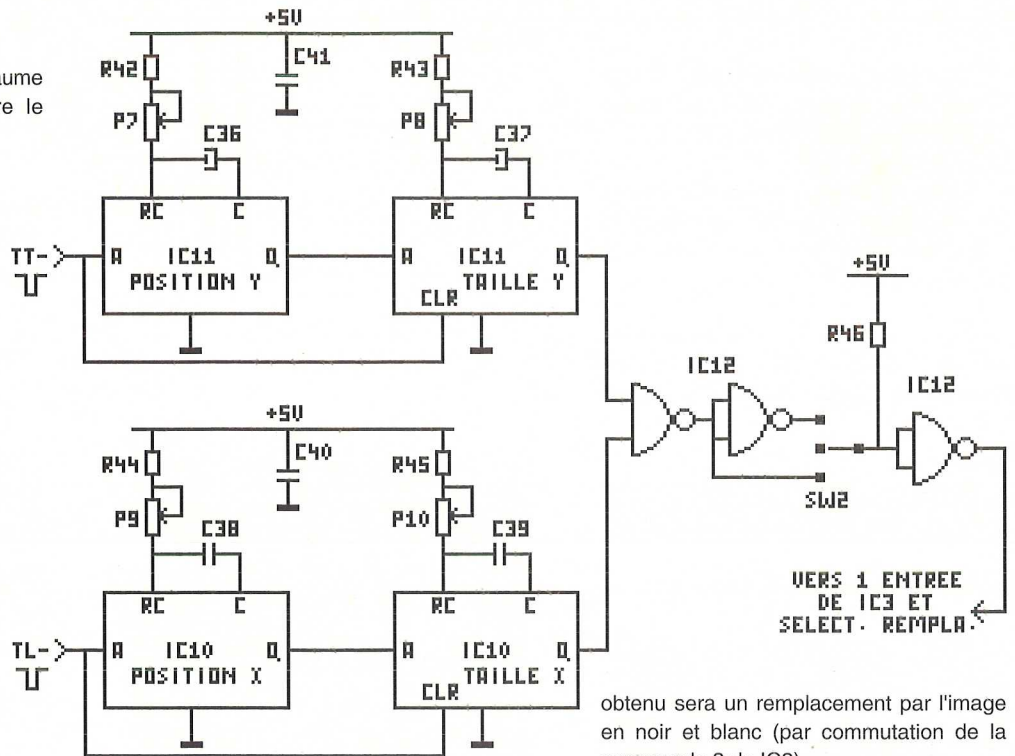
Le fonctionnement pour la partie ligne (X) est strictement le même. Il ne suffit plus qu'à regrouper les sorties de ces deux voies dans un ET (NAND en l'occurrence) pour créer une fenêtre réglable en positions et amplitudes dans l'image.

Une inversion en sortie permet également de choisir entre l'effet cadre (qui apporte le remplacement dans le cadre) et l'effet cadre inverse (qui fera un remplacement sur l'extérieur) à l'aide de SW2.

Une troisième position centrale de SW2 permet de stopper cet effet, ce que ne permettent pas les réglages qui se voient affublés d'une résistance talon.

Dans cette position médiane, l'entrée "en l'air" du dernier inverseur est fixée à l'état "1" par R46.

Cette dernière sortie attaque, comme ses soeurs jumelles, une entrée du OU (IC3) et du sélecteur de remplacement.



obtenu sera un remplacement par l'image en noir et blanc (par commutation de la commande 3 de IC2).

Sélecteur de remplacement

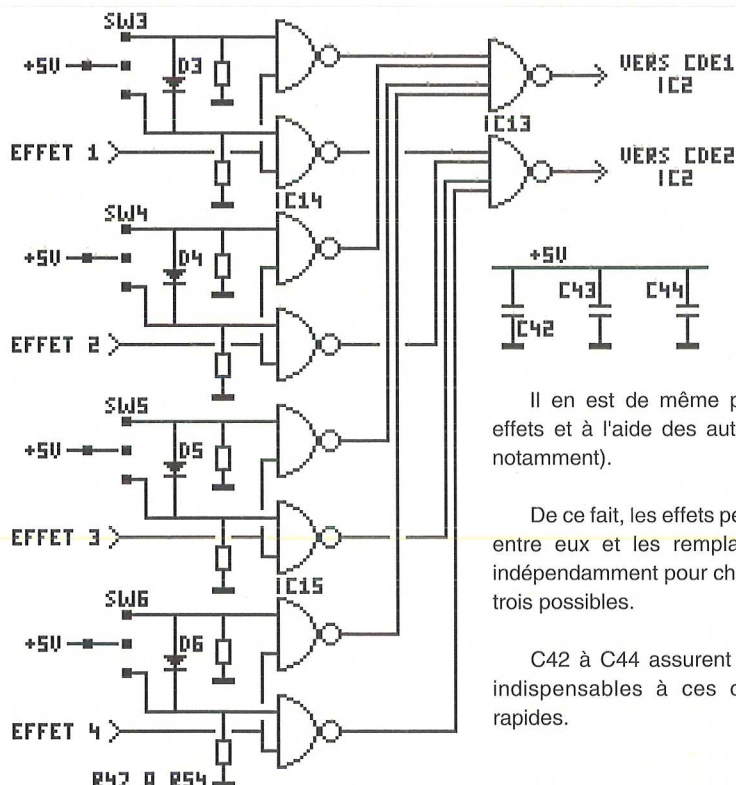
Cette dernière partie de schéma ci-dessous ne met en oeuvre que des NAND et un OU à diode.

L'effet 1 (par exemple) est appliqué aux deux NAND supérieures et n'apparaît sur les sorties que si l'autre entrée de chaque NAND reçoit un niveau "1" sur l'autre entrée.

Si SW3 est en position centrale, aucune des sorties ne changera d'état et l'effet

Dans sa position basse, seule la NAND inférieure transmettra la commande d'effet, qui sera reportée par le regroupeur IC13 afin d'activer la commande 2 de IC2: On obtiendra alors le remplacement par le fond 1, défini par P2 du schéma vidéo.

Enfin, dans la position haute, les deux NAND basculeront grâce à la diode D3, activant à la fois les commandes 1 et 2 et fournissant le remplacement par le fond 2 issu de P3.



Il en est de même pour chacun des effets et à l'aide des autres NAND (IC15 notamment).

De ce fait, les effets peuvent être mixés entre eux et les remplacements définis indépendamment pour chacun d'eux parmi trois possibles.

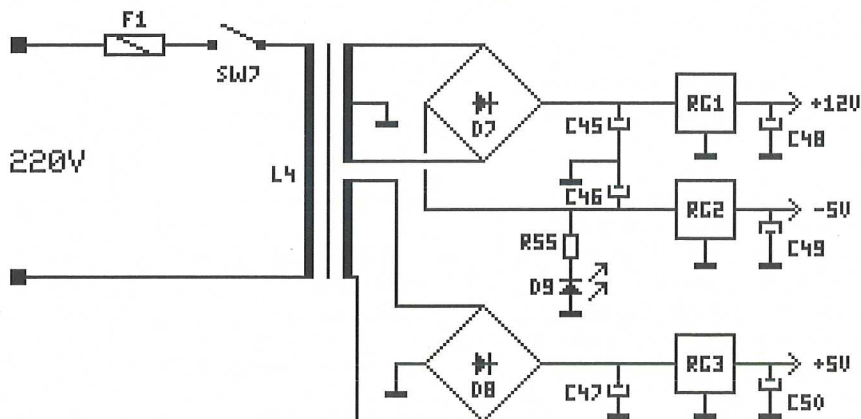
C42 à C44 assurent les découplages indispensables à ces circuits logiques rapides.

Alimentation

Terminons simplement ce descriptif avec l'alimentation, simple somme toute, dont le schéma est représenté ci-contre.

Un transformateur à double enroulement secondaire permet de créer les différentes tensions de travail, +5, -5 et +12 volts sans trop dissiper dans les régulateurs.

