

ISSN 0753-7409

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI

N° 144

Leed

E.S.P. SUR : LA VISION ARTIFICIELLE

UNE CAMÉRA CCD LINÉAIRE ÉCONOMIQUE

FILTRAGE ACTIF 24 dB/OCTAVE. ORDRE 4

DE BUTTERWORTH 2 / 3 / 4 ... N VOIES

GÉNÉRATEUR / FRÉQUENCEMÈTRE TRÈS

FAIBLE DISTORSION. 0,1Hz À 2 MHz

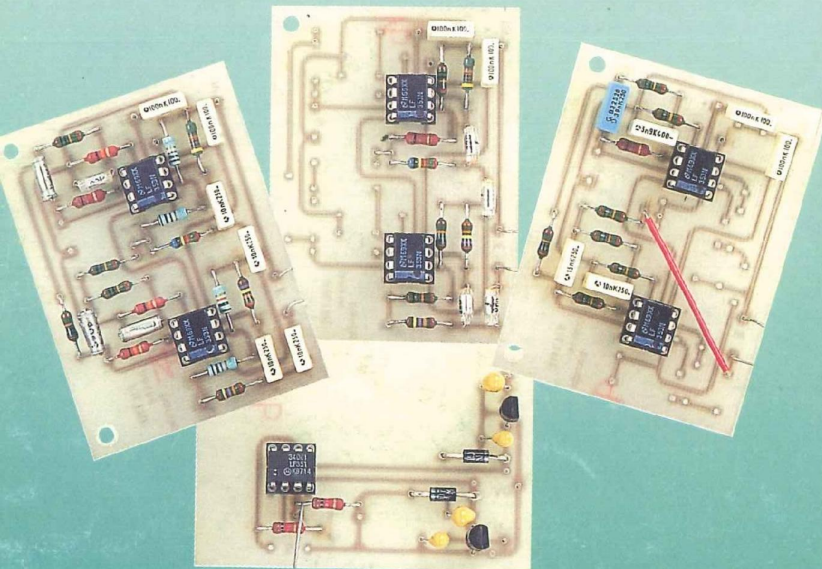
DE LA MESURE HAUT DE GAMME



DISTORSION
< 0,1 %

DE L'AUDIO

DE LA VIDÉO



FILTRAGE ACTIF EN 24dB/OCTAVE

UNE CAMÉRA CCD

M 1226 - 144 - 28,00 F



BIMESTRIEL NOVEMBRE / DÉCEMBRE 1997 / BELGIQUE 204 F.B. / CANADA \$ 4,95

St Quentin RADIO

Prix Toutes Taxes Comprises 20,6%

6 rue de St Quentin 75010 PARIS / Tél 01 40 37 70 74 - Fax 01 40 37 70 91

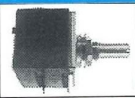
Prix donnés à titre indicatif

TRANSISTORS ET CIRCUITS INTÉGRÉS

IRF 150.....69F	MPSA 92.....2F
IRFP 150.....44F	NE 5532AN 10F
IRF 530.....12F	NE 5534AN..8F
IRF 540.....15F	OP 22HP.....45F
IRF 840.....18F	OP 77GP.....19F
IRF 9530.....15F	OPA 604.....22F
IRFP 240.....32F	OPA 627...139F
IRFP 350.....38F	OPA 2604...35F
LF 366N.....9F	SSM 2017...30F
LM 3177.....5F	SSM 2018...44F
LM 317K.....20F	SSM 2110...67F
LM 317HK 30F	SSM 2120...73F
LM 3377.....8F	SSM 2131...30F
LM 344H.....	SSM 2139...45F
HA.2645-5 55F	SSM 2141...30F
LM 395T.....27F	SSM 2142...43F
LM 675T.....46F	SSM 2210...35F
LT 1028...60F	SSM 2220...40F
LM 3886...61F	SSM 2402...57F
MAT 02FH...89F	SSM 2404...39F
MAT 03FH...99F	TDA 1514A 49F
MAX 038...148F	TDA 1520B 22F
MJ 15001...21F	TDA 1557...42F
MJ 15002...26F	TDA 2050...30F
MJ 15003...22F	TDA 7250...44F
MJ 15004...23F	TDA 7294...65F
MJ 15024...33F	2N 3055...11F
MJ 15025...33F	2N 3440...7F
MJE 340...5F	2N 3904...2F
MJE 350...5F	2N 3906...2F
MPSA 06...2F	2N 5401...3F
MPSA 56...2F	2N 5416...6,50F
MPSA 42...2F	2N 5551...3F

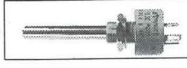
Potent. PRO ALPS

AUDIO PROFESSIONNEL, doubles log 2x10K, 2x20K, 2x50K, 2x100K. 99F pièce, par 5 (*) : 89F, par 10 et +(*) : 85F (*): même panachés



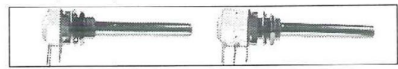
POTENT. SFERNICE PE 30

Piste Cermet, dissip. max 3W/70°C, axe métal 40mm, cosses à souder. MONO LINÉAIRE 470 ohms, 1K, 2K, 4K, 7K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K



POTENT. SFERNICE P11

Piste CERMET 1 Watt/70°C, axe long métal 50mm, pour Circuit Imp. MONO LINÉAIRE : 470 ohms, 1K, 2K, 4K, 7K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 29F STÉRÉO LINÉAIRE : 2x2K, 2x4K, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 50F STÉRÉO LOG. : 2x2K, 2x4K, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 62F



CONDENSATEUR POUR AMPLI TUBE REVUE LED

10µF/400V Polypropylène.....135F
1500 µF/400V CO 39 (51x105mm).....188F
2200µF/385V RIFA.....355F
47000µF/16V AEROVOX (6 picots).....150F

CONDENSATEUR CLASSE X2

Condens. MKT classe X2 (pour filtre antiparasites secteur). 250 AC. Radial. 0,22µF-7F / 0,33µF-8F / 0,47µF-9F / 0,1µF-6F / 47nF-5F / 22nF-4F

Radiateur peigne K150 : l=150, h=26, p=70mm.....69F
K250 : l=250, h=40, p=70mm.....112F
K300 : l=300, h=40, p=70mm.....125F

RADIATEURS

Radiateur CO1161P/PR208 150mm.....90F
200mm.....139F



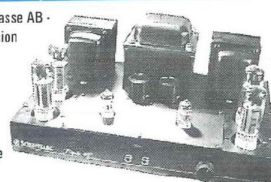
CÂBLE AUDIO PROFESSIONNEL

GOTHAM (Suisse) (Le mètre)
GAC 1 : 1 cond. blindé ø 5,3mm, R. ou noir.....12F
GAC 2 : 2 cond. blindés ø 5,4mm.....12F
GAC 2 mini : 2 cond. blindés ø 2,2mm.....5F
GAC 3 : 3 cond. blindés ø 4,8mm.....16F
GAC 4 : 4 cond. blindés ø 5,4mm.....18F
MOGAMI (Japon) (Le mètre)
2534 : 4 cond. (sym.) blindés ø 6mm.....20F
2972 : 2 cond. blindés ø 6mm (+gaine carb.).....12F
2582 : 2 cond. blindés ø 6mm.....12F
MOGAMI Néglog pour Haut-parleur MOGAMI (Le mètre)
2972 : 4 cond. de 2mm², ø 10mm.....46F
2921 : 4 cond. de 2,5mm², ø 11,5mm.....46F
3082 : 2 cond. de 2mm², ø 6,5mm (pour XLR).....20F

CÂBLE HP CULLMANN (Le mètre)
2x0,75mm², transparent, 1 ^{er} ème: fils de cuivre clairs, 2 ^e ème: fils de cuivre étamés, construction d'âme: 2x24x0,20Cu clair. Diam: 5,0x2,5mm. Isolation PVC.....8F
2x1,5mm², transparent, construction d'âme: 2x38x5x0,07 OF Cu clair. Diam: 8,0x2,5mm. Isolation PVC.....16F
2x4,0mm², transparent, construction d'âme: 2x1041x0,07 OF Cu clair. Diam: 4,0x12,5mm. Isolation PVC.....48F
2x2,5mm², transparent, construction d'âme: 2x1281x0,05 OF Cu argenté. Diam: 10,50x3,6mm. Isolation PVC.....25F
CÂBLE BF HAUT DE GAMME CULLMANN 2x0,57gmm, avec marquage aubergine, construction d'âme: 2x73x0,10LC-0FC, isolation: PE+PC-0CC,LC-0FC, diam: ext: 2x5,0mm.....26F
0,62gmm, violet, construction d'âme: 80x0,10LC-0FC, isolation: PE+ feuille d'aluminium +LC-0FC+PVC, diam: ext: 8,0mm.....28F

AMPLIFICATEUR À TUBES ELYSÉE 40

Stéréo, puissance 2x20W efficaces, classe AB - Bande passante 30Hz à 20Khz. Distorsion inférieure à 1%. (Ampli essayé dans la revue Le Haut-Parleur n°1848, descriptif envoyé sur demande) Livré complet (coffret sérigraphié, tubes, transfo, etc...). Notice de montage en français. Disponible dans la limite des stocks.



Dans limite des stocks!
Version Kit 2900Fttc.

(forfait port de 150F)

CONDENSATEUR POLYPROPYLENE

4,7nF/630V axial.....4F50	47nF/630V axial.....9F50
10nF/630V axial.....5F	100nF/630V axial.....8F
22nF/630V axial.....6F	220nF/630V axial.....13F
33nF/630V axial.....7F	470nF/630V axial.....23F50

CONDENSATEURS WIMA 0,1µF/250V radial.....4F50
0,22µF/250V radial.....6F00

CONDENSATEURS WIMA 1µF/100V radial polycarbonate...10F

FICHES PROF. NEUTRIK

Fiches JACK PRO. Mono mâle 6,35mm.....25F
Mono mâle coudé 6,35mm.....25F
Stéreo mâle 6,35mm.....32F
Stéreo mâle coudé 6,35mm.....55F
Stéreo femelle prolongateur.....55F

Fiches RCA PRO. Doré, téflon, grâce à un système de ressort, la masse est connectée en premier 117F la paire
--

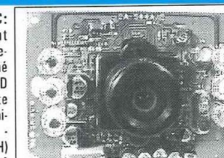
BATTERIES ÉTANCHES

6V/1,2Ah - 97x25x51mm / 0,28Kg.....102F
6V/3Ah - 134x34x60mm / 0,62Kg.....112F
6V/4Ah - 70x48x102mm / 0,79Kg.....153F
6V/6Ah - 151x34x94mm / 1,7Kg.....163F
6V/8Ah - 151x50x94mm / 1,7Kg.....184F
6V/10Ah - 151x50x94mm / 1,85Kg.....214F
12V/1,2Ah - 98x48x51mm / 0,6Kg.....194F
12V/2Ah - 178x34x60mm / 0,85Kg.....214F
12V/3Ah - 134x67x60mm / 1,2Kg.....255F
12V/4Ah - 195x47x70mm / 1,7Kg.....280F
12V/6,5Ah - 151x65x94mm / 2,45Kg.....255F
12V/10Ah - 150x100x95mm / 3,8Kg.....395F
12V/12Ah - 150x97x95mm / 4,2Kg.....395F
12V/15Ah - 181x76x167mm / 6,2Kg.....485F
12V/24Ah - 166x175x125mm / 8,5Kg.....592F

MODULE CAMERA N & B MINIATURE

Module CA-H34C: 54x38x27mm seulement 33g - Avec LED d'éclairage pour sujet rapproché - Caméra noir et blanc CCD 1/3" standard CCIR - haute sensibilité: éclairage minimum 0,1 Lux (F1,8) - haute résolution: 380(H) x 450(V) lignes/ 297984 pixels - Alimentation: 12V nominal (11 à 13V dc / <150mA) - objectif miniature. Prix: 895F

Module CA-H32C: 37x38x27mm seulement 27g - haute sensibilité: éclairage 1 Lux - haute résolution: 380(H) x 450 (V) lignes/ 297984 pixels - Objectif grand angle standard - Branchement sur prise péritel - Alimentation: 12V. Prix: 890F



FICHES PROFESSIONNELLES XLR NEUTRIK

	Prolong. Mâle	coudé Mâle	Prolong. femelle	Coudé femelle	Chassis mâle	Chassis femelle
3 br	30F	49F	35F	55F	30F	35F
4 br	35F	55F	45F	68F	45F	48F
5 br	51F	..	61F	..	45F	85F
6 br	65F	..	70F	95F
7 br	75F	..	80F

Pour réaliser les «AMPLI» à TUBES de la revue LED !

Transformateurs fabriqués par M Chrétien, un grand Monsieur des transfos. Faites le total des masses des différents transformateurs pour évaluer le poids approximatif, ajoutez quelques centaines de grammes pour l'emballage.

TRANSFO SÉRIE 8020 LED N°130 ALIMENTATION : 220V/230V - 2x220V + 2x6,3V (2,8 Kg) 375F IMPÉDANCE : 8000 ohms / 4, 8, 16 ohms (2 Kg).....455F
TRANSFO SÉRIE 4004 LED n° 136/137 ALIMENTATION : 220V/230V - 2x220V + 2x6,3V (4 Kg) ... 505F IMPÉDANCE : 4000 ohms / 4, 8, 16 ohms (3 Kg).....555F
TRANSFO SÉRIE 2005 LED N° 139 ALIMENTATION : 220/230V - 2x300V + 2x6V3 (2,8 Kg) ... 365F IMPÉDANCE : 5000 ohms / 8 ohms (1,1 Kg).....265F
TRANSFO SÉRIE 1250 LED N° 140 ALIMENTATION : 220/230V - 2x225V + 2x6V3 (4,6Kg) 555F IMPÉDANCE : 1250 ohms / 8 ohms (2,4 Kg).....465F
TRANSFO SÉRIE 5008 "OCTUOR" LED N° 143 ALIMENTATION : 220/230V - 2x225V + 2x6V3 (5Kg env.) 595F IMPÉDANCE : 2000 ohms / 4/8/16 ohms 725F
Alimentation préampli à tube PRO01 220/230V - 2X300V + 2x6,3V (1,5Kg)..... 375F

TUBES

ECC 81.....70F
ECC 82.....60F
ECC 83.....60F
EL 34.....135F
EL 84 SOVTEK L'unité.....65F
par 10.....45F pièce
EZ 81.....89F
Support NOVAL CI L'unité.....22F
par 10.....19f pièce
COFFRET (noir) TM 55360...188F
TM 80205...132F

Horaires d'ouverture : du lundi au vendredi de 9h30 à 12h30 et de 14h à 19h. Le samedi de 9h30 à 12h30 et de 14h à 18h30. Fermé le samedi en juillet et août.

N'hésitez pas à nous demander un devis pour la fourniture des composants de vos réalisations.

MODULES HYBRIDES "MIPOT"

Appl. : transm. de données, syst. de sécurité etc... Émetteur Subminiature 8mW, 433,92MHz.....69F
Émetteur AM antenne intégrée 433,92MHz.....149F
Récepteur AM 433 MHz.....65F
Emet. AM sortie 50 ohms 433,92MHz.....196F
Récept. AM S. hétérodyne 433,92MHz.....202F
Émetteur AM antenne intégrée 433,92MHz.....227F
Récepteur AM super hétérodyne 433,92MHz.....576F

MODULES HYBRIDES "ASTREL"

Emet. FM -PLL sortie 50 ohms 433 MHz.....393F
Récept. FM -PLL sortie 50 ohms 433 MHz.....686F
Module émetteur+récepteur 8mW/FM 433,92MHz.....1270F

ANTENNE POUR MODULES HYBRIDES

33cm / souple.....86F
17cm / souple.....86F
17cm / Rigide version professionnelle.....186F

EXPÉDITION COLISSIMO ENTREPRISE (*) UNIQUEMENT : mini 100F de matériel. Tarifs postaux Ile de France (75,77,78,91,92,93,94,95) : 0-250g = 20F; 250g-2Kg = 28F; 2Kg-5Kg = 48F; 5Kg-10Kg = 58F; 10Kg-15Kg = 88F; 15Kg-20Kg = 108F. Autre dép. France Métropole : 0-250g = 28F; 250g-2Kg = 38F; 2Kg-5Kg = 58F; 5Kg-10Kg = 72F; 10Kg-15Kg = 98F; 15Kg-20Kg = 128F. DOM-TOM et étranger nous consulter. Paiement : chèque, mandat, carte bleue. (*) comme un recommandé, récipissé à signer.

Catalogue St Quentin Radio : 15 F au comptoir/30F par correspondance. Gratuit pour toute commande dépassant 100F. (à demander) Appliquez une remise de 10% par 10 pièces de même référence.

LOISIRS ELECTRONIQUES D'AUJOURD'HUI
N° 144

Led

Société éditrice :
Editions Périodes
Siège social :
5 bd Ney, 75018 Paris

SARL au capital de 51 000 F
Directeur de la publication
Bernard Duval

LED
Mensuel : 28 F
Commission paritaire : 64949
Locataire-gérant des Editions
Fréquences
Tous droits de reproduction réservés
textes et photos pour tous pays,
LED est une marque déposée
ISSN 0753-7409

Services :
Rédaction - Abonnements :
01 44 65 80 88 poste 7314
5 bd Ney, 75018 Paris
(Ouvert de 9 h à 12h30 et de
13h30 à 18 h
Vendredi : 17 h)

Ont collaboré à ce numéro :
Bernard Dalstein
Bernard Duval
Georges Lavertu

Abonnements
6 numéros par an :
France : 125 F
Etranger : 175 F
(Ajouter 50 F pour les
expéditions par avion)

Publicité : à la Rédaction

Réalisation
- PV Editions
Frédéric Vainqueur
Secrétaire de rédaction :
Fernanda Goncalves

Photos :
Antonio Delfin

Impression
Berger Levraut - Toul

4

EN SAVOIR PLUS SUR : LA VISION ARTIFICIELLE

Donnée lors du congrès «mesucora 85» par la société ITMI «Industrie & Technologie de la Machine Intelligente», la définition de la vision artificielle s'est traduite par cette phrase :

«Science qui a pour objet d'automatiser la fonction de l'œil humain par la conception et la réalisation de modèles informatiques».

12

CAMÉRA CCD LINÉAIRE

Cette caméra linéaire de réalisation simple permettra, pour moins de 500F, de s'initier à la technologie CCD. Logée dans un boîtier plastique, elle se connectera directement au port parallèle d'un ordinateur compatible PC. En outre, le

logiciel d'acquisition qui l'accompagne vous assurera une possibilité d'expérimentation immédiate de la caméra.

24

FILTRE ACTIF 24 dB/Octave

Cette étude va vous permettre de réaliser un filtre actif adaptable à vos besoins après en avoir calculé les éléments R-C.

L'implantation d'un circuit imprimé a été conduite de telle sorte que la moitié de sa surface reçoive les composants de la section passe-bas et l'autre moitié ceux de la section passe-haut.

34

GENERATEUR BF - FREQUENCEMETRE - PERIODEMETRE

Voici un appareil destiné à devenir

l'appareil de base de l'électronicien. C'est en effet un générateur BF à très faible distorsion (< 0,1 %) couvrant les fréquences de 0,1 Hz à 2 MHz, donnant l'affichage numérique de sa fréquence ou de sa période. Le signal carré présente un temps de montée de 14 ns, la sortie TTL moins de 5 ns. Le fréquence-mètre-périodémètre peut être employé pour un signal extérieur jusqu'à 4 MHz. Tout cela en 2,5 kg pour guère plus de 1 000 F.

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Il permet aux lecteurs d'obtenir des circuits imprimés en verre époxy, avec cuivre étamé, en versions percées ou non percées (une remise de 25 % est consentie aux abonnés).

Les gravures se faisant à réception de commande, les circuits imprimés des précédents numéros sont donc toujours disponibles.

Attention !!!

Changement d'adresse : 5 Bd Ney 75018 Paris

DROITS D'AUTEUR

Les circuits, dessins, procédés et techniques publiés par les auteurs dans Led sont et restent leur propriété. L'exploitation commerciale ou industrielle de tout ou partie de ceux-ci, la reproduction des circuits ou la formation de kits partiels ou complets, voire de produits montés, nécessitent leur accord écrit et sont soumis aux droits d'auteurs. Les contrevenants s'exposent à des poursuites judiciaires avec dommages-intérêts.

La vision artificielle

Donnée lors du congrès «mesucora 85» par la société ITMI «Industrie & Technologie de la Machine Intelligente», la définition de la vision artificielle s'est traduite par cette phrase :

«Science qui a pour objet d'automatiser la fonction de l'œil humain par la conception et la réalisation de modèles informatiques».

On utilise également les termes «Visionique» ou «V.A.O» (vision assistée par ordinateur). La vision monochrome est limitée à quelques applications spécifiques, (mesure du niveau, longueur et surface dans des milieux fortement contrastés). La vision en couleur permet de distinguer des objets de formes et de dimensions similaires, différenciables uniquement par la couleur (détection de fruits mûrs, analyses médicales, ...) La couleur autorise en particulier des informations tridimensionnelles extrêmement précieuses aux robots d'assemblages et d'inspections. Enfin, la visionique autorise des mesures sans contact : pas d'usure, peu de réglages, maintenance aisée et possibilité de mesures sur des objets difficiles à manipuler (contrôle de brames d'acier chauffées au rouge, composés corrosifs,...).

PRINCIPALES APPLICATIONS TECHNOLOGIQUES

• DANS LE MILIEU INDUSTRIEL

- Contrôle unitaire automatisé des produits industriels en sortie des chaînes de production (Renault, Seb, Hewlett-Packard,...) ;
- Contrôle du niveau de liquides (Système Autovision 4 d'Automatix sur les chaînes de Moët et Chandon) ;
- Tri d'objets (selon des critères de

formes, de dimensions ou d'aspects) ;

- Mesure 3D d'états de surfaces, de largeurs et d'épaisseurs par faisceau laser incident.

• DANS LE MILIEU MÉDICAL ET SCIENTIFIQUE

- Analyse de cellules biologiques, comptage de colonies cellulaires;
- Analyse de la croissance des végétaux ;
- Mesure de vitesses de sédimentation;
- Astronomie (observations planétaires, étude du ciel profond).

Evidemment, la modélisation des sources à mesurer passe inévitablement par une phase d'acquisition de l'image brute, laissée à la charge de capteurs optoélectroniques très spécialisés : les capteurs CCD.

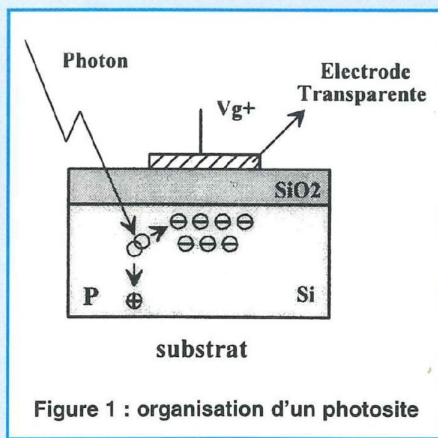


Figure 1 : organisation d'un photosite

CAPTEURS CCD LINÉAIRES ET MATRICIELS

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES CCD

Les CCD sont apparus en 1970, et sont utilisés dans les lignes à retard analogiques, certaines mémoires et les capteurs optiques (sous la forme d'une ligne unique ou d'une matrice de points).

CCD signifie «Charge Coupled Device» ou, en français, «dispositif à transfert de charges». Le capteur optique CCD est un composant à base de silicium dans lequel l'information visuelle est représentée sous la forme de charges électriques stockées dans des puits de potentiel (les photosites). L'évacuation de ces charges vers la sortie externe du dispositif est effectuée séquentiellement, ainsi que le terme «CCD» l'indique, par transfert successif sur les photosites adjacents. Dans un capteur CCD, la résolution spatiale du capteur est donc définie par le nombre des photosites intégrés sur la puce de silicium

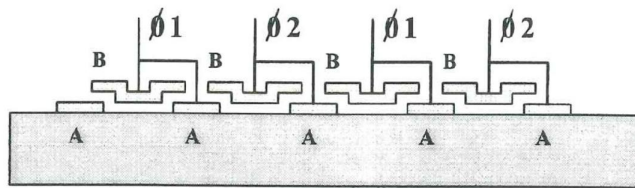
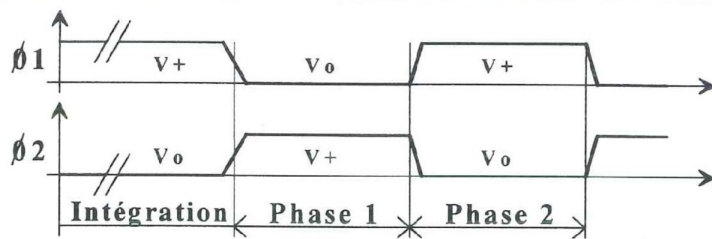
C'est une capacité MOS sensible à la lumière, constituée par un substrat semi-conducteur dopé P, associé à une couche d'oxyde de silicium (SiO₂) sur laquelle est déposée une électrode métallique (la grille, polarisée positivement, conformément à la figure 1). Si un photon pénètre dans le silicium, il libère un électron qui est piégé dans la zone dopée «P», au voisinage de l'électrode la plus proche. La quantité de charges créées est une grandeur analogique variant linéairement en fonction du temps d'exposition à une source lumineuse. Elle est proportionnelle au nombre de photons piégés, donc proportionnelle à la quantité de lumière reçue. Au bout d'un temps d'intégration prédéfini (typiquement 20 ms sur les caméras vidéo classiques), on procède au transfert des paquets de charges vers la sortie. La dimension typique d'un photosite varie entre 9 µm (capteur Kodak KAF400 de 768x512 pixels) et 23 µm (capteur Thomson TH7863 384x288 pixels).

ORGANISATION D'UN PHOTOSITE (OU PHOTOÉLÉMENT)

Différentes techniques étant mises en oeuvre selon le constructeur, nous présenterons le procédé à deux phases le plus couramment utilisé chez Thomson, et illustré sur le diagramme de la figure 2.

MÉCANISME DU TRANSFERT DE CHARGES DANS UNE LIGNE CCD

Différentes techniques étant mises en oeuvre selon le constructeur, nous présenterons le procédé à deux phases le plus couramment utilisé chez Thomson, et illustré sur le diagramme de la figure 2.



Phase d'intégration de la lumière

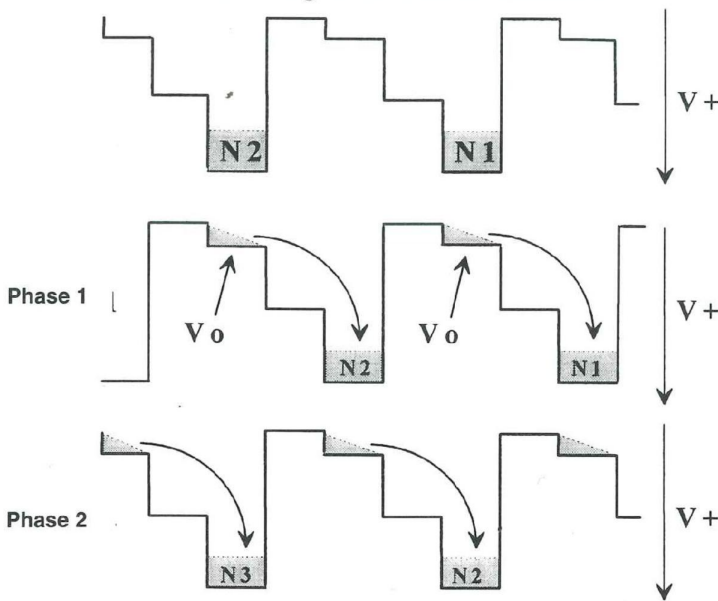


Figure 2 : mécanisme de transfert des charges

Pour consolider l'analogie entre le puit de potentiel électrique et un puit de type «hydraulique», les chronogrammes sont représentés à chaque phase avec les potentiels positifs vers le bas, le niveau zéro étant en haut.

• **Phase d'intégration**
($\Phi 1 = V+$, $\Phi 2 = V_0$)

Les charges s'accumulent à l'endroit où le potentiel de grille est le plus élevé (noté ici $V+$). L'architecture particulière des électrodes assure donc la localisation des charges au voisinage des électrodes «A». On peut constater qu'un photosite réel (un pixel) est délimité par la surface totale de deux électrodes adjacentes.

• **Première phase de transfert**
($\Phi 1 = V_0$, $\Phi 2 = V+$)

Les charges sont transférées sur l'électrode $\Phi 2A$ la plus proche. La barrière de potentiel créée par l'éloignement de $\Phi 2B$ détermine physiquement le sens de transfert des charges, qui ne peut s'effectuer que vers la droite. Le décalage obtenu correspond seulement à la demie surface d'un pixel.

• **Deuxième phase de transfert**
($\Phi 1 = V_0$, $\Phi 2 = V+$)

Les paquets de charges sont décalés d'un demi-photosite vers la droite. Le

transfert d'un pixel complet est alors terminé. Tous les pixels (ou points élémentaires) d'une même ligne sont décalés simultanément d'un pas vers la sortie.

RÉCUPÉRATION DES INFORMATIONS PHOTONIQUES EN SORTIE DU CAPTEUR CCD

L'étage de sortie est constitué d'une capacité (diode flottante) préchargée à un niveau de référence [V_R] avant chaque nouveau transfert de charges par une horloge externe ΦR (figure 3). Après cette phase de Reset, les bruits de commutation engendrés par l'interrupteur MOS [T1] altèrent sensiblement le niveau initial de préchargement.

Le niveau réel à prendre en compte est donc matérialisé par la grandeur [$V_{réf}$] indiquée sur le chronogramme de la figure 3. Enfin, les variations de tension obtenues aux bornes de la diode flottante sont transmises à la broche de sortie vidéo par l'intermédiaire d'un étage d'isolement et d'amplification de technologie MOS.

TRANSFERT DES CHARGES DANS UNE MATRICE CCD

Dans une matrice CCD les pixels sont organisés en lignes et colonnes de plusieurs centaines d'éléments.

Différentes techniques sont utilisées pour effectuer la lecture de ces matrices, dont certaines sont dotées d'un «obturateur électronique» situé directement sur le CCD.

• **Capteur à transfert INTERLIGNE**

Chaque colonne photosensible est associée à un registre à décalage (de même nature, mais optiquement protégé en surface par un masque en aluminium, comme indiqué en figure 4a). Quand les charges se sont accumulées dans la zone photosensible, il suffit d'une impulsion d'horloge pour obtenir le transfert de tous les pixels dans la zone protégée, en quelques microsecondes seulement. Chaque ligne est ensuite transférée dans le registre horizontal, qui assure la sortie des pixels séquentiellement vers l'extérieur du composant. L'obturation quasi-instantanée est le principal avantage de cette technique mise en œuvre dans la plupart des caméras ou caméscopes grand-public. Par contre, la sensibilité à la lumière est réduite (moins de 50 % par optimisation du masque), et certaines informations ponctuelles pourraient être masquées par la zone protégée, et passer inaperçues.

• **Capteur à transfert de TRAME**

La zone photosensible occupe toute la surface de la matrice, car la zone protégée est déportée (présence d'une zone mémoire supplémentaire, conformément à la figure 4b). Pour assurer le transfert entre les deux zones, les photosites sont organisés en registres verticaux. Le transfert est obtenu après l'application sur les deux zones d'une série d'impulsions d'horloge (autant que de lignes à transférer). Ensuite, les transferts de la zone mémoire vers le registre horizontal et du registre vers la sortie s'effectuent comme précédemment. Ce capteur assure une excellente sensibilité à la lumière (100 % de la surface d'acquisition), mais le temps de pose doit être très supérieur au temps de transfert dans la zone mémoire pour éviter un effet de «bavure» (smearing) A titre d'exemples, il faut compter 300 μs environ pour le capteur TH7863 de Thomson, contre 30 μs pour

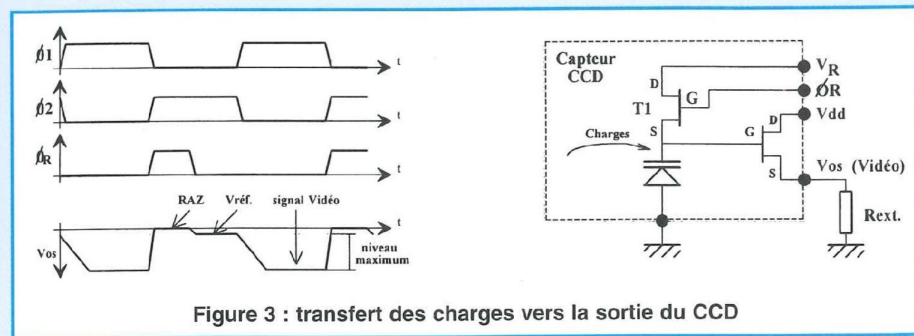
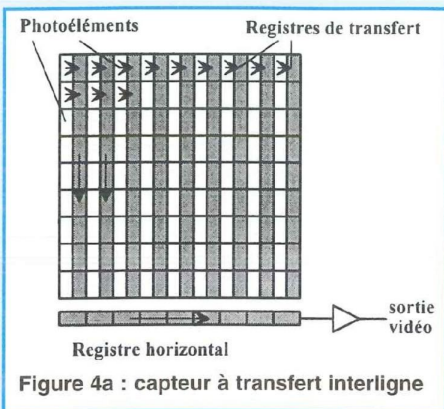


Figure 3 : transfert des charges vers la sortie du CCD



le TC255P de Texas-Instruments (valeurs typiques).

• Capteur pleine TRAME

C'est le cas notamment du capteur KAF-0400 de Kodak. Comme on peut le constater sur la figure 4c, la pastille de silicium ne contient qu'une zone photosensible associée à un registre horizontal de sortie : il est donc nécessaire de recourir à un obturateur électromécanique pour exploiter correctement le capteur (comme sur certains appareils photo numériques). Après une période d'exposition (ouverture de l'obturateur, pose, puis fermeture), la zone photosensible est maintenue dans l'obscurité : les opérations de transferts peuvent se faire en toute sécurité, selon le même protocole que pour la zone mémoire d'un capteur à transfert de trame. A surface optique égale, le capteur pleine trame devrait donc coûter deux fois moins cher que le capteur à transfert de trame.

INEFFICACITÉ DE TRANSFERT

Le transfert des charges ne s'opère pas sans quelques pertes, pour deux raisons principales :

- Pendant la période d'intégration de la lumière, une fraction de la charge reste piégée à l'interface isolant/semiconducteur, et ne peut plus se déplacer.

