

# Analyseur audio

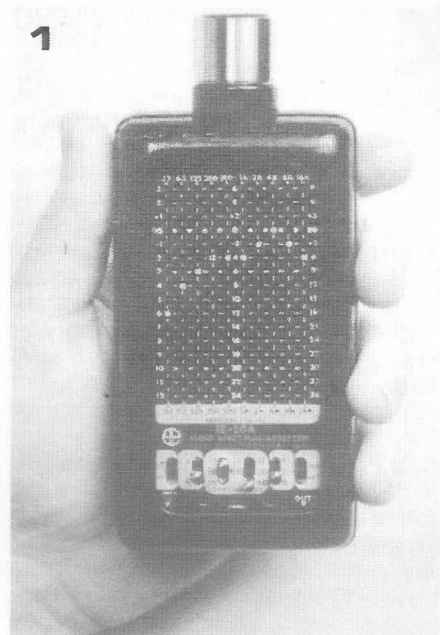
On ne peut mener à bien la recherche sérieuse de l'optimisation d'installations acoustiques et la correction des défauts de la réponse en fréquence sans un système de mesure acoustique efficace et fiable. C'est en particulier le cas en ce qui concerne la rectification des défauts d'une installation ou de l'acoustique d'une pièce à l'aide d'un equaliser, entreprise qui rend inévitable l'analyse de la réponse en fréquence générale. Bien que le résultat de telles démarches soit parfaitement appréciable à l'oreille, une méthode corrective reposant sur le principe de la recherche par tâtonnement et dans laquelle l'ouïe serait le seul instrument de mesure constituerait une entreprise pénible et hasardeuse au résultat incertain.

## Solution dispendieuse

Il existe plusieurs procédés pour l'exécution d'une analyse de la réponse en fréquence d'un système audio. Le plus fréquemment utilisé, mais aussi le plus coûteux, fait appel à l'analyseur en temps réel ou analyseur de spectre. La photo 1 présente l'aspect extérieur d'un appareil de ce genre, en l'occurrence le "Pockett Audio-Analyzer" d'lvie Electronics Inc. La figure 2 permet d'expliquer le principe de fonctionnement d'un analyseur en temps réel: le système acoustique est alimenté par un signal étalon à large bande dont l'énergie est répartie sur la totalité de la gamme des fréquences acoustiques (on l'appelle le bruit rose et son contenu énergétique est identique pour le rapport  $f_2/f_1$  par octave, par exemple). Après avoir traversé le système audio et avoir subi l'influence de la réverbération de la pièce, il est recueilli par un microphone de mesure, puis acheminé vers un certain nombre de filtres passe-bande de tierce ou d'octave. Tous les filtres ont une largeur de bande relative égale et leurs fréquences centrales sont choisies pour que leurs bandes soient juxtaposées sans intervalle. La

**Nombreuses sont les circonstances dans lesquelles un système de mesure audio se révèle utile et il arrive même parfois qu'il soit indispensable à la résolution de certains problèmes. Un tel dispositif donne, par exemple, des informations précises sur la réponse en fréquence d'une salle de séjour afin que d'éventuelles corrections puissent être apportées, grâce à un equaliser, en connaissance de cause. La construction d'enceintes acoustiques est un autre champ d'application dans lequel le système de mesure contribue à l'optimisation du produit final. Un dispositif de mesure acoustique doit toujours, par nature, se composer de trois unités fonctionnelles: une source émettrice d'un signal-test, une "oreille électronique" et un dispositif indicateur. Tous trois font l'objet de ce chapitre.**

Photo 1. Analyseur en temps réel à usage industriel, maniable et puissant, mais d'un prix respectable.