Le -5 volts étant la branche la moins chargée en courant, c'est sur celle-ci qu'une diode de visualisation de marche, D9, est installée.



Liste des composants

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

R1	6,8 k ohms	550682
R2, R3	2,7 k ohms	550272
R4	820 ohms	550821
R5	1,5 k ohms	550152
R6	33 k ohms	550333
R7	2,2 M ohms	550225
R8	1,8 M ohms	550185
R9	3,3 k ohms	550332
R10	1,2 k ohms	550122
R11	82 k ohms	550823
R12	12 k ohms	550123
R13	120 k ohms	550124
R14	22 k ohms	550223
R15	47 ohms	550470
R16	10 ohms	550100
R17, R18	1,2 k ohms	550122
R19	4,7 k ohms	550472
R20 à R22	1 k ohms	550102
R23	68 ohms	550680
R24	18 ohms	550180
R25, R26	15 k ohms	550153
R27, R28	10 k ohms	550103
R29, R30	27 k ohms	550273
R31	150 ohms	550151
R32	10 k ohms	550103
R33	27 k ohms	550273
R34	10 k ohms	550103
R35	1 k ohms	550102
R36, R37	10 k ohms	550103
R38	39 k ohms	550393
R39	220 k ohms	550224
R40	100 k ohms	550104
R41	2,2 k ohms	550222
R42 à R45	1 k ohms	550102
R46	100 k ohms	550104
R47 à R 54	22 k ohms	550223
R55	1 k ohms	550102
R56	470 ohms	550471
C1	10 uF 50V axial	615106
C2	0,1 uF céramique	660104
C3	0,47 uF pas de 5,08	651474
C4	330 pF céramique	660331
C5	0,47 uF pas de 5,08	651474
C6	6,8 nF céramique	660682
C7	4,7 uF 63V radial	625475
C8	10 nF céramique	660103
C9	4,7 nF pas de 5,08	651472
C10	0,47 uF pas de 5,08	651474
C11	100 uF 25V radial	622107
C12	0,22 uF pas de 5,08	651224
C13	270 pF céramique	660271
C14, C15	47 uF 25V radial	622476
C16	0,1 uF céramique	660104
C17	100 pF céramique	660101
C18	1 uF pas de 5,08	651105
C19	47 nF pas de 5,08	651473
C20	0,1 uF céramique	660104

C21, C22	1 uF pas de 5,08	651105
C23	1 nF céramique	660102
C24 à C27	0,1 uF céramique	660104
C28, C29	150 pF céramique	660151
C30	47 nF pas de 5,08	651473
C31	0,47 uF pas de 5,08	651474
C32	0,22 uF pas de 5,08	651224
C33 à C35	0,1 uF céramique	660104
C36, C37	4,7 uF 63V radial	625475
C38, C39	10 nF pas de 5,08	651103
C40 à C43	0,1 uF céramique	660104
C44	0,1 uF plastiq 250V	604104
C45, C46	1000 uF 25V radial	622108
C47	2200 uF 25V radial	622228
C48 à C50	1 uF 63V radial	625105

AJ1	82 PR 50 k ohms	531503
AJ2	82 PR 10 k ohms	531103
AJ3, AJ4	82 PR 1 k ohms	531102
AJ5	82 PR 100 ohms	531101
AJ6	82 PR 50 k ohms	531503
AJ7	67 WR 50 k ohms	526503
AJ8	82 PR 50 k ohms	531503
AJ9, AJ10	4,7 k ohms horiz.	519472
AJ11, AJ12	82 PR 50 k ohms	531503

T1 à T3	BC 547 B	BC547B
T4, T5	2 N 2222 A	N2222A
T6	BC 547 B	BC547B

IC1	TDA 2593	TD2593
IC2	MOS 4053	MS4053
IC3	74 LS 260	LS260
IC4	74 HC 14	HC14
IC5	74 LS 123	LS123
IC6, IC7	LM 360	LM360N
IC8	74 LS 123	LS123
IC9	LM 392	LM392
IC10, IC11	74 LS 123	LS123
IC12	74 HC 00	HC00
IC13	74 LS 20	LS20
IC14, IC15	74 HC 00	HC00

D1 à D6	1 N 4148	DN4148
D7, D8	Pont 1,5A 600V	P1A56
D9	LED 3 mm rouge	LED03R

RG1	LM7812 TO220	R7812
RG2	LM7905 TO220	R7905
RG3	LM7805 TO220	R7805

P1	EP20C 4,7 k ohms	534472
P2 à P10	CIP20 22 k ohms	517223

L1	pot FI 10,7 MHz	819462
L2, L3	LAR 470 nS	DL470
L4	Transfo 8V, 2x12V	853815

SW1	Mini DIP 1 invers.	203201
SW2 à SW6	Invers 3 posit. CI	202103
SW7	Invers 2 posit. CI	202101

F1	630 mA temporisé	194631
----	------------------	--------

3 supports CI 8 broches	161108
6 supports CI 14 broches	161114

6 supports CI 16 broches	161116
1 support CI fusible CI	165120
1 bornier 2 plots	280032
2 BNC coudées CI	174508
1 refroidisseur ML26	184250

Réalisation

Le montage est prévu pour un pupitre TEK0 364 (110364) donnant un accès aisé aux différentes commandes et une disposition des prises à l'arrière du coffret.

Afin d'être plus explicite que dans la liste des composants, précisons que le transformateur d'alimentation est un modèle à double enroulement secondaire, l'un de 8 volts, 1 Ampère et le second de 2 x 15 volts, 0,1 Ampère. Sa puissance est de 12 VA. Il sera soudé directement sur la carte, ses oreilles pouvant solidariser le montage sur une face latérale du coffret.