- Si la fréquence des horloges de transfert est trop élevée, ou si les horloges ne respectent pas rigoureusement les conditions de pilotage proposées par le constructeur, certaines charges resteront en retrait, et seront comptabilisées avec les charges d'autres photosites.

On a donc introduit un paramètre caractérisant l'inefficacité de transfert, ϵ . ϵ représente le rapport entre les charges non transférées et la totalité des charges à transférer. Les constructeurs indiquent dans leurs documentations le paramètre complémentaire $(1-\epsilon)$, représentant l'efficacité de transfert (Le TC255P de T.I. est

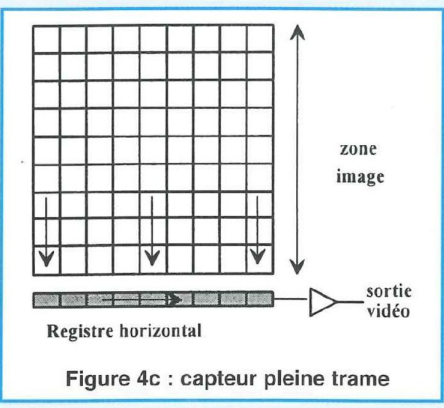
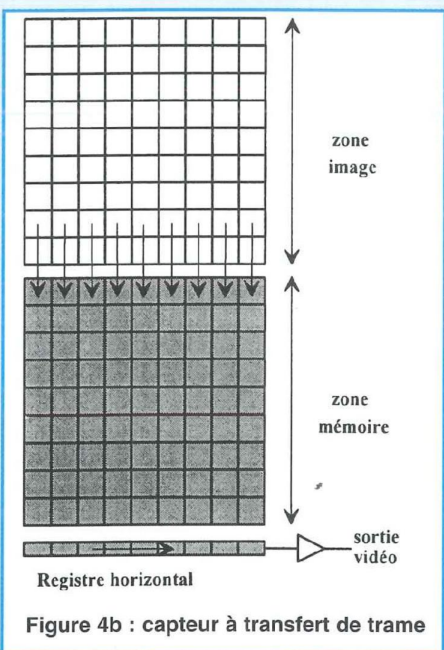
défini avec une valeur typique de 0,9995 et une valeur maximale de 0,99999).

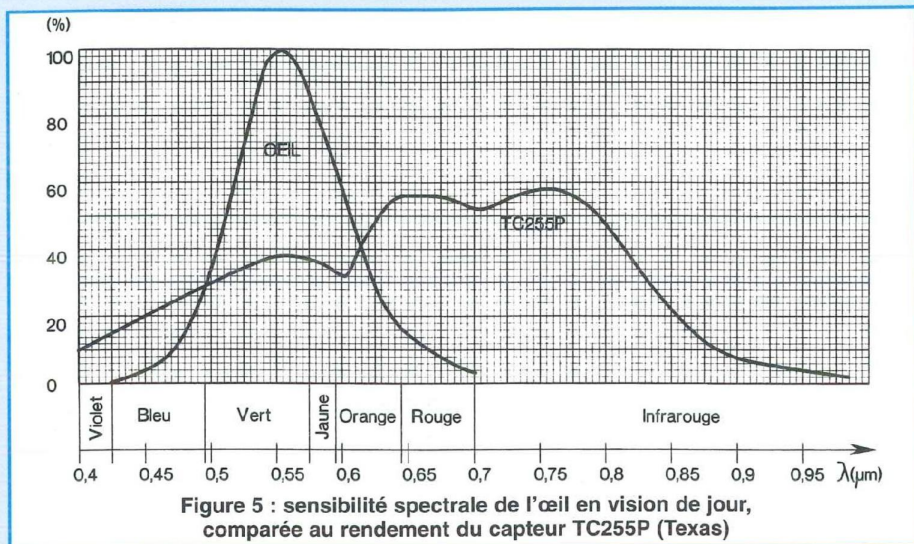
PROBLÈMES LIÉS À L'AGITATION THERMIQUE DANS LE SILICIUM

Un autre défaut est lié à la température : l'apparition de courants dus à l'agitation thermique dans le silicium impose une limitation de la durée des temps de pose. En effet, ce courant d'électrons va rapidement saturer les photosites et les rendre inutilisables (à température ambiante, un capteur standard est saturé en moins de 10 secondes dans l'obscurité). On parle également de «courant d'obscurité» pour qualifier ce phénomène. Une technologie récente (utilisant le mode MPP pour Multi-Pinned Phase) permet de diviser le courant d'obscurité d'un facteur 50 à température ambiante. Cependant, si on s'intéresse à l'acquisition d'objets de faible luminosité (comme le ciel profond en imagerie astronomique), il faudra envisager de refroidir le capteur CCD pour bénéficier de longues périodes d'exposition. Globalement, le bruit est divisé par deux à chaque baisse de température de 6° (1) (ou encore par 2,5 fois tous les 10° (2)). Différentes techniques ont été mises en œuvre avec succès, de la circulation d'azote liquide aux modules à effets Peltier. La dernière solution est la plus abordable pour les amateurs, mais nous aurons l'occasion d'y revenir ultérieurement, lors de la description d'une caméra d'instrumentation destinée à l'usage amateur (astronomie CCD).

RENDEMENT QUANTIQUE DES CAPTEURS CCD

Le rendement quantique représente le pourcentage d'électrons engendrés dans un photosite par les photons qui l'atteignent. Si le capteur était parfait, il devrait générer un électron par photon (rendement de 100 %). En réalité, le photosite présente un rendement qui dépend forte-





ment de la longueur d'onde des photons incidents, et évolue entre 10 % et 60 % pour la plupart des détecteurs CCD, avec le rendement maximal centré autour de 700 nm (cette longueur d'onde correspond au rouge, comme l'indique le diagramme de la figure 5). Toutefois, ce paramètre est à comparer avec le rendement quantique des films photographiques, qui est compris entre 2 % et 5 % dans le meilleur des cas.

(1) . Source : «Le guide pratique de l'astronomie CCD», Patrick Martinez et Alain Klotz, ADAGIO

(2) . Source : «CCD Astronomy», Christian Buil, Willman-Bell, Inc.

Figure 6 : présentation de capteurs CCD

<p>TC255P</p> <p>Capteur Texas Instrument 336 x 244 pixels (10μm)</p>	<p>Capteur SONY ILX503A 2048 pixels de 14μm</p>
<p>Capteur Thomson TH7863 384 x 288 pixels (23μm)</p>	<p>Capteur Kodak KAF-0400 768 x 512 pixels (9x9μm)</p>

PRÉSENTATION DE QUELQUES CCD COURAMMENT UTILISÉS AU NIVEAU AMATEUR

La figure 6 présente un assortiment de capteurs CCD issus de plusieurs constructeurs. Les proportions entre chaque capteur sont respectées, et leurs dimensions réelles peuvent être évaluées à partir de l'écartement des broches qui est de 2,54 mm (Le TC255P de Texas, qui fait approximativement 10 mm de côté, est logé dans un boîtier de type DIL-8 broches). Sur ce document, seul le capteur SONY est une version linéaire (une ligne de 2048 pixels) et coûte approximativement 100 F H.T.

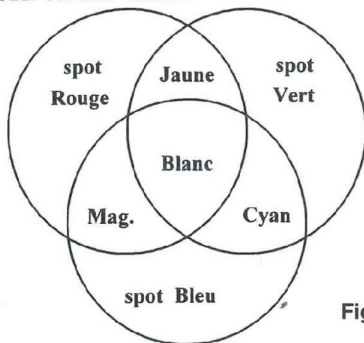
Le TC255P de T.I. (moins de 400 F H.T.) et le TH7863A de Thomson (autour de 4 000 F H.T.) sont des capteurs à transfert de trame. La différence de coût entre ces deux composants peut s'expliquer ainsi : la surface de silicium du CCD de Thomson est cinq fois plus grande, et le TC255P utilise pour le pilotage du CCD sa technologie brevetée basée sur une «phase virtuelle», qui réduit le nombre des électrodes à implanter sur la puce. Signalons que Thomson produit également depuis peu une version MPP du TH7863A, le TH7863M.

CAPTEURS D'INSTRUMENTATION / CAPTEURS CCD

REFERENCE	FABRICANT	Pixels (HxV)	taille image(mm)	Pixel en μm	Prix (environ)	N/C	DESCRIPTIF SOMMAIRE
TC255P	Texas	336 x 244	3,24 x 2,43	10 x 10	38\$ aux US	N&B	transfert de trame
TC237	Texas	658 x 496	4,86 x 3,67	7,4 x 7,4	80\$ aux US	N&B	transfert de trame, vision de nuit
TC216	Texas	1000 x 1024	12 x 12,2	12 x 12	2240\$ (US)	N&B	transfert de trame
TH7855A	Thomson	14 x 14	0,32 x 0,32	23 x 23	3500F H.T.	N&B	transfert de trame
TH7863D	Thomson	384 x 288	6,62 x 8,83	23 x 23	400CF H.T.	N&B	transfert de trame
TH7895A/M	Thomson	512 x 512	9,73 x 9,73	19 x 19	15000F H.T.	N&B	pleine trame, normal / MPP
THX7895MVB	Thomson	512 x 512	9,73 x 9,73	19 x 19	?	N&B	pleine trame, refroidi par Peltiers
TH7896M	Thomson	1024 x 1024	19,4 x 19,4	19 x 19	22000F H.T.	N&B	pleine trame, MPP
THX7897M	Thomson	2048 x 2048	30,7 x 30,7	15 x 15	?	N&B	pleine trame, MPP
KAI-0370	Kodak	768 x 484	8,9 x 6,6	11,6 x 13,6	?	Coul.	Transfert Interligne, standard NTSC
KAF-0400	Kodak	768 x 512	6,9 x 4,6	9 x 9	2000F H.T.	N&B	pleine trame, MPP
KAF-1600	Kodak	1552 x 1032	14 x 9,29	9 x 9	?	N&B	pleine trame, MPP
KAF-4200	Kodak	2048 x 2048	18,4 x 18,4	9 x 9	?	N&B	pleine trame, MPP
ICX055AK	SONY	500 x 582	6 x 4,96	9,8 x 6,3	365F par 50	Coul.	Transfert Interligne, standard PAL
ICX057AL	SONY	500 x 582	4,76 x 4	7,3 x 4,7	488F par 20	N&B	Transfert Interligne, standard CCR
ICX077AL	SONY	358 x 583	3,75 x 3,3	8,2 x 3,75	360F par 20	N&B	Transfert Interligne, standard CCR
ICX0389NB	SONY	768 x 494	7,95 x 6,5	8,4 x 9,8	?	Coul.	Transfert Interligne, standard NTSC

Figure 7 : panorama comparatif de quelques capteurs CCD matriciels

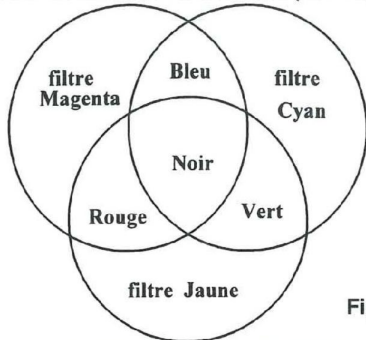
Fond: Surface blanche



- BLEU + VERT = CYAN
- ROUGE + BLEU = MAGENTA
- ROUGE + VERT = JAUNE
- ROUGE + VERT + BLEU = BLANC

Figure 8a : synthèse additive des couleurs

Fond: source de lumière blanche (R+V+B)



- Filtre Magenta: renvoi: rouge + bleu absorbe: vert
- Filtre CYAN: renvoi: bleu + vert absorbe: rouge
- Filtre Jaune: renvoi: rouge + vert absorbe: bleu

Figure 8b : synthèse soustractive des couleurs

Enfin, le KAF-0400 de Kodak, de technologie MPP, est du type «pleine trame» et se négocie actuellement autour de 2 000 F Hors-Taxes. Cette liste est loin d'être limitative et les fabricants propo-

sent également d'autres versions de CCD (512x512, 1024x1024, etc), dont des capteurs sensibles à la couleur, comme on peut le constater sur le tableau de la figure 7.

LA VISION EN COULEUR

Toute nuance de couleur peut-être reproduite par la combinaison de 3 couleurs fondamentales (ou primaires) : rouge, vert, bleu en synthèse additive et Cyan, magenta, jaune en synthèse soustractive. Les couleurs primaires en synthèse additive représentent les couleurs complémentaires en synthèse soustractive et inversement. Dans le premier cas, on combine des faisceaux lumineux de façon à obtenir, par mélange, une large palette de teintes dont le blanc (figure 8a). Le noir correspond alors à l'extinction des faisceaux. Dans le deuxième cas, on sépare d'une source de lumière blanche les différentes longueurs d'ondes primaires par absorption des longueurs d'ondes indésirables à partir de filtres colorés (par exemple, le Filtre «CYAN» absorbe le rouge, et ne laisse passer que les composantes «BLEU» et «VERT»). La mise en cascade des trois filtres primaires absorbant la totalité de la lumière, la zone située sous les filtres baigne dans l'obscurité (figure 8b). Pour obtenir un pixel couleur sur un capteur CCD, on fait appel à au moins trois photosites distincts, associés chacun à un filtre coloré : la sensibilité et la résolution spatiale du capteur diminuent dans des proportions non-négligeables. A titre d'illustration, la figure 9 représente la technique (déjà ancienne) utilisée par Philips pour fabriquer un capteur couleur. La difficulté de déposer des pigments colorés sur les capteurs a été contournée par Philips en n'utilisant que deux pigments : le jaune et le cyan. A partir du pixel vert obtenu directement, on extrait les pixels rouges et bleus. Des techniques plus récentes utilisent des matrices de 4x4 pixels sur lesquelles sont déposées des mosaïques de pigments (jaune, magenta, cyan et vert), afin d'obtenir directement, après recombinaison de plusieurs pixels, les signaux élémentaires «Luminance» et «Chrominance»

La vision artificielle

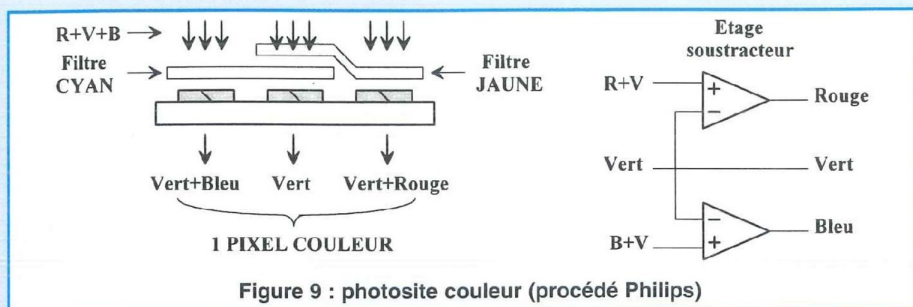


Figure 9 : photosite couleur (procédé Philips)

utilisés en télévision. C'est le cas notamment de SONY pour son capteur ICX055AK (capteur à transfert interligne de 500x582 pixels). Le capteur couleur Kodak KAI-0370C (pleine trame de 768x484 pixels) met en œuvre également des matrices de 4x4 pixels sur lesquelles sont déposées des mosaïques de pigments rouges, verts et bleus. Avec ces procédés, il ne faut cependant pas s'attendre à un rendement quantique élevé (il est autour de 10 % pour le KAI-0370C).

PILOTAGE DU CAPTEUR CCD

Le capteur CCD ne peut assurer ses fonctions que s'il reçoit des signaux de commande extérieurs. Un dispositif de contrôle logique doit assurer les opérations suivantes :

- transfert de la zone image vers la zone mémoire pour chaque trame ;
- décalage de la ligne à transférer vers le registre horizontal de sortie ;
- transfert séquentiel des échantillons de chaque ligne.

Le signal analogique brut issu du capteur apparaît sous une forme impulsionnelle

(Le signal Vos représenté sur la figure 3), avec des variations de signe négatif (c'est-à-dire que la tension de sortie du capteur est maximale pour le niveau du noir, et décroît avec l'augmentation de l'éclairage). L'extraction de l'information utile pourra être obtenue par différents procédés. Parmi les solutions possibles, le double échantillonnage corrélé semble le plus performant pour bénéficier d'une dynamique étendue (nous aurons l'occasion de revenir sur ce principe). Du point de vue électronique on peut se contenter d'un échantillonneur/bloqueur rapide associé à un amplificateur inverseur qui est chargé d'amplifier et d'inverser le signal vidéo. Enfin, un convertisseur analogique/numérique permettra de transférer l'image directement vers un périphérique informatique. Cette étape sera abordée lors de la description d'une caméra CCD accessible à l'amateur, nous ne nous attarderons donc pas sur le sujet !

EN GUISE DE CONCLUSION

En matière de CCD, l'offre est assez large, et l'utilisateur potentiel n'a pratiquement que l'embarra du choix. Pour

des applications scientifiques, on préférera les capteurs monochromes, éventuellement associés à des filtres de couleur, dont les photosites sont carrés et de technologie MPP. Cette remarque est particulièrement valable pour des activités orientées astronomie, où la sensibilité du capteur est un facteur décisif.

L'utilisation d'un capteur couleur n'est envisageable que pour des applications en pleine lumière, dans le cas où la résolution est un paramètre de moindre importance. Précisons enfin qu'une caméra de haute qualité utilise 3 capteurs distincts, dotés chacun d'un filtre primaire. Dans cette configuration, un prisme est chargé de séparer la lumière issue de l'objectif en trois faisceaux indépendants. Nous poursuivons cette série consacrée aux capteurs CCD par la réalisation d'une caméra linéaire (utilisant une barrette CCD Sony ILX503A) permettant de s'initier par exemple au domaine de la spectrographie, ou encore de réaliser un petit scanner. Logée dans un petit boîtier plastique elle coûte moins de 500 F et sera directement reliée au port parallèle d'un ordinateur compatible PC. Ensuite, suivra la description d'une caméra matricielle dotée du capteur TC255P de Texas, très simple à piloter, et qui sera déclinée en deux versions : caméra vidéo standard pour 1 000 F environ et caméra 12 bits refroidie par modules Peltier pour 2 000 F environ, permettant de faire une bonne initiation à l'astronomie CCD.

Bernard Dalstein

EDITIONS PÉRIODES

5, boulevard Ney
75018 Paris

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue. N'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

BON DE COMMANDE

à adresser aux EDITIONS PÉRIODES
Service abonnements
5, boulevard Ney 75018 Paris

N° 131

Rubriques

- L'électronique de l'infra-rouge (cours N°5)
- Les tubes électroniques (cours N°4 : la tétrode, la pentode, les tubes complexes)
- Carillon de porte de 10 notes
- Boîte à rythme programmée
- Amplificateur guitare 25 Weff (2e partie)

N° 132

Rubriques

- Le capteur de température LM335
- Serrure à carte codée
- Préampli différentiel pour micro symétrique
- Filtre anti-larsen pour microphone
- Doubleur de canaux pour oscilloscope
- Compteur universel
- Interrupteur sonore (clap inter)
- Générateur BF économique à très faible distorsion

N° 133

Rubriques

- La correction acoustique des locaux
- Minuterie programmable
- Automatisme d'éclairage
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (1ère partie)
- Convertisseur inverseur de puissance $\pm 12 \text{ V} / 0,5 \text{ A}$
- Alarme auto/moto à capteur inductif

N° 134

Rubriques

- La classe d'amplification A ou B
- Table de mixage
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (2e partie)
- Générateur de fonctions 20 Hz à 100 kHz en 4 gammes
- Automatisme de charge pour batteries au plomb 12 V

N° 135

Rubriques

- Le filtrage actif
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (3e partie)
- Commandes de moteurs
- Variateur de puissance et sécurité pour fer à souder
- Emetteur automatique FOXTROT
- Télécommande infra-rouge 16 voies programmables

N° 136

Rubriques

- En savoir plus sur le MAX038
- Comprendre le son des tubes
- Amplificateur à tubes. Double push-pull d'EL84 - 28 Weff (1ère partie)
- Digitaliseur vidéo pour Atari et compatible IBM-PC (4e partie)
- Mini-Labo Audio (1ère partie)
- Symétriseur de signaux audios

N° 137

Rubriques

- Le calcul des paramètres d'un haut-parleur
- Mini-Labo Audio (2e partie)
- Amplificateur pour instruments et sonorisation de 40 Weff
- Amplificateur stéréo à tubes. Double push-pull d'EL84 - 2 x 28 Weff (2ème partie)
- En savoir plus sur le HA2645 de HARRIS

N° 138

Rubriques

- Le redressement avec tubes électroniques diodes (cours N°5)
- Amplificateur à tubes EL84, 2x5 Weff en classe A
- Amplificateur à transistors, 2x100 Weff en classe A-B
- Amplificateur à circuits intégrés TDA 1510 / TDA 1515
- Analyseur de spectre audio

N° 139

Rubriques

- Les cathoscopes ou tubes cathodiques (cours N°6)
- Le TDA 7294 de SGS-THOMSON, amplificateur stéréo de 2x70 Weff / 8 Ω ou 1 x 200 Weff / 8 Ω
- Amplificateur hybride tube/transistor : le TRANSITUBE, 2x35 Weff / 8 Ω en pure classe A
- Filtre actif pour caisson extrême grave

N° 140

Rubriques

- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°7)
- Le Quatuor ! Amplificateur classe A de 2x20 Weff à tubes EL84
- Le traitement numérique du signal
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée)
- Booster auto-radio économique de 2x18 Weff / 4 Ω

N° 141

Rubriques

- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°8 : correction de fréquence des signaux)
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée) : le MONSTRE - 2ème partie
- Minuteur cyclique
- Booster à tubes pour autoradio (double push-pull d'EL84) 1ère partie

N° 142

Rubriques

- Les amplificateurs audio à tubes électroniques (cours N°9 : La Rétroaction)
- Amplificateur professionnel de 2x350 Weff / 8 Ω (1000 Weff / 8 Ω en version pontée) : le MONSTRE - 3ème partie
- Préamplificateur tous tubes 5 entrées avec correcteur de tonalité débrayable
- Laboratoire miniature comprenant : Générateur de fonctions + alimentation stabilisée + chargeur de batteries CdNi

N° 143

Rubriques

- Les principes des haut-parleurs
- Décodeur PAL/RVB
- Traceur de courbes pour transistors NPN/PNP
- Bloc ampli mono de 54 Weff / 4-8-16 Ω , quadruple push-pull d'EL84

Je vous fais parvenir ci-joint le montant
de F par CCP par chèque bancaire
par mandat

30 F le numéro (frais de port compris)

NOM : PRÉNOM :

N° : RUE :

CODE POSTAL : VILLE :

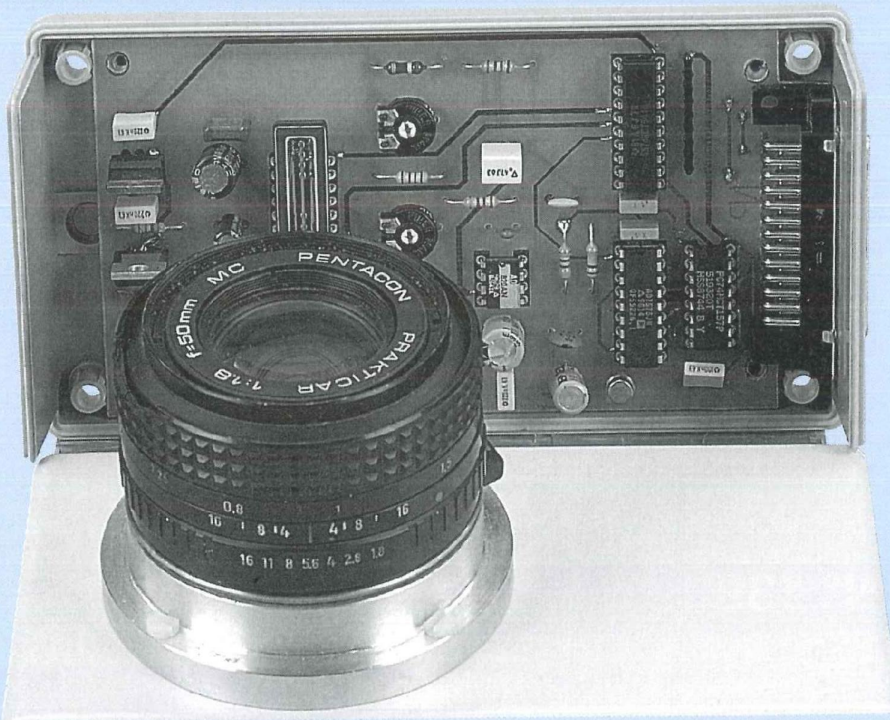
Quelques numéros encore disponibles (prix 30 F) :
121, 122, 123, 124, 125, 127, 128

Je désire :

- ...n° 131 ...n° 132 ...n° 133 ...n° 134
...n° 135 ...n° 136 ...n° 137 ...n° 138
...n° 139 ...n° 140 ...n° 141 ...n° 142
...n° 143

UNE CAMÉRA CCD LINÉAIRE UTILISANT UNE BARRETTE CCD SONY ILX503A

Cette caméra linéaire de réalisation simple permettra, pour moins de 500F, de s'initier à la technologie CCD. Logée dans un boîtier plastique, elle se connectera directement au port parallèle d'un ordinateur compatible PC. En outre, le logiciel d'acquisition qui l'accompagne vous assurera une possibilité d'expérimentation immédiate de la caméra.



Soyons clair dès le départ : une caméra est dite «linéaire» ou «linéique» quand le capteur CCD ne comporte qu'une seule ligne photosensible.

Dans de nombreux domaines de l'industrie ou du laboratoire, on peut s'en contenter (mesures de niveaux, lecture de spectres lumineux, détections diverses,...). Par contre, si on désire obtenir une image complète en deux dimensions (H x I), il faut déplacer les objets à acquérir devant le capteur (ou inversement, le capteur devant les objets) : c'est le prin-

cipe du scanner ! un tel dispositif n'ayant pas été prévu pour la caméra linéaire, c'est à vous de prévoir le cas échéant une extension mécanique appropriée.

LE CAPTEUR CCD SONY ILX503A

Son organisation interne est indiquée en figure 1. Le cœur du dispositif est matérialisé par une ligne photosensible de 2086 pixels au total répartis comme suit :

- 14 pixels inactifs
- 18 pixels destinés à fournir une

référence du noir

- 2048 photoéléments actifs
- 6 pixels inactifs de fermeture.

Cette ligne est associée à un registre à transfert de charges analogique protégé de la lumière par un masque, qui est chargé de transmettre séquentiellement chaque information sur la sortie Vout. La procédure de commande la plus simple consiste à envoyer, après une exposition du CCD à la lumière, une impulsion de transfert ϕ_{ROG} (obturation électronique!), puis de véhiculer chacune des charges élémentaires vers la sortie par une succession d'impulsions sur ϕ_{CLK} . On remarquera quatre broches de contrôle supplémentaires qui permettent de définir le protocole de pilotage du CCD : T1, RSSW, SHSW et EXRS. T1 n'est destinée qu'à la phase de test en usine, et sera reliée directement à l'alimentation 5V. RSSW permet de définir le mode d'utilisation du CCD, à savoir avec une réinitialisation interne (RSSW = 0 V) ou externe (RSSW = Vdd2) du registre de sortie. Les chronogrammes de la figure 2 présentent les signaux logiques à appliquer au CCD dans le deuxième cas (mode externe). Pour activer une phase d'obturation électronique, ϕ_{ROG} doit être positionné à l'état bas. Ensuite ϕ_{RS} (EXRS) assure le vidage de la diode de sortie du CCD à chaque passage à zéro de ϕ_{CLK} , en étant elle-même momentanément positionnée à l'état bas. Il en résulte un signal de sortie échantillonné doté de trois paliers : le niveau d'initialisation (reset) quand RS et ϕ_{CLK} sont à l'état bas, le niveau de référence quand RS est à l'état haut et ϕ_{CLK} à l'état bas, et enfin le niveau de la vidéo lorsque RS et ϕ_{CLK} sont à l'état haut. Enfin, la broche SHSW permet de valider un échantillonneur interne (si SHSW = 0 V) qui permet de maintenir les paliers de vidéo constants entre deux pixels (cependant, ce mode n'est pas possible en cas de réinitialisation externe). Le tableau de la figure 3 résume les options d'utilisations du CCD. Le composant comporte de nombreuses

INITIATION À LA TECHNOLOGIE CCD

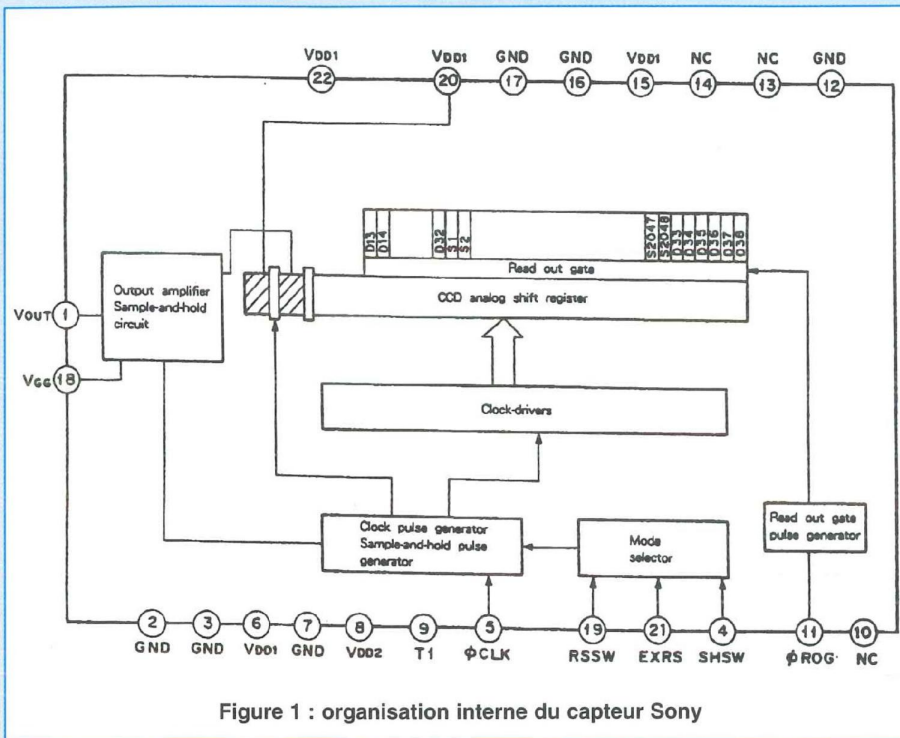


Figure 1 : organisation interne du capteur Sony

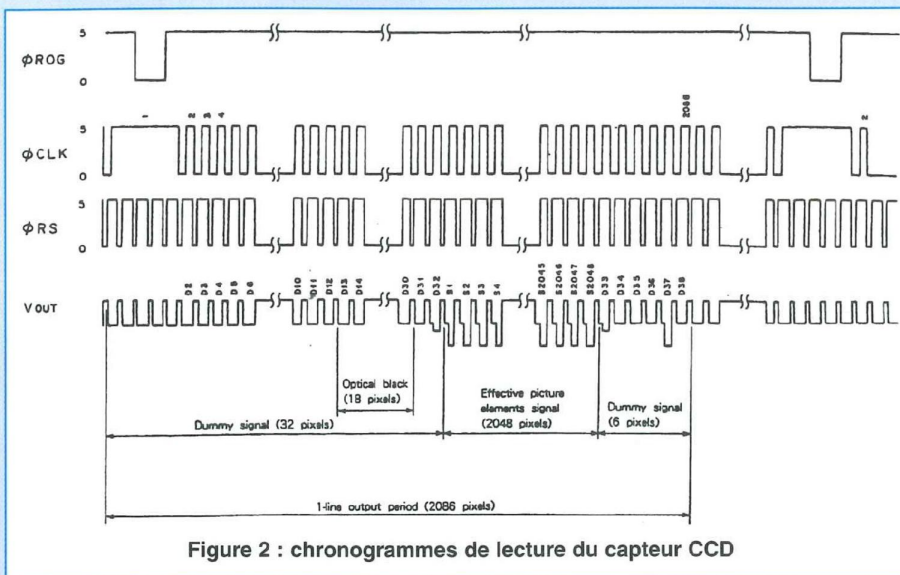


Figure 2 : chronogrammes de lecture du capteur CCD

Mode		Cablage des broches		
RS	S/H	SHSW (br.4)	RSSW (br.19)	EXRS (br.21)
interne	oui	GND	GND	Vdd2
interne	non	Vdd2	GND	Vdd2
externe	non	Vdd2	Vdd2	φRS

Figure 3 : tableau récapitulatif des options de pilotage du CCD

broches d'alimentation Vdd1, Vdd2 et Gnd qui devront être toutes câblées, Vdd1 étant fixée à 9 volts et Vdd2 à 5 volts. Une tension de polarisation générée en interne, Vgg (broche 18), devra être découplée par un condensateur externe.

DESCRIPTION DE LA CAMÉRA

Le schéma fonctionnel de la figure 4 présente le module caméra au complet. Le signal issu du capteur CCD est dirigé sur un amplificateur chargé d'assurer l'adaptation de niveau entre la vidéo et le convertisseur. Un réglage de gain et d'offset est possible depuis l'extérieur du boîtier, ce qui permet une adaptation facile et rapide aux conditions d'éclairage du sujet. Le convertisseur fournit 8 bits (256 niveaux de gris) à un multiplexeur chargé de transmettre l'octet de résultat au PC après séparation en deux quartets. Rappelons que le port parallèle standard d'un compatible PC n'est pas doté d'un port d'entrée de huit bits. On utilise alors quatre des cinq bits de contrôle destinés à recueillir des informations sur l'état de fonctionnement de l'imprimante. Nous ne reviendrons pas sur le fonctionnement et la programmation du port parallèle, concepts largement développés dans les numéros 127 et 128 de LED. Un amplificateur de bus assure la mise en forme des signaux de commande issus du port parallèle, qui sont de qualité variable selon la génération du PC utilisé.

LE SCHÉMA STRUCTUREL

Le schéma structurel de la figure 5 met en évidence le capteur CCD doté de ses nombreuses connexions, mais avec peu de composants annexes. Pour simplifier la réalisation, c'est le mode d'initialisation interne qui a été retenu, avec utilisation de l'échantillonneur/bloqueur intégré au capteur. T1 assure une protection de l'étage de sortie, le signal étant ensuite dirigé sur un amplificateur intégré «rail to rail». Cette désignation signifie que l'am-

Les principes des haut-parleurs

une telle décharge, au moment où vous introduisiez la clef dans la serrure d'une portière de voiture...

En enlevant un pull de laine, ou certains sous-vêtements, vous avez entendu le crépitement et vous avez vu les étincelles caractéristiques qui proviennent également de décharges électrostatiques engendrées par le frottement.