tension de sortie de chaque filtre est redressée et elle est visualisée par un moyen approprié. Il est possible d'avoir recours, par exemple, à des instruments à cadre mobile, à l'écran d'un oscilloscope, ou, comme dans l'appareil présenté par la photo 1, un affichage à LED adapté pour la circonstance. Si les indications de tous les filtres branchés en parallèle sont regroupées l'une à côté de l'autre, il est alors possible d'embrasser d'un seul coup d'œil la réponse en fréquence générale. C'est, naturellement, l'un des grands avantages de la méthode décrite; par contre, le prix qu'il faut payer pour bénéficier de cette présentation sans aucun doute très utile, n'est pas mince, et cela en raison de la présence des nombreux filtres et du coût de l'affichage des résultats. L'appareil de la photo 1, d'un maniement facile, coûte, avec le générateur de bruit qui l'accompagne, la bagatelle d'environ 7000 francs; et encore, ce n'est qu'une fraction de ce qu'il faut déboursier pour certains modèles plus importants.

Cependant, si l'on écarte le terme "temps réel" et que l'on se contente d'un analyseur sans "résultat panoramique" et donc sans affichage luxueux, il est possible de trouver une solution sensiblement plus simple dont le prix de revient soit nettement plus avantageux.

## La solution Elektor

La différence la plus importante entre l'analyseur en temps réel et le procédé économique dont la description va suivre réside dans le fait que ne sera pas utilisé un grand nombre de filtres ayant chacun une fréquence fixe, mais que l'on se contentera d'un seul filtre à bande passante variable.

Rien n'est changé quant au principe de la mesure; la réponse sera simplement examinée "morceau par morceau" et non pas en bloc. La figure 3 présente trois versions possibles de cette méthode.

Le système de la figure 3a comporte un filtre variable placé "côté émetteur", celui de la figure 3b est du "côté récepteur"; quant au dispositif de la figure 3c, est équipé d'un filtre de chaque côté. Il est certain que, d'un point de vue théorique, il n'existe aucune différence entre les trois projets; la pratique en révèle quelques unes, néanmoins. Dans le système de la figure 3a, des signaux parasites peuvent être captés par le microphone et fausser les résultats. Ce danger est moindre avec le dispositif de la figure 3b, car, dans ce cas, seuls les signaux parasites dont la fréquence est située dans la bande passante du filtre sont susceptibles d'avoir une action perturbatrice. Le désavantage de cette solution est que le système audio doit transmettre la totalité de la bande passante alors que pour la mesure, seule une petite fraction du bruit rose sera utilisée. C'est en vertu des observations ci-dessus que la version de la figure 3c peut être considérée comme la solution la meilleure; mais, le coût et la complexité de la réalisation de deux filtres variables synchrones représentent un obstacle si important que l'on est contraint d'en revenir à l'une des deux possibilités restantes.