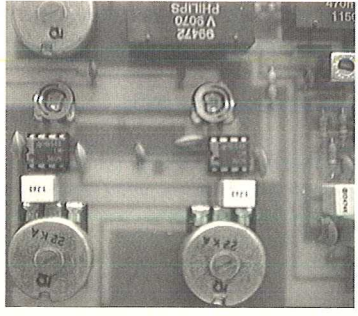
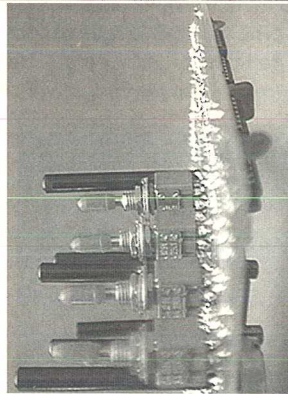
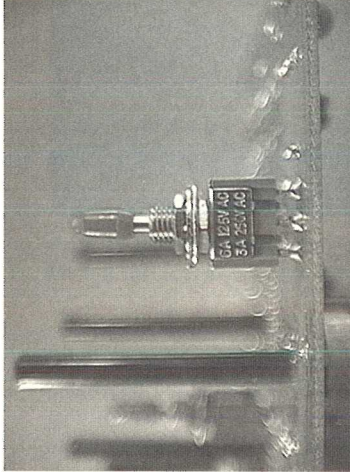
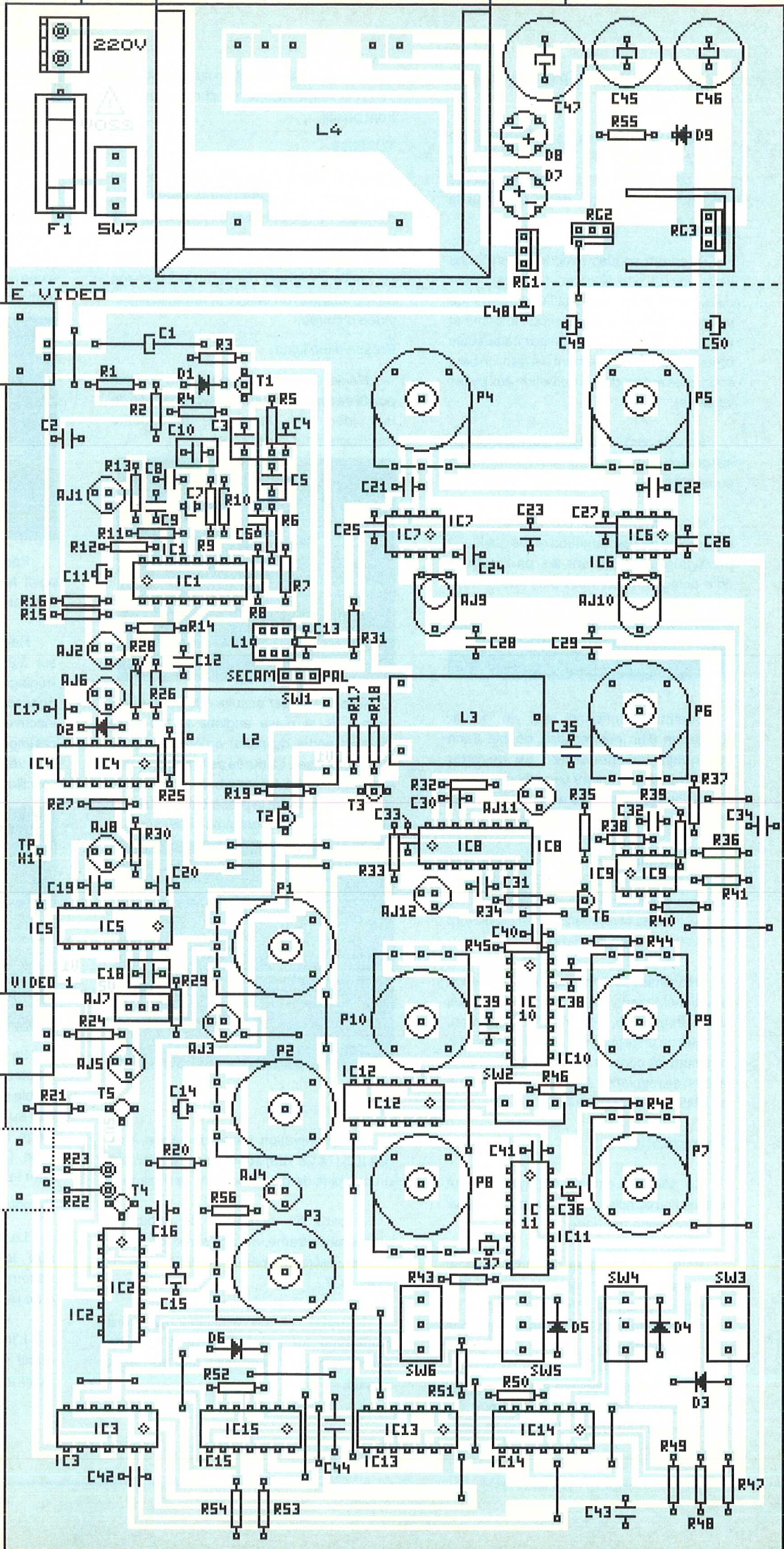
Il faudra prendre soin de ne pas oublier de strap de liaison ni faire d'erreur dans l'implantation des composants, qui sont nombreux et de valeurs disparates.

C'est surtout le cas pour les régulateurs, circuits intégrés et ajustables pour lesquels la recherche d'une erreur est souvent fastidieuse. Se reporter à ce sujet à la partie réglage, puisque tous les CI ne seront pas montés dès le départ.

Le montage est prévu pour que les composants aient la tête vers le bas, le cuivre étant face à l'utilisateur.

Sur cette face cuivre, vous retrouverez les différents points test indiqués lors de l'explication des schémas. Repérez-les, ils seront fortement utiles lors du réglage final du montage.

De ce fait, les potentiomètres sont des modèles inversés (sauf P1 qui sera soudé sur la face cuivre) et il faudra prévoir un



perçage suffisant pour le passage des axes (diamètre 6,5).

Même punition pour les inverseurs SW2 à SW7 et la LED D9, qui trouveront leur place côté cuivre. Ce sont ces inverseurs qui fixeront l'ensemble de la carte sur la façade aluminium.

Ils seront soudés avec le dicton "je ne veux voir qu'une tête" en mémoire. Pour cela, pré-étamer la pastille centrale de chaque interrupteur et du circuit imprimé et ne souder l'interrupteur que par cette seule broche. Quand l'alignement est bon, on peut souder les autres pattes (attention aux pistes voisines).

A part le cordon secteur, tout est implanté sur ce circuit imprimé, qui ne réclame aucun autre câblage filaire.

La sérigraphie page précédente montre l'ensemble de l'implantation et les quelques photographies indiquent les particularités du montage mentionnées plus haut.

Mise sous tension et réglages

Comme mentionné tout au début, l'utilisation d'un oscilloscope double trace est quasi indispensable. Se reporter auparavant à la dernière page de cet article, ce qui vous permettra de situer les réglages et d'avoir des visualisations d'écran.

On commencera par n'implanter que IC1 (TDA2593) et IC4 (74 HC 14) et placer tous les potentiomètres au minimum. De même, tous les inverseurs 3 positions seront placés en position médiane.

Dès la mise sous tension, une vérification des alimentations peut s'avérer utile. Vous devez trouver +5, +12 et... -12V environ, puisque qu'un régulateur négatif requiert un minimum de courant pour donner sa réelle tension de régulation. Elle sera à -5V lorsque les LM360N seront montés.

Préservations

Ce sont les circuits à régler en tout premier lieu et, notamment, avant d'effectuer un quelconque truquage.

Pour cela, appliquer d'abord un signal vidéo sur la BNC d'entrée (PAL ou SECAM, bien que le signal PAL soit encore ici préférable). Un moniteur en sortie n'est pas utile pour l'instant.

L'oscilloscope recevra sur Y1 le signal vidéo d'entrée (pris sur C1 par exemple). On doit y trouver une amplitude de 2 volts crête.

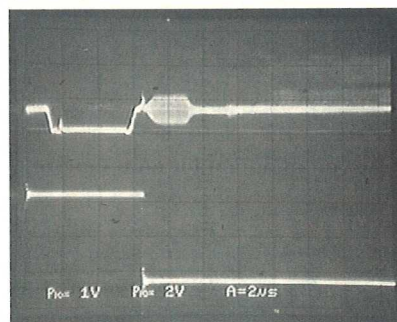
La voie Y2 sera placée sur le point test TP H1 et l'oscilloscope, synchronisé sur Y2, front positif.

TDA2593

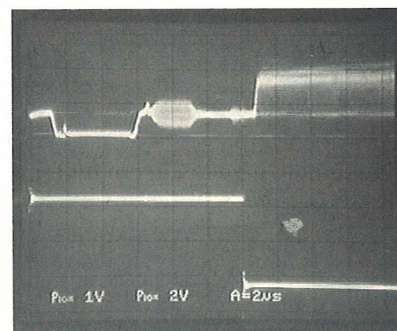
La première étape consiste à faire "accrocher" le TDA2593 sur le signal vidéo d'entrée, ce qui s'obtient en jouant sur AJ1 (deuxième trace présentant des tops positifs de 5 volts synchrones à ceux de la vidéo). Le meilleur réglage donne un accrochage rapide lorsque l'on enlève et remet le signal vidéo d'entrée.

Préservation ligne

Régler ensuite AJ2 pour que le front positif de l'impulsion sur Y2 avoisine la fin de la vidéo de la ligne précédente (oscillogramme ci-dessous).



Ceci fait, régler ensuite AJ6 pour que la largeur de la pulse englobe le top et la majeure partie du palier arrière (salve de burst comprise). La durée de l'impulsion doit être légèrement inférieure à 12 μ s si le réglage est correct: la préservation ligne est alors réglée. (oscillogramme ci-dessous).