Savez-vous qu'en l'occurrence sont développées des tensions continues pouvant atteindre les 18 à 20 000 volts ?

Fort heureusement pour nous, les quantités d'électricité alors en jeu sont faibles et causent des désagréments, non pas des dégâts, la puissance développée étant faible...

A l'approche de l'orage l'atmosphère s'ionise et de nombreux corps se chargent d'électricité statique.

Parlez-en donc à votre chat, dont les poils se hérissent sous l'action de ces charges !

Vous avez certainement remarqué le phénomène (lui aussi !) en le caressant, vous avez dû alors entendre le crépitement significatif de déplacement de charges et les « piqûres » lui ont peut-être fait très mal, n'en riez pas !

N'oublions jamais que des charges importantes (en quantité d'électricité), accumulées par des masses métalliques, constituent un réel et très sérieux danger, qui peuvent développer dans leur transfert l'énergie d'activation capable d'enflammer un mélange combustible et pour quoi pas ... explosif !

Elles peuvent entraîner la mort par électrisation, c'est connu...

Voilà pourquoi s'impose la mise à la terre des masses métalliques, charpentes, réservoirs, ce sont des exemples.

La mise à la terre est le plus sûr moyen de drainer en permanence, vers la terre, ces charges susceptibles de s'accumuler là où il ne le faut pas !

Car la terre avale toutes les charges

d'électricité qui lui sont présentées, songez donc à la foudre ...

Des corps chargés d'électricité de signe opposé s'attirent, des corps chargés d'électricité de même signe se repoussent.

La règle de bureau, en matière plastique, frottée avec un chiffon de laine, se charge et attire de petits morceaux de papier posés sur la table.

Les confettis sont retenus, fixés par la règle, puis ils sont rejetés (par la règle), parce qu'ils sont devenus porteur d'une charge d'électricité du même signe que celui de la règle...

Si vous n'aviez jamais fait l'expérience, ce serait le moment de vous y adonner, les enfants (vous voyez qui ?) vous en seront reconnaissants, nous vous l'assurons !

Une autre expérience, plus « scientifique », met en œuvre une balance à plateaux suspendus, métalliques, conducteurs (de l'électricité).

L'un des plateaux est relié à l'une des bornes d'une batterie (figure 16).

Une plaque métallique, conductrice, est maintenue tout près du même plateau, par le dessous, mais elle est séparée de lui par une plaque isolante.

Lorsque la plaque métallique est connectée avec la seconde borne de la batterie, la balance accuse un déséquilibre, l'un de ses plateaux s'abaisse, cependant que l'autre s'élève...

Il faut noter, c'est très important, que la plaque isolante interdit le passage de courant continu, fourni par la batterie, allant de la plaque métallique conductrice vers le plateau, tout comme dans le sens inverse d'ailleurs.

La batterie ne débite pas de courant, sa force électromotrice sert uniquement à polariser le système !

Voilà qui met en évidence le phénomène d'attraction par charges d'électricité et qui fait aussi penser au condensateur, lequel

accepte des charges qu'il retient et restitue ensuite...

Ce phénomène de déplacement de masses (les plateaux de la balance) par des forces d'attraction à caractère statique et non pas dynamique, a donné l'idée de réalisation du haut-parleur électrostatique, cela dès les années 1930 !

Voyons son principe, reportons-nous au schéma reproduit à la figure 17.

Sur une de ses faces, qui est la face extérieure du dispositif, une fine membrane reçoit un dépôt métallique conducteur, à la façon d'une armature de condensateur. Son autre face, la face intérieure, est non conductrice.

La membrane est maintenue tendue entre des supports, sa face intérieure est en contact direct avec une grille conductrice souple.

Nous retrouvons bien là l'expérience de la balance !

La « polarisation » du dispositif est nécessaire pour permettre le déplacement de la membrane, tout comme la batterie est nécessaire pour déséquilibrer la balance de l'expérience.

Une source de tension auxiliaire, figurée sur le dessin, assure cette polarisation.

Une résistance de forte valeur permet l'application du potentiel disponible aux bornes de la source auxiliaire, sans débiter de courant, il s'agit bien de polarisation...

Le signal modulant, d'activation, est appliqué aux deux armatures du dispositif, la face métallisée de la membrane et la grille, par l'intermédiaire d'un condensateur, lui qui est perméable à la transmission du signal (variable !), mais s'oppose au passage du courant continu. La membrane subit les forces d'attraction variables qui résultent de l'application du signal, elle entre en vibration et met en mouvement les couches d'air qui l'environnent.

Voilà, en simple, pourquoi et comment

INITIATION À LA TECHNOLOGIE CCD

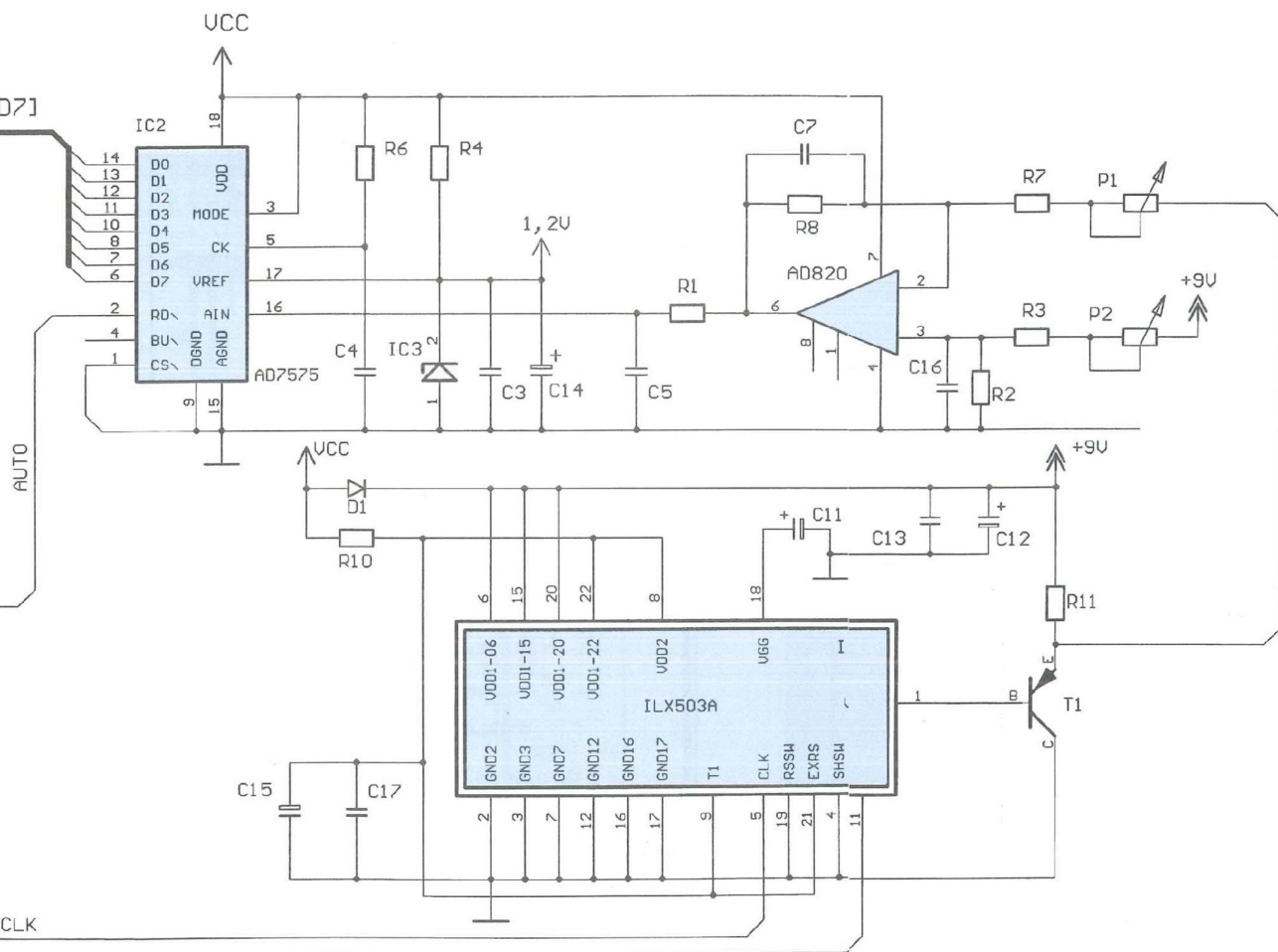


Figure 5 : interface pour port // du PC

que les supports classiques) dans l'ordre suivant :

- 1 - IC1, en commençant du côté connecteur SUB9D, puis IC2
- 2 - IC7, en commençant du côté des potentiomètres
- 3 - IC4, puis enfin IC8.

Implanter ensuite l'embase d'alimentation, qui doit affleurer au bord du circuit imprimé pour permettre ultérieurement la fermeture du boîtier, puis l'embase SUB9D en version FEMELLE exclusivement, pour éviter une inversion des fils dans le câble de liaison du port parallèle de l'ordinateur. C'est le moment d'en profiter pour percer le logement destiné au connecteur sur le boîtier, le plan de per-

Dimensions : 150 x 80 x 50mm , référence RADIOSPARES : 583-117
Tél. : 03 44 10 15 15

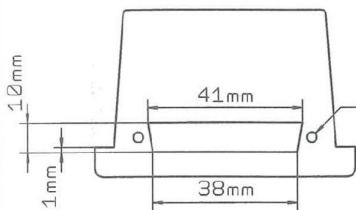


Figure 11 : remplacement d'un AD589 par deux diodes en série

AD589



2x 1N4001 en série

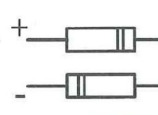


Figure 10 : plan de perçage du boîtier plastique OKW

Remarque importante: le perçage destiné au connecteur doit être réalisé sur le côté qui comporte des trous de fixation distants de 57mm. En effet, les deux autres logements ne sont pas positionnés de façon identique !

çage étant indiqué en figure 10. Dès que le boîtier est percé, placer le circuit imprimé à sa place et ajuster ses dimensions si nécessaire. Il doit parfaitement s'adapter dans les trous de fixation prévus d'ori-

gine. Il faut alors percer ensemble le fond du boîtier et le circuit imprimé au centre des emplacements réservés aux potentiomètres, avec un foret de \varnothing 4 mm ou 5 mm. Le réglage des potentiomètres

UNE CAMÉRA CCD LINÉAIRE

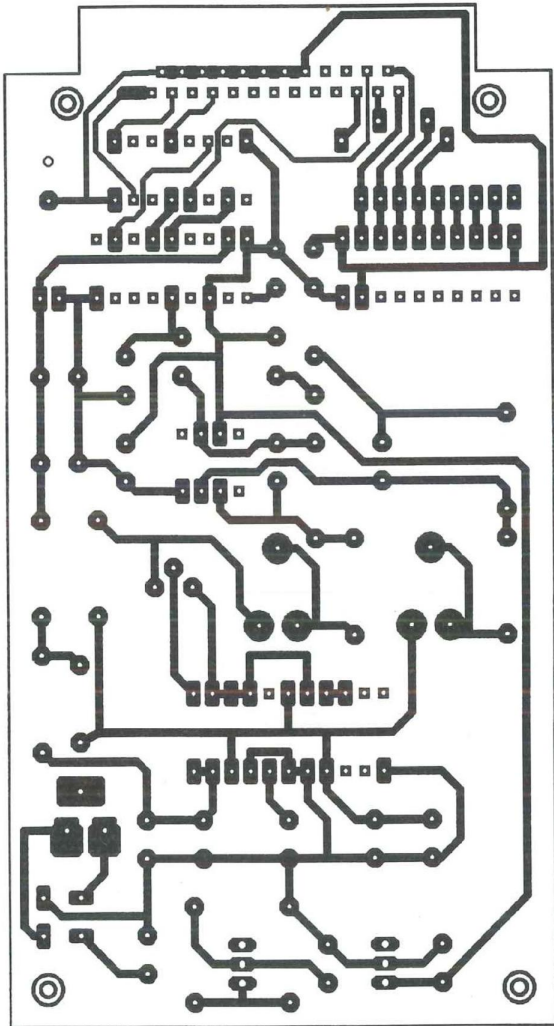


Figure 7 : côté cuivre

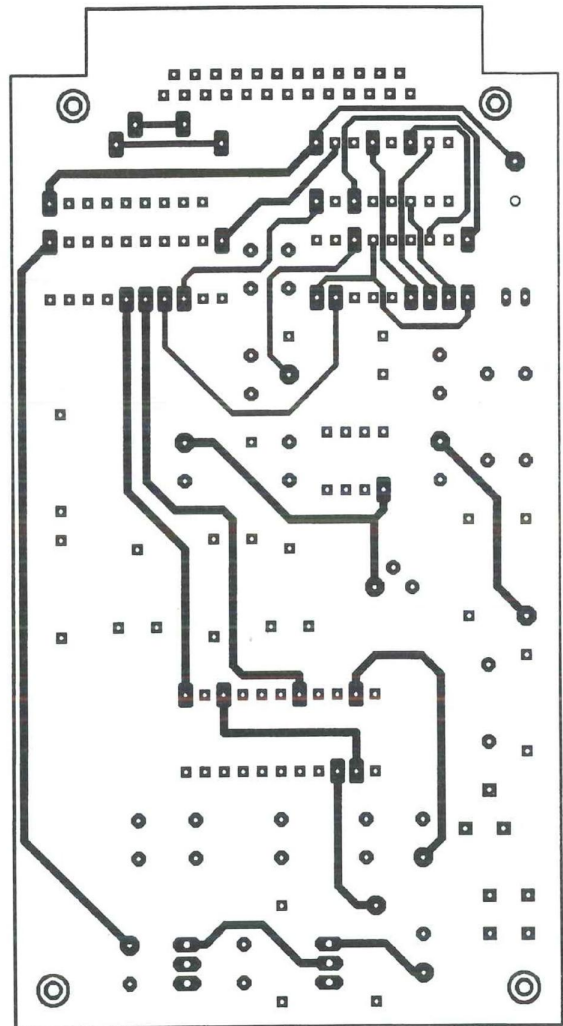


Figure 8 : côté composants

sera ainsi possible depuis l'extérieur de la caméra, dans les conditions d'utilisation normales du capteur. On peut ensuite câbler les résistances, ajustables et condensateurs, puis implanter les composants actifs. Les condensateurs C8, C9, C10, C16, C17 et C20 doivent être positionnés à quelques millimètres du circuit imprimé, afin de pouvoir accéder aux pastilles placées du côté composants! Notez que toute référence de tension de 1,2 V à 1,25 V ferait l'affaire pour IC3, quelle que soit la marque ou la référence du fabricant : il est même possible de le remplacer par deux diodes 1N4001 montées en série (comme indiqué en figure 11).

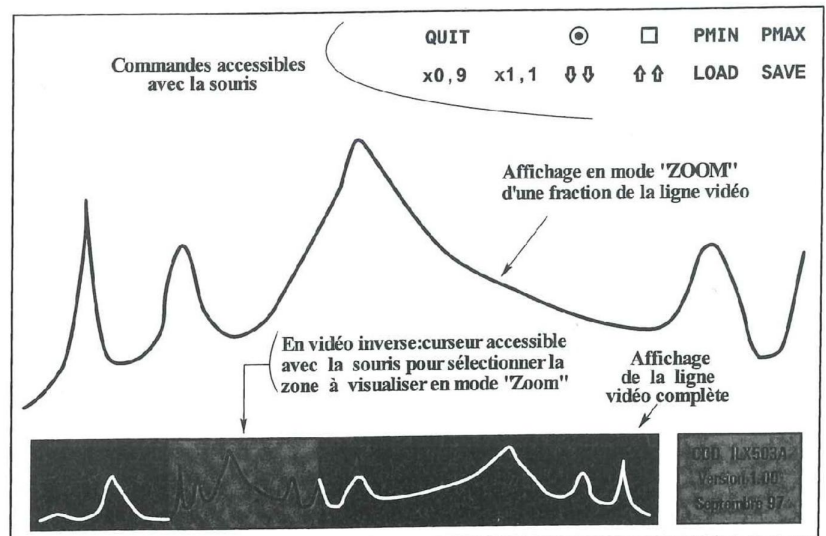


Figure 12 : environnement graphique du programme d'acquisition

INITIATION À LA TECHNOLOGIE CCD

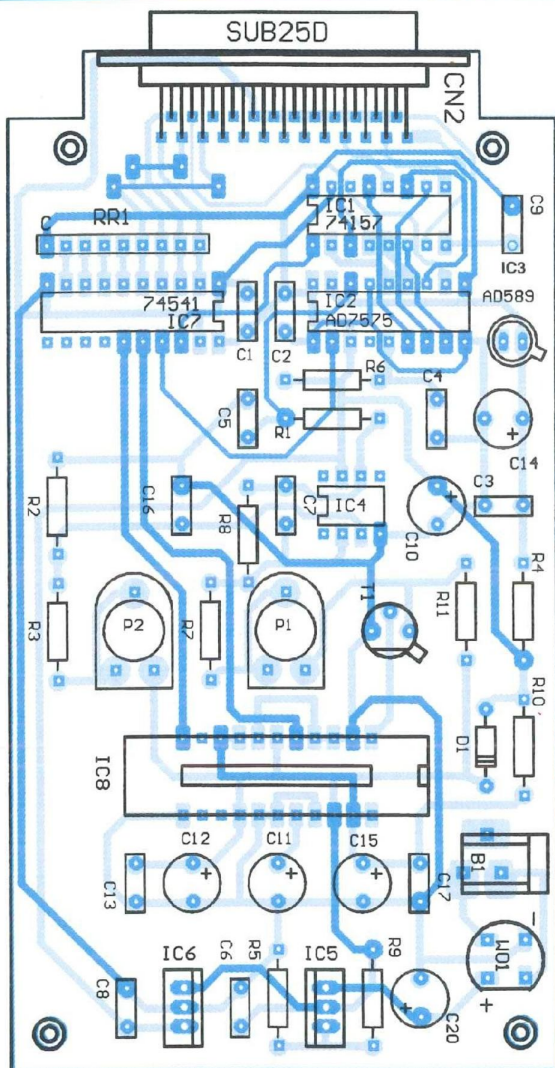
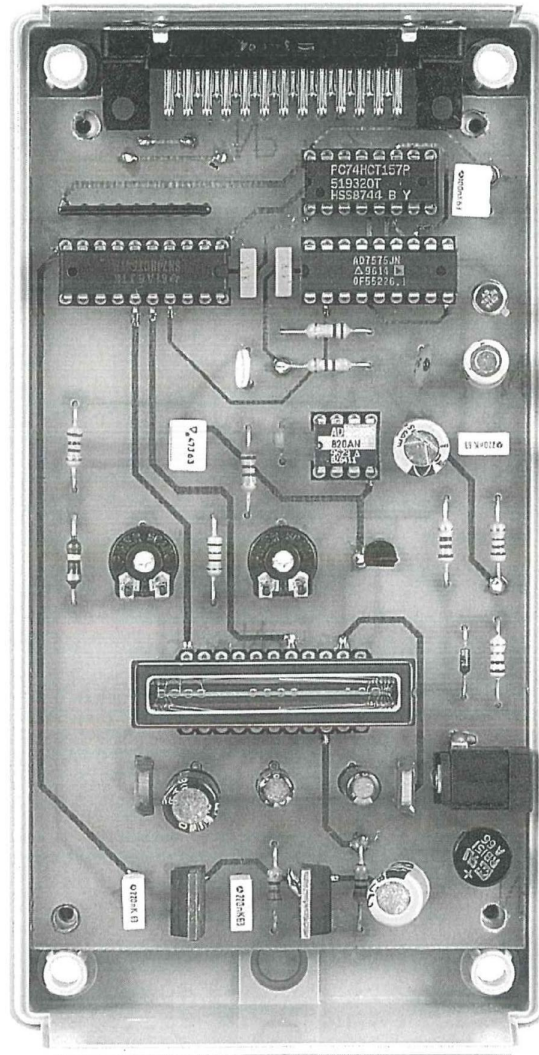


Figure 9 : implantation des composants



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

- Résistances à couche $\pm 5\%$ 1/4 W

R1 : 470 Ω
R2 : 2,7 k Ω
R3 : 3,9 k Ω
R4 : 12 k Ω
R5 : 3,3 k Ω
R6 : 100 k Ω
R7 : 2,2 k Ω
R8 : 2,2 k Ω
R9 : 510 Ω
R10 : 1 Ω
R11 : 2,2 k Ω

- Réseau de résistances : 2,2 K x 8
+ 1 commun

P1 : 4,7 k Ω
P2 : 4,7 k Ω

- Semiconducteurs

IC1 : 74HCT157

IC2 : AD7575

IC3 : AD589

IC4 : AD820

IC5 : LM317

IC6 : LM7805

IC7 : 74HCT541

IC8 : ILX503A

T1 : BC560C

D1 : 1N4148

- Condensateurs

C1, C2 : 100 nF

C3, C6, C8 : 220 nF

C4 : 100 pF

C5 : 4,7 nF

C7 : 1 nF

C9 : 100 nF

C10 : 220 μ F / 25 V

C11, C15 : 22 μ F / 25 V

C12 : 100 μ F / 25 V

C13, C17 : 1 μ F

C14 : 47 μ F / 25 V

C15 : 22 μ F / 25 V

C16 : 470 nF

C20 : 470 μ F / 25 V

- Divers

Pont de diodes 1 A / 60 V

B1: bornier d'alimentation (voir photos)

Supports pour circuits intégrés :

8 broches x1

6 barrettes tulipes de 25 points

Embase SUB25-D coudée femelle + rallonge DB25 mâle/mâle

Distributeur du capteur SONY ILX503A
pour les professionnels :

LASYC, 17 rue J.P. Timbaud, 94700
MAISONS - ALFORT. Tél : 01 42 07 66 66

UNE CAMÉRA CCD LINÉAIRE

```

octet:=buff_son[ii];
octet:=trunc(octet+valeur);
if octet>255 then octet:=255;
if octet<0 then octet:=0;
buff_son[ii]:=trunc(octet);
end;
efface_fenêtres; affiche_ccd;
end;
{*** lecture d'une donnée ***}
{*** sur le port parallèle ***}
{*****}
procedure put_pixel(x,y:integer;couleur:byte);
begin
  regs.ah:=50C;   regs.al:=couleur;
  regs.bh:=0;    regs.cx:=x;  regs.dx:=y;
  intr($10,regs);
end;
procedure inc_pixel;
begin
  port[out]:=502; port[out]:=503;
end;
procedure transfert;
begin
  port[out]:=501; port[out]:=503;
end;
procedure lecture_ccd;
var a,b:byte;
begin
  port[strobe]:=53; {déclenchement d'une conversion + accès}
  {Autofeed=1: sélection CAN (ext=0) }
  {Lecture CAN: Autofeed sur broche RD\ = 0.}
  {strobe = 1: sélection poids faible (ext=0)}
  for i:=1 to 16 do a:=port[inp]; {tempo 20us ==> fin de conversion}
  {Lecture poids faible}
  {une lecture=1,25us environ}
  port[strobe]:=52; {strobe = 0: sélection poids fort (ext=1) }
  {Autofeed=1: CAN toujours sélectionné (ext=0) }
  for i:=1 to 8 do b:=port[inp]; {tempo 10us pour stabilisation MUX }
  {une lecture=1,25us environ}
  port[strobe]:=50; {inhibition CAN (ext= 1 1 )}
  a:=(a shr 3) and $0F; b:=(b shl 1) and $F0; Vin:=a+b;
  {assemblage poids faible/poids fort}
end;
procedure enregistrement;
begin
  delay(tempo); transfert;
  for pix:=1 to 32 do {suppression 32 pixels "réf. du noir"}
    begin
      inc_pixel;
      for pix:=1 to 50 do
        begin
          Vin1:=Vin; put_pixel(pix+14,325-buff_son[pix],0);
          buff_son[pix]:=0; put_pixel(pix+14,325,11);
        end;
      for pix:=51 to 562 do
        begin
          Vin1:=Vin; inc_pixel; inc_pixel; inc_pixel;
          lecture_ccd; put_pixel(pix+14,325-buff_son[pix],0);
          buff_son[pix]:=Vin; put_pixel(pix+14,325-Vin,11);
        end;
      for pix:=563 to 611 do
        begin
          Vin1:=Vin; put_pixel(pix+14,325-buff_son[pix],0);
          buff_son[pix]:=0; put_pixel(pix+14,325,11);
        end;
      for pix:=1 to 50 do
        begin
          inc_pixel;
          end;
        procedure acquisition;

```

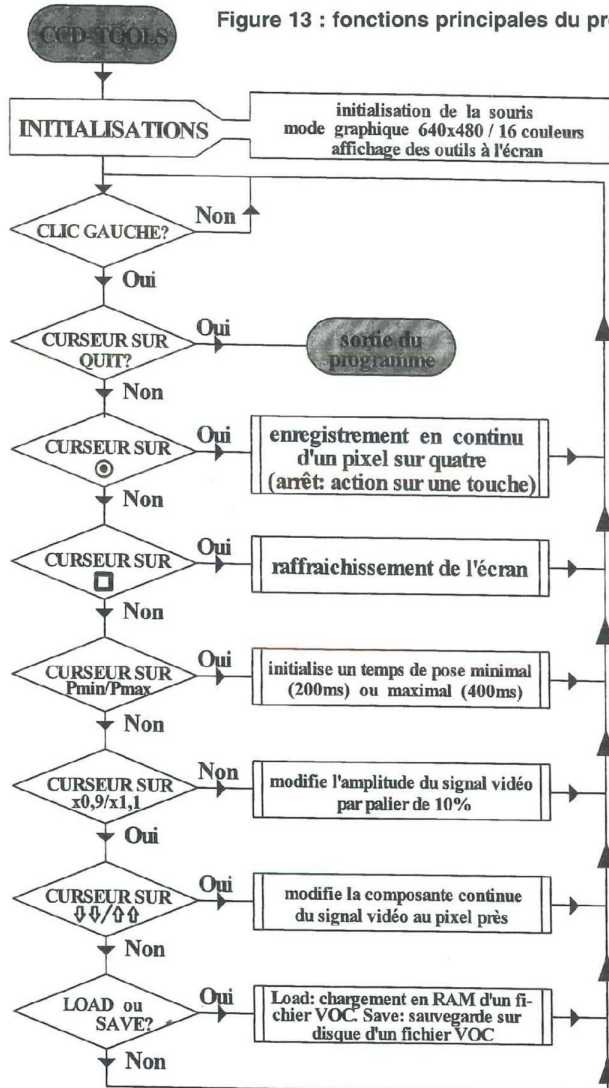
```

begin
  delay(tempo); transfert;
  for pix:=1 to 32 do {suppression 32 pixels "réf. du noir"}
    begin
      inc_pixel;
      for pix:=1 to 2048 do
        begin
          Vin1:=Vin; inc_pixel; lecture_ccd; buff_son[pix]:=Vin;
          end;
        *****
        PROGRAMME PRINCIPAL
        **
        ** Gestion des options cliquées par la souris
        **
        ** si la touche 'g' est activée, on quitte le programme
        **
        *****
      BEGIN
        getmem(ptr_img,10000); ecran_principal; init_mouse;
        taille_totale:=2048; voir_souris(false); setcolor(2);
        ancien_motif:='no_name.voc'; voir_souris(true); pas:=4;
        efface_fenêtres; affiche_ccd; x_mouss:=11; {valeur mini de x}
      repeat
        lecture_souris;
      if bouton_gauche=1 then begin
        if (y_mouse>10) and (y_mouse<30) then
          case x_mouse of
            {QUIT} 340..378:
              begin init_graph(3); exit; end;
            {REC.} 440..478: begin
              setfillstyle(1,0);
              bar(16,69,623,326); {effacement zoom}
              repeat enregistrement until keypressed;
              acquisition; efface_fenêtres; affiche_ccd;
            end;
            {STOP} 490..528: begin
              efface_fenêtres; affiche_ccd;
            end;
            {PMIN} 540..578: begin tempo:=1; end;
            {PMAX} 590..628: begin tempo:=200; end;
            if (y_mouse>38) and (y_mouse<58) then
              case x_mouse of
                {gain-} 340..378: begin
                  gain(0.9); efface_fenêtres; affiche_ccd;
                end;
                {gain+} 390..428: begin
                  gain(1.1); efface_fenêtres; affiche_ccd;
                end;
                {offset+} 440..478: begin
                  offset(-1); efface_fenêtres; affiche_ccd;
                end;
                {offset-} 490..528: begin
                  offset(+1); efface_fenêtres; affiche_ccd;
                end;
                {load} 540..578: begin readfile_voc; end;
                {save} 590..628: begin savefile_voc; end;
              end;
            if (y_mouse>370) and (y_mouse<436) then
              case x_mouse of
                11..618: if x_mouse <> x_mouss then affiche_zoom;
              end;
            end;
          until keypressed;
          until readkey='g';
          init_graph(3);
        end.

```


INITIATION À LA TECHNOLOGIE CCD

Figure 13 : fonctions principales du programme



LE PROGRAMME D'ACQUISITION POUR PC

Ce programme, dont le listing est fourni en annexe, a été écrit en Turbo pascal 7.0 de Borland. L'illustration de la fig. 12 présente l'environnement graphique du logiciel, qui fonctionne uniquement sous DOS dans le mode VGA (640x480 en 16 couleurs). Toutes les fonctions du logiciel sont accessibles avec la souris. Après appel de la fonction «enregistrement», la ligne vidéo (à raison de un point sur quatre) sera affichée à l'écran en

temps réel. Cette fonction permet à l'utilisateur de faire des réglages sur la caméra (gain, offset, mise au point, centrage d'un sujet,...). Après appui sur une touche du clavier, la fonction acquisition est automatiquement activée pour transférer dans le PC une ligne complète. L'utilisateur pourra alors effectuer quelques ajustements sur le fichier vidéo avant de le sauvegarder sur disque (réglages de gain et d'offset). L'organigramme de la figure 13 présente plus en détail les différentes fonctions du logiciel qui sont accessibles à l'écran. En ce qui concerne le format de sauvegarde,

nous avons opté pour le format «VOC» utilisé par les cartes Sound-Blaster de Créative-Labs: c'est un format généralement dédié aux fichiers sonores, mais qui vous permettra d'utiliser les nombreux autres programmes qui reconnaissent également ce format, et qui proposent des fonctions variées de traitement des échantillons.

QUELQUES INFORMATIONS EN VRAC SUR LE LISTING

Le noyau du programme est situé dans les procédures «lecture-ccd», «enregistrement» et «acquisition». La première assure la gestion du capteur CCD, du multiplexeur et du convertisseur pour l'acquisition d'un seul pixel. Cette procédure est appelée par les deux autres, qui sont chargées de l'acquisition d'une ligne de 512 éléments (un pixel sur quatre en mode «oscilloscope») ou de 2048 éléments (pour l'acquisition définitive). Un dernier mot sur la procédure «INIT», qui initialise l'adresse du port parallèle utilisé avec la caméra. Deux possibilités ont été indiquées dans le listing, mais une seule est à utiliser. La première [out : = \$278] vous permet d'indiquer directement l'adresse du port, qui est généralement \$378 sur le port principal LPT1, et \$278 sur LPT2. La deuxième possibilité [out : = memw [\$0040 : \$0008]] permet de rechercher automatiquement l'adresse du port principal dans les registres du PC, mais vous obligera à vous connecter exclusivement sur périphérique nommé LPT1. Dans l'instruction «initgraph», le chemin à indiquer est celui où se trouvent les fichiers EGAVGA.BGI et GRAPH.TPU.

L'OBJECTIF DE LA CAMÉRA CCD

Pour fonctionner dans de bonnes conditions optiques, la caméra doit être dotée d'un objectif. Sinon, des photons issus de nombreuses directions vont se rassembler dans chaque pixel ce qui entraîne la production d'une image floue voire unifor-

ACQUISITION D'IMAGES VIDÉO COULEUR

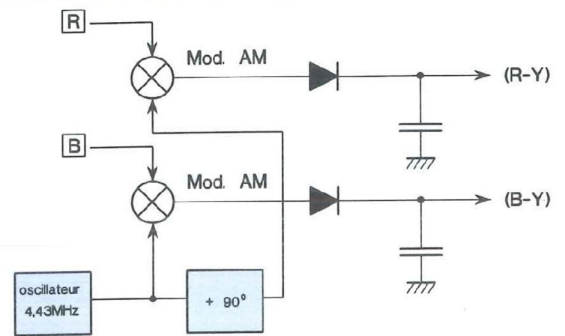
somme des signaux [B] et [R] sur deux lignes consécutives afin de restaurer la teinte d'origine et séparer les composantes (B - Y) et (R - Y). Le «module de séparation» chargé de cette fonction doit donc utiliser une ligne à retard de 64 μ s pour mélanger simultanément les composantes de deux lignes successives (figure 12). On remarquera que la composante rouge est en opposition de phase une ligne sur deux : un circuit annexe, appelé «commutateur PAL», permet de rétablir la phase de [R] en sortie du module de séparation. Les signaux recueillis sont ensuite démodulés : la porteuse à 4,43 MHz est ajoutée, afin d'obtenir une modulation AM classique, puis un étage de détection (diode + condensateur) assure la restitution des signaux (B - Y) et (R - Y) en bande de base (figure 13). On peut alors effectuer le dématricage, c'est à dire générer (G - Y) à partir des composantes (B - Y) et (R - Y), avant de rajouter Y à chacun d'entre eux (figure 14).