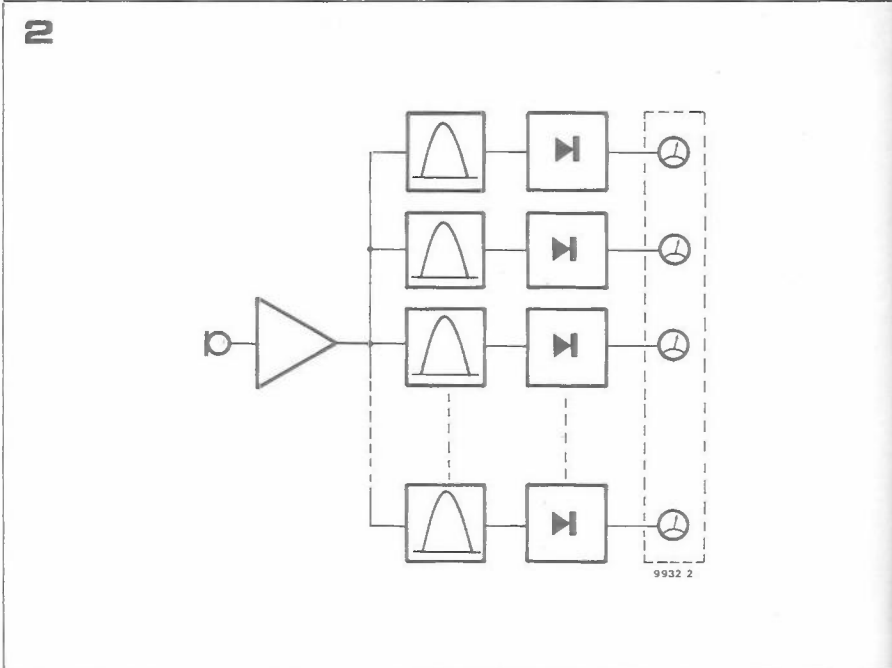
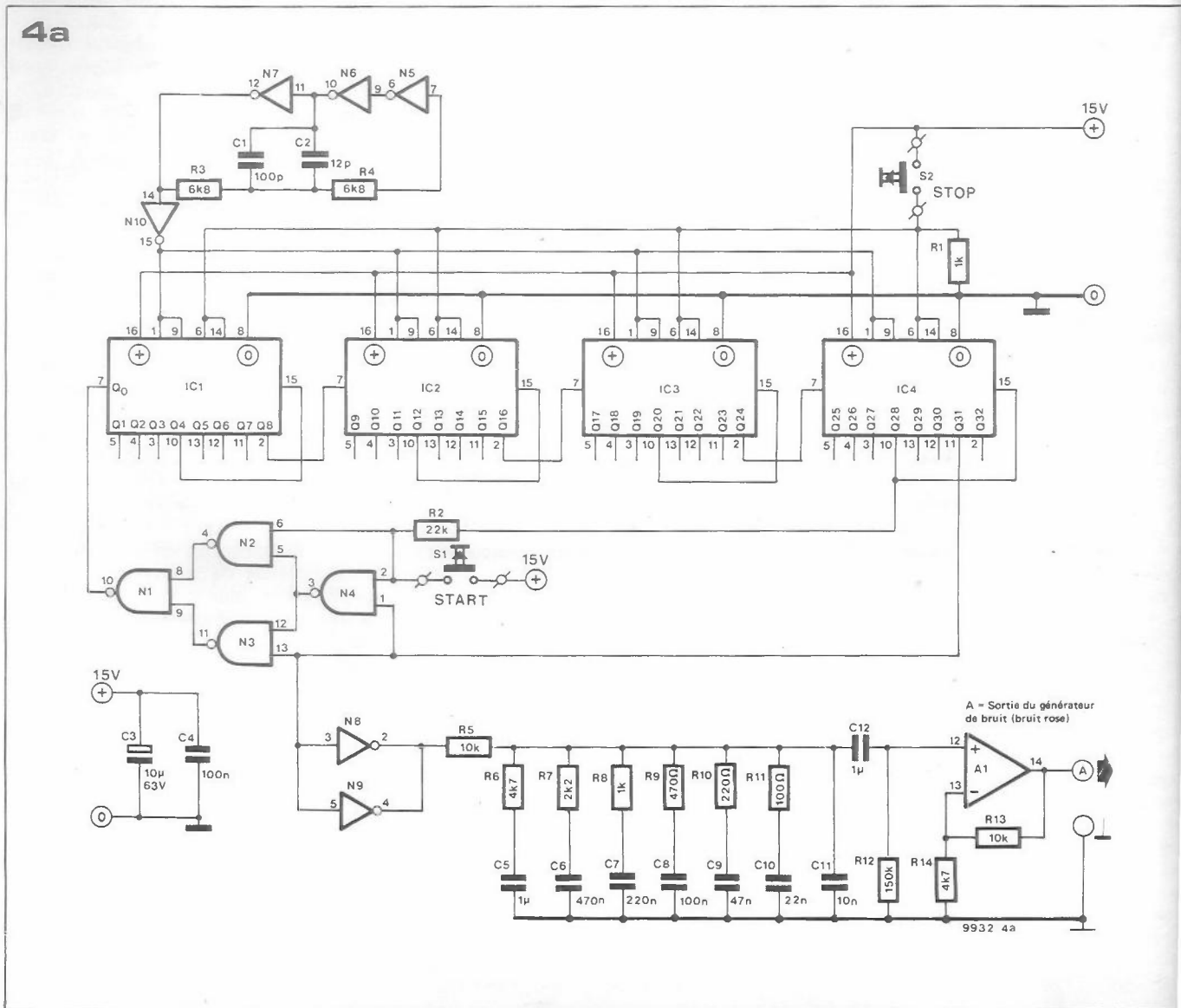


Figure 2. Schéma synoptique d'un analyseur en temps réel.