Préservation trame

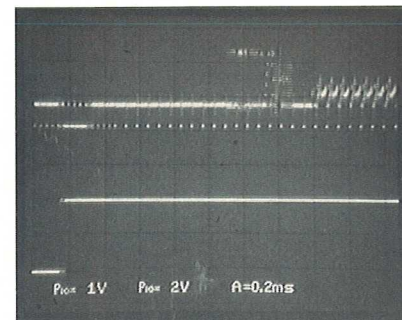
La préservation trame demande à ce que IC5 (74 LS 123) soit monté et également un peu plus de précision dans le réglage.

A cette fin, le calage du début de préservation trame, qui agit sur le top trame suivant, est ajusté par un potentiomètre 20 tours, AJ7.

L'entrée Y2 de l'oscilloscope sera connectée au point test TP V1 et sa synchronisation sera faite sur Y2, front négatif.

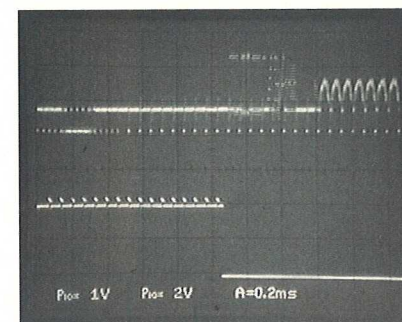
Régler AJ7 pour que le front négatif laisse quatre lignes de pré-égalisation trame visible. Vous ne devez jamais voir, pour un bon réglage, le contenu vidéo de la fin de la trame précédente en début de trace Y1.

L'oscillogramme ci-dessous montre le bon réglage de cet ajustable. A noter que les tops ligne de cette trace semblent dédoublés, ce qui correspond au décalage d'une demi-ligne occasionné par l'alternance trame paire / trame impaire.



Positionner ensuite la sonde Y2 sur le point test TP V2 et synchroniser sur Y2, front positif.

Régler alors AJ8 pour que le top visible sur Y2 englobe toute la pré-égalisation (réglage précédent) le top trame, la post-égalisation et les dix premières lignes inactives de la trame suivante. La durée de cet impulsion avoisine 1 ms, ce que permet de vérifier l'affichage sur écran de l'oscilloscope (oscillogramme ci-dessous).



La préservation trame est alors réglée. A noter que la dent de scie à fréquence ligne visible sur l'état 1 du top de préservation est due au circuit imprimé sur lequel cette piste longe longuement une piste à fréquence ligne. Cette déformation n'est pas gênante pour les étages suivants (TTL).

Remplacements

La suite des réglages demande à ce que tous les circuits intégrés soient désormais en bonne et due place. Attention à ne pas faire d'erreur à ce stade.

L'implantation des LM360 permettra aussi de vérifier que le -5 volts affiche désormais une valeur correcte.



Un moniteur peut désormais être connecté en sortie 1, ce qui permettra de traduire visuellement certains réglages.

Placer enfin tous les potentiomètres de réglages (P1 à P10) à leur minimum (à fond à gauche) et tous les inverseurs en position médiane si ce n'est déjà fait.

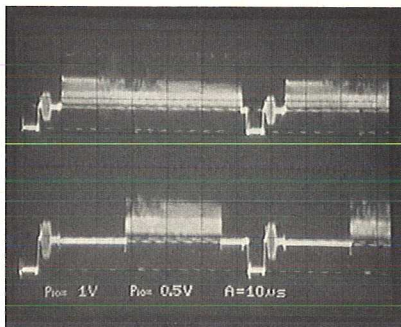
Au niveau de l'oscilloscope, laisser toujours Y1 sur le signal d'entrée et placer Y2 sur le point test TP CV2 (base de T5). L'oscilloscope sera en synchronisation sur Y1, mode TV ligne.

Avant de remettre sous tension, tourner AJ4 à fond dans le sens des aiguilles d'une montre et mettre AJ3 à mi-course.

Placer SW2 vers le bas (ce qui active le mode cadre) et SW6 vers la droite, ce qui correspond à un remplacement du tramage cadre par un fond uni défini par P3.

Régler P9 et P10 pour obtenir un cadre d'image actif, le reste de l'écran devant apparaître d'une teinte uniforme (gris/blanc).

Régler alors AJ4 pour que le remplacement (reconnaisable par un trait rectiligne sur l'oscilloscope) soit parfaitement aligné avec le niveau du noir de la zone préservée du top ligne (oscillogramme ci-dessous).

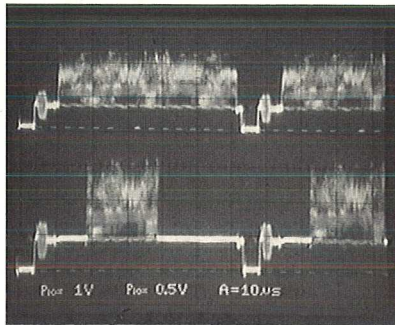


Quand ce réglage est fait, la partie d'image uniforme doit maintenant être d'un noir profond. Vérifier que le remplacement fait par P3 est maintenant bien réglable du noir complet à un blanc proche de 120%. Cet ajustable règle en même temps la plage de variation du second potentiomètre de remplacement, P2.

Sans rien changer à l'oscilloscope, passer ensuite SW6 en position médiane, ce qui correspond à un remplacement de la zone uniforme par l'image en noir et blanc (en PAL). La zone externe doit repasser en gris / blanc uniforme (puisque P1 est réglé au minimum).

Régler alors AJ3 de la même façon que pour AJ3: pour que le palier continu soit aligné avec le niveau du noir (vous devrez certainement tourner dans le sens des aiguilles d'une montre pour cela).

L'oscillogramme ci-dessous montre le bon réglage.



A noter que pour ces deux réglages (AJ3 et AJ4), si vous descendez trop bas, vous attaquez la synchronisation ligne et le moniteur de sortie perdra sa synchronisation.

En manipulant P1, la zone uniforme doit passer maintenant d'un noir profond à une image proche de 100% (peu importe la couleur pour l'instant puisque le filtre cloche L1 n'est pas encore réglé).

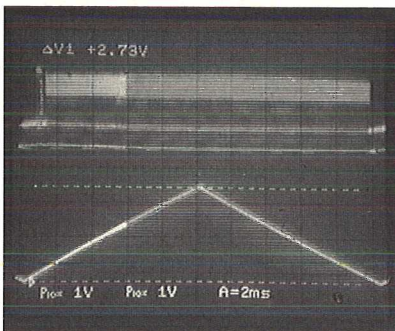
De même, en manipulant SW2 du bas vers le haut, vous devez passer de mode cadre à arrêt puis au mode cadre inverse et les potentiomètres P7 à P10 doivent vous permettre une complète mobilité de ce cadre dans tous les axes de l'image.

Enfin, SW6 à gauche permet le remplacement réglable par P2, au centre l'image en noir et blanc réglable en contraste par P1 et à droite le deuxième remplacement réglé par P3.

Mode cinémascope

Placer la sonde Y2 sur R39 (220 k, côté IC9) et synchroniser l'oscilloscope sur Y1, mode TV frame.

Vous devez obtenir une forme triangulaire certainement biscornue au départ. Régler alors AJ12 pour obtenir un triangle pratiquement parfait, compris entre 0,8 et 3,5 volts environ (oscillogramme ci-dessous).



Replacer tous les inverseurs en position médiane et les potentiomètres au minimum puis placer SW5 vers la droite. Tourner le potentiomètre P6 ce qui doit avoir pour effet

de faire apparaître des bandes noires (fond défini par P3) en haut et en bas de l'image.

Régler P6 pour que ces bandes soient de faibles dimensions, ce qui va permettre, à l'aide de AJ11, de leur donner une taille égale à l'écran entre le haut et le bas.