ANALYSE FONCTIONNELLE DU DÉCODEUR PAL => RVB

L'organisation fonctionnelle de la figure 15 met en évidence quatre fonctions principales, réalisées chacune à partir d'un circuit intégré spécifique. La source vidéo est préalablement dirigée sur un filtre à échantillonnage qui est chargé de la séparation des composantes «luminance» et «chrominance» du signal vidéo-composite. Cette structure provoque un léger retard sur le signal filtré : le signal vidéocomposite est donc également retardé (exactement de 0,62 μ s) de façon à le replacer en phase avec les signaux filtrés, avant d'être utilisé par IC2. Ce composant est chargé de réaliser le signal «SANDCASTLE» destiné à la synchronisation des circuits de décodage PAL. Ce signal présenté en figure 16 indique par différents niveaux la position des tops de synchronisation ligne, de synchronisation trame et de la sous-porteuse chroma. Le nom «SANDCASTLE»,

Figure 13.a: démodulation

Figure 13.b: chronogrammes de démodulation



[B]

Sous-porteuse à 4,43MHz

modulation AM conventionnelle

(B-Y) en bande de base

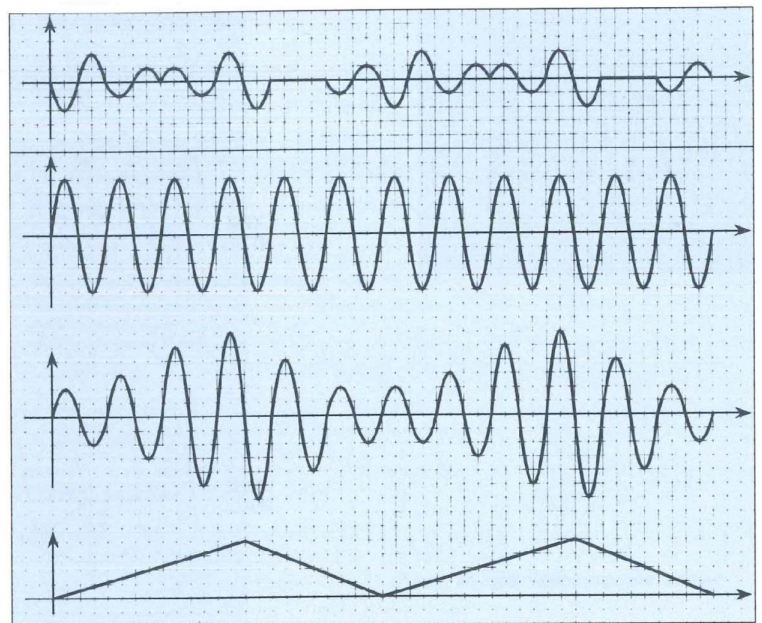
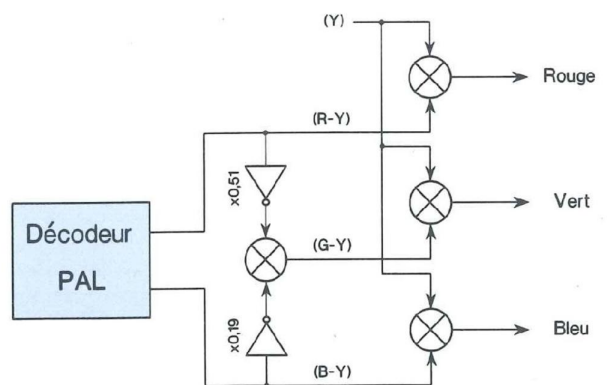


Figure 14: dématricage



qui signifie en anglais «château de sable», a été choisi en raison de sa forme particulière.

Le décodeur PAL, chargé de séparer les signaux «R - Y» et «B - Y», est situé dans le même boîtier que le démodulateur et le

SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
* Caméra linéaire		62,00 F	100,00 F	
* Filtre actif				
- carte Buffer / alim.		14,00 F	22,00 F	
- carte passe-bande		14,00 F	22,00 F	
* Générateur/Fréquencemètre/ Périodemètre				
- Pont de WIEN		16,00 F	25,00 F	
- Oscillateur à filtre sélectif		14,00 F	22,00 F	
- Carte analogique		40,00 F	65,00 F	
- Carte numérique		62,00 F	100,00 F	
- Carte affichage		70,00 F	113,00 F	
Numéro d'Abonné :	Remise consentie 25 %	$\frac{\text{Total TTC} \times 3}{4}$		
Frais de port et emballage				10 F
Total à payer				F

NOM :
 PRÉNOM :
 N° : RUE
 CODE POSTAL :
 VILLE :

Paiement par CCP par chèque bancaire par mandat
 libellé à l'ordre de

EDITIONS PÉRIODES

5, boulevard Ney, 75018 Paris
 Tél. : 01 44 65 80 88 poste 7314

Un abonnement
 c'est une **économie de 43 F** sur 6 numéros.
 Une remise permanente
 de **25 %** sur l'achat de vos circuits imprimés.

ABONNEZ-VOUS À

LED

Je désire m'abonner à **LED** (6 n° par an)

FRANCE, BELGIQUE, SUISSE, LUXEMBOURG : 125 F AUTRES* : 175 F

* Ecrire en CAPITALES, S.V.P.

NOM :
 PRÉNOM :
 N° : RUE
 CODE POSTAL : VILLE :

* Pour les expéditions «par avion» à l'étranger, ajoutez 50 F au montant de votre abonnement.

Ci-joint mon règlement par : chèque bancaire par CCP par mandat

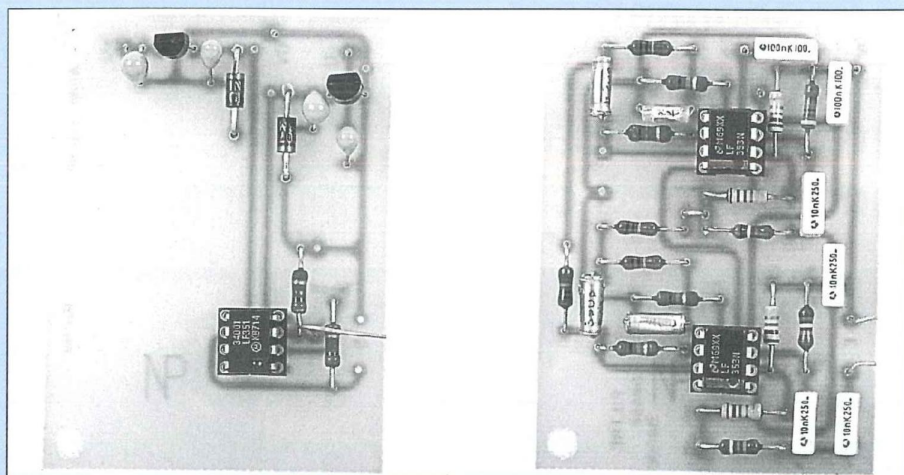
A retourner accompagné de votre règlement à :

Service Abonnements, **EDITIONS PÉRIODES** 5, boulevard Ney, 75018 Paris Tél. : 01 44 65 80 88 poste 7314

FILTRE ACTIF 24 dB/Octave 2, 3, 4 ... n VOIES BUTTERWORTH ORDRE 4

L'étude que nous vous proposons va vous permettre de réaliser un filtre actif adaptable à vos besoins après en avoir calculé les éléments R-C.

L'implantation d'un circuit imprimé a été conduite de telle sorte que la moitié de sa surface reçoive les composants de la section passe-bas et l'autre moitié ceux de la section passe-haut.



Deux doubles amplificateurs opérationnels sont nécessaires pour réaliser sur un circuit imprimé de faibles dimensions ou un filtre passe-bande ou un ensemble filtre passe-bas + filtre passe-haut. Nous allons conduire avec vous, en exemple, l'étude d'un filtre actif 3 voies. Elle vous permettra ensuite une adaptation à vos propres fréquences d'interventions en suivant le pas à pas indiqué dans ces colonnes.

FILTRE ACTIF 3 VOIES

Le synoptique de la figure 1 nous révèle les étages à étudier pour concrétiser cette réalisation.

- L'adaptateur «Buffer» permet au filtre

actif de présenter, d'une part, une impédance d'entrée suffisamment importante pour y raccorder une source de modulation dans de bonnes conditions (sortie d'un préamplificateur, sortie d'un lecteur CD...) d'autre part sa très faible impédance de sortie ne va pas perturber le fonctionnement des filtres, ce qui est important.

- Le passe-bas permet de piloter le boomer au travers d'un amplificateur de puissance. Seules les basses fréquences sont transmises au haut-parleur, celui-ci chargeant alors directement la sortie du bloc de puissance.

- Le passe-bande fait de même avec le haut-parleur de médium, le faisant travailler dans un couloir déterminé et parfaitement adapté à ses caractéristiques.

Basses et hautes fréquences sont alors gommées.

- Le passe-haut transmet au tweeter toutes les informations de fréquences élevées, toujours au travers d'un bloc de puissance. Ici encore le haut-parleur charge directement la sortie de l'amplificateur. Ainsi, les sorties HP des amplificateurs sont raccordées non plus à des impédances complexes que sont les filtres passifs, mais directement aux bobines mobiles des haut-parleurs, tout comme le fait un amplificateur avec un haut-parleur large bande.

C'est le point fort du filtrage actif et c'est ce qui fait la différence lors de l'écoute d'une enceinte acoustique débarrassée de son filtre passif.

Malheureusement cette technique a un coût non négligeable, pas à cause du filtre actif dont le prix de revient en composants n'est pas très élevé, mais parce que la chaîne Hi-Fi nécessite l'emploi de plusieurs amplificateurs (1 bloc de puissance par filtre).

Nous entrons là dans le haut de gamme de la Hi-Fi, mais pour les passionnés de l'audio «quand on aime on ne compte pas».

Le filtrage actif peut évidemment s'appliquer à une enceinte deux voies avec boomer/médium + tweeter, il suffit de réaliser un filtre passe-haut et un filtre passe-bas. Un amplificateur stéréophonique est alors nécessaire pour chaque enceinte.

LES AMPLIS OP

Ils sont nombreux à pouvoir convenir pour cette étude. Il est d'ailleurs intéressant de souder des supports aux circuits imprimés afin de pouvoir effectuer des comparaisons entre différents boîtiers. Renseignez-vous tout de même sur leur compatibilité au niveau des brochages. Nous avons effectué nos essais avec les LF351 et LF353 de National Semiconductor.

Ces références présentent un bon rapport qualité/prix, mais il y a beaucoup mieux et surtout beaucoup plus cher.

Figure 1

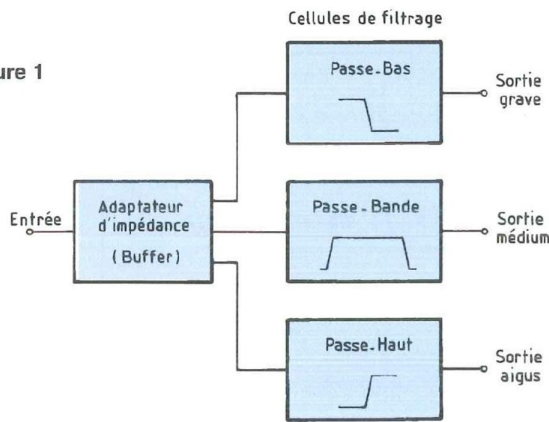


Figure 2

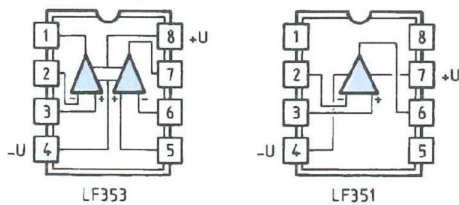


Figure 3

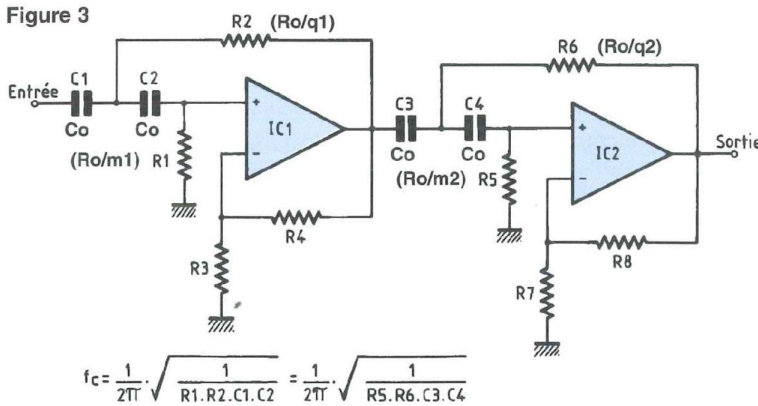
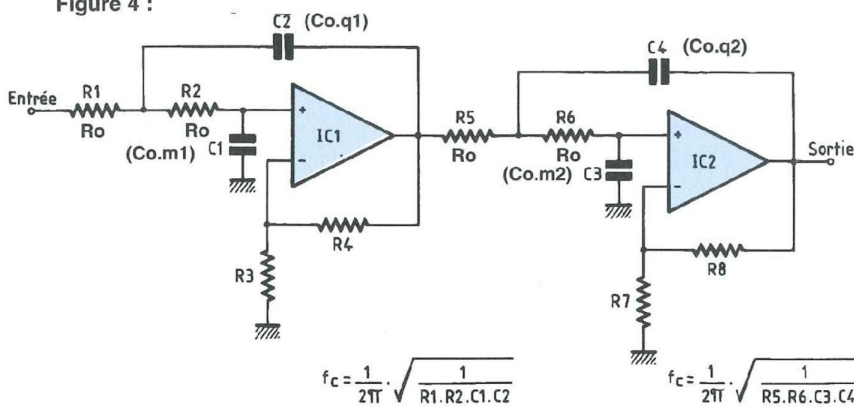


Figure 4 :



Leurs brochages font l'objet de la figure 2.

LE FILTRE PASSE-HAUT

Il vous est proposé en figure 3. Nous y voyons deux cellules placées en série afin d'obtenir une atténuation de 24 dB/octave.

La fréquence d'intervention f_c est déterminée en fonction du choix des éléments $R1, R2, C1, C2$ pour la première cellule et $R5, R6, C3, C4$ pour la seconde.

Les résistances $R4/R3$ ou $R8/R7$ déterminent le gain en tension des étages de part la relation $G_v = 1 + (R4 / R3)$ ou $1 + (R8 / R7)$. Le gain total équivaut au produit des gains de IC1 et de IC2.

Chaque cellule est un filtre passe-haut du deuxième ordre réalisé à l'aide d'une source commandée de tension à gain positif qui ne contient que 4 éléments passifs et une source commandée.

Le coefficient de surtension Q du premier étage est de 0,541 contre 1,31 pour le second.

Il se déduit de la relation :

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{q}{m}}$$

sachant que pour un filtre passe-bas de Butterworth (ou un filtre passe-haut) d'ordre 4

$q = 1,0823$ et $m = 0,9238$ pour le premier circuit IC1

$q = 2,6131$ et $m = 0,3826$ pour le second circuit IC2

Les coefficients de surtension étant inférieurs à 3, aucun réglage n'est nécessaire.

Le filtre de Butterworth présente une grande régularité de la courbe d'affaiblissement, ce qui nous a incité à l'utiliser dans cette application.

LE FILTRE PASSE-BAS

La transformation du filtre passe-haut en filtre passe-bas s'obtient aisément en permutant les condensateurs et les résistances, ce qu'indique la figure 4.

La fréquence d'intervention f_c se calcule toujours à partir de la même relation.

BUTTERWORTH EN 24 dB/OCTAVE

Figure 5

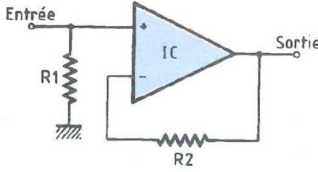
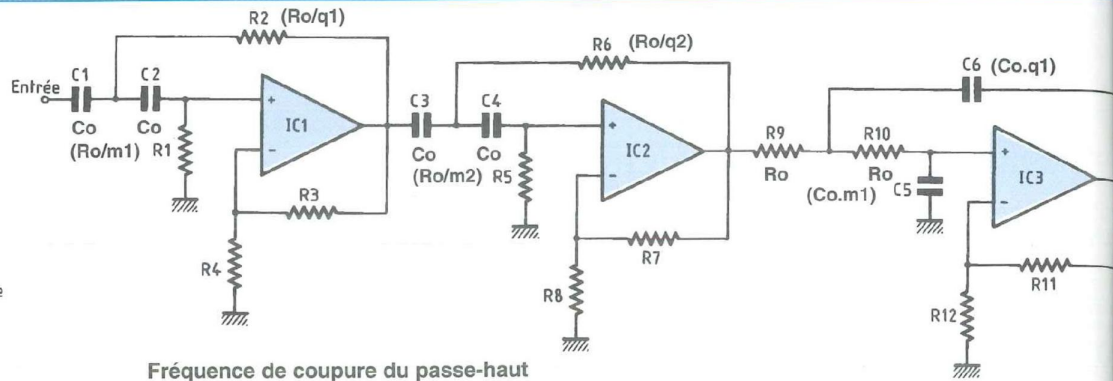


Figure 6

Fréquence de coupure du passe-haut

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R1.R2.C1.C2}}$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R9.R10.C5.C6}}$$

LE FILTRE PASSE-BANDE

C'est la mise en cascade d'un filtre passe-haut et d'un filtre passe-bas, tout simplement, comme on peut le constater avec la figure 5. En s'aidant toujours sur la même formule, on peut alors aisément calculer les deux fréquences extrêmes d'atténuation.

LE BUFFER

C'est un étage non inverseur, ce qu'indique la figure 6, qui permet au filtre actif d'offrir une impédance d'entrée élevée, en relation directe avec la valeur de la résistance R1.

ET MAINTENANT

Nous venons de découvrir les cellules que nous allons utiliser pour la réalisation de notre filtre actif 3 voies.

Ce qu'il faut maintenant prendre en compte, ce sont les fréquences de coupure souhaitées et qui sont celles établies par le filtre passif de l'enceinte acoustique.

A titre d'exemple nous allons considérer les fréquences d'intervention f_c de 100 Hz et de 4,5 kHz.

FILTRE 3 VOIES 100 Hz / 4,5 kHz

Le problème posé, nous savons que nous allons devoir concevoir :

- un filtre passe-bas ayant une fréquence

de coupure $f_c = 100$ Hz

- un filtre passe-haut ayant une fréquence

de coupure $f_c = 100$ Hz

- un filtre passe-bas ayant une fréquence

de coupure $f_c = 4,5$ kHz

- un filtre passe-haut ayant une fréquence

de coupure $f_c = 4,5$ kHz

Le schéma de la figure 7 met en évidence l'électronique de notre projet.

LE PASSE-BANDE 100 Hz / 4,5 kHz

- 1^{ère} cellule du passe-haut : $f_c = 100$ Hz

Les valeurs des éléments normalisés q et m données pour $N = 4$ (ordre 4) sont : $q = 1,0823$, $m = 0,9238$ (valeurs données par des abaques).

Si on prend comme unité d'impédance une capacité C_0 de 10 nF (C_1 et C_2) :

$$Q = \frac{1}{C_0 \cdot \omega}$$

$R_0 =$ impédance du condensateur à la fréquence de 100 Hz avec :

$$\omega = 2\pi \cdot f = 6,28 \cdot 100 \text{ (Hz)}$$

$$C_0 = 10 \text{ nF} = 10 \cdot 10^{-9} \text{ F} \text{ (} 10^{-9} \Rightarrow \text{nF)}$$

$$R_0 = \frac{1}{10 \cdot 10^{-9} \cdot 6,28 \cdot 100} = \frac{1}{6280 \cdot 10^{-9}}$$

$$R_0 = \frac{1 \cdot 10^6}{6,28} \# 159235 \text{ } \Omega \# 159\text{k}24$$

On en déduit la valeur des éléments R_2 et R_1 sachant que :

$$R_2 = R_0/q = 159,24 \cdot 1,0823 \# 147\text{k}11$$

$$R_1 = R_0/m = 159,24 \cdot 0,9238 \# 172\text{k}35$$

En valeurs normalisées à $\pm 1\%$, nous retiendrons :

$$R_2 = 147 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 174 \text{ k}\Omega$$

- 2^e cellule du passe-haut : $f_c = 100$ Hz

Les valeurs des éléments normalisés q et m données pour $N = 4$ sont :

$$q = 2,6131, m = 0,3826$$

toujours avec $C_3 = C_4 = 10$ nF et $R_0 = 159\text{k}24$, on peut en déduire R_6 et R_5 .

$$R_6 = R_0/q = 159,24/2,6131 \# 60\text{k}93$$

$$R_5 = R_0/m = 159,24/0,3826 \# 416\text{k}11$$

En valeurs normalisées à $\pm 1\%$, nous sélectionnerons :

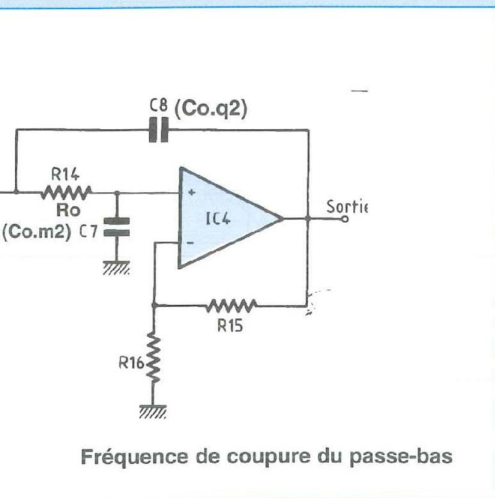
$$R_6 = 60,4 \text{ k}\Omega$$

$$R_5 = 412 \text{ k}\Omega$$

En se reportant à la figure 3 nous voyons que la fréquence d'intervention, de coupure f_c , se calcule pour la première cellule à l'aide de la relation :

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R1.R2.C1.C2}}$$

avec : $2\pi = 6,28$



$R2 = 147 \text{ k}\Omega = 147 \cdot 10^3 \Omega$ ($10^3 \Rightarrow \text{k}\Omega$)
 $R1 = 174 \text{ k}\Omega = 174 \cdot 10^3 \Omega$
 $C1 = C2 = 10 \text{ nF} = 10 \cdot 10^{-9} \text{ F}$ ($10^{-9} \Rightarrow \text{nF}$)

nous en déduisons

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{147 \cdot 10^3 \cdot 174 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} \cdot 10 \cdot 10^{-9}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{25578 \cdot 10^6 \cdot 100 \cdot 10^{-18}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{2557800 \cdot 10^{-12}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{12}}{2557800}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{12}}{2,557800 \cdot 10^6}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1 \cdot 10^6}{2,557800}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{390960}$$

$$f_c = \frac{\sqrt{390960}}{6,28}$$

$$f_c = \frac{625,26}{6,28} = 99,565 \text{ Hz}$$

Un même déroulement mathématique pour la deuxième cellule en se basant sur la relation :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{1}{R5 \cdot R6 \cdot C3 \cdot C4}}$$

conduit au résultat :

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{401851}$$

$$f_c = \frac{\sqrt{401851}}{6,28}$$

$$f_c = \frac{633,91}{6,28} = 100,94 \text{ Hz}$$

- 1^{ère} cellule du passe-bas : $f_c = 4,5 \text{ kHz}$

Les valeurs normalisées des éléments q et m sont $q = 1,0823$, $m = 0,9238$

Comme précédemment on prend comme unité d'impédance R_o . Cette valeur, choisie arbitrairement, doit permettre de faire fonctionner les amplificateurs opérationnels dans de bonnes conditions. En effet, il faut que R_o soit beaucoup plus élevée que leur impédance de sortie et beaucoup plus faible que l'impédance d'entrée pour que cet élément puisse être considéré comme parfait :

Soit $R_o = 100 \text{ k}\Omega$ (Z_{in} du LF353 = $10^{12} \Omega$).

$$C_o = \frac{1}{R_o \cdot \omega}$$

Avec : $\omega = 2 \pi \cdot f = 6,28 \cdot 4500 \text{ (Hz)}$
 $R_o = 100 \text{ k}\Omega = 100 \cdot 10^3 \Omega$ ou $1 \cdot 10^5 \Omega$

$$C_o = \frac{1}{1 \cdot 10^5 \cdot 6,28 \cdot 4500} = \frac{1}{28260 \cdot 10^5}$$

$$28260 \cdot 10^5 = 2,8260 \cdot 10^9$$

$$C_o = \frac{1}{2,8260 \cdot 10^9} = 0,3538 \cdot 10^{-9}$$

$C_o = 353,8 \cdot 10^{-12} \text{ Farad}$ ($10^{-12} \Rightarrow \text{pF}$)

On en déduit la valeur des éléments $C2$ et $C1$ sachant que :

$$C2 = C_o \cdot q = 353,8 \cdot 10^{-12} \cdot 1,0823 = 382,91 \cdot 10^{-12}$$

$$C1 = C_o \cdot m = 353,8 \cdot 10^{-12} \cdot 0,9238 = 326,84 \cdot 10^{-12}$$

Comme $10^{-12} \Rightarrow \text{pF}$

En valeurs normalisées à $\pm 2 \%$, sélectionnons :

$C2 = 390 \text{ pF}$ céramique

$C1 = 330 \text{ pF}$ céramique

2^e cellule du passe-bas : $f_c = 4,5 \text{ kHz}$

Les valeurs des éléments normalisés q et m sont :

$q = 2,613$, $m = 0,3826$

avec $R5 = R6 = 100 \text{ k}\Omega$ et

$C_o = 353,8 \cdot 10^{-12}$, on peut en déduire $C4$ et $C3$.

$$C4 = C_o \cdot q = 353,8 \cdot 10^{-12} \cdot 2,6131 = 924,51 \cdot 10^{-12}$$

$$C3 = C_o \cdot m = 353,8 \cdot 10^{-12} \cdot 0,3826 = 135,36 \cdot 10^{-12}$$

En valeur normalisées à $\pm 5 \%$, considérons :

$C4 = 1000 \text{ pF} \pm 5 \%$

$C3 = 150 \text{ pF} \pm 2 \%$

On peut également s'approcher des valeurs théoriques calculées en soudant 2 éléments en parallèle, à savoir :

$C4 = 820 \text{ pF} + 100 \text{ pF} \pm 2 \%$

$C3 = 100 \text{ pF} + 33 \text{ pF} \pm 2 \%$

En se reportant à la figure 4, nous voyons que la fréquence d'intervention f_c se calcule, pour la première cellule, à l'aide de la relation :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{1}{R1 \cdot R2 \cdot C1 \cdot C2}}$$

qui conduit au résultat intermédiaire, après déroulement mathématique, similaire à ce que nous venons de voir :

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{10 \cdot 128,7 \cdot 10^{-12}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{10^{12}}{1287}}$$

soit également pour extraire plus facilement la racine carrée avec une calculatrice :

$$f_c = \frac{1}{6,28} \cdot \frac{\sqrt{10^{12}}}{\sqrt{1287}}$$

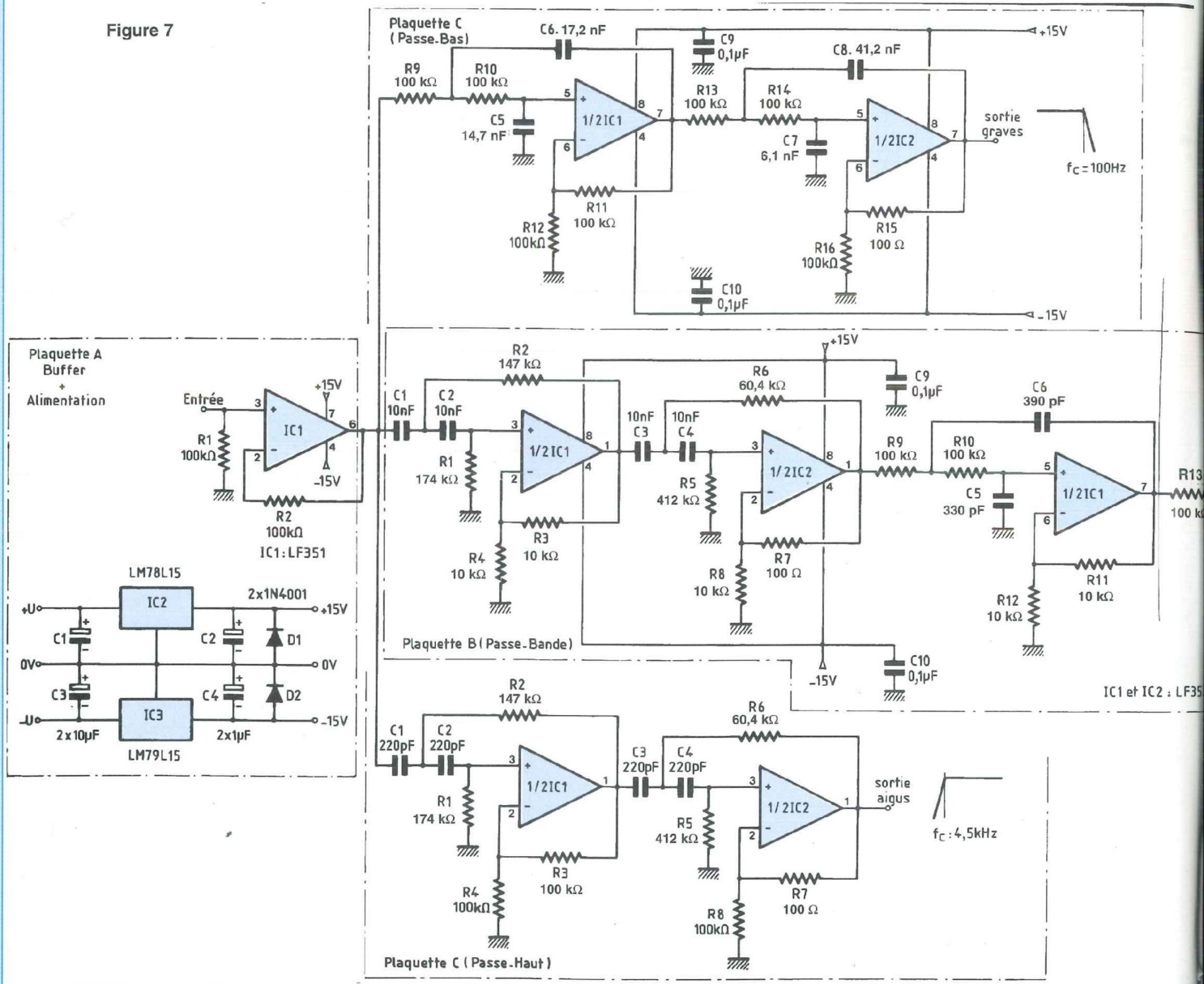
$$f_c = \frac{1}{6,28} \cdot \frac{10^6}{35,875}$$

$$f_c = \frac{1 \cdot 10^6}{226}$$

$f_c \# 4425 \text{ Hz}$

BUTTERWORTH EN 24 dB/OCTAVE

Figure 7



Un même déroulement mathématique pour la deuxième cellule en se basant sur la relation :

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_5 \cdot R_6 \cdot C_3 \cdot C_4}}$$

conduit au résultat (avec $C_4 = 1000 \text{ pF}$ et $C_3 = 150 \text{ pF}$) :

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{10^{12}}{1500}}$$

$$f_c = \frac{1 \cdot 10^6}{243}$$

$f_c \# 4115 \text{ Hz}$

Mais avec des valeurs de C_3 et C_4 plus rapprochées des valeurs théoriques calculées, à savoir :

- $C_3 = 133 \text{ pF}$
- $C_4 = 920 \text{ pF}$

nous arrivons à :

$$f_c = \frac{1 \cdot 10^6}{220}$$

$f_c \# 4545 \text{ Hz}$

ce qui est mieux !

- CHOIX DES COMPOSANTS

Les calculs du filtre passe-bande que nous venons de mener conduisent au choix des composants suivant, en se reportant à la fig 7.

$C_1 = C_2 = 10 \text{ nF} \pm 5 \%$

$C_3 = C_4 = 10 \text{ nF} \pm 5 \%$

$C_5 = 330 \text{ pF} \pm 2 \%$

$C_6 = 390 \text{ pF} \pm 2 \%$

$C_7 = 100 \text{ pF} + 33 \text{ pF}$ (ou 150 pF) $\pm 2 \%$

$C_8 = 820 \text{ pF} + 100 \text{ pF}$ (ou 1000 pF) $\pm 2 \%$

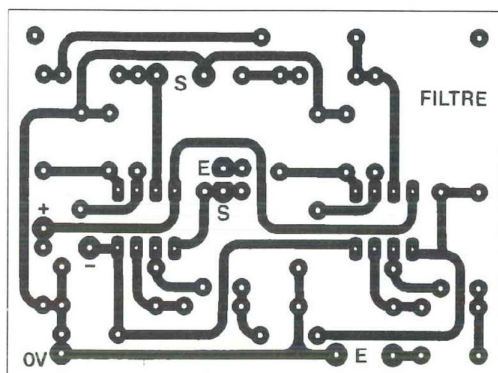


Figure 8

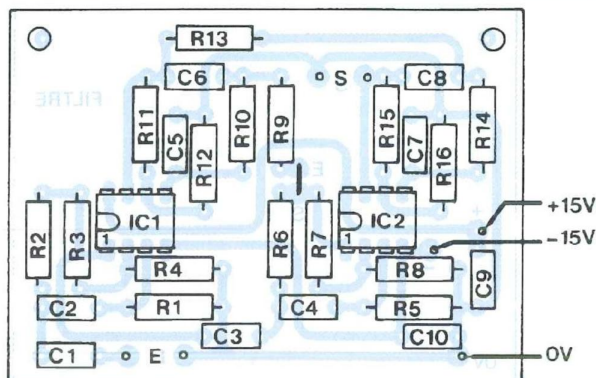
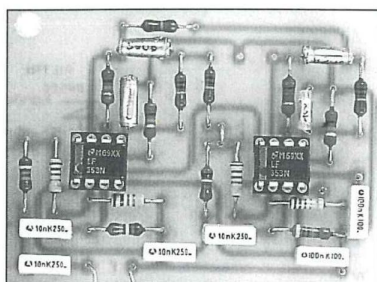
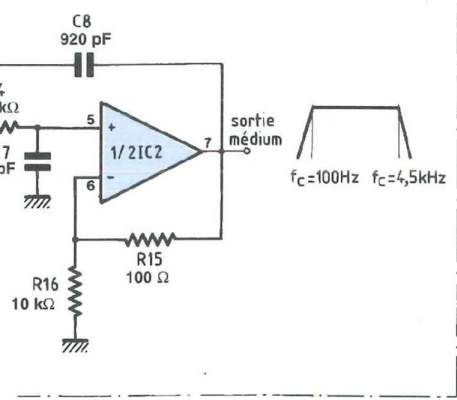


Figure 9



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

FILTRE PASSE-BANDE

- Résistances à couche ± 1 %

- R1 - 174 kΩ
- R2 - 147 kΩ
- R3 - 10 kΩ
- R4 - 10 kΩ
- R5 - 412 kΩ
- R6 - 60,6 kΩ
- R7 - 100 Ω
- R8 - 10 kΩ
- R9 - 100 kΩ
- R10 - 100 kΩ
- R11 - 10 kΩ
- R12 - 10 kΩ
- R13 - 100 kΩ
- R14 - 100 kΩ
- R15 - 100 Ω
- R16 - 10 kΩ

- Condensateurs

- C1 - 10 nF / 5 %
- C2 - 10 nF / 5 %
- C3 - 10 nF / 5 %
- C4 - 10 nF / 5 %
- C5 - 330 pF / 2 %
- C6 - 390 pF / 2 %
- C7 - 100 pF + 33 pF / 2 %
- C8 - 820 pF + 100 pF / 2 %
- C9 - 100 nF / 5 % ou 10 %
- C10 - 100 nF / 5 % ou 10 %

- Semiconducteurs

IC1 - IC2 - LF353

- Divers :

2 supports 2x4 broches

- R1 = 174 kΩ ± 1 %
- R2 = 147 kΩ ± 1 %
- R5 = 60,4 kΩ ± 1 %
- R6 = 412 kΩ ± 1 %
- R9 = R10 = 100 kΩ ± 1 %
- R13 = R14 = 100 kΩ ± 1 %

-Le gain en tension

Il est déterminé pour chaque amplificateur opérationnel par le rapport entre la résistance de contre-réaction et la résistance de charge de l'entrée inver-

seuse (-), soit pour la première cellule :

$$G_v = 1 + \frac{R_3}{R_4}$$

Si nous donnons une même valeur à R3 et à R4, 10 kΩ par exemple, le gain Gv sera de 2.