Figure 4. Circuit d'un analyseur comportant un générateur de bruit (4a), un filtre passe-bande (4b) et un redresseur (4c).

Figure 3. Trois variantes d'un analyseur alternatif.

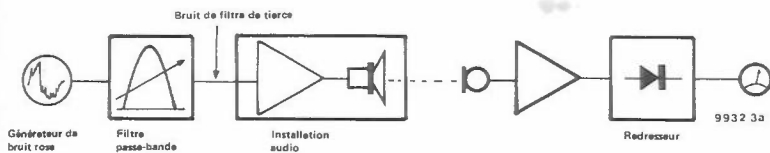


4a

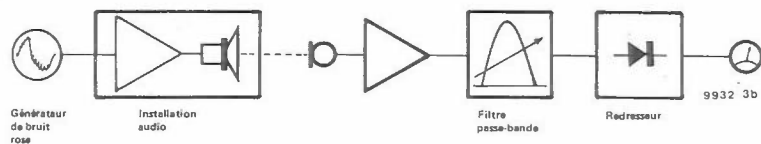
A = Sortie du générateur de bruit (bruit rose)

9932 4a

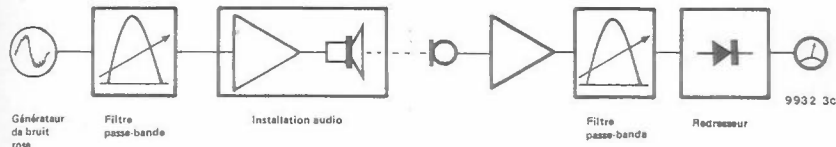
3a



b



c



En tout état de cause, un analyseur de ce type regroupe les composants suivants:

- un générateur de bruit rose
- un filtre passe-bande à fréquence variable continue ou échelonnée
- un circuit redresseur
- un dispositif indicateur.

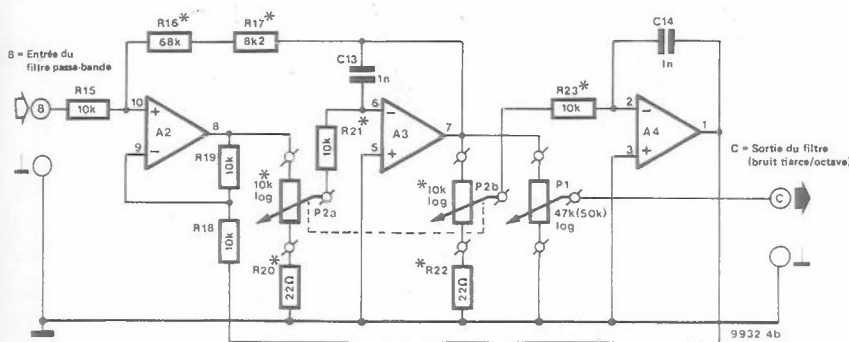
Deux éléments seront facilement disponibles. D'abord, un contrôleur universel fera très bien l'affaire en tant que dispositif indicateur; ensuite, le microphone de mesure pourra être tout simplement le modèle à électret avec préamplificateur incorporé décrit dans le numéro 2 (juillet/août 1978) d'Elektor. Un "véritable" microphone de mesure serait évidemment l'idéal, mais il n'est pas indispensable. D'autre part, le système comporte aussi trois autres éléments fonctionnels dont il va être question ci-après.