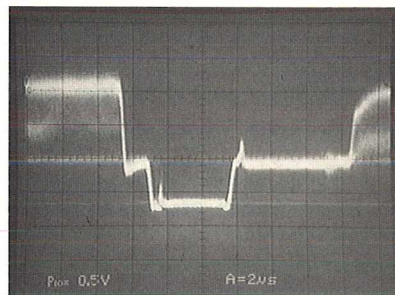
Continuer ensuite à tourner P6, vous devez arriver à un effet cinémascope proche de 95%. La retouche légère de AJ12 permet de recentrer cet effet sur le maximum (ne plus retoucher à AJ11 pour autant).

Annuler enfin tous les effets (SW en positions médianes et potentiomètres au minimum) et décâbler l'oscilloscope.

Image noir et blanc

Placer la sonde Y1 sur TP CV1 (base de T2) et s'assurer que SW1 est en position PAL. Synchroniser l'oscilloscope sur Y1, mode TV ligne.

Régler L1 pour que la salve de burst d'identification soit minimale en amplitude, comme le montre l'oscillogramme ci-dessous.



A partir de cet instant, le remplacement par l'image en noir et blanc (en PAL) doit fonctionner.

Sortie vidéo 1

Profitons qu'une charge de 75 ohms est câblée en sortie (par le moniteur) pour régler l'amplitude vidéo sur cette sortie principale.

Pour cela, connecter directement la sonde Y1 sur la BNC de sortie 1 et régler AJ5 pour obtenir une amplitude de 1 volt crête - crête.

Solarisations

Ces deux effets (au noir et au blanc) ne demandent pas de réglage à l'oscilloscope.

Il suffit de jouer sur P5 pour provoquer une solarisation sur les zones sombres de l'image et régler AJ10 pour que la zone remplacée soit en coïncidence avec l'image d'origine (pas de halo autour des zones truquées).

On procédera de même avec le jeu P4 et AJ9 qui provoque une solarisation sur le blanc.

Les positions obtenues sur ces deux ajustables peuvent être observées sur la photographie du bas de la page 49.

Ces deux derniers ajustables terminent le réglage de cette carte qui, comme vous l'avez constaté, permet de faire "ses armes" en matière de vidéo.

Attention aussi, pour tous ces réglages, à la présence du 220 volts secteur, symbolisée sur le circuit imprimé par un avertissement.

Ci-contre, le plan d'implantation des composants vu côté utilisation (soit côté cuivre, composants par transparence).

Les photographies en couleurs de la troisième page de couverture montrent, même si le thème choisi n'est pas une oeuvre de grand art, les divers effets qui peuvent être obtenus et surtout mélangés (et c'est là le but principal).

Elles ont toutes été capturées par une carte d'acquisition vidéo et à partir d'un caméscope PAL standard du marché.

Pour obtenir les mêmes effets et pouvoir les régler rapidement, il est indispensable de se familiariser avec le montage et les positions des diverses commandes.

A cette fin, le coffret pupitre préconisé permet facilement de créer une sérigraphie de façade que chacun concevra à l'aide de symboles mnémotechniques.

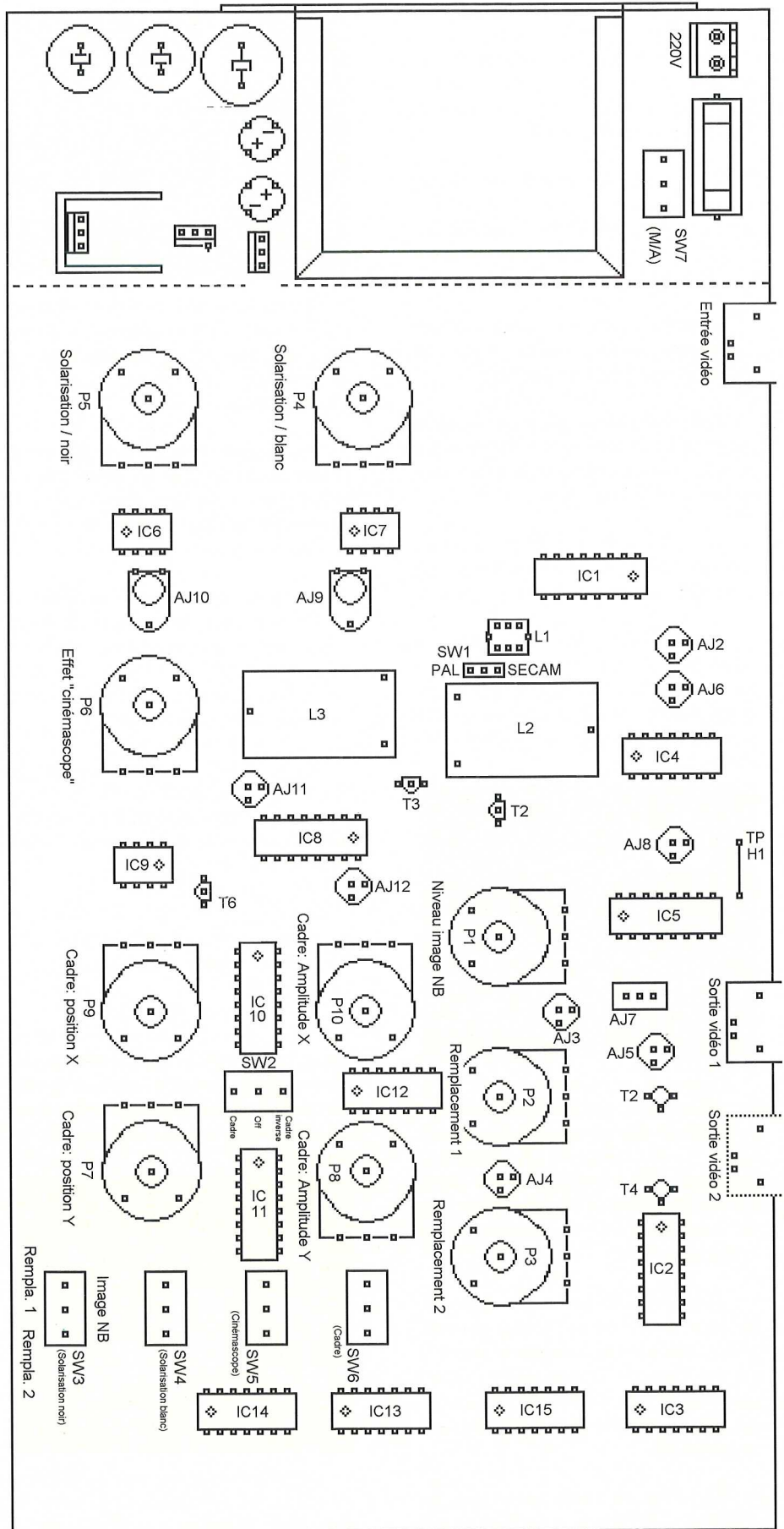
Conclusions

A vous les premiers effets spéciaux sur vos vidéos dès que vous aurez terminé (et surtout réglé) le dernier ajustable de cette réalisation.

Bien d'autres applications que le trucage direct de séquences animées sont possibles. En faire un jeu par exemple, qui permet de faire deviner une scène à partir de zones d'image de plus en plus dévoilées, est une application parmi d'autres (certes un peu sous estimée toutefois).

Si vous travaillez avec de la vidéo informatique, ce montage peut également vous procurer des effets complémentaires de ceux proposés dans les divers logiciels de traitement de l'image: c'est là tout un autre secteur d'activité potentiel pour ce montage.

Le trucage vidéo enfin, est certainement un thème que nous aborderons sous d'autres angles dans un proche avenir, tant il fait partie de la panoplie des nouveaux loisirs qui passionne de nombreux lecteurs...



J.TAILLIEZ



Formule "pré-kits"

Pour chaque réalisation de ce numéro, vous trouverez ci-dessous premièrement le coût de l'ensemble des composants compris dans la (ou les) zone tramé bleue de l'article sans circuit imprimé. En second lieu, vous trouverez le prix du circuit imprimé seul, non percé ni sérigraphié.

Vous pouvez évidemment commander l'un ou l'autre ou la somme des deux en faisant le total des montants TTC et en y ajoutant **une seule fois 28 F ttc de frais d'expédition** (pour la commande à la revue) quelque soit le nombre de produits commandés.