RÉALISATION DU PASSE-BANDE

- Le circuit imprimé

Une implantation vous est proposée en figure 8 à l'échelle 1 afin d'en faciliter la

reproduction.

Rien de complexe, les pistes sont larges et espacées.

Percer toutes les pastilles à ø 0,8 mm

Bien désoxyder les surfaces cuivrées avant de commencer le soudage des composants, afin de faciliter la fusion et l'adhérence de la soudure.

- Le câblage

Le plan d'insertion des composants vous est fourni en figure 9.

ACQUISITION D'IMAGES VIDÉO COULEUR

470 ohms est donc prévue sur chacune des broches (6) et (7) du connecteur Sub-9D (figure 21b). Cette valeur procure une bonne adaptation d'impédance sur les deux entrées, qui reçoivent ainsi un signal conforme à ce qui est prévu à l'origine (11,8 V sur l'entrée lente et entre 1 V et 2 V sur l'entrée rapide). Signalons que ces résistances n'ont pas été implantées sur le circuit imprimé pour une raison très simple : la source de 12 V issue du décodeur alimentera ultérieurement la carte d'acquisition. Le circuit imprimé recevra un connecteur sub-9D mâle : il faut donc réaliser un câble comportant à une extrémité une fiche sub-9D femelle (qui contient les résistances de 470 ohms), et à l'autre extrémité une fiche péritel. Le câble utilisé pour le cordon de liaison au moniteur doit de préférence être blindé, de longueur 1m50 à 2m au maximum, et doit comporter au moins 7 brins indépendants. Le repérage des brins est assuré par les différentes couleurs du câble blindé, ce qui simplifie le câblage.

MISE EN ROUTE DU DÉCODEUR PAL

Câbler indifféremment sur le pont de diodes le secondaire d'un transformateur de 12 V, une alimentation continue de 15 V ou un adaptateur secteur de 15 V à 18 V. Après avoir vérifié la présence des tensions +12 V sur les supports, implan-

tez les circuits intégrés. La tension sur les curseurs des potentiomètres doit varier entre 1 et 3 volts pour P4, ou 2 et 4 volts pour P2 et P3. Placez ensuite tous les potentiomètres en position médiane. Connectez une source vidéo PAL à l'entrée, puis un moniteur TV en sortie. L'image vidéo doit apparaître sur l'écran du téléviseur, sous réserve que la commutation péritel ait pu avoir lieu correctement. Régler en premier P1 pour stabiliser l'image (un mauvais réglage à ce niveau provoque le défilement de l'écran, avec des distorsions dans l'image). Il ne reste plus qu'à ajuster les autres potentiomètres afin d'obtenir une image couleur satisfaisante. Si, malgré tout, l'image reste en N&B, c'est probablement que la valeur de C36 n'est pas adaptée au quartz utilisé : il suffit d'essayer d'autres valeurs pour C36 entre 10 pF et 33pF. En effet, ce condensateur permet d'ajuster précisément la fréquence de l'horloge de référence à quartz (à +/- 1 kHz près). Cette condition est indispensable pour que le décodage soit efficace. Encore un dernier mot : lors d'ultimes essais, et selon les directives du constructeur, un condensateur de 100 nF a été ajouté directement entre les broches d'alimentation du TDA8391 (broches 23 et 29, sous le circuit imprimé), afin d'améliorer la qualité du signal vidéo. Il n'est pas obligatoire, mais les améliorations sont sensibles et cette correction ne coûte pas cher.

ADAPTATION DU MONTAGE À DIFFÉRENTES RÉFÉRENCES DE CIRCUITS INTÉGRÉS

Le décodeur fonctionne directement avec un TDA8390 à la place du TDA8391. La différence essentielle réside dans la présence des résistances de polarisation R28 et R38 dans le TDA8391. Le TDA8452A est directement remplaçable par le TDA8452, plus ancien. La différence entre ces deux composants se situe au niveau du filtrage pour le standard Sécam, qui n'est pas utilisé ici. Par contre, si le TDA8451A génère sa propre horloge interne à partir du signal externe Sandcastle, le TDA8451 (son prédécesseur) utilise le signal [Fout] issu du décodeur. Il faudra alors câbler une liaison entre la broche 6 du TDA8451 et la broche 8 du TDA8452A, si c'est l'ancienne version de la ligne à retard qui est utilisée. Quelques valeurs de composants sont également à modifier :

- TDA8451 :
R12 = 1 k Ω
C19 = 100 nF
C20 = 1nF
- TDA8451A :
R12 = 3,3 k Ω
C19 = 1 μ F
C20 = 33nF

Bernard Dalstein

EDITIONS PERIODES

1, boulevard Ney 75018 PARIS

Vous avez réalisé des montages personnels que vous aimeriez publier dans notre revue. N'hésitez pas à nous joindre soit par téléphone, soit par courrier afin d'obtenir les renseignements nécessaires pour une éventuelle collaboration à Led.

$$R_o = \frac{1}{C_o \cdot \omega}$$

avec : $\omega = 2 \pi \cdot f = 6,28.4500$ (Hz)

$C_o = 220 \cdot 10^{-12}$ ($10^{-12} \Rightarrow$ pF)

$$R_o = \frac{1}{220 \cdot 10^{-12} \cdot 6,28.4500} = \frac{1}{6217200 \cdot 10^{-12}}$$

$$R_o = \frac{1}{6,22 \cdot 10^{-6}} = \frac{1 \cdot 10^6}{6,22} = 160772 \# 160k77$$

On en déduit la valeur des éléments R2 et R1 sachant que :

$$R_2 = R_o/q = 160,77/1,0823 \# 148K51$$

$$R_1 = R_o/m = 160,77/0,9238 \# 174K$$

En valeurs normalisées à ± 1 %, nous sélectionnerons :

$$R_1 = 174 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$$

$$R_2 = 147 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$$

- 2^{ème} cellule

Les valeurs des éléments normalisés q et m étant pour la 2^{ème} cellule $q = 2,6131$ et $m = 0,3826$, en gardant $C_3 = C_4 = 220$ pF nous pouvons calculer R6 et R5.

$$R_6 = R_o/q : 160,77/2,6131 \# 61K51$$

$$R_5 = R_o/m : 160,77/0,3826 \# 420K10$$

En valeurs normalisées à ± 1 %, nous sélectionnerons :

$$R_5 = 412 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$$

$$R_6 = 61,9 \text{ k}\Omega \pm 1 \%$$

- Vérification fréquence de coupure f_c

Reprenons l'équation :

$$f_c = \frac{1}{2 \pi} \sqrt{\frac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{147 \cdot 10^3 \cdot 174 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12} \cdot 220 \cdot 10^{-12}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{25578 \cdot 10^6 \cdot 48 \cdot 400 \cdot 10^{-24}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{25,578 \cdot 10^9 \cdot 48 \cdot 400 \cdot 10^{-21}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{1238 \cdot 10^{-12}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1 \cdot 10^{12}}{1238}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \cdot \frac{\sqrt{10^{12}}}{\sqrt{1238}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \cdot \frac{10^6}{35,185}$$

$$f_c = \frac{1 \cdot 10^6}{220,96}$$

Nous vous laissons le soin d'effectuer les calculs pour la 2^{ème} cellule, ils conduisent à : $f_c \# 4533$ Hz

- Le circuit imprimé

Il est identique à celui qui a servi au câblage du passe-bande, excepté que seule la partie inférieure est à câbler.

- Câblage du module

Le plan de câblage fait l'objet de la figure 10. Nous y retrouvons tous les composants que nous venons de calculer ainsi que ceux qui déterminent le gain en tension de chaque ampli op.

Les condensateurs C9 et C10 sont des éléments de découplage de l'alimentation ± 15 V que nous retrouvons sur chaque plaquette.

- Essais du module

Comme précédemment, on peut alimenter le module avec six piles de 4,5 V reliées en série.

En injectant un signal à l'entrée E de forme sinusoïdale et de fréquence 10 kHz, on doit le retrouver amplifié en sortie S.

En diminuant la fréquence, on doit constater une atténuation rapide du signal vers les 4500 Hz, due à la pente raide de 24 dB / octave.

LE PASSE-BAS : $f_c = 100$ Hz

- 1^{ère} cellule

De 4,5 kHz, nous descendons à 100 Hz

pour la fréquence d'intervention f_c .

Comme pour le passe-bande, nous prendrons une unité d'impédance R_o de 100 k Ω .

Avec $\omega = 2 \pi \cdot f = 6,28.100$ (Hz), nous pouvons calculer C_o .

$$C_o = \frac{1}{R_o \cdot \omega} = \frac{1}{100 \cdot 10^3 \cdot 6,28 \cdot 100}$$

$$C_o = \frac{1}{62800 \cdot 10^3}$$

$$C_o = \frac{1}{62,8} \cdot 10^{-6}$$

$$C_o : 0,01592 \cdot 10^{-6} = 15,92 \cdot 10^{-9}$$

On en déduit la valeur des condensateurs C6 et C5, sachant que :

$$C_6 = C_o \cdot q = 15,92 \cdot 1,0823 \# 17,23 \cdot 10^{-9}$$

$$C_5 = C_o \cdot m = 15,92 \cdot 0,9238 \# 14,71 \cdot 10^{-9}$$

$$10^{-9} \Rightarrow \text{nF}$$

$$C_6 = 17,23 \text{ nF}$$

$$C_5 = 14,71 \text{ nF}$$

Seule une mise en parallèle de deux éléments peut nous rapprocher de ces valeurs théoriques.

$$\text{Pour } C_6 = 17,23 \text{ nF, c'est au mieux } 15 \text{ nF} + 2,2 \text{ nF} = 17,2 \text{ nF}$$

$$\text{Pour } C_5 = 14,71 \text{ nF, c'est au mieux } 10 \text{ nF} + 4,7 \text{ nF} = 14,7 \text{ nF}$$

- 2^{ème} cellule

Les valeurs des éléments normalisés q et m étant pour la 2^{ème} cellule

$q = 2,6131$ et $m = 0,3826$, nous pouvons calculer C8 et C7.

$$C_8 = C_o \cdot q = 15,92 \cdot 2,6131 \# 41,60 \cdot 10^{-9}$$

$$C_7 = C_o \cdot m = 15,92 \cdot 0,3826 \# 6,09 \cdot 10^{-9}$$

Soit :

$$C_8 = 41,60 \text{ nF}$$

$$C_7 = 6,09 \text{ nF}$$

Ici encore une mise en parallèle de deux éléments normalisés s'impose.

$$\text{Pour } C_8 = 41,60 \text{ nF, c'est au mieux } 39 \text{ nF} + 2,2 \text{ nF} = 41,2 \text{ nF}$$

$$\text{Pour } C_7 = 6,09 \text{ nF, c'est au mieux } 3,9 \text{ nF} + 2,2 \text{ nF} = 6,1 \text{ nF}$$

Figure 12

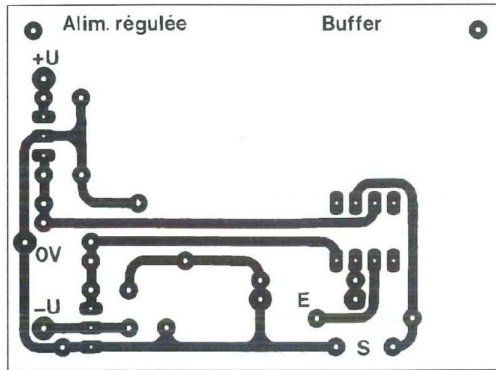
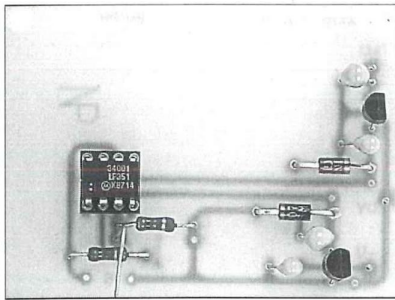
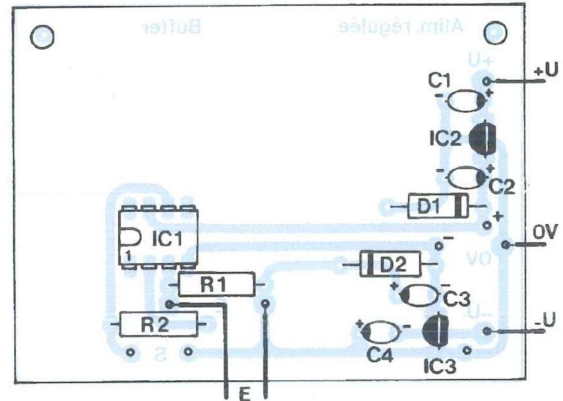


Figure 13



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

BUFFER / ALIMENTATION

- Résistances à couche ± 1 %

R1 - 10 kΩ
R2 - 10 kΩ

- Condensateurs

C1 - 10 μF
C2 - 1 μF

C3 - 10 μF
C4 - 1 μF

- Semiconducteurs

IC1 - LF351
IC2 - LM78L15
IC3 - LM79L15
D1 - 1N4001
D2 - 1N4001

- Vérification de la fréquence de coupure f_c

En nous aidant toujours de la même équation :

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{R_9 \cdot R_{10} \cdot C_5 \cdot C_6}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{100 \cdot 10^3 \cdot 100 \cdot 10^3 \cdot 17,2 \cdot 10^{-9} \cdot 14,7 \cdot 10^{-9}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{10000 \cdot 10^6 \cdot 253,84 \cdot 10^{-18}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{1 \cdot 10^{10} \cdot 252,84 \cdot 10^{-18}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{252,84 \cdot 10^{-8}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1}{2,5284 \cdot 10^{-6}}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{\frac{1 \cdot 10^6}{2,5284}}$$

$$f_c = \frac{1}{6,28} \sqrt{395507}$$

$$f_c = \frac{628,89}{6,28}$$

$f_c \approx 100,14$ Hz

Nous vous laissons le soin d'effectuer les calculs pour la 2^{ème} cellule, ils conduisent à : $f_c \approx 100,44$ Hz

Ces valeurs théoriques vont bien évidemment dériver en réalité, car il faut tenir compte de la tolérance des composants, et surtout de celle des condensateurs que l'on trouvera au mieux à ± 5 %.

- Câblage du module

Le circuit imprimé est toujours celui de la figure 8. Cette fois-ci les composants à souder se situent sur la partie supérieure de la plaquette.

Le plan de câblage de la figure 11 doit vous permettre une mise en place des éléments sans risque d'erreur.

- Essais du module

Toujours avec des piles de 4,5 V, on peut vérifier que tout signal de fréquence supérieure à 100 Hz injecté à l'entrée du module se trouve fortement atténué au-delà de celle-ci, en sortie de IC2, broche 7.

LE BUFFER / ALIMENTATION

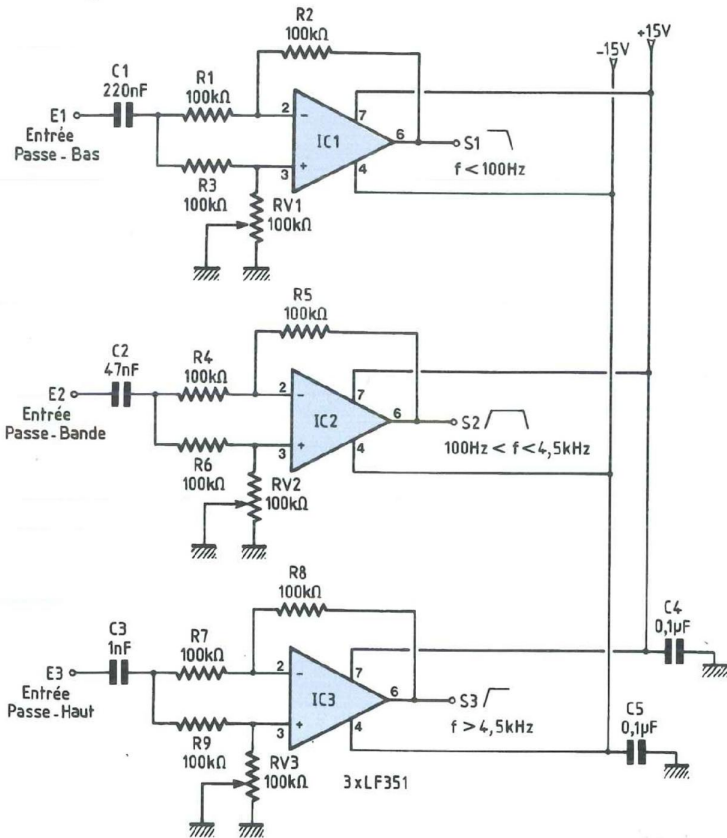
Nous retrouvons cette partie du montage en tête de la figure 7. Le «Buffer» ou adaptateur d'impédance permet d'offrir une impédance d'entrée élevée, puisque directement liée à la valeur de la résistance d'entrée R1. Son gain est unitaire et l'amplificateur opérationnel IC1 peut être alimenté de ± 9 V à ± 15 V suivant le choix qui est fait au niveau des régulateurs 78L15 et 79L15.

La très faible impédance de sortie de IC1 permet de piloter les filtres actifs sans en perturber le fonctionnement.

- Le circuit imprimé

Il vous est proposé en figure 12. La carte

Figure 15



est aux dimensions de celles des filtres et ne présente aucune difficulté de reproduction. Toutes les pastilles sont à forer à un \varnothing de 0,8 mm, à l'exception des deux situées aux coins supérieurs qui sont à percer à \varnothing 3 mm.

- Le module

Le plan de câblage de la figure 13 permet la mise en place des composants. L'alimentation $\pm U$ provient d'un redressement / filtrage à partir d'un transformateur fournissant au secondaire $2 \times 15 \text{ V} \sim$. A vide on obtient ainsi des tensions continues de $\pm 21 \text{ V}$. Un bon filtrage est nécessaire et une alimentation classique comme celle proposée en figure 14 peut convenir.

La modulation est appliquée aux bornes de la résistance R1 puis recueillie à basse impédance sous R2. Les deux

pastilles se trouvent alors face à celles des entrées des circuits de filtrage. On peut ainsi superposer les modules et les réunir entre eux par du fil de cuivre étamé de $8/10^\circ$ ou $10/10^\circ$ de mm.

Il en est de même pour les alimentations $\pm 15 \text{ V}$, sans oublier le 0 V.

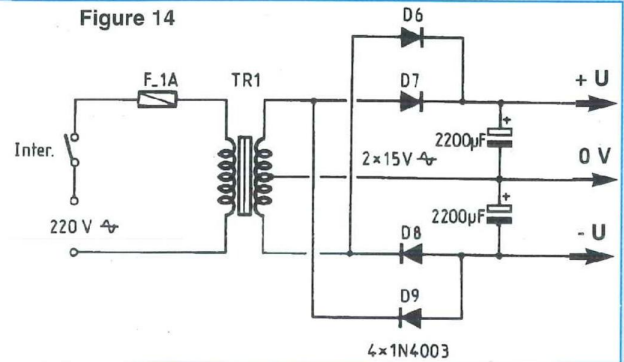
Pour le filtre passe-bas, l'entrée (E) de cette cellule de filtrage se trouvant au centre du circuit imprimé, un strap est nécessaire qui réunira cette pastille à celle du condensateur C1 restée libre (C1 ne servant qu'au filtre passe-haut).

LE SANDWICH

La superposition des modules peut se faire dans cet ordre :

- Buffer / alimentation
- Filtre passe-haut
- Filtre passe-bande
- Filtre passe-bas

Figure 14



On obtient ainsi un filtre actif 3 voies très compact.

LE GAIN DES DIFFÉRENTS ÉTAGES

En injectant un signal de même amplitude à une fréquence compatible avec le filtre considéré aux entrées de chacun d'eux, on obtient :

- Filtre passe-bas

$V_e = 110 \text{ mV}$

$V_s = 378 \text{ mV}$

Gain = 3,43

- Filtre passe-bande

$V_e = 110 \text{ mV}$

$V_s = 483 \text{ mV}$

Gain = 4,4

- Filtre passe-haut

$V_e = 110 \text{ mV}$

$V_s = 273 \text{ mV}$

Gain = 2,48

En se basant sur le gain max du filtre passe-bande qui est de 4,4 (483 mV en sortie), on peut très bien modifier légèrement celui des filtres passe-bas et passe-haut en augmentant légèrement la valeur de R15 pour le passe-bas et celle de R7 pour le passe-haut.

Il faut cependant considérer que le gain des 3 filtres ne sera pas identique en fonctionnement dynamique, car les 3 haut-parleurs de l'enceinte acoustique n'auront pas le même rendement.

Une méthode plus simple pour les réglages de mise au point est de prévoir en sortie de chaque filtre un étage à gain variable, tel que celui proposé en figure 15. La souplesse est alors assurée.

Bernard Duval

GENERATEUR BF - FREQUENCOMETRE - PERIODEMETRE

Voici un appareil destiné à devenir l'appareil de base de l'électronicien. C'est en effet un générateur BF à très faible distorsion (< 0,1 %) couvrant les fréquences de 0,1 Hz à 2 MHz, donnant l'affichage numérique de sa fréquence ou de sa période. Le signal carré présente un temps de montée de 14 ns, la sortie TTL moins de 5 ns. Le fréquencemètre-périodémètre peut être employé pour un signal extérieur jusqu'à 4 MHz. Tout cela en 2,5 kg pour guère plus de 1 000 F.

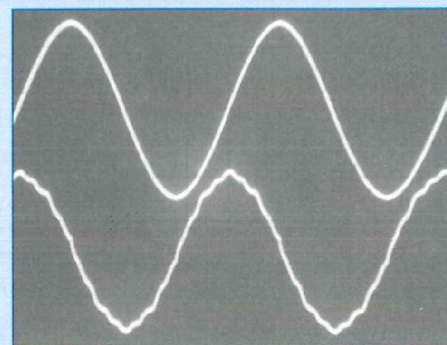


Photo 1 : entrée venant du GBF commercial (trace supérieure) : 5 V/cm ; sortie : 0,5 V/cm ; 0,2 ms/cm

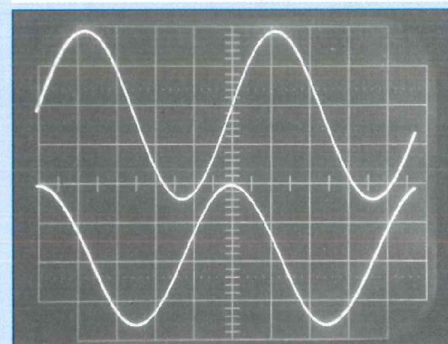


Photo 2 : entrée venant du GBF proposé (trace supérieure) : 5 V/cm ; sortie : 0,5 V/cm ; 0,2 ms/cm

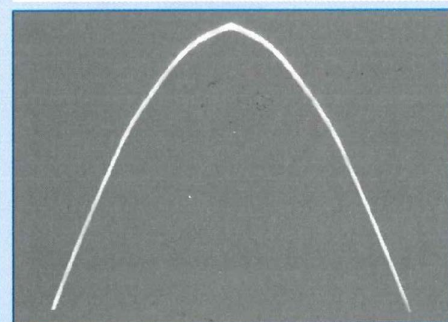


Photo 3 : sommet de la sinusoïde du générateur commercial d'amplitude 10 V à 1 kHz 1 V/div ; 50 µs/div

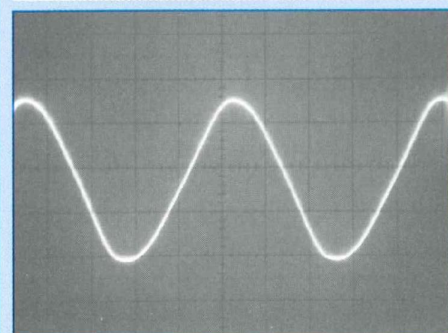
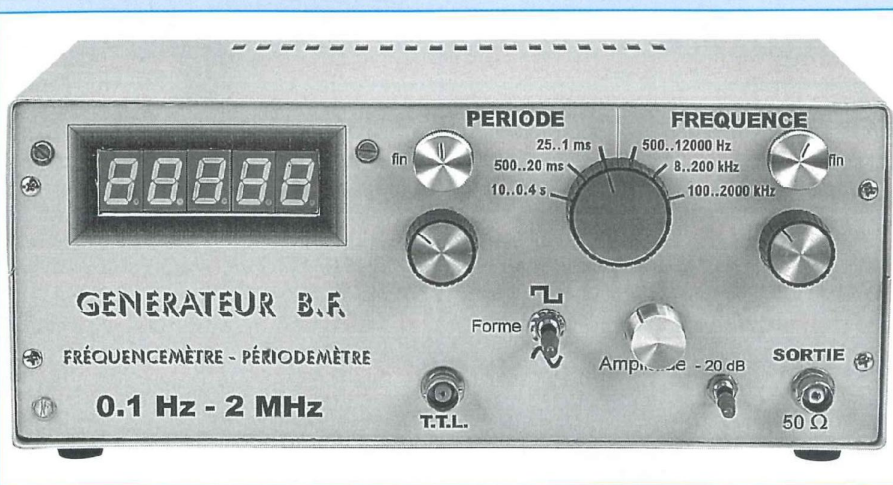


Photo 4 : sinus 2 MHz du GBF commercial : 5 V/div ; 100 ns/div



Il existe deux grandes catégories de générateurs pouvant couvrir la gamme de fréquence annoncée :

- les générateurs de fonctions dont l'oscillateur génère triangle et carré. Cet oscillateur est complété par un «conformateur (par exemple à diodes)», délivrant la sinusoïde par déformation du triangle ;
- les générateurs sinusoïdaux, dont l'oscillateur génère la sinusoïde. Une bascule de Schmitt donne le carré à partir de cette sinusoïde.

Le signal triangulaire n'étant pas fondamental, l'avantage du générateur de fonctions est d'être facilement vobulable, ce qui lui vaut une présence presque exclusive sur le marché. Mais le plus souvent, cette possibilité se réduit à la présence d'une entrée pour vobulation extérieure. Il faut alors un second GBF pour obtenir des résultats seulement qualitatifs, autrement dit l'avantage de la méthode n'est pas exploité.

Nous présenterons ultérieurement un GBF à vobulation utile, donnant des résultats quantitatifs. Présentement, il

UNE TRÈS FAIBLE DISTORSION ÉCONOMIQUE

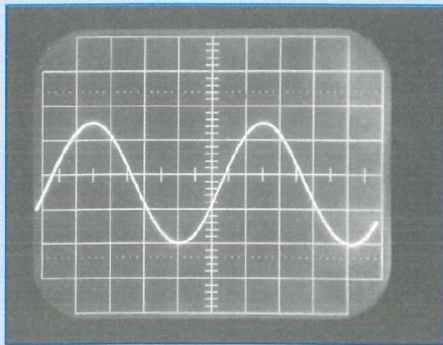


Photo 5 : sinus 2 MHz du GBF proposé : 5 V/div ; 100 ns/div

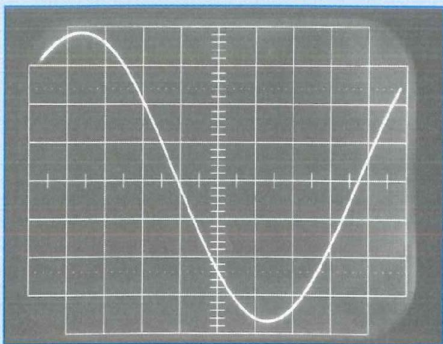


Photo 6 : 2 V/div ; 1 s/div

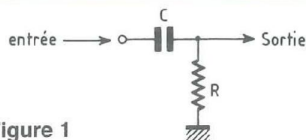


Figure 1

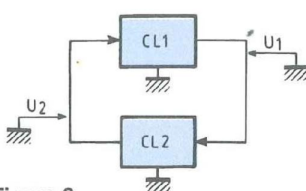


Figure 2

s'agit d'un générateur non vobulé, à oscillateur sinusoïdal, largement supérieur pour la qualité de sa sinusoïde, et à ce titre indispensable dans un labo.

Un test très simple et impitoyable pour juger la qualité d'une tension sinusoïdale de fréquence f est de l'appliquer à un circuit C-R (figure 1), avec RCf de l'ordre de 0,015. A 1 kHz, on prend $C = 1$ nF et $R = 15$ k Ω . Si l'entrée est sinusoïdale, la sortie l'est aussi. Un générateur de fonctions du commerce a donné le résultat de la

photo 1, alors que celui-ci donne la photo 2. Ce test traduit la nature anguleuse de la sinusoïde délivrée par un générateur de fonctions, le sommet anguleux est directement visible à l'oscilloscope (photo 3). Il n'est guère possible à un générateur de fonctions d'obtenir de meilleurs résultats, inhérents au principe.

La photo 4 présente la sinusoïde du GBF commercial à 2 MHz (ici on peut faire mieux) ; et la photo 5 celle du GBF proposé ici, qui se maintient donc correctement d'un bout à l'autre de sa gamme de fréquence ; d'ailleurs la photo 6 présente la sinusoïde à 0,1 Hz.

THÉORIE DE L'OSCILLATEUR SINUSOÏDAL

La théorie sera simple, sans calcul, et néanmoins instructive, car une grande part de ce qui est écrit ici n'a jamais été écrit ailleurs, et ce GBF sera très original. Remarquons d'abord que les oscillateurs sinusoïdaux sont parfois appelés quasi-sinusoïdaux. Ce quasi rappelant que la perfection n'est pas de ce monde n'est qu'un pléonasme, et pourquoi l'appliquer exclusivement à l'oscillateur qui s'approche le plus de la perfection ? Les générateurs de fonctions n'ont jamais été appelés générateurs de quasi-fonctions. Pourtant revoyez les photos 1 et 2. Tout étant quasi, imagine-t-on un texte avec trois quasi par ligne ?

Un oscillateur sinusoïdal peut toujours être considéré comme un système bouclé de deux circuits linéaires CL1 et CL2, la sortie de chacun étant présentée à l'entrée de l'autre (figure 2). Un circuit linéaire donne une sortie sinusoïdale, sauf saturation, lorsqu'il reçoit une entrée sinusoïdale. Il est donc caractérisé par le gain G , rapport des amplitudes, et l'avance de phase φ de la sortie sur l'entrée. G et φ dépendent en général de la fréquence. L'oscillateur méritera l'adjectif sinusoïdal si on trouve quelque part dans la boucle une tension sinusoïdale au moins ; selon que les deux sortie U_1 (sortie de CL1) et U_2 (sortie de CL2), sont

sinusoïdales, ou une seule des deux, ou aucune des deux, il y a trois cas à considérer :

A - LES DEUX SORTIES SONT SINUSOÏDALES

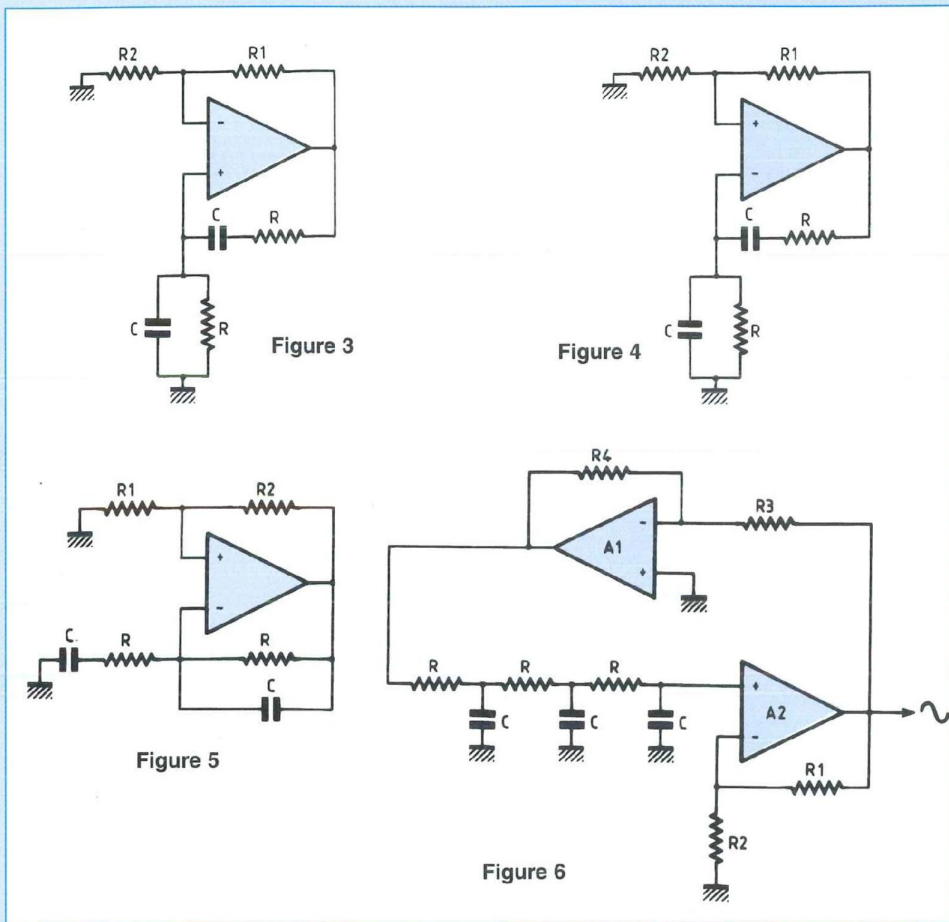
S'il y a oscillation pour la fréquence f_0 , c'est que U_1 (ou U_2) se retrouve identiquement après avoir parcouru la boucle. Donc le gain de boucle est $G = G_1G_2 = 1$ et la phase $\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 = 0$ (ou 2π radians, ou -2π) pour la fréquence f_0 d'oscillation.