Le circuit général de l'analyseur présenté en figure 4 se compose de trois parties:

- le générateur de bruit,
- le filtre passe-bande et
- le circuit redresseur.

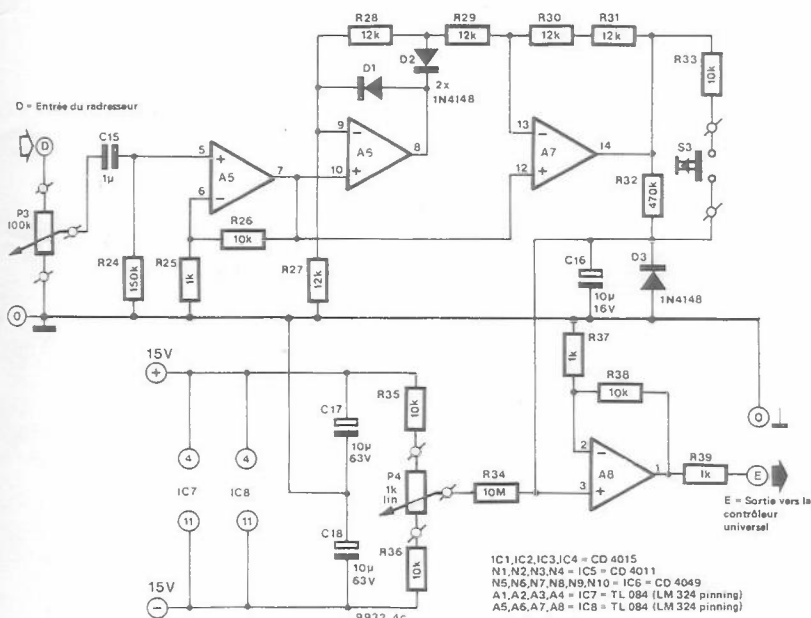
La figure 5 montre le schéma synoptique de l'analyseur dont les différentes parties fonctionnent comme suit:

4b



\* voir tableau

4c



IC1, IC2, IC3, IC4 = CD 4015  
 N1, N2, N3, N4 = IC5 = CD 4011  
 N5, N6, N7, N8, N9, N10 = IC6 = CD 4049  
 A1, A2, A3, A4 = IC7 = TL 084 (LM 324 pinning)  
 A5, A6, A7, A8 = IC8 = TL 084 (LM 324 pinning)

### Générateur de bruit

Il ressort de la figure 4a qu'il s'agit d'un générateur digital. L'ampleur du registre à décalage est relativement importante, grâce à quoi la durée du cycle est sensiblement plus longue qu'il n'est d'usage. On évite ainsi le caractère périodique rappelant quelque peu celui de la machine à vapeur, qui caractérise habituellement les générateurs digitaux dont la durée de cycle est plus courte.

La capacité du registre à décalage (IC1 à IC4) est de 31 bits; comme la fréquence des impulsions d'horloge délivrés par N5, N6, N7 se situe à 500 kHz environ, un cycle dure plus d'une heure! La contre-réaction EXOR s'effectue par l'intermédiaire des portes N1 à N4. On chercherait en vain, dans ce cas, une logique qui empêcherait le registre à décalage d'être porté à l'état "0"; en fait, il existe un poussoir "Départ" et un poussoir "Arrêt". Le poussoir de départ (start) S1 applique un "1" logique à l'entrée du registre Q<sub>0</sub> (broche 7 de IC1) et lance donc le cycle. Le poussoir S2 permet d'interrompre la génération du bruit sans que soit coupée la tension d'alimentation, ce qui, bien souvent, est souhaitable sinon nécessaire. Le bruit digital est prélevé à la sortie Q31 du registre à décalage et il est acheminé jusqu'au filtre de bruit rose organisé avec les condensateurs C5 à C10 et les résistances R5 à R11, par l'intermédiaire de l'étage tampon N8/N9. Le circuit comportant l'ampli-op A1 sert uniquement à l'amplification du signal obtenu.