Ces "pré-kits" sont également disponibles dans les points de vente dont la liste se trouve en dernière page de couverture. Renseignez-vous auprès d'eux si vous êtes à proximité.

Faites référence à la rentrée....

Vous l'aurez constaté: la rentrée amène des nouveautés. Afin de mieux vous servir et éviter les erreurs, les pré-kits mentionnés ci-dessus ainsi que les circuits imprimés (voir dans les pages centrales) comportent une référence de commande que vous pourrez reporter sur le bon détachable ci-dessous.

Pensez également à remplir le dos de ce coupon...

Composants TOS mètre (Réf. 4151): 125 Fttc
Circuit imprimé (Réf. 4101): 24 Fttc

Composants carte mère Testeur d'AOP (Réf. 4152): 195 Fttc
Composants alimentation testeur d'AOP (Réf. 4153): 39 Fttc
Composants modules supports CI (Réf. 4154): 25 Fttc

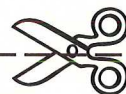
Circuit imprimé principal (Réf. 4102): 47 Fttc
Circuit imprimé alimentation (Réf. 4103): 8 Fttc
Circuits imprimés 7 supports CI (Réf. 4104): 22 Fttc

Composants Correcteur paramétrique (réf. 4155): 145 Fttc
Circuit imprimé (réf. 4105): 45 Fttc

Composants Noise gate (réf. 4156): 75 Fttc
Circuit imprimé (réf. 4106): 24 Fttc

Composants Mini truquage vidéo (réf. 4157): 595 Fttc
Circuit imprimé (réf. 4107): 125 Fttc

BON DE COMMANDE



Ref.	Désignation des produits	Quantité	Prix unitaire	Montant
N'oubliez pas de remplir complètement le dos de ce bon de commande			PORT	28.00 frs
			TOTAL	

CHASSE NUISIBLE VOBULE	No 29 Page 11
UN CLAP INTER SECTEUR	No 30 Page 29
DETECTEUR DE METAUX A DISCRIMINATION	No 35 Page 13
EXTENSION SONORE DETECTEUR DE METAUX	No 36 Page 2
ANTI-TARTRE DYNAMIQUE	No 37 Page 2
MINUTERIE DIRECTE SECTEUR	No 38 Page 12
MAXI HORLOGE DIGITALE (1 ere partie)	No 39 Page 45
EXTENSIONS "SECONDES" (2ème partie)	No 40 Page 35

ALARME DE TIROIR A BUZZER	No 21 Page 42
TESTEUR DE CONTINUITÉ AUTOMATIQUE	No 23 Page 38
TEMPORISATEUR DE PRECISION 1S à 48JOURS.	No 24 Page 13
INITIATION TRANSISTORS: CLIGNOTEUR 2 LEDS 421 à LEDS	No 25 Page 38
INITIATION TRANSISTORS: CHENILLARD à LEDS	No 26 Page 31
INITIATION TRANSISTORS: AMPLI. B.F.	No 27 Page 19
UN INTERPHONE SIMPLE 2 POSTES	No 29 Page 23
UN LABYRINTHE EVOLUTIF	No 29 Page 38
UNE MINUTERIE 3S A 3MN	No 30 Page 22
UN MINI DETECTEUR DE METAUX	No 31 Page 18
UN AMPLIFICATEUR TELEPHONIQUE	No 32 Page 51
TESTEUR SIMPLE DE TRANSISTORS	No 34 Page 40
MINI DETECTEUR PHASE, TERRE, CONTINUITÉ..	No 35 Page 17
INDICATEUR D'ETAT DE BATTERIE AUTO 12 V	No 36 Page 6
CAPACIMETRE SIMPLE 4 GAMMES	No 38 Page 41
UN DETECTEUR D'HUMIDITE Hie SENSIBILITE	No 39 Page 20

VARIOMETRE SONORE	No 33 Page 33
COPIEUR DE TENSION A ISOLATION OPTIQUE	No 33 Page 51
COMMUTATEUR D'OSCILLOSCOPE 2 TRACES	No 35 Page 6
CALIBRATEUR D'OSCILLOSCOPE A QUARTZ	No 35 Page 42
MINI FREQUENCIMETRE 10 MHZ DE POCHE	No 36 Page 9
MULTI TRACE41A: QUAD. ANALOGIQUE OSCILLO	No 36 Page 33
MINI-VOLTMETRE A LEDS ECHELLE ETALE	No 38 Page 11

EMISSION-RECEPTION

EMETTEUR F. M. AVEC MICRO ET ENTREE 0 dB	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
REPARTITEUR D'ANTENNE AMPLIFIEE 2 A 6 VOIES	No 18 Page 20
REPARTITEUR D'ANTENNE: L'ALIMENTATION	No 19 Page 23
ENSEMBLE EMISSION RECEPTION HF CODE	No 26 Page 20
RECEPTEUR C.B. MONO-CANAL MINIATURE	No 28 Page 19
UN ROGER BEEP PERSONNALISABLE	No 40 Page 2
EMETTEUR FM 88-108 A PLL	No 40 Page 6
UN ENCODEUR STEREOPHONIQUE FM	No 40 Page 45

LUMIERE

VARIATEUR 220 V COMMANDE EN TENSION	No 7 Page 12
GRADATEUR CHENILLARD	No 10 Page 31
MODULATEUR VUMETRE 8 VOIES A MICRO	No 10 Page 2
VARIATEUR 220 V A EFFLEUREMENT	No 14 Page 33
2 UNITES DE PILOTAGE DE DIODE LASER	No 15 Page 34
CLIGNOTEUR 220 V ANTI-PARASITE	No 18 Page 17
JEU DE LUMIERE A MOTEUR PAS A PAS (1)	No 25 Page 16
JEU DE LUMIERE A MOTEUR PAS A PAS (2)	No 26 Page 35
JEU DE LUMIERE A MOTEUR PAS A PAS (3)	No 27 Page 31
2 STROBOSCOPES SIMPLES 40 et 150 JOULES	No 27 Page 37
JEU DE LUM. PSYCHEDELIQUE 2 VOIES	No 28 Page 9
JEU DE LUMIERE A/D EVOLUTIF 0-10 Volts	No 35 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 FREQUENCIMETRE 8 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
DETECTEUR ENREGISTREUR DE MINI / MAXI	No 17 Page 41
MILLI-OHMETRE AUTONOME	No 18 Page 35
IMPEDANCEMETRE POUR MODULE A ICL7106	No 19 Page 2
MILLI WATTMETRE OPTIQUE	No 19 Page 43
MODULE AFFICHEUR DE TABLEAU LCD 3 1/2	No 20 Page 23
ANEMOMETRE POUR MODULE A 7106/7107	No 22 Page 16
GIROUETTE 360 ° POUR MODULE A 7106/7107	No 22 Page 35
STATION METEO LOW COST A AFFICH. DIGITAL	No 22 Page 22
UNITE D'ACQUISITION A/D 8 VOIES (Carte A/D)	No 24 Page 47
UNITE D'ACQUISITION (Cartes calibres et mère)	No 25 Page 42
UNITE D'ACQUISITION (Carte affichage façade)	No 26 Page 49
SIMULATEUR DE LIGNE TELEPHONIQUE	No 28 Page 49
CHARGE FICTIVE D'ALIMENTATION 0-10A, 0-60V	No 31 Page 49
SELECTEUR DE TENSION TACTILE	No 32 Page 2

MODELISME

INDICATEUR DE CHARGE D'ACCUS	No 1 Page 19
CHARGEUR D'ACCUS A COURANT CONSTANT	No 2 Page 44
2 CORDONS ADAPTEURS MINITEL / RS232	No 2 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
GESTION D'ECLAIRAGE MAQUETTES FERROV.	No 18 Page 40
GESTION D'ECLAIRAGE PAR SEQUENCEUR	No 23 Page 42
ENSEMBLE DE TELECOM. POUR ACCESSOIRES	No 38 Page 4
TESTEUR DE SERVO-COMMANDE	No 38 Page 24
2 FLASHEURS POUR VOS MAQUETTES	No 39 Page 52