C'est le critère de Barkhausen, qui pour être correct doit être énoncé avec l'implication dans le sens résolu indiqué et non en sens inverse, la réciproque n'étant pas évidente. Essayons d'établir une réciproque, avec pour hypothèse $\varphi = 0$ pour une seule fréquence f_0 , pour laquelle $G(f_0) = 1$. Dans ce cas théorique, le système peut osciller en sinusoïdal, mais avec quelle amplitude ? Dans la réalité, une égalité stricte est impossible à satisfaire. La théorie indique d'ailleurs qu'un gain strictement égal à 1 doit conserver l'amplitude à la valeur du début de fonctionnement, c'est-à-dire la valeur infime présente dans le bruit de fond. Il faudra donc que $G(f_0)$ dépende de l'amplitude, supérieur à 1 pour les amplitudes faibles, décroissant avec l'amplitude, et atteignant la valeur 1 pour une certaine amplitude, que l'on veut être celle de l'oscillation.

Est-on alors assuré de la qualité de l'oscillateur ? Non, car l'amplitude ne va pas obligatoirement se caler à la valeur de consigne, elle peut osciller autour de cette valeur, c'est le phénomène de pompage, qui peut même aller jusqu'à une succession d'absence d'oscillation et d'oscillations écrêtées. Sans aller jusque là, il faut constater qu'une «sinusoïde d'amplitude variable» n'est pas une sinusoïde. Risquons alors le critère de Barkhausen en sens inverse, mais avec prudence.

Il est possible d'obtenir une oscillation sinusoïdale d'un système linéaire bouclé à la fréquence f_0 et l'amplitude A_0 si :

$$1 : \varphi(f_0) = 0$$



2 : $G(f_0, A_0) = 1$
 3 : $G(A)$ est une fonction décroissante de A.
 4 : Il n'existe pas d'autre fréquence donnant une phase nulle, ou s'il en existe d'autres (y compris la fréquence nulle), c'est avec un gain < 1 .
 5 : Il n'y a pas de pompage.
 L'amplitude A dont il est question peut être indifféremment considérée en U1 ou en U2.
 Le montage le plus employé (il le sera ici également) est l'oscillateur à pont de Wien (figure 3). CL1 peut être considéré comme le pont de Wien C-R-RC, donnant $\varphi_1 = 0$ pour la seule fréquence

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$$

avec le gain $G_1 = 1/3$. CL2 est alors un ampli non inverseur de gain :

$G_2 = (1 + R_1/R_2) = 3$.
 Pour assurer la condition 3, R2 sera une ampoule à incandescence. Si l'amplitude augmente, R2 augmente, donc le gain diminue.
 La fréquence doit être suffisante pour que l'inertie thermique de l'ampoule maintienne R2 constante. Un ordre de grandeur est 10 Hz pour fréquence minimum.
 Signalons que le montage avec entrées inversées (figure 4) ne fonctionne pas. Il pourrait pourtant être considéré comme atténuateur apériodique de gain $G_2 = 1/3$, CL1 étant un ampli sélectif, donnant pour la fréquence f_0 , $\varphi_1 = 0$ et $G_1 = 3$. Mais G est infini à fréquence nulle, c'est évidemment ce fait qui est déterminant, d'où U1 en saturation haute ou basse, ce qui distingue une oscillation à fréquence nulle d'une absence d'oscillation, où la sortie serait nulle.

Par contre, le montage de la figure 5, également interprété en atténuateur apériodique de gain $2/3$ et ampli sélectif, fonctionne très bien. L'ampoule à incandescence doit être R2.

B- UNE SEULE SORTIE EST SINUSOÏDALE

Lorsqu'il existe une seule fréquence f_0 pour laquelle $\varphi(f_0) = 0$, avec $G > 1$, il y a oscillation, l'une des deux sorties au moins étant écrêtée, la fréquence délivrée f_1 étant alors inférieure à f_0 . Ceci est facile à vérifier avec l'oscillateur à pont de Wien (où les deux sorties sont alors écrêtées). Soit U1 la sortie écrêtée. Lorsque U2 est bien sinusoïdale, f_1 est très proche de f_0 , ce qui permet de poser la proposition suivante :

Il est possible d'obtenir une oscillation sinusoïdale d'un système linéaire bouclé, à une fréquence f_1 peu inférieure à f_0 , si :

- 1 : $\varphi(f_0) = 0$
- 2 : $G(f_0) > 1$. Il n'y a pas de maximum, l'infini étant acceptable (alors U1 est en carré).
- 3 : $G_2(f_0) < 0,8$ environ pour éviter l'écrêtage de U2. Le maximum précis dépend de chaque cas.
- 4 : $G_2(nf_0) \ll G_2(f_0)$ pour tout nombre impair ≥ 3 , pour bien éliminer les harmoniques impairs présents en U1.
- 5 : Il n'existe pas d'autre fréquence donnant un phase nulle, ou s'il en existe d'autres (y compris la fréquence nulle), c'est avec un gain < 1 .

Il n'est pas ici besoin d'élément stabilisateur, ce qui permet d'atteindre les fréquences les plus basses sans limite théorique. De plus il n'y a aucun risque de pompage.

Un exemple très simple est fourni par le classique filtre passe-bas à trois cellules R-C complété figure 6 par un ampli A2 non inverseur et un ampli A1 inverseur. En considérant que CL2 est constitué de l'ensemble filtre + A2, on a :

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2\pi RC} ; G_2 = \frac{1}{29} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

UNE TRÈS FAIBLE DISTORSION ÉCONOMIQUE

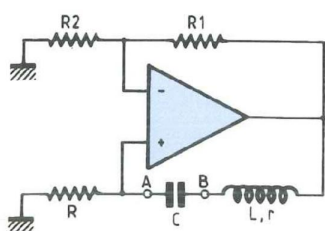


Figure 7

Avec $R = 3,9 \text{ k}\Omega$, $C = 100 \text{ nF}$, $R1 = 15 \text{ k}\Omega$, $R2 = 1 \text{ k}\Omega$, $R3 = 10 \text{ k}\Omega$, $R4 = 20 \text{ k}\Omega$, on obtient une sinusoïde à 1 kHz avec un taux de distorsion de 0,3 %. Ce taux n'est pas assez bon pour notre générateur, et de plus il faudrait un potentiomètre triple inexistant.

Notons que l'expression «oscillateur à déphasage» est incorrecte, puisque le filtre agit sur la phase et le gain. On peut concevoir des oscillateurs utilisant de véritables CL déphaseurs sans action sur le gain ; mais ils n'ont pas d'intérêt car ils ne permettent pas de vérifier la condition 4, et renvoient au cas A.

La figure 7 utilise le circuit rLC série (r est la résistance de la bobine) :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} ; G2 = \frac{R}{R+r}$$

Avec une bobine miniature 0,1 H pour 450Ω , $R = 1 \text{ k}\Omega$, $R1 = 15 \text{ k}\Omega$, $R2 = 20 \text{ k}\Omega$, $C = 1,8 \text{ nF}$ on obtient une belle sinusoïde en A ($U2$) de 12 kHz avec une amplitude 6 V (l'alimentation étant en 12 V et -12 V) ; on a en B une sinusoïde encore meilleure de 50 V d'amplitude.

On peut employer en CL2 tout filtre actif passe-bas du second ordre de coefficient de qualité Q suffisant (au moins 15), associé à un ampli aperiodique en CL1. La plupart de ces filtres ne nécessitent qu'un potentiomètre double pour le réglage continu de la fréquence ; malheureusement, très nombreux aussi sont ceux où le réglage de la fréquence joue aussi sur la valeur de Q. Or il ne suffit pas que

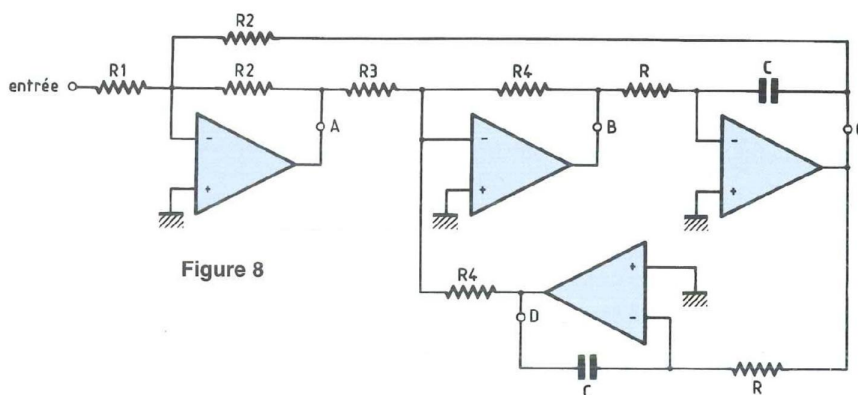


Figure 8

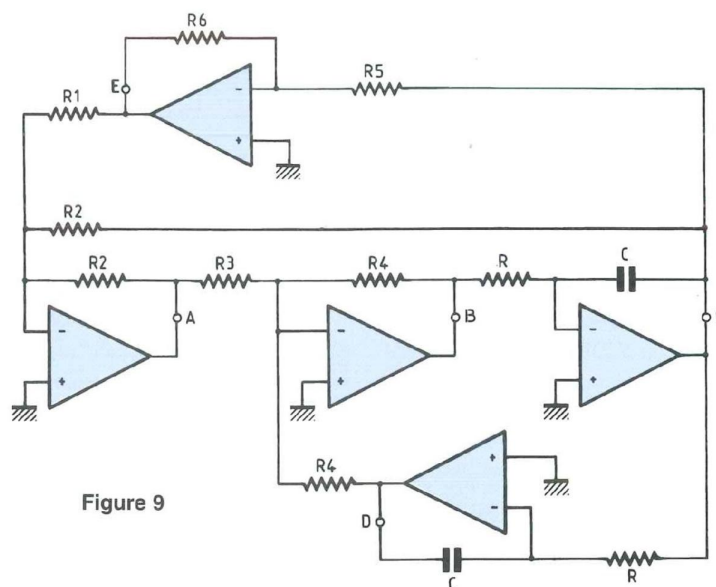


Figure 9

Q se maintienne au-dessus du minimum indiqué ; en effet comme la fréquence d'oscillation n'est pas exactement f_0 , et que le filtre est très sélectif, la variation de fréquence s'accompagne d'une variation d'amplitude, ce qui est gênant. Il faut donc se diriger vers un filtre présentant une bonne valeur de Q indépendante de la fréquence.

C'est le cas du filtre de la figure 8, qui présente la sortie passe-bande au point C. On a alors :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} ; Q = R3/R4 ; \varphi(f_0) = \pi ; \text{ et}$$

$$G(f_0) = R2/R1$$

Ce filtre présente d'autre part, avec le même Q :

Une sortie coupe-bande au point A.

Une sortie passe-haut au point B.

Une sortie passe-bas au point D. C'est elle qui sera employée en pratique, car à moindre distorsion, attendu que la sortie passe-bande reste utilisée pour le bouclage.

Le schéma de l'oscillateur est donc celui de la figure 9. Ne disposant que d'un oscilloscope à deux voies, on présente quatre photos (7 à 10) d'un montage d'essai, chacune montrant la sortie échantillonnée $U1$ en E (sortie de CL1) avec une sortie du filtre. Ce montage d'essai a été réalisé avec $R = 47 \text{ k}\Omega$, $R1 = 10 \text{ k}\Omega$,

GÉNÉRATEUR / FRÉQUENCEMÈTRE / PÉRIODEMÈTRE

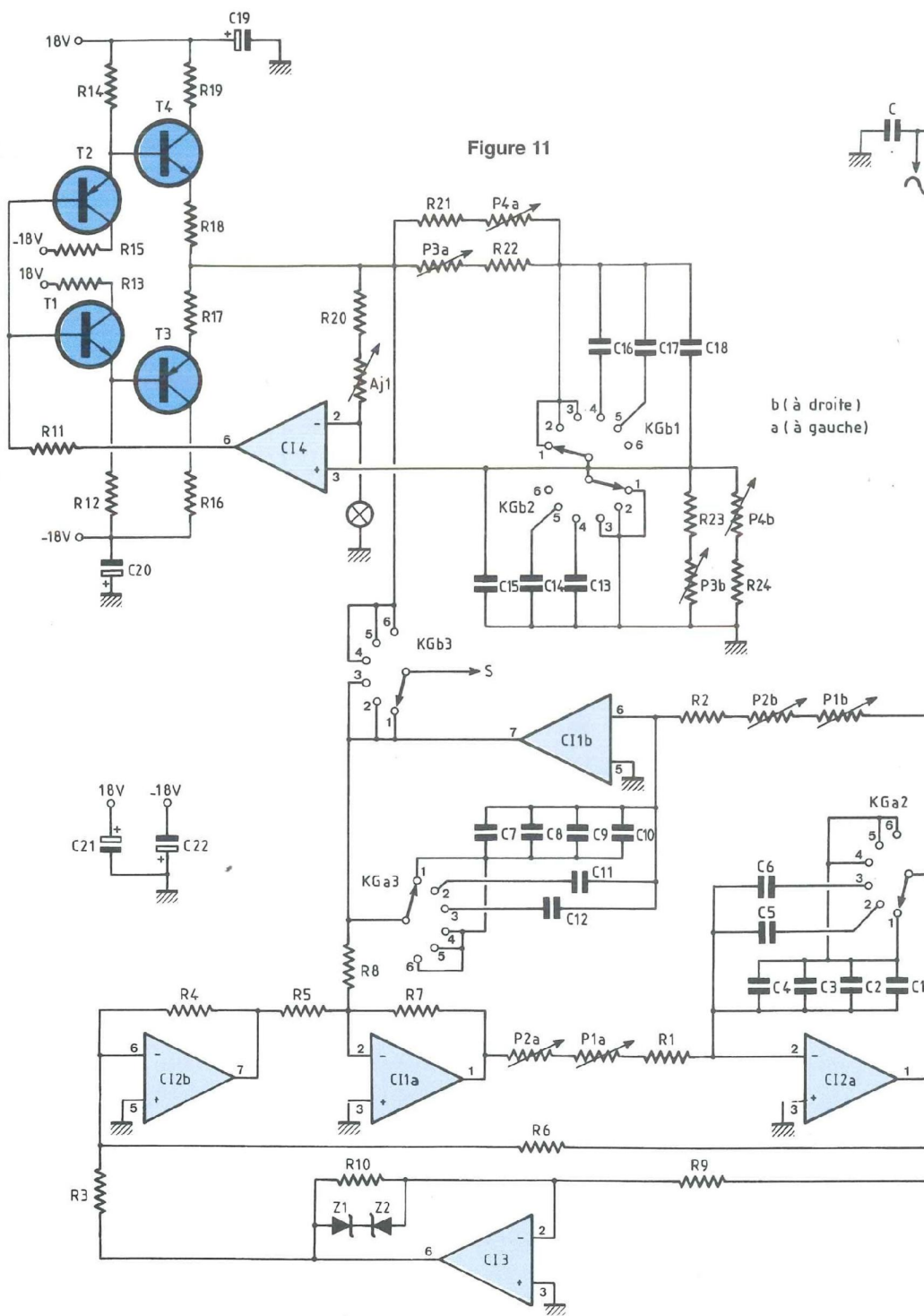


Figure 11

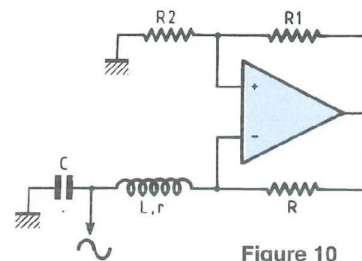


Figure 10

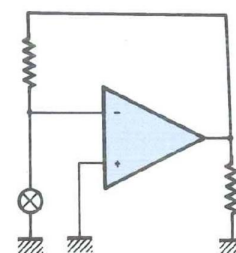


Figure 12

b (à droite)
a (à gauche)

UNE TRÈS FAIBLE DISTORSION ÉCONOMIQUE

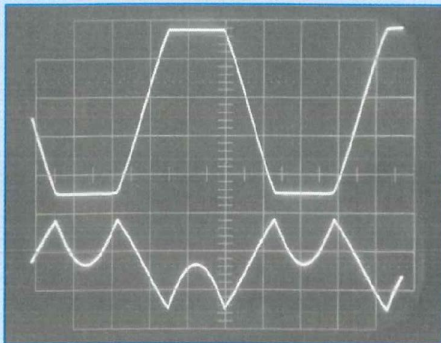


Photo 7 : E (5 V/div) et A (2 V/div) ; 0,5 ms/div

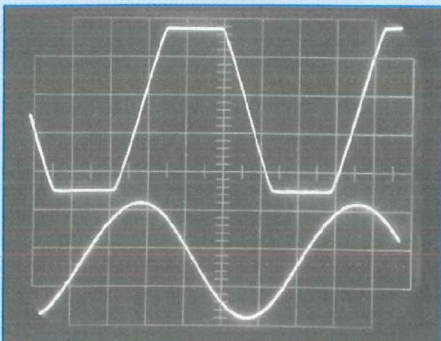


Photo 8 : E et B : 5 V/div ; 0,5 ms/div

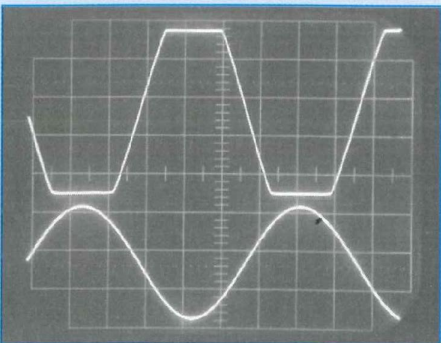


Photo 9 : E et C : 5 V/div ; 0,5 ms/div

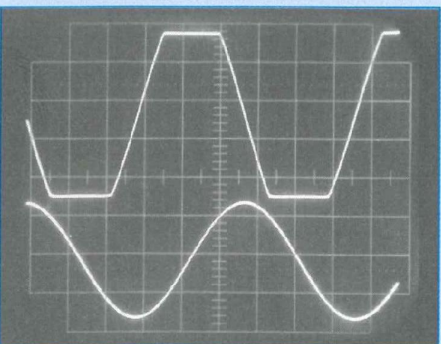


Photo 10 : E et D : 5 V/div ; 0,5 ms/div

R2 = 6,8 k Ω , R3 = 100 k Ω , R4 = 4,7 k Ω , R5 = 10 k Ω , R6 = 22 k Ω , C = 10 nF, et une alimentation 12 V et -12 V.

C- AUCUNE SORTIE N'EST SINUSOÏDALE

Les conditions 1,2 et 5 du cas B restent nécessaires. Il faut de plus que les conditions de filtrage soient bonnes à l'intérieur d'un CL. Un cas simple est celui de la figure 10. U1 est la sortie de l'AOP, écrêtée, de même que U2, qui est l'entrée non inverseuse. Donc CL2 est un atténuateur aperiodique, et CL1 est un ampli sélectif qui donne $\varphi = 0$ pour

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Sur l'entrée inverseuse, on a une sortie coupe-bande, donnant une tension semblable à celle du montage précédent, mais sur C, on a une sortie passe-bas pouvant être sinusoïdale. Par exemple, avec la bobine utilisée figure 7, C = 1,5 nF, R = 1,5 k Ω , R1 = 15 k Ω , R2 = 22 k Ω , on obtient une superbe sinusoïde d'amplitude 45 V et fréquence 12 kHz.

DESCRIPTION DU GÉNÉRATEUR

On a adopté six gammes de fréquences, ce qui permet d'utiliser un commutateur 6 circuits - 6 positions, peu coûteux. Ces gammes sont :

- 0,1 à 2,5 Hz. Affichage 10 s à 0,4 s.
- 2 à 50 Hz. Affichage 500 à 20 ms.
- 40 à 1000 Hz. Affichage 25 à 1 ms.
- 500 à 12 000 Hz
- 8 à 200 kHz
- 100 à 2000 kHz

La figure 11 donne le schéma de l'oscillateur. Les trois gammes basses sont confiées à l'oscillateur de la figure 9, et les trois gammes hautes à l'oscillateur à pont de Wien. Les six circuits du commutateur de gammes KG sont notés KGa1, KGa2, KGa3, KGb1, KGb2, KGb3 : a à

gauche en regardant la façade, b à droite, 1 à 3 de l'avant à l'arrière.

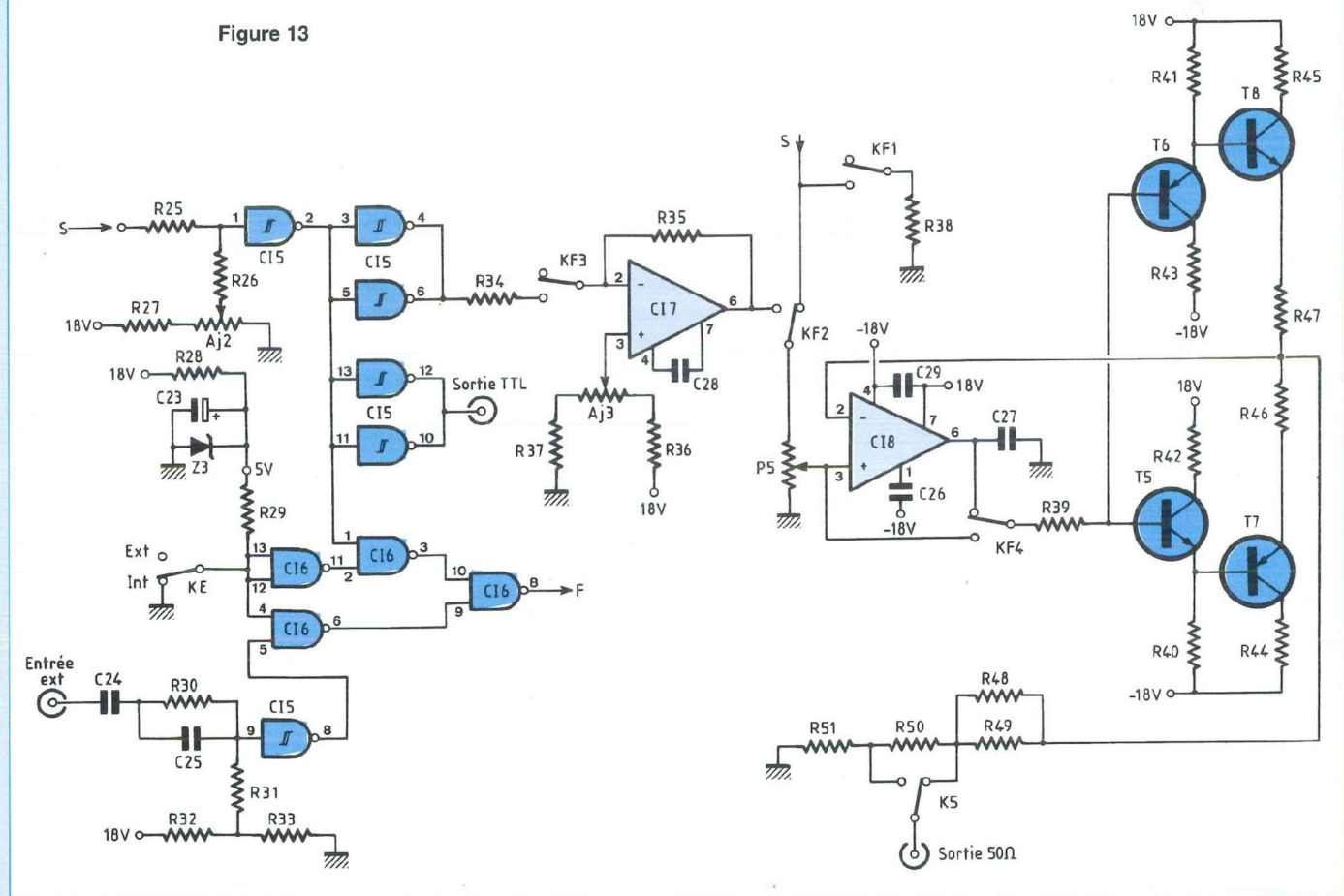
Concernant l'oscillateur gammes basses, on remarque une coquetterie avec les diodes zener Z1 et Z2 qui évitent la saturation de C13. Les condensateurs d'intégration de la gamme basse sont obtenus par association parallèle de 4 condensateurs. Sur les trois gammes hautes, pour lesquelles cet oscillateur est inutile, on le laisse fonctionner pour ne pas compliquer le commutateur, mais en très basse fréquence pour ne pas perturber l'autre. P1 est le potentiomètre double de commande de fréquence, P2 un potentiomètre double de réglage fin en série, de valeur beaucoup plus faible.

L'oscillateur à pont de Wien utilise un montage équivalent à un AOP, constitué d'un véritable AOP C14, et d'un circuit de sortie à 4 transistors, pouvant débiter le courant nécessaire. La vitesse de balayage (slew-rate) nécessaire est de 140 V/ μ s en sortie de l'AOP équivalent et un peu plus élevée en sortie de C14, qui sera un LM6361, offrant 200 V/ μ s. Sur les trois gammes basses où cet oscillateur est inutilisé, il est annihilé car équivalent au montage de la figure 12, et l'ampoule reste éteinte. AJ1 permet de régler l'amplitude de la sinusoïde. Les condensateurs C15 et C18 de la gamme haute sont connectés en permanence, pour des liaisons courtes. Le potentiomètre double de réglage fin, P4 est de valeur beaucoup plus grande que P3, dans une branche parallèle.

Les deux réglages fins sont beaucoup plus actifs en bas de gamme qu'en haut. KGb3 recueille la tension sinusoïdale (point S).

Le trigger de Schmitt est simplement une porte logique de C15 (74 HCT 14), l'ajustable AJ2 permettant de régler le rapport cyclique pour obtenir un signal carré (figure 13). Une autre porte du même circuit intégré fait trigger de Schmitt pour un signal extérieur dont on désire mesurer la fréquence. La résistance d'entrée est R31 = 1 M Ω . La sensibilité d'entrée est 150 mV d'amplitude pour une sinusoïde,

Figure 13



suffisante dans la plupart des cas. L'inverseur simple KE sélectionne la mesure interne ou externe (en position interne sur la figure), F étant la sortie envoyée au fréquencemètre.

La photo 11 présente la sortie TTL à 200 kHz et la photo 12 cette sortie à 2 MHz.

Les photos 13 et 14 montrent les flancs montant et descendant de cette sortie TTL. Les temps de montée et de descente apparents sont comme on le voit de 8 ns ; or les temps propres de l'oscillo et de la sonde sont respectivement de 7 ns et 3,5 ns, l'appareillage utilisé n'est donc pas assez performant pour déterminer les temps réels, inférieurs à 5 ns.

Pour passer du signal TTL à un signal carré évoluant entre -10 V et 10 V, on utilise un ampli inverseur de gain 4 avec C17, AJ3 permettant le réglage de la

valeur moyenne à zéro (pas d'offset). L'AOP utilisé est un AD 844, dont le slewrate est de 2 000 V/μs, à condition d'être utilisé en inverseur. Cet ampli est déconnecté par le commutateur de fonction KF (inverseur quadruple), lorsque le sinus est sélectionné. KF est sur la figure en position sinus. Les quatre inverseurs sont numérotés de gauche à droite en regardant la façade.

P5 est le potentiomètre d'amplitude, relié à S ou à la sortie de C17. On remarque qu'en sortie carrée, S est relié à R38, dont la valeur est égale à P5. Donc S débite de toutes façons sur cette valeur. S est en effet issu directement de l'oscillateur. Sans cette précaution, il y aurait une différence des fréquences en carré et en sinus sur la gamme supérieure, atteignant 8 kHz à 2 MHz.

Le circuit de sortie utilise en suiveur le

même AOP équivalent que dans l'oscillateur à pont de Wien, ce qui évite la distorsion de croisement du montage à transistors seul. Les 200 V/μs de l'AOP C18 seraient insuffisants pour le signal carré, mais alors la distorsion de croisement est sans importance, et l'AOP n'est pas utilisé.

L'inverseur simple de sortie, KS, donne une sortie normale, d'amplitude 10 V maximum, ou à -20 dB (amplitude divisée par 10), la sortie étant toujours en 50 Ω, tout au moins en sinus. Il faut avouer que l'influence de R47 et R46 n'étant pas en carré éliminée par la contre-réaction, la sortie normale est en fait sous 53 Ω, la sortie -20 dB restant en 50 Ω. L'appareil peut débiter en permanence des signaux de qualité sur charge de 50 Ω, jusqu'à l'amplitude maximum, qui est alors évidemment de 5 V. Il peut débiter sans

UNE TRÈS FAIBLE DISTORSION ÉCONOMIQUE

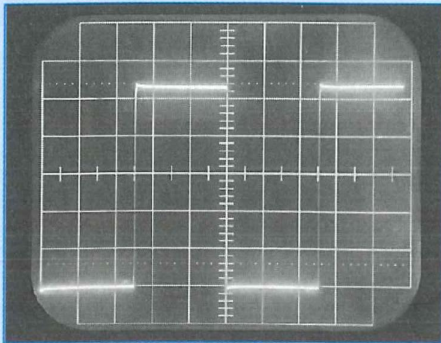


Photo 11 : TTL 200 kHz. 1 V/div ;
1 μs/div

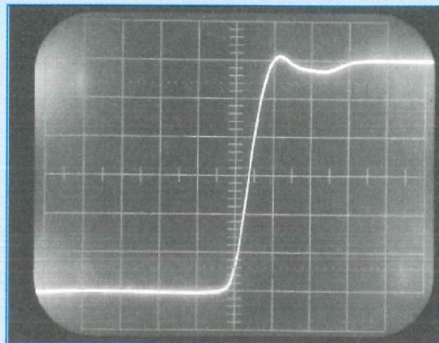


Photo 15 : front montant du signal carré
±6 V. 2 V/div ; 20 ns/div

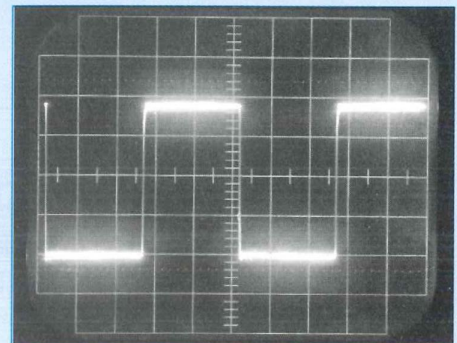


Photo 19 : signal carré 200 kHz. 5 V/div ;
1 μs/div

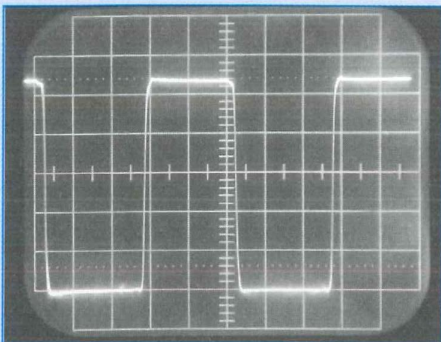


Photo 12 : TTL 2 MHz. 1 V/div ; 100 ns/div

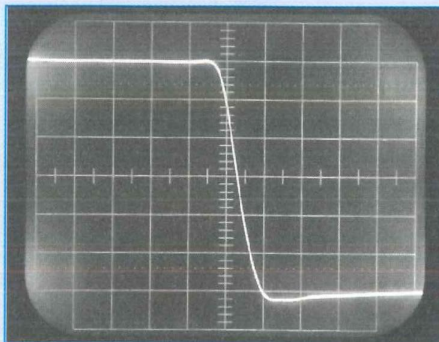


Photo 16 : front descendant du signal carré
±6 V. 2 V/div ; 20 ns/div

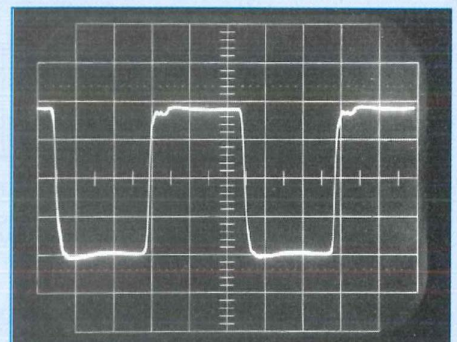


Photo 20 : signal carré 2 MHz. 5 V/div ;
100 ns/div

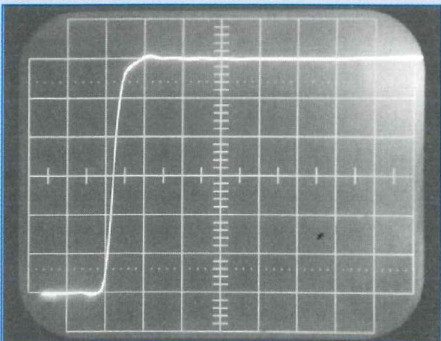


Photo 13 : front montant TTL. 20 ns/div

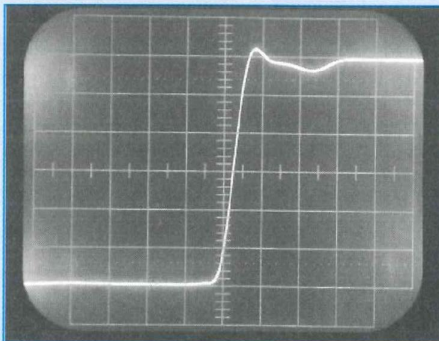


Photo 17 : front montant du signal carré
±1,5 V. 0,5 V/div ; 20 ns/div

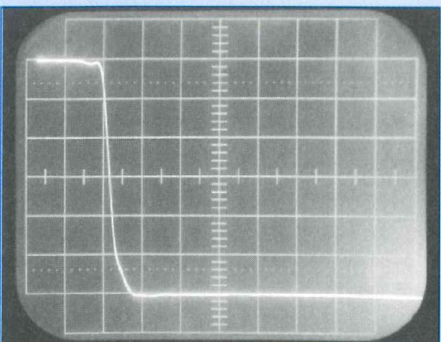


Photo 14 : front descendant TTL.
20 ns/div

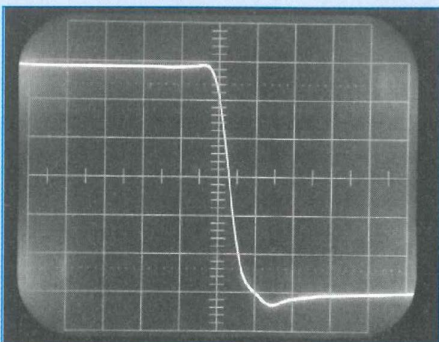


Photo 18 : front descendant du signal carré
±1,5 V. 0,5 V/div ; 20 ns/div

dommage sur toute charge inférieure, avec des défauts possibles : écrêtage, temps de désaturation.

Les temps de montée et de descente dépendent de l'amplitude. Les photos 15 et 16 montrent les temps les «plus mauvais» pour un carré sortant entre 6 V et -6 V. Apparemment de 16 ns, ces temps sont en fait de 14 ns propres pour le GBF. Les photos 17 et 18 montrent qu'avec une sortie entre 1,5 V et -1,5 V, les temps apparents sont de 12 ns, soit 9 ns pour le GBF.

Les photos 19 et 20 montrent le signal carré à 200 kHz et 2 MHz.

L'alimentation est donnée figure 14.

DESCRIPTION DE LA PARTIE NUMÉRIQUE

La figure 15 montre l'affichage des virgules : V2 (deuxième chiffre à partir de la droite) en gamme 6 ; V3 en gammes 2 et 5 ; V4 en gammes 1 et 3. G123 est une

GÉNÉRATEUR / FRÉQUENCEMÈTRE / PÉRIODEMÈTRE

Figure 14

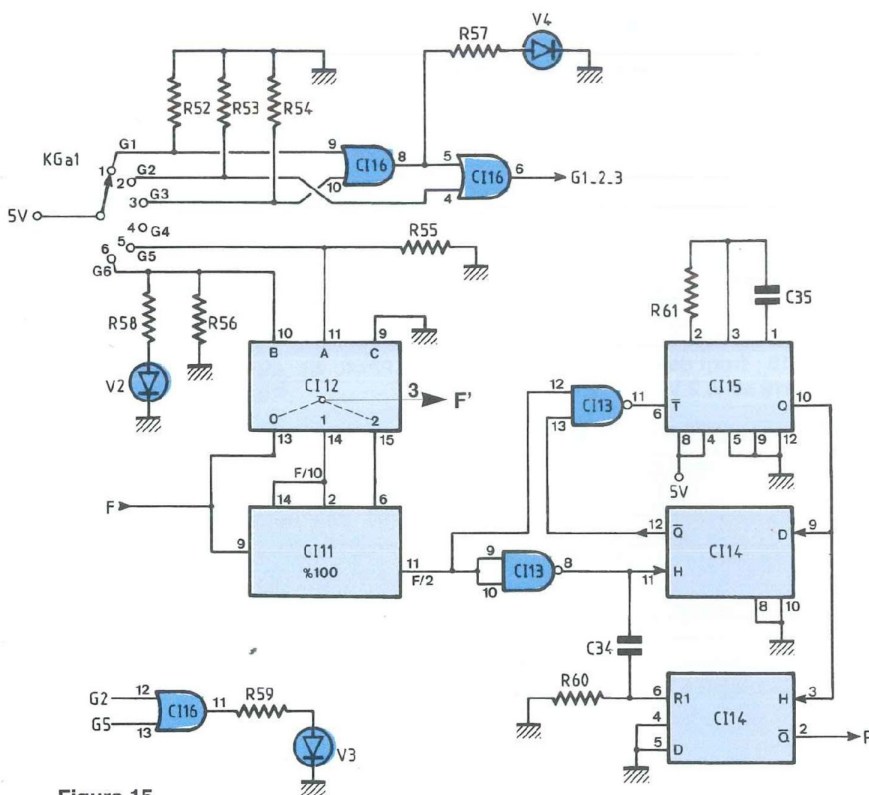
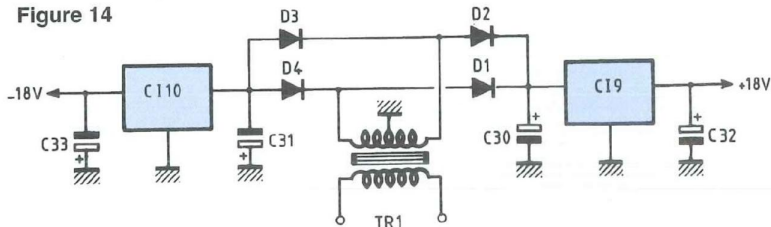
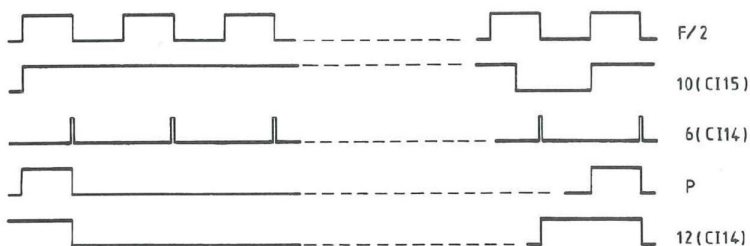


Figure 15

Figure 16



valeur logique qui vaut 1 sur les trois gammes basses où l'on affiche la période. C111 est un diviseur par 100. A noter qu'il est facile de porter la mesure extérieure à 10 MHz en remplaçant ce 4518 par deux 74LS90 en cascade. C112 est un commutateur sélectionnant en F' soit F (en gamme 4) ; soit F/10 en gamme 5 ; soit F/100 en gamme 6. Les C113, 14 (double bascule D) et C115 (monostable) permettent l'obtention du signal P permettant la mesure de la période. P consiste en des impulsions positives de durée la période, séparées pour une durée minimum d'environ 0,5 s déterminée par le monostable. On évite ainsi des affichages trop fréquents risquant de rendre illisible le chiffre de droite. Le fonctionnement est expliqué par le diagramme de la figure 16.

La base de temps utilise un oscillateur intégré à quartz de 10 MHz, précis et pratique (figure 17) ; un diviseur par 10 et trois diviseurs par 100 ; puis un diviseur par 2 utilisant une bascule D (C122), délivrant le 0,5 Hz. Celui-ci constitue la porte de comptage (PC), alternativement ouverte et fermée pendant une seconde, si G123 = 0 (fréquencemètre). Sinon PC = P, on mesure la période. Parallèlement, le commutateur C124 permet de compter, soit les impulsions de F' en fréquencemètre, soit les impulsions de la base de temps à la fréquence adéquate : 1 kHz en gamme 1 ; 100 kHz en gamme 2 ; 1 MHz en gamme 3. La porte de comptage utile est en fait PCR (retardée) pour éviter de compter une impulsion de trop. Après l'ouverture de PC, celle de PCR doit attendre le front descendant des impulsions à compter. Le diagramme figure 18 montre que l'entrée du compteur (C) est plus exacte avec PCR qu'avec PC.

Une conséquence pratique à savoir est qu'en sélection de mesure extérieure, sans signal extérieur, ou d'amplitude insuffisante pour déclencher le trigger, l'affichage reste figé à la dernière mesure. La fermeture de PCR détermine l'impulsion de transfert négative TR, et le

UNE TRÈS FAIBLE DISTORSION ÉCONOMIQUE

Figure 17

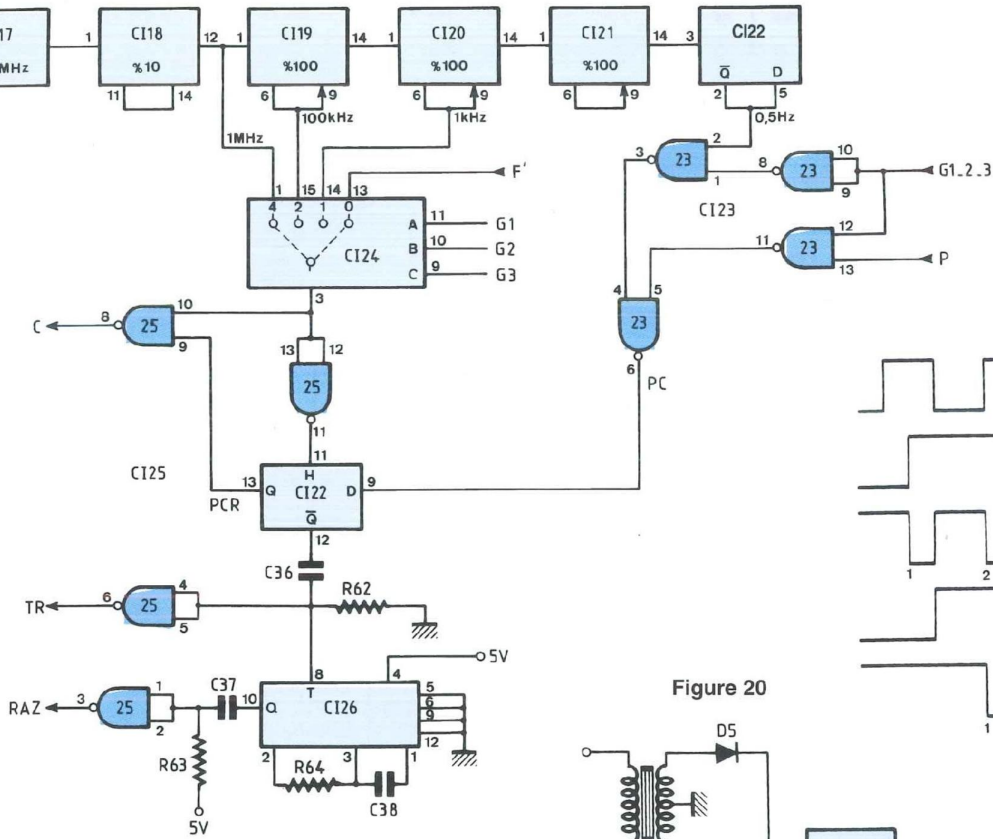


Figure 18

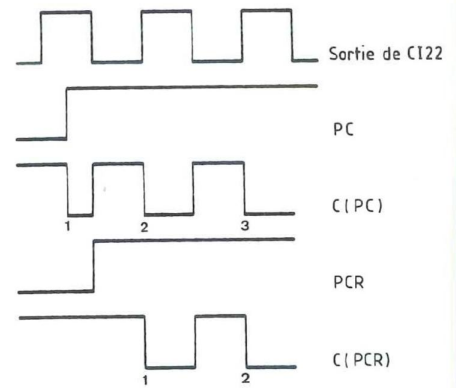


Figure 20

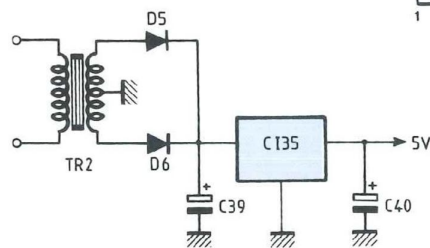
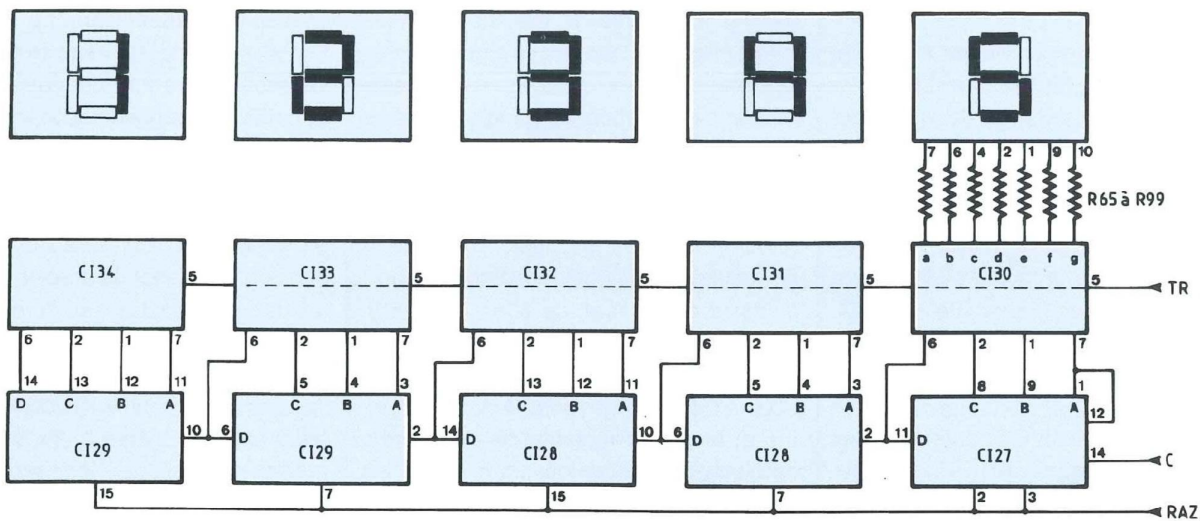


Figure 19



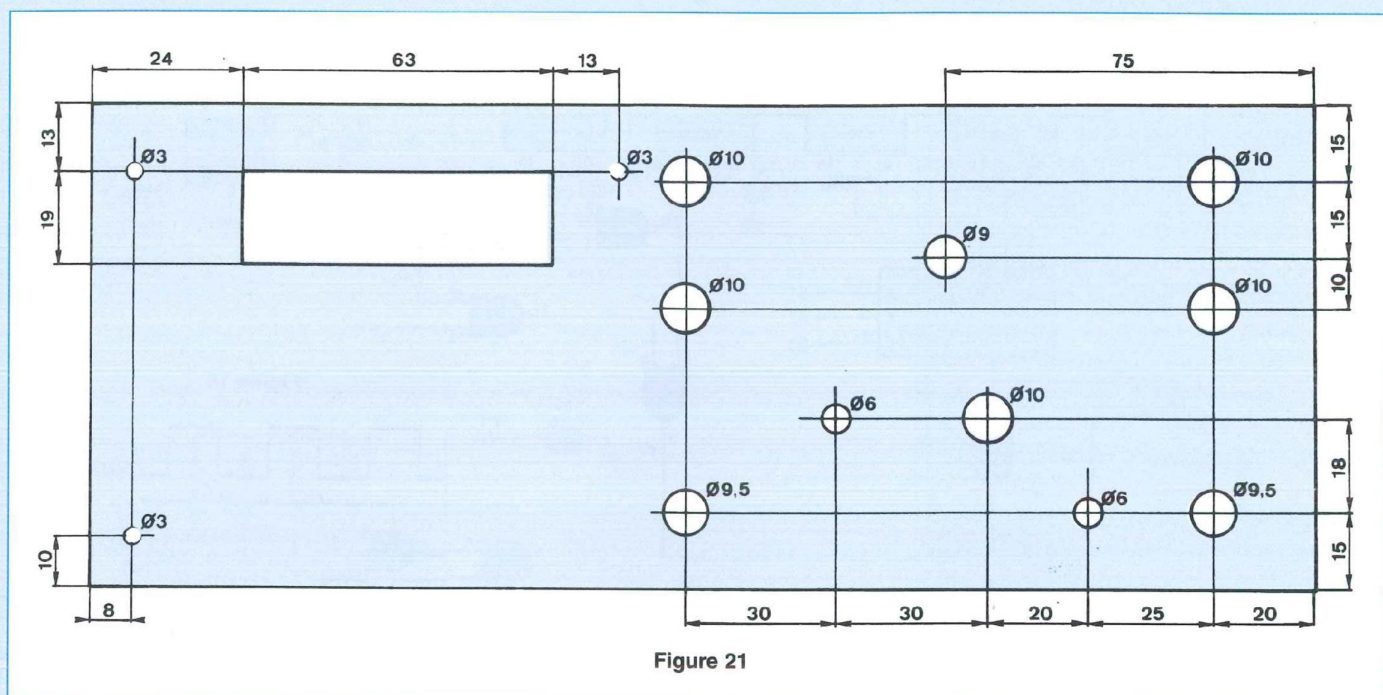


Figure 21

déclenchement du monostable CI26. Le retour de celui-ci donne l'impulsion positive de remise à zéro (RAZ).

La figure 19 montre le module d'affichage, utilisant une décade, deux doubles décades, cinq décodeurs et cinq afficheurs cathode commune. Pour soulager la figure, on n'a représenté que 7 des 35 résistances R65 à R99.

RÉALISATION

Le coffret choisi est un Retex RS13, de dimensions 247x97x155. La figure 21 donne le plan de perçage de la façade. On note que ne figurent pas l'entrée extérieure le commutateur KE, le commutateur marche-arrêt, secondaires, et fixés à l'arrière.

Après perçage de la façade, il faut commencer par fixer les commutateurs KG, KF et KS, le potentiomètre d'amplitude P5, et les douilles de sortie BNC. Puis réaliser les connexions internes à chaque élément et entre ces éléments. R50 est soudée directement sur KS ; R51 est soudée entre KS et la cosse de masse de la sortie BNC normale. R38 doit avoir la

valeur exacte mesurée de P5, ce qui nécessitera en général la mise en parallèle de deux résistances adéquates. R38 sera alors soudée entre KG et le pied de P5. On soudera également les fils prévus pour connexion avec la carte principale ; hormis les masses, ils sont 9. Ils se trouveront au-dessus de la carte principale, sauf celui qui est issu de KS, et celui de la sortie TTL. Tous sont courts et nus, sauf celui de la sortie TTL, et celui de KF4 destiné à la sortie de CI8, un peu plus longs et gainés. On soude également le faisceau de 6 fils (15 cm) sur KGa1 destiné à la carte numérique principale.

La partie analogique est répartie en trois cartes simple face : oscillateur à pont de Wien (63x58) ; oscillateur à filtre sélectif (65x50), et carte principale comprenant l'alimentation, le trigger de Schmitt, l'ampli carré et le circuit de sortie (142x80). Les deux cartes oscillateur sont soudées sur leurs potentiomètres doubles. Les figures 22 et 23 donnent le circuit imprimé et le plan d'implantation de la carte oscillateur à filtre sélectif. De même les figures 24 et 25 pour l'oscillateur à pont de Wien.

Il faut alors réaliser les deux cartes oscillateur. Attention au strap passant sous CI2. On soude les cartes sur les potentiomètres doubles lorsque ceux-ci sont serrés sur la façade pour éviter de forcer les soudures, et on réalise les connexions à KG.

On passe à la carte principale (figures 26 et 27). Attention aux straps sous CI5 et CI6.

Avant de mettre la carte en place, on peut vérifier les alimentations 18 V, -18 V et 5 V. Cette carte est alors fixée par deux vis sous le longeron droit du châssis (un trou doit être percé dans ce longeron). Le trou B de $\phi 3$, entouré par la masse, sert à placer une entretoise de 15 mm portant une plaque de blindage 60x50 (avec encoche pour P5) parallèle à la carte principale. En effet, le pont de Wien pourrait être sans blindage perturbé par le circuit de sortie très voisin. Il reste à effectuer les 9 liaisons à la façade, les trois liaisons d'alimentation à chaque oscillateur, les trois liaisons au transfo. Les cosses de masse des sorties seront reliées toutes deux à la masse de la carte entre les condensateurs C30 et C31.

UNE TRÈS FAIBLE DISTORSION ÉCONOMIQUE

Figure 23

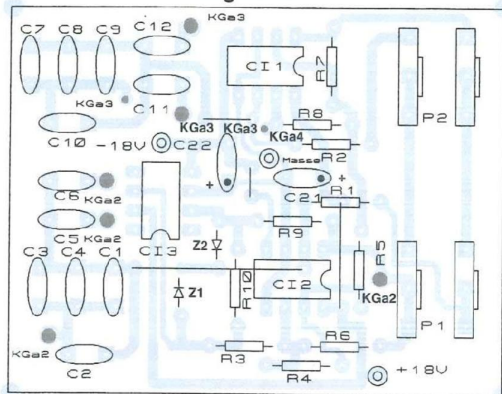


Figure 22

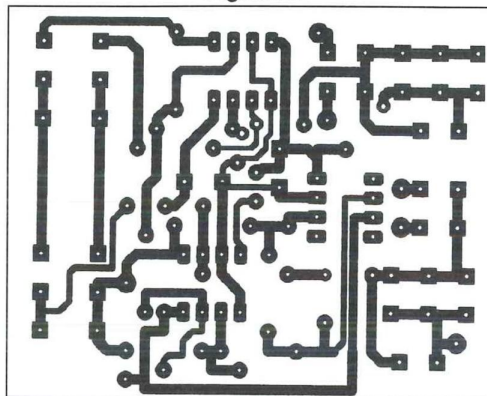


Figure 25

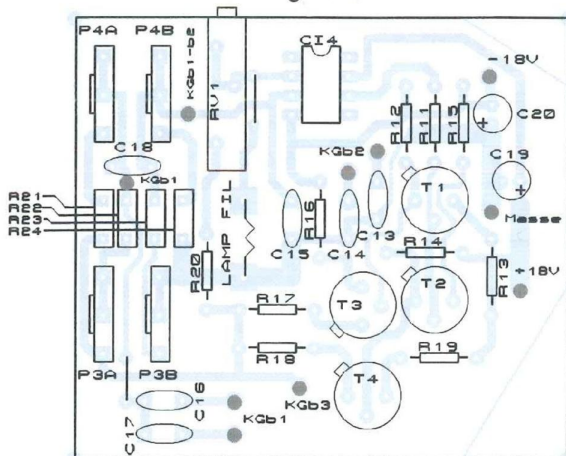
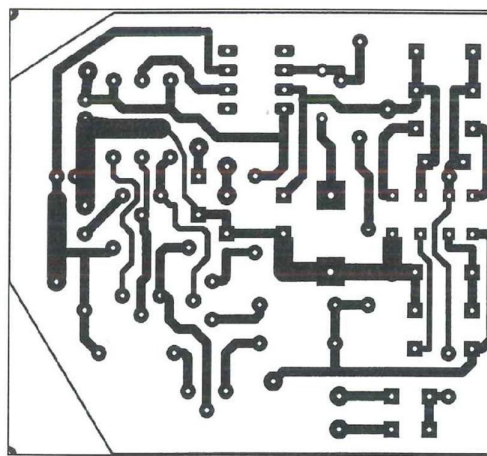


Figure 24



On règle AJ1 pour obtenir 10 V d'amplitude de maximum de sortie sinusoïdale. Mais auparavant, on peut observer le pompage pour des valeurs très inférieures.

Puis on règle AJ2 pour obtenir un signal carré, et AJ3 pour l'absence d'offset de ce signal.

La partie numérique comporte deux circuits double face : carte affichage (115x90) contenant aussi compteurs et décodeurs, et carte principale (138x85), contenant tout le reste.

Les figures 28 et 29 donnent les dessins des faces de la carte principale, et la figure 30 le plan d'implantation. Il y a un strap sous C116, C119, C122 et C123 ; une traversée sous C114, C115, C119, C122, C124. Lorsque cette carte est réalisée, on peut vérifier la base de temps jusqu'au

0,5 Hz. Puis on la fixe sous le longeron gauche, mais plus bas en interposant des entretoises de 20 mm ; il y a ainsi de la place pour les deux cartes principales, car leur largeur totale serait supérieure à celle de la façade. On peut ensuite connecter le faisceau issu de KGa1, la masse et F à la carte principale analogique. Il est alors possible de vérifier qu'on trouve en C :

- 1 pendant 1s et F/100 pendant 1s en gamme 6
- 1 pendant 1s et F/10 pendant 1s en gamme 5
- 1 pendant 1s et F pendant 1s en gamme 4
- sur les trois autres gammes on peut voir des durées égales à la période à C variable, séparées par

des paliers à 1 de durée 0,5 s au moins. La carte d'affichage est réalisée selon les figures 31, 32 et 33. Les afficheurs sont plantés sur deux éléments à 25 points de barrette tulipe sécable. Les circuits intégrés et les résistances sont soudés sur l'autre face. Les trois trous de fixation seront pointés afficheurs en place pour être placés exactement. Le carte est écartée de la façade par des entretoises de 10 mm. Il y a 8 connexions à effectuer avec la carte principale : masse, 5 V, C, TR, RAZ, et trois virgules.

Enfin on relie l'entrée extérieure BNC par un fil blindé, et KE, à la carte analogique principale.

L'appareil est terminé.

Georges Lavertu

GÉNÉRATEUR / FRÉQUENCEMÈTRE / PÉRIODEMÈTRE

Figure 26

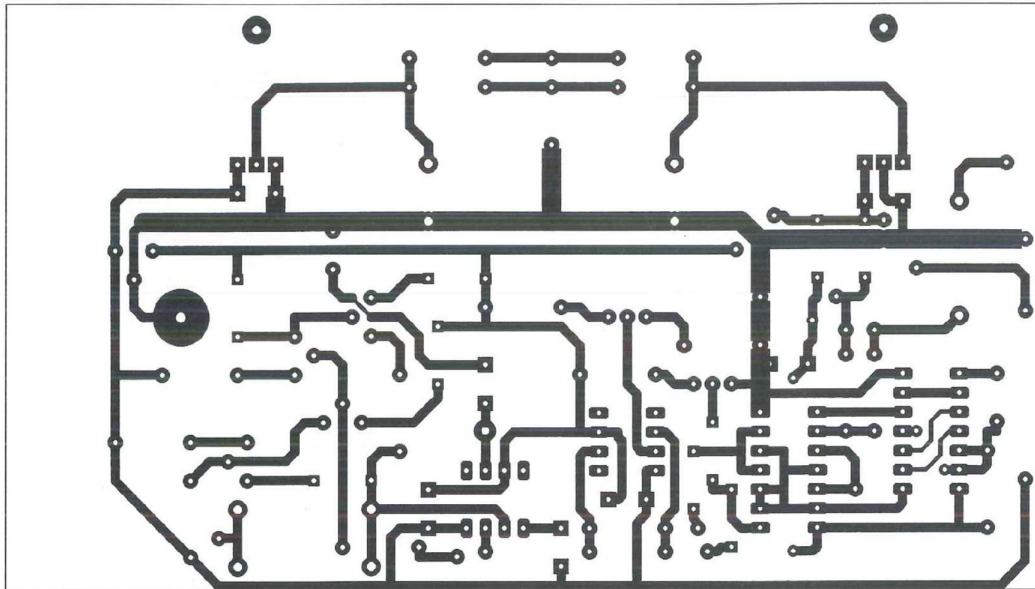
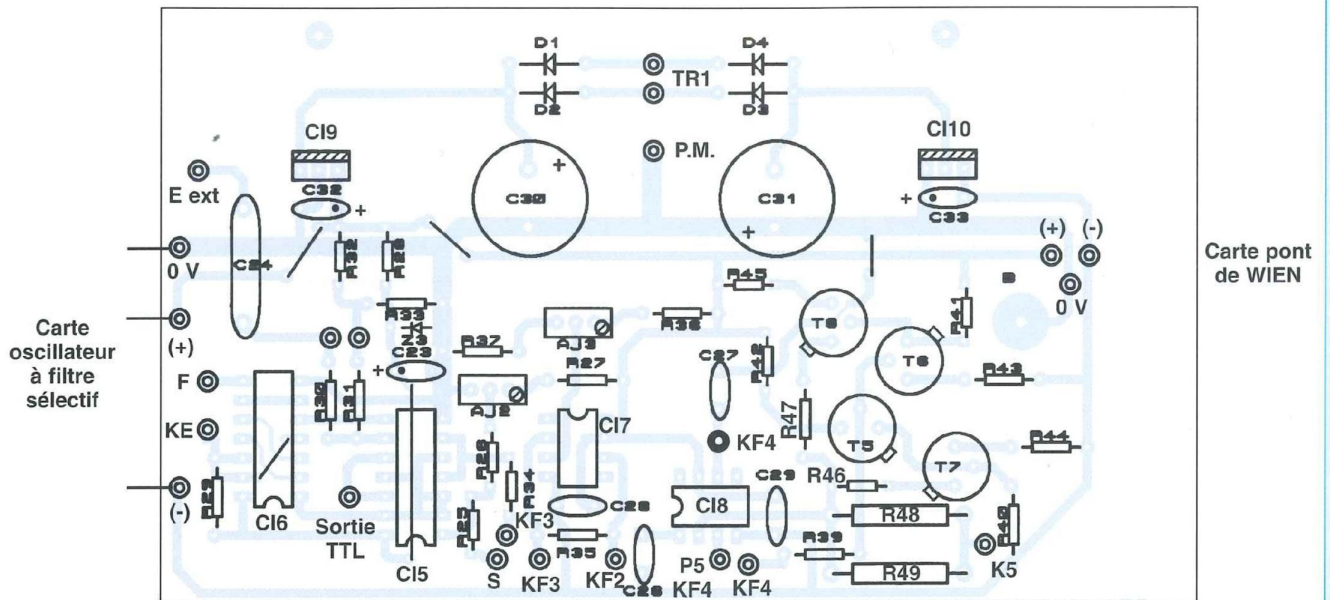


Figure 27



R30//C25

UNE TRÈS FAIBLE DISTORSION ÉCONOMIQUE

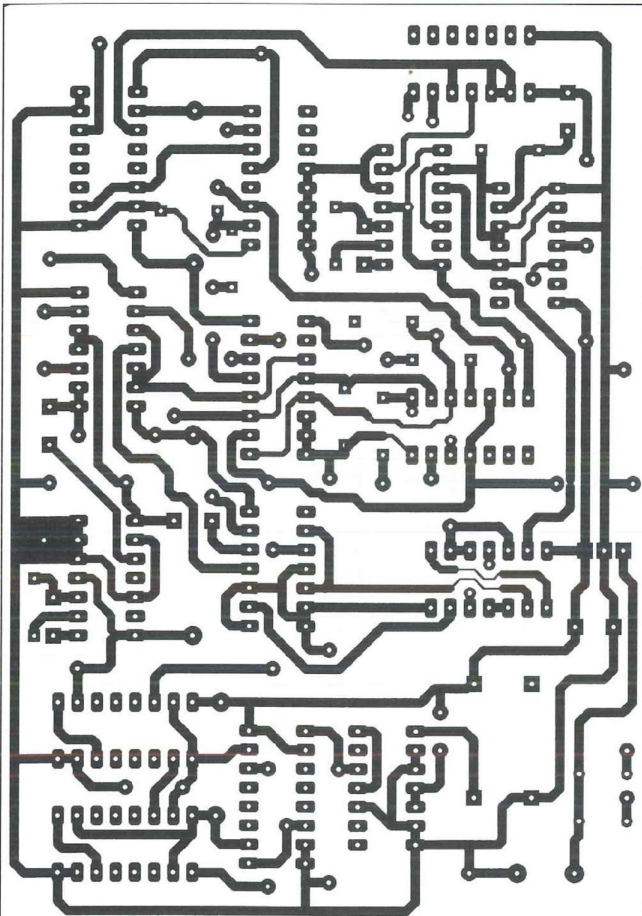


Figure 28

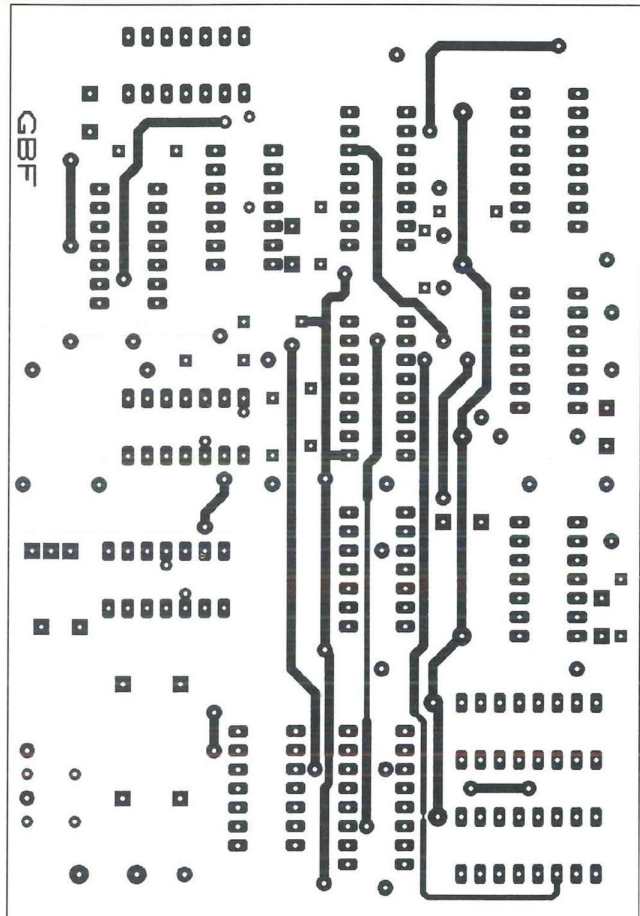


Figure 29

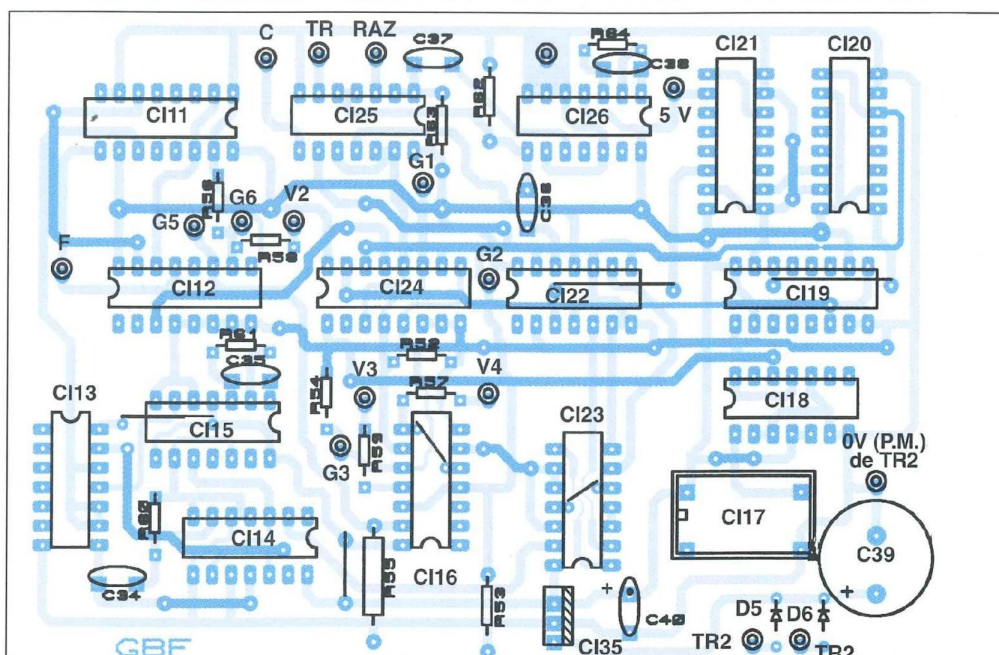


Figure 30

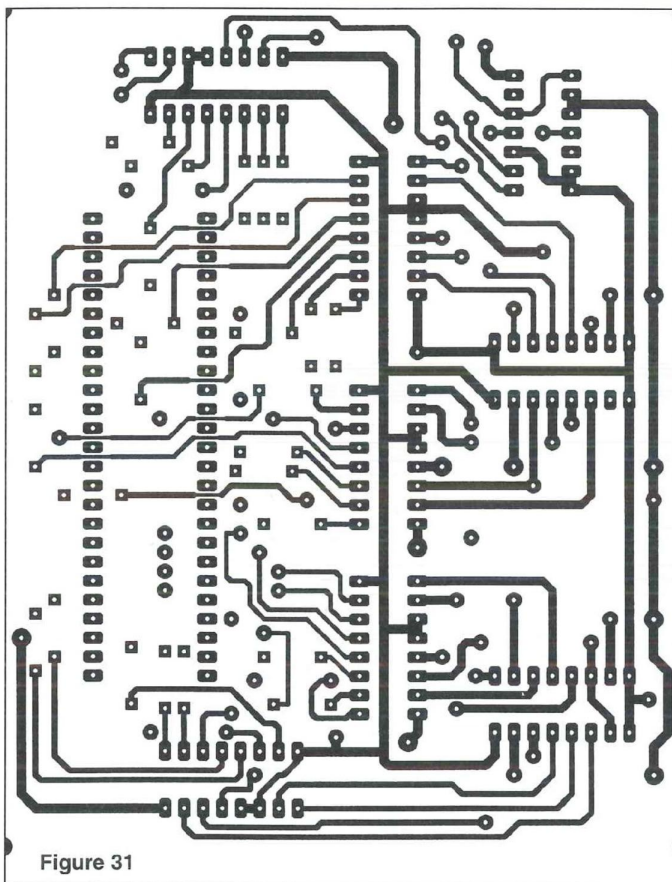


Figure 31

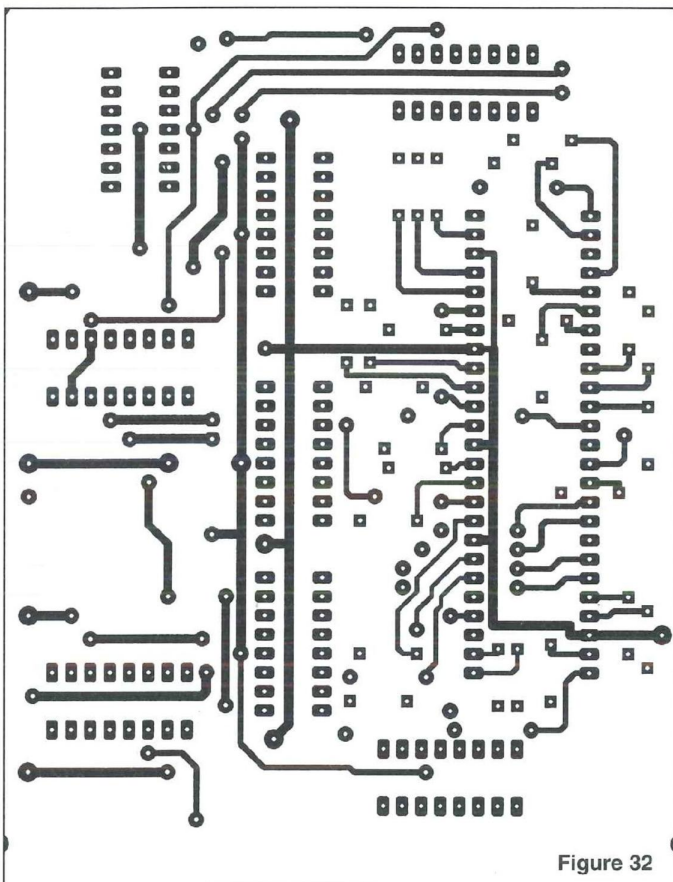


Figure 32

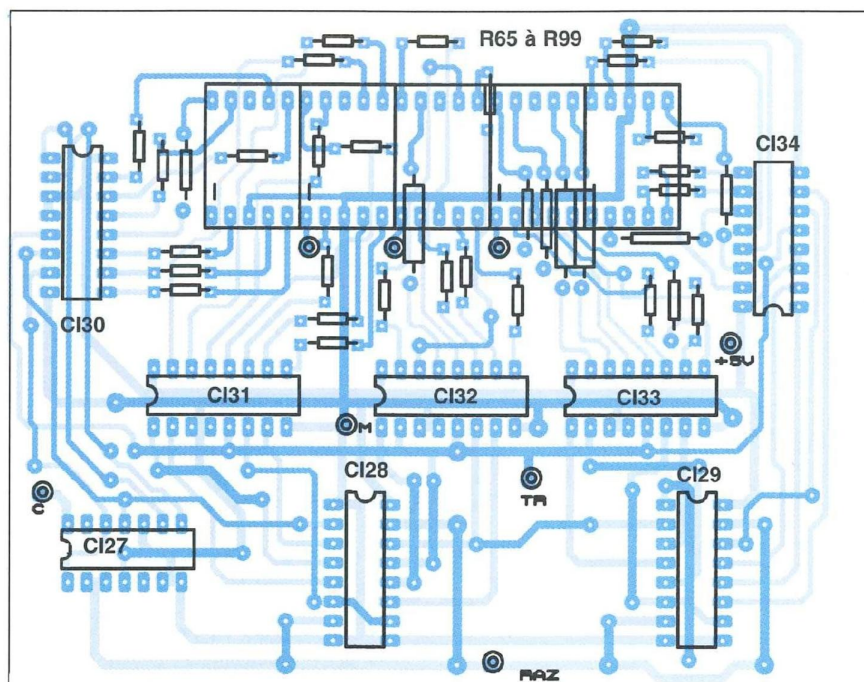


Figure 33

UNE TRÈS FAIBLE DISTORSION ÉCONOMIQUE

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

* Circuits intégrés :