PERI-INFORMATIQUE

PROGRAMMATEUR DE 68705	No 2 Page 13
INTERFACE// CENTRONICS 8 VOIES 220 Volts	No 3 Page 8
2 CORDONS ADAPTEURS MINITEL / RS232	No 19 Page 18
RAM SAUVEGARDEE PAR PILE	No 27 Page 43
PROGRAMMATEUR D'EPROM UNIVERSEL (1ere)	No 29 Page 31
PROGRAMMATEUR D'EPROM UNIVERSEL (2ème)	No 31 Page 2
PROGRAMMATEUR D'EPROM UNIVERSEL (3ème)	No 32 Page 31
PROGRAMMATEUR D'EPROM UNIVERSEL (4ème)	No 33 Page 19
COMMUTATEUR D'IMPRIMANTE AUTOMATIQUE	No 34 Page 33
INTERFACE MINITEL ORDINATEUR IMPRIMANTE	No 36 Page 13
PROGRAMMATEUR D'EPROM: 68705 P3, U3 et R3	No 37 Page 45
PROGRAMMATEUR D'EPROM: EXTENSION 8751	No 38 Page 15
UN EMULATEUR D'EPROM	No 40 Page 14

TRUCS & ASTUCES

LES ALIMENTATIONS SANS TRANSFORMATEUR	No 25 Page 22
OPTO-COUPLEUR MAISON (rés. Cddé en tension)	No 28 Page 12
REALISATION DES CIRCUITS IMPRIMES	No 30 Page 32
ASTUCES POUR LE DEPANNAGE DE CARTES	No 32 Page 18
ELEVATEURS A DECOUPAGE & CIRCUIT TEST	No 39 Page 34

VIDEO

AMPLI CORRECTEUR VIDEO 4 VOIES	No 1 Page 9
PERITEL F.M. avec report	No 15 Page 39
2 PERITEL F.M. sans alimentation	No 15 Page 43
COMMUTATEUR PERITEL AUTOM. MULTI-VOIES	No 19 Page 24
GENERATEUR DE MIRES R.V.B.	No 20 Page 31
COMMUTATEUR PERITEL: CARTE DOUBLE R.V.B.	No 21 Page 37
MULTIPRISE VIDEO 3 DIRECTIONS	No 34 Page 11
CORRECTEUR VIDEO PAL/SECAM	No 35 Page 20
SELECTEUR VIDEO 4 VOIES AUTOMATIQUE	No 37 Page 5



Le complément indispensable de
votre collection **HOBBYTRONIC** :

Reliures sous forme de classeurs

(bleu ou vert) Prix unitaire: 45 Fttc,
par deux ou plus: 40 Fttc l'unité.

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, jusqu'au numéro 28 (fond bleu) et 20 Francs, à partir du numéro 29 (Port gratuit).

(Veillez dans tous les cas indiquer vos coordonnées au verso de ce coupon S.V.P.)

Classeur vert	Quantité	<input type="text"/>
Classeur bleu	Quantité	<input type="text"/>

+3 PIN'S gratuits pour
l'achat de classeur



Bulletin d'abonnement : Octobre 1994

<input type="text"/> 1	<input type="text"/> 8	<input type="text"/> 15	<input type="text"/> 22	<input type="text"/> 29	<input type="text"/> 36
<input type="text"/> 2	<input type="text"/> 9	<input type="text"/> 16	<input type="text"/> 23	<input type="text"/> 30	<input type="text"/> 37
<input type="text"/> 3	<input type="text"/> 10	<input type="text"/> 17	<input type="text"/> 24	<input type="text"/> 31	<input type="text"/> 38
<input type="text"/> 4	<input type="text"/> 11	<input type="text"/> 18	<input type="text"/> 25	<input type="text"/> 32	<input type="text"/> 39
<input type="text"/> 5	<input type="text"/> 12	<input type="text"/> 19	<input type="text"/> 26	<input type="text"/> 33	<input type="text"/> 40
<input type="text"/> 6	<input type="text"/> 13	<input type="text"/> 20	<input type="text"/> 27	<input type="text"/> 34	<input type="text"/>
<input type="text"/> 7	<input type="text"/> 14	<input type="text"/> 21	<input type="text"/> 28	<input type="text"/> 35	<input type="text"/>
Total:			x15F		x20F

HOBBYTRONIC OCTOBRE 1994
Dépôt légal OCTOBRE 1994

Imprimerie MATOT BRAINE
32, rue de L'écu
51100 REIMS

Directeur de la Publication :
Mr JC HOUBRON
Conception et réalisation:
HBN Electronic SA
au capital de 7.930.000
B.P. 2739
Z.I.S.E 51100 REIMS
ISSN 1157 - 4372

Rédaction:
Mr E. DERET
Mr J. TAILLIEZ
"LE FUTE"
Mr F. PARTY

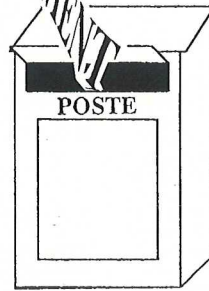
Digitalisation vidéo: Mr JP. CHAUFOUR

Maquettes électroniques:
Mr C. BASTARD
Mr P. BOUDIN
Mme J. POIRSIN

Abonnement France Métropolitaine: 190F ttc
Etranger: nous consulter
Pour tout renseignement sur les abonnements
et commandes d'anciens numéros:
Tél 26 50 69 76
du Lundi au Jeudi de 9h00 à 13h00
En cas d'appel, indiquez votre numéro
d'abonné SVP.

L'ABONNEMENT

Chez vous....



...directement

Economique:

Abonnement 1 an (11 numéros)

190 Fttc

au lieu de 220 Fttc (prix au numéro au 1/9/93)

Soit une économie de 30F, ou l'équivalent de 1No 1/2...



BULLETIN D'ABONNEMENT N°41 - OCTOBRE 1994

HOBBYTRONIC - Abonnement
BP 2739 - 51060 REIMS Cedex

Réabonnement (190F)

Veillez dans ce cas indiquer votre
N° d'abonné ci-contre):

Nouvel abonnement: 190F

|||||

(Sur bande adresse)

(Indication: NA + No)



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

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

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

TOTAL REGLEMENT: |||, ||| Frs

Chèque bancaire ou postal.

Carte bleue Expiration |||

N° |||

Signature:

(Signature des parents pour les mineurs)

|||||

Nom, prénom

|||||

Adresse

|||||

|||||

Code postal

Ville



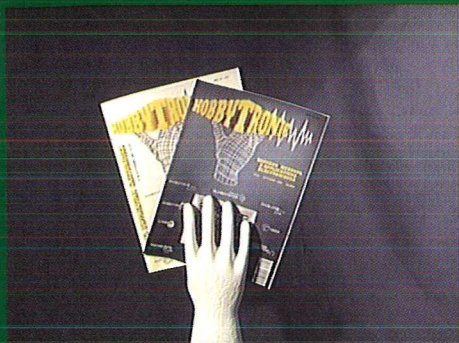
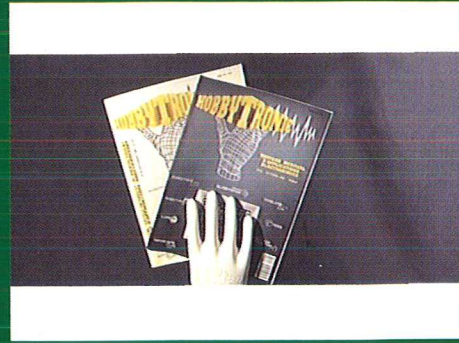


Image d'origine, sans aucun trucage.



Mode "cinémascope", remplacement des bandes par du noir.