CI1, CI2 : LF353
CI3 : TL081
CI4 : LM6361
CI5 : 74 HCT 14
CI6 : 74 HCT 00
CI7 : AD 844
CI8 : LM 6361
CI9 : 7818
CI10 : 7918
CI11 : 4518
CI12 : 4051
CI13 : 74 HCT 00
CI14 : 4013
CI15 : 4047
CI16 : 74 LS 32
CI17 : oscillateur quartz 10 MHz
CI18 : 74 LS 90
CI19, 20, 21 : 4518
CI22 : 4013
CI23, 25 : 74 HCT 00
CI24 : 4051
CI26 : 4047
CI27 : 74 LS 90
CI28, 29 : 4518
CI30 à 34 : 4511
CI35 : 7805

* Transistors :

T1, T4, T5 : 2N 2222
T2, T3, T6 : 2N 2907
T7 : 2N 2904
T8 : 2N 2219

* Diodes :

Z1, Z2 : 10 V
Z3 : 5,1 V
D1 à D6 : 1N 400X (X quelconque)

* Résistances :

R1, R2 : 18 k Ω
R3, R4 : 10 k Ω
R5 : 100 k Ω
R6 : 10 k Ω
R7, R8 : 4,7 k Ω
R9 : 10 k Ω
R10 : 22 k Ω

R11 : 56 Ω
R12, R14 : 3,3 k Ω
R13, R15 : 270 Ω
R16, R17, R18, R19 : 22 Ω
R20 : 56 Ω
R21, R24 : 22 k Ω
R22, R23 : 174 Ω
R25 : 3,3 k Ω
R26 : 1,5 k Ω
R27 : 2,2k Ω
R28 : 330 Ω , 1/2 W
R29 : 100 k Ω
R30 : 10 k Ω
R31 : 1 M Ω
R32 : 12 k Ω
R33 : 1 k Ω
R34 : 150 Ω
R35 : 680 Ω
R36 : 8,2 k Ω
R37 : 470 Ω
R38 = P5
R39: 56 Ω
R40, R41 : 3,3 k Ω
R42, R43 : 270 Ω
R44, R45 : 47 Ω , 1 W
R46, R47 : 4,7 Ω
R48 : 100 Ω , 1 W
R49 : 120 Ω , 1 W
R50 : 470 Ω
R51 : 56 Ω
R52, R53, R54, R55 : 1 k Ω
R56: 100 k Ω
R57, R58, R59 : 270 Ω
R60 : 10 k Ω
R61 : 1 M Ω
R62, R63 : 10 k Ω
R64 : 100 k Ω
R65 à R99 : 270 Ω

* Potentiomètres et ajustables :

P1 : 470 k Ω double Lin
P2, P3 : 4,7 k Ω double Lin
P4 : 100 k Ω double Lin
P5 : 1 k Ω Lin
AJ1 : trimmer 200 Ω réglable de côté
AJ2 : trimmer 470 Ω réglable dessus
AJ3 : trimmer 1 k Ω réglable dessus

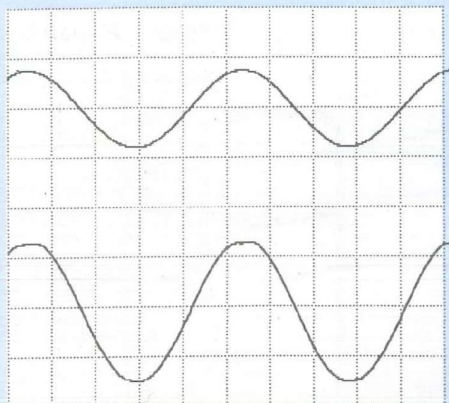
* Condensateurs :

C1, C2, C3, C7, C8, C9 : 1 μ F
C4, C10 : 0,47 μ F
C5, C11 : 180 nF
C6, C12 : 8,2 nF
C13, C16 : 68 nF
C14, C17 : 3,9 nF
C15, C18 : 390 pF
C19, C20, C21, C22, C23 : 10 μ F tantale
C24 : 0,22 μ F, 250 V
C25, C26 : 1 nF
C27 : 47 pF
C28, C29 : 220 nF
C30, C31 : 2200 μ F, 25 V
C32, C33 : 10 μ F tantale
C34 : 10 nF
C35 : 220 nF
C36, C37, C38 : 10 nF
C39 : 2200 μ F, 25 V
C40 : 10 μ F tantale

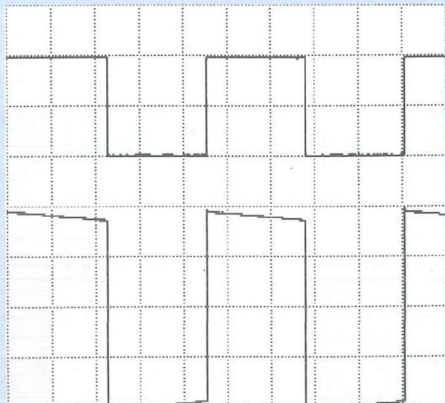
* Divers :

1 ampoule à vis 6 V, 50 mA ou 4 V, 40 mA
1 support d'ampoule
1 commutateur 6 circuits, 6 positions, disponible chez St Quentin Radio
1 inverseur quadruple à levier
2 inverseurs simples à levier
1 inverseur simple à glissière (KE)
3 radiateurs en U pour régulateurs
3 douilles BNC châssis
1 transfo 2x15 V, 8 ou 10 VA
1 transfo 2x6 V, 8 ou 10 VA
5 afficheurs cathode commune
1 barrette tulipe sécable 64 points
1 coffret Retex RS13
2 entretoises 20 mm
1 entretoise 15 mm
3 entretoises 10 mm
1 porte-fusible châssis
1 fusible 200 mA
1 domino 4 éléments
1 cordon et 1 fiche secteur
6 boutons diamètre 6
1 passe-fil
LM6361, AD 844 et oscillateur à quartz intégré, sont disponibles chez Selectronic.

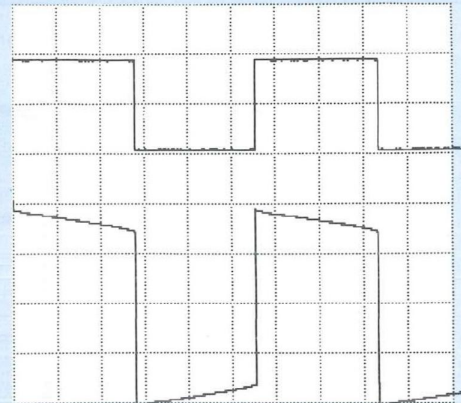
QUADRUPLE PUSH-PULL D'EL84 POUR 54 Weff



1 : Signal sinusoïdal à 1 kHz à la limite de l'écrêtage. La puissance est de 54 Weff.



2 : Signal carré à 40 Hz à une puissance de 50 Weff.



3 : Signal carré à 20 Hz à une puissance de 50 Weff, impressionnant !



4 : Signal carré à 10 kHz à une puissance de 50 Weff. Le temps de montée est de 4,5 μ s. La cellule de rétroaction est ici de 2,2 k Ω /1 nF.

menée à la Rédaction, tant les résultats obtenus sont surprenants !

A vous maintenant de les découvrir.

NOTA

Dans notre prochain numéro, nous ferons un comparatif entre les transformateurs de sortie CHRETIEN et ceux de marque ACEA, tout en nous arrêtant sur la rétroaction. Nous verrons son influence sur le signal de sortie.

Bernard Duval



6 rue François Verdier
31830 PLAISANCE du TOUCH
(près de TOULOUSE)
☎ : 05 61 07 55 77
Fax : 05 61 86 61 89

LA QUALITE AERONAUTIQUE
MILITAIRE ET SPATIALE
AU SERVICE DE L'AUDIOPHILE

• TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

faible induction 1 tesla - capoté - primaire 220/230V av écran

Led N°	Sec	Poids	TTC
136	2*220V -2*6,3V	2,8kgs	330 F
137-138	» »	4,3kgs	422 F
139	2*300V 2*6,3V	2,8kgs	330 F
140	2*225V 2*6,3V	3,1kgs	480 F
142	PRE AMPLI TUBES circuit « C »	1,2kgs	500 F
143	2*230/240V 12V	4,6kgs	520 F

• TRANSFORMATEUR DE SORTIE

136	:8000 Ω -	4/8/16 Ω	2,2kgs	400 F
137/138	:4000 Ω - 40 W	4/8/16 Ω	3,0kgs	480 F
139	:5000 Ω -	4/8/16 Ω	1,2kgs	210 F
140	:1250 Ω -	4/8 Ω	2,8kgs	480 F
143	:2000 Ω - 60 W	4/8 Ω	4,0kgs	560 F

MONO-LAMPE : 30 W en « C » 300B cuve moulée.....1 200 F

Voir photo sur Nouvelle Revue du Son n°203 Déc.96 page 4

• TRANSFORMATEUR TORIQUE : nous consulter

141 Le MONSTRE 3 TORIQUES Le jeu de 3 1200 F

• SELF A NOYAU DE FILTRAGE (liste non limitative)

143 3 H R=56 Ω circuit « c » 0,9kgs 330 F

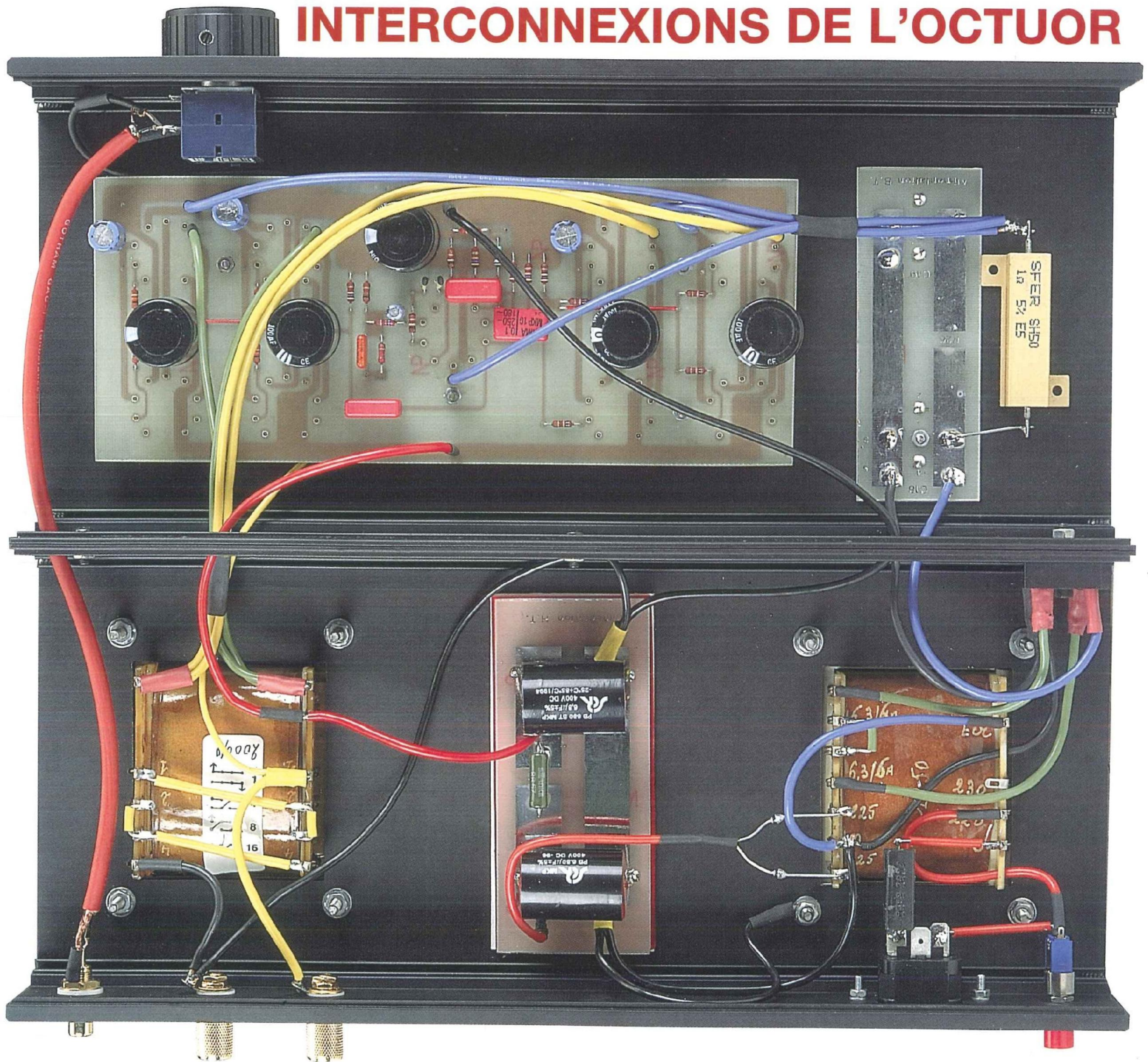
• SELF A AIR : (nous consulter) - Capot chromé : 55 F

REGULATEUR DE TENSION SECTEUR 1 & 2,3 KVA

•CORDONS D'ALIM : blindés-3 x 1,34mm²-65 brins 250 F

Conditions de vente : règlement par chèque joint à la commande. Port en sus nous consulter.

INTERCONNEXIONS DE L'OCTUOR



SERVICE CIRCUITS IMPRIMÉS

Support verre époxy FR4 16/10 - cuivre 35 µm

	Qté	Circuits non percés	Circuits percés	Total
* Décodeur PAL/RVB		93,00 F	150,00 F	
* L'OCTUOR				
- carte amplificatrice		84,00 F	136,00 F	
- alimentation H.T.		22,00 F	24,00 F	
- alimentation B.T.		18,00 F	20,00 F	
* Traceur de courbes pour transistors NPN/PNP		18,00 F	28,00 F	
Numéro d'Abonné :	Remise consentie 25 %	(Total TTC x 3) 4		
Frais de port et emballage				10 F
Total à payer				F

NOM :

PRÉNOM :

N° : RUE

CODE POSTAL :

VILLE :

Paiement par CCP par chèque bancaire par mandat
libellé à l'ordre de

EDITIONS PÉRIODES

1, boulevard Ney, 75018 Paris
Tél. : 01 44 65 80 88 poste 7315

ST QUENTIN RADIO

Prix Toutes Taxes Comprises 20,6%

6 Rue de St Quentin 75010 PARIS / Tél 01 40 37 70 74 - Fax 01 40 37 70 91

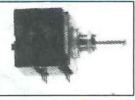
Prix donnés à titre indicatif

TRANSISTORS ET CIRCUITS INTÉGRÉS

IRF 150.....82F	MPSA 42.....2F
IRFP 150.....44F	MPSA 92.....2F
IRF 530.....12F	NE 5532AN.....10F
IRF 540.....15F	NE 5534AN.....8F
IRF 840.....24F	OP 22HP.....45F
IRF 9530.....18F	OP 776P.....19F
IRFP 240.....32F	OPA 604.....26F
IRFP 350.....30F	OPA 627.....179F
LF 356N.....9F	OPA 2604.....40F
LM 317T.....5F	SSM 2017.....30F
LM 317K.....20F	SSM 2018.....44F
LM 317HVK 63F	SSM 2110.....67F
LM 337T.....8F	SSM 2120.....73F
LM 344H.....	SSM 2131.....30F
HA2.2645-5 55F	SSM 2139.....35F
LM 395T.....27F	SSM 2141.....30F
LM 675T.....46F	SSM 2142.....43F
LT 1028.....60F	SSM 2210.....35F
LM 3886.....61F	SSM 2220.....40F
MAT 02FH.....89F	SSM 2402.....57F
MAT 03FH.....99F	SSM 2404.....49F
MAX 038.....148F	TDA 1514A.....39F
MJ 15001.....21F	TDA 1520B.....22F
MJ 15002.....26F	TDA 7250.....44F
MJ 15003.....22F	TDA 7294.....81F
MJ 15004.....23F	2N 3055.....11F
MJ 15024.....33F	2N 3440.....7F
MJ 15025.....33F	2N 3904.....22F
MJE 34P.....5F	2N 3906.....2F
MJE 350.....5F	2N 5401.....3F
MPSA 06.....2F	2N 5416.....6,50F
MPSA 56.....2F	2N 5551.....3F

Potent. PRO ALPS

AUDIO PROFESSIONNEL, doubles log 2x10K, 2x20K, 2x50K, 2x100K. 99F pièce, par 5 (*) : 89F, par 10 et (+) : 85F (*) : même emballages



Potent. SFERNICE PE 30

Piste Cermet, dissip. max 3W/70°C, axe métal 40mm, cosses à souder. MONO LINÉAIRE

470 ohms, 1K, 2K, 4K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K 75F



CONDENSATEUR POLYPROPYLENE

22nF/630V axial.....6F 100nF/630V axial.....8F
33nF/630V axial.....7F 220nF/630V axial.....13F
47nF/630V axial.....9F50 470nF/630V axial.....23F50

CONDENSATEUR POUR AMPLI TUBE REVUE LED

10µF/400V Polypropylène.....135F
1500 µF/ 400V CO 39 (51x105mm).....175F
2200µF/385V RIFA.....365F
4700µF/16V AEROVOX (5 picots).....150F

CONDENSATEUR CLASSE X2

Condens. MKT classe X2 (pour filtre antiparasites secteur). 250 AC. Radial.
0,47µF-9F / 0,22µF-7F / 0,33µF-8F / 0,1µF-6F / 47nF-5F / 22nF-4F

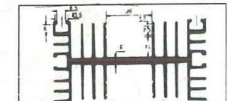
Potent. SFERNICE P11

Piste CERMET 1 Watt/70°C, axe long métal 50mm, pour Circuit Impr. MONO LINÉAIRE : 470 ohms, 1K, 2K, 4K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 29F
MONO LOG. : 470 ohms, 1K, 2K, 4K, 10K, 22K, 47K, 100K, 220K, 470K, 1M 34F
STÉRIO LINÉAIRE : 2x2K2, 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 50F
STÉRIO LOG. : 2x2K2, 2x4K7, 2x10K, 2x22K, 2x47K, 2x100K, 2x220K, 2x470K 62F



RADIATEURS

Radiateur CO1161PIR208
150mm 98F
200mm 139F



FICHES PROFESSIONNELLES XLR NEUTRIK

	Prolong. Male	coudé Mâle	Prolong. femelle	Coudé femelle	Chassis mâle	Chassis femelle
3 br	30F	49F	35F	55F	30F	35F
4 br	35F	55F	45F	68F	45F	48F
5 br	51F	..	61F	..	45F	68F
6 br	66F	..	70F	95F
7 br	75F	..	80F



Pour réaliser les «AMPLI» à TUBES de la revue LED !

Transformateurs fabriqués par M Chrétien, un grand Monsieur des transfos.!

TRANSFO SÉRIE 8020 LED N°130 ALIMENTATION : 220V/230V - 2x220V + 2x6,3V (2,8 Kg) 375F IMPÉDANCE : 8000 ohms / 4, 8, 16 ohms (2 Kg) 455F	Faites le total des masses des différents transfo pour évaluer le poids approximatif, ajoutez quelques centaines de grammes pour l'emballage.
TRANSFO SÉRIE 4004 LED n° 136/137 ALIMENTATION : 220V/230V - 2x220V + 2x6,3V (4 Kg) 505F IMPÉDANCE : 4000 ohms / 4, 8, 16 ohms (3 Kg) 555F	
TRANSFO SÉRIE 2005 LED N° 139 ALIMENTATION : 220V/230V - 1x300V + 2x6V3 (2,8 Kg) 365F IMPÉDANCE : 5000 ohms / 8 ohms (1,1 Kg) 265F	
TRANSFO SÉRIE 1250 LED N° 140 ALIMENTATION : 220V/230V - 2x225V + 2x6V3 (4,6Kg) 555F IMPÉDANCE : 1250 ohms / 8 ohms (2,4 Kg) 465F	
ALIM. préampli à tube: 220V/230V - 2x300V + 2x6V3 (1,5Kg) PRO01 ... 375F	

TUBES

ECC 81.....70F	EL 84 par 10 ... 45F pièce
ECC 82.....60F	EZ 81.....89F
ECC 83.....60F	Support NOVAL CI ... 22F
EL 34.....135F	par 10 19F pièce
EL 84 SOVTEK.....65F	

COFFRET (noir)
TM 55360Prix 188F
TM 80205Prix 132F

CABLE AUDIO PRO.

GOTHAM (Suisse) (Le mètre)
GAC 1 : 1 cond. blindé ø 5,3mm, R. ou noir 12F
GAC 2 : 2 cond. blindés ø 5,4mm 12F
GAC 2 mini : 2 cond. blindés ø 2,2mm 5F
GAC 2 AES/EBU (pour son digital) 36F
GAC 3 : 3 cond. blindés ø 4,8mm 16F
GAC 4 : 4 cond. blindés ø 5,4mm 18F

MOGAMI (Japon) (Le mètre)
2534 : 4 cond. (sym.) blindés ø 6mm 20F
2592 : 2 cond. blindés ø 6mm (+gaine carb.) 12F
2582 : 2 cond. blindés ø 6mm 12F

CÂBLE Néglex pour Haut-parleur MOGAMI (Le mètre)
2972 : 4 cond. de 2mm², ø 10mm 46F
2921 : 4 cond. de 2,5mm², ø 11,5mm 46F
3082 : 2 cond. de 2mm², ø 6,5mm (pour XLR) 20F

HA52Y système

Système d'alarme "sans fil" avec sirène flash sans fil "solaire". La centrale d'alarme HA52Y dispense de travaux d'installation longs et coûteux d'un système d'alarme classique. Toutes les liaisons entre les différents éléments se font par radio, y compris avec la sirène extérieure. La sirène est alimentée par une cellule solaire incorporée et ne nécessite ni entretien, ni changement de pile. Le système 52Y a été conçu pour être mis en oeuvre par tout amateur disposant de l'outillage domestique de base. Prix : 2495F



Cette page ne représente qu'un aperçu de ce que nous distribuons, voir notre catalogue. (tarif sur disquettes 3 1/2 sous Windows, disponibles sur demande). IMPORTANT: vous aimeriez trouver des composants que nous ne faisons pas, faites-nous part de vos désirs et nous tenterons dans la mesure du possible de vous satisfaire.

FICHES PROF. NEUTRIK

Fiches JACK PRO.
Mono mâle 6,35mm 25F
Mono mâle coudé 6,35mm 25F
Stéréo mâle 6,35mm 32F
Stéréo mâle coudé 6,35mm 55F
Stéréo femelle prolongateur 55F



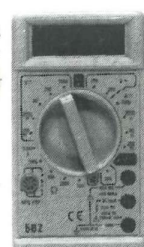
BATTERIES ÉTANCHES

6V/1,2Ah - 97x25x51mm / 0.28Kg 102F
6V/3Ah - 134x34x50mm / 0.62Kg 112F
6V/4Ah - 70x48x102mm / 0.79Kg 153F
6V/6Ah - 151x34x94mm / 1Kg 163F
6V/8Ah - 151x50x94mm / 1.7Kg 184F
6V/10Ah - 151x50x94mm / 1.85Kg 214F
12V/1,2Ah - 98x48x51mm / 0.6Kg 194F
12V/2Ah - 178x34x60mm / 0.85Kg 214F
12V/3Ah - 134x67x60mm / 1.2Kg 255F
12V/4Ah - 195x47x70mm / 1.7Kg 280F
12V/5,5Ah - 151x65x94mm / 2.45Kg 255F
12V/10Ah - 150x100x95mm / 3.8Kg 395F
12V/12Ah - 150x97x95mm / 4.2Kg 395F
12V/15Ah - 181x75x167mm / 6.2Kg 465F
12V/24Ah - 166x175x125mm / 8.5Kg 592F

ITC 582

Multimètre digital 3 1/2 digits/ 1999 pts
- Aff. cristaux liquides 3 1/2 digits, polarité auto.
- Sélect. de gamme central rot., 30 positions
- Sensibilité de 100µV
- Indication de dépassement "1" à l'affichage
- Indication de polarité auto. sur gamme DC
- Toutes gammes protégées sauf 10A
- Essai diode par courant fixe 1,5mA
- Test hFE de transistor avec Ib=100µA
- Pas de BEEP sonore
Tension continue (DC) : de 100µV à 1000V
Tension alternative (AC) de 0,1V à 750V
Courant continu (DC) de 100pA à 10A
Résistance de 0,1ohm à 2Mohms

89F



MODULES HYBRIDES "MIPOT"

Appl. : transm. de données, syst. de sécurité etc...
Émetteur Subminiature 8mW, 433,92MHz 69F
Émetteur AM antenne intégrée 433,92MHz 149F
Récepteur AM 433 MHz 65F
Émet. AM sortie 50 ohms 433,92MHz 196F
Récep. AM S.hétérodyne 433,92MHz 202F
Émetteur FM antenne intégrée 433,92MHz 227F
Récepteur AM super hétérodyne 433,92MHz 576F

MODULES HYBRIDES "ASTREL"

Émet. FM -PLL sortie 50 ohms 433 MHz 356F
Récept. FM -PLL sortie 50 ohms 433 MHz 663F
Module émetteur+récepteur 8mW/FM 433,92MHz 1270F

ANTENNE POUR MODULES HYBRIDES

33cm / souple 86F
17cm / simple 86F
17cm / Rigide version professionnelle 186F

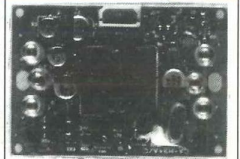
SÉCURYTALK

Sécuritétalk représente actuellement le SEUL système de protection DISSUA-SIF pour automobiles, susceptible de décourager un éventuel intrus de toucher à votre véhicule. Son principe : couplé à votre alarme habituelle, le Sécuritétalk analyse le comportement des personnes qui resteraient trop longtemps très près de votre véhicule. Deux messages vocaux sont transmis par haut-parleur, indiquant que le véhicule est protégé, et invitant un visiteur insistant à s'éloigner. Si ce dernier ne s'éloigne pas pas, Sécuritétalk déclenchera votre alarme avant effraction. Il peut également être couplé à une télé-alarme (telle que PA-1) pour vous prévenir à distance. Livré avec module électronique à micro-contrôleur et synthèse de parole, module de détection hyper fréquence, haut-parleur et nécessaire de câblage. Alimentation 12V continus - 22mA. Deux types de messages sont livrables : automobile ou bateau (version tropicalisée)...Prix : 790F



MODULE CAMÉRA N & B MINIATURE

Module CA-H34C : 54x38x27mm seulement 33g - Avec LED d'éclairage pour sujet rapproché - Caméra noir et blanc CCD 1/3" standard CCIR - haute sensibilité : éclairage minimum 0,1 Lux (F1,8) - haute résolution : 380(H) x 450(V) lignes/ 297984 pixels - Alimentation : 12V nominal (11 à 13V dc/ <150mA) - objectif miniature. Prix : 895F



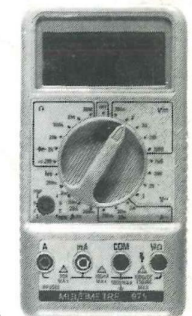
Module CA-H32C : 37x38x27mm seulement 27g - haute sensibilité : éclairage 1 Lux - haute résolution : 380(H) x 450 (V) lignes/ 297984 pixels - Objectif grand angle standard - Branchement sur prise péritel - Alimentation : 12V. Prix : 890F

ITC 975

Multimètre digital 3 1/2 digits/ 1999 pts

- Aff. cristaux liquides 3 1/2 digits, polarité auto.
- Sélect. de gamme central rotatif
- Sensibilité de 100µV
- Indication de dépassement "1" à l'affichage
- Indication de polarité auto. sur gamme DC
- Toutes les gammes protégées sauf 20A
- Essai de diode par courant fixe 1,5mA
- Test hFE de transistor avec Ib=100µA
- BEEP sonore pour continuité
Tension continue (DC) : de 100µV à 1000V
Tension alternative (AC) de 0,1V à 750V
Courant continu (DC) de 100pA à 20A
Courant alternatif (AC) de 1µA à 20A
Résistance de 0,1ohm à 2Mohms

199F



CONDENS. 0,1µF/250V polypro....4F50 | 1 µ F | 1 0 0 V .
WIMA 0,22µF/250V polypro....6F00 | polycarbonate...10F

EXPÉDITION COLISSIMO ENTREPRISE (*) UNIQUEMENT : mini 100F de matériel.
Tarifs postaux Ile de France (75,77,78,91,92,93,94,95) : 0-250g = 20F; 250g-2Kg = 28F; 2Kg-5Kg = 48F; 5Kg-10Kg = 58F; 10Kg-15Kg = 88F; 15Kg-20Kg = 108F.
Autre dép. France Métropole : 0-250g = 28F; 250g-2Kg = 38F; 2Kg-5Kg = 58F; 5Kg-10Kg = 72F; 10Kg-15Kg = 98F; 15Kg-20Kg = 128F. DOM-TOM et étranger nous consulter.
 Paiement : chèque, mandat, carte bleue. (*) comme un recommandé, réception à signer.

Horaires d'ouverture : du lundi au vendredi de 9h30 à 12h30 et de 14h à 19h. Le samedi de 9h30 à 12h30 et de 14h à 18h30. Fermé le samedi en juillet et août.

N'hésitez pas à nous demander un devis pour la fourniture des composants de vos réalisations.

Catalogue St Quentin Radio : 15 F au comptoir/ 30F par correspondance. Gratuit pour toute commande dépassant 100F. (à demander)

Appliquez une remise de 10% par 10 pièces de même référence.