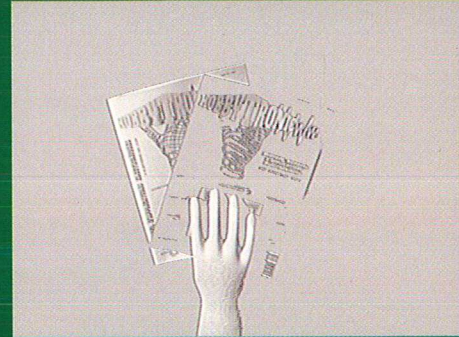
Mode "cinémascope", remplacement des bandes par du blanc à 100 %.



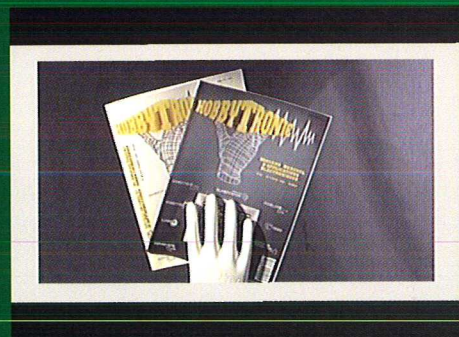
Deux effets simultanés: solarisation des noirs remplacés par du noir 0% et mode cadre inverse remplacé par l'image en noir et blanc.



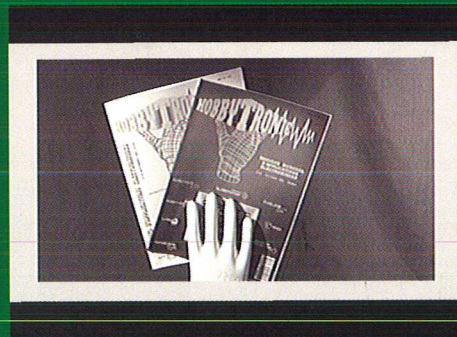
Trois effets simultanés: cinémascope remplacé par un fond gris ajouté à l'image précédente.



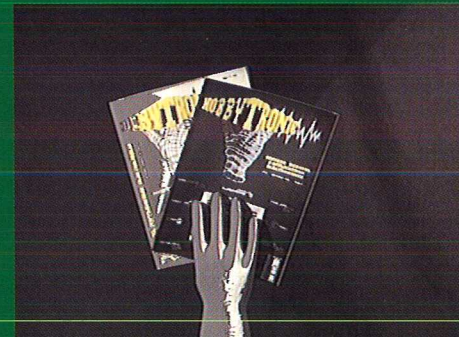
Solarisation des noirs, remplacés par un gris à 75%.



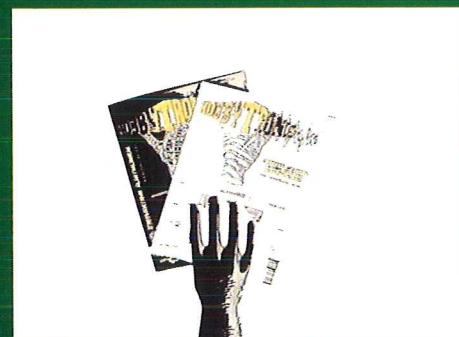
Le mode cinémascope (noir) et le mode cadre dont l'extérieur est remplacé par du blanc permettent d'obtenir une sorte de diapo.



Même image qu'à gauche, mais un effet de solarisation total sur le sombre, remplace l'image normale par l'image en noir et blanc.



Double solarisation remplacées par leurs teintes opposées.



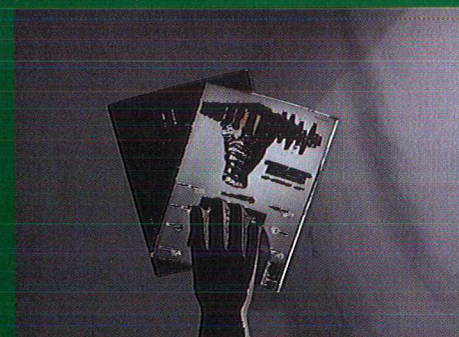
Solarisation croisée: des sombres remplacés par du blanc et des clairs par du noir. La main prend un aspect métallique...



Variante avec le remplacement blanc réglé à du gris à 60 %.



Double solarisation poussée au maximum qui transforme l'image en ombres chinoises...



Solarisation des clairs par du noir complet: aspect fantomatique garanti...



Solarisation des sombres par du blanc et cinémascope.



Autre jeu de solarisations et remplacements: l'aspect de la main est encore plus métallique.

TORA Electronique



*Une
Couverture
Nationale*

HOBBY ELECTRONIC



AMIENS 80000
19 RUE GRESSET
TEL: 22 91 25 69
FAX: 22 91 72 25

AJACCIO 20000
AV DU MARECHAL JUIN
TEL: 95 20 27 38
FAX: 95 27 57 67

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

BREST 29200
151 RUE J JAURES
TEL: 98 80 24 95
FAX: 98 80 57 38

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

COGNAC 16100
ZI LE FIEF DU ROY
CH. BERNARD
TEL: 45 35 04 49

CHARLEVILLE 08000
1 AV J JAURES
TEL: 24 33 00 84

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

DUNKERQUE 59140
14 RUE MAL FRENCH
TEL: 28 66 38 65
FAX: 28 63 89 22

DIJON 21000
2 RUE CH DE VERGENNES
TEL: 80 73 13 48
FAX: 80 73 12 62

AG ELECTRONIQUE
LYON 69006
13 BD BROTTREAUX
TEL: 78 52 43 90
FAX: 78 71 76 00

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

LE MANS 72000
16 RUE H LECORNUE
TEL: 43 28 38 63
FAX: 43 77 09 62

LENS 62300
42 RUE DE LA GARE
TEL: 21 28 60 49

LILLE 59800
61 RUE DE PARIS
TEL: 20 06 85 52
FAX: 20 31 81 91

METZ 57000
6 RUE CLOVIS
TEL: 87 63 05 18
FAX: 87 50 51 04

MONTBELIARD 25200
ZA LA CRAY
VOUJEAUCOURT
TEL: 81 90 24 48

TROYES 10000
6 RUE DE PREIZE
TEL: 25 81 49 29

MONTPELLIER 34000
46 BD DES ARCEAUX
TEL: 67 63 53 27

NANTES 44000
3 RUE J J ROUSSEAU
TEL: 40 48 76 57
FAX: 40 08 01 77

NANCY 54000
133 RUE ST DIZIER
TEL: 83 36 67 97
FAX: 83 32 44 50

ORLEANS 45000
61 RUE DES CARMES
TEL: 38 54 33 01

POITIERS 86000
62 AV DU 11 NOVEMBRE
TEL: 49 46 16 88

REIMS 51100
10 RUE GAMBETTA
TEL: 26 88 47 55
FAX: 26 47 23 01

REIMS 51100
46 AV DE LAON
TEL: 26 40 35 20

RENNES 35000
12 QUAI DUGUAY TROUIN
TEL: 99 30 85 26

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

STRASBOURG 67000
4 RUE DU TRAVAIL
TEL: 88 32 86 98
FAX: 88 32 52 77

ST ETIENNE 42000
30 RUE GAMBETTA
TEL: 77 21 45 61

ST RAPHAEL 83700
176 AV. DU MAL L'ECLERC
TEL: 94 53 96 96

TOULON 83100
400 AVE DU COL PICOT
TEL: 94 61 27 47
FAX: 94 61 33 70

VALENCE 26000
28 RUE DES ALPES
TEL: 75 42 51 40
FAX: 75 42 24 82

VALENCIENNES 59300
57 RUE DE PARIS
TEL: 27 46 44 23
FAX: 27 45 26 88

ELECTRONIC
SOUND DISTRIBUTION
BORDEAUX 33800
62 COURS DE L'YSER
TEL: 56 92 94 85
FAX: 56 92 94 48

LA MAQUETTERIE
ROMILLY 10100
65 RUE G BOUVIN
TEL: 25 24 25 04