### Filtre passe-bande

Le circuit du filtre passe-bande est présenté en figure 4b. La tension de

**Caractéristiques techniques**

**a) Générateur de bruit**

Bruit pseudo-aléatoire digital  
 Longueur du registre à décalage: 31 bits  
 Longueur du cycle: 2147483647 bits  
 Fréquence d'horloge: 500 kHz  
 Durée du cycle: 4295 s (72 min.)  
 Tension de sortie: max. 1,5 V<sub>cc</sub>  
 Filtre de bruit rose: -3 dB/oct. (20 Hz à 20 kHz ± 0,2 dB)

**b) Filtre passe-bande**

Filtre "state Variable" à fréquence centrale réglable de façon graduelle ou continue  
 Plage de réglage: 30Hz à 16kHz  
 Facteur Q: 1,41 (1/1 oct.); 4,32 (1/3 oct.)  
 Amplification à résonance: max. 1,8 (5,1dB; 1/1 octave) ou max. 7,62 (17,6dB; 1/3 octave)

**c) Redresseur**

Redressement des deux alternances; indication de la valeur moyenne par contrôleur universel  
 Constante de temps du redresseur: 4 s ou 100 ms  
 (sans inertie de l'instrument)  
 Gamme des fréquences: 20 Hz à 20 kHz  
 Tension d'entrée maximale, (sans diviseur de tension d'entrée): 450 mV<sub>cc</sub>  
 Tension d'alimentation: ± 15V  
 Intensité absorbée: 50 mA max.

**Liste des composants des figures 4 et 7**

**Résistances:**

R1,R8,R25,R37,R39 = 1 k  
 R2 = 22 k  
 R3,R4 = 6k8  
 R5,R13,R15,R18,R19,R21,R23,  
 R26,R33,R35,R36,R38 = 10 k  
 R6,R14 = 4k7  
 R7 = 2k2  
 R9 = 470 Ω  
 R10 = 220 Ω  
 R11 = 100 Ω  
 R12,R24 = 150 k  
 R16 = 68 k  
 R17 = 8k2  
 R20,R22 = 22 Ω  
 R27,R28,R29,R30,R31 = 12 k  
 R32 = 470 k  
 R34 = 10 M  
 P1 = 47 k (50 K) log  
 P2a/P2b = 10 k log double  
 P3 = 100 k log  
 P4 = 1 k lin

**Condensateurs:**

C1 = 100 p  
 C2 = 12 p  
 C3,C17,C18 = 10μ/25V  
 C4,C8 = 100 n  
 C5,C12,C15 = 1 μ MKM  
 C6 = 470 n  
 C7 = 220 n  
 C9 = 47 n  
 C10 = 22 n  
 C11 = 10 n  
 C13,C14 = 1 n  
 C16 = 10 μ/35 V tantale

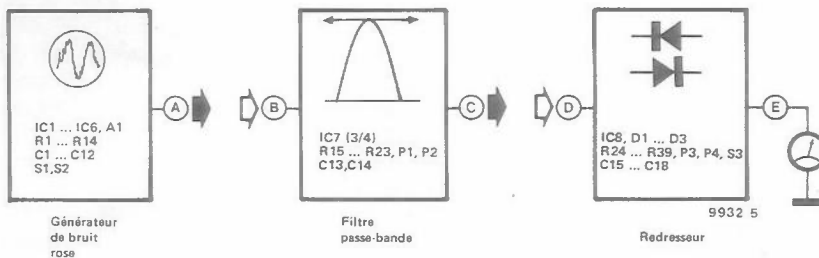
**Semiconducteurs:**

IC1,IC2,IC3,IC4 = 4015  
 IC5 = 4011  
 IC6 = 4049  
 IC7,IC8 = TL 084 (Texas Instruments) DIL  
 D1,D2,D3 = 1N4148

**Divers:**

S1,S2,S3 = Bouton-poussoir (à fermeture)

**5**



**6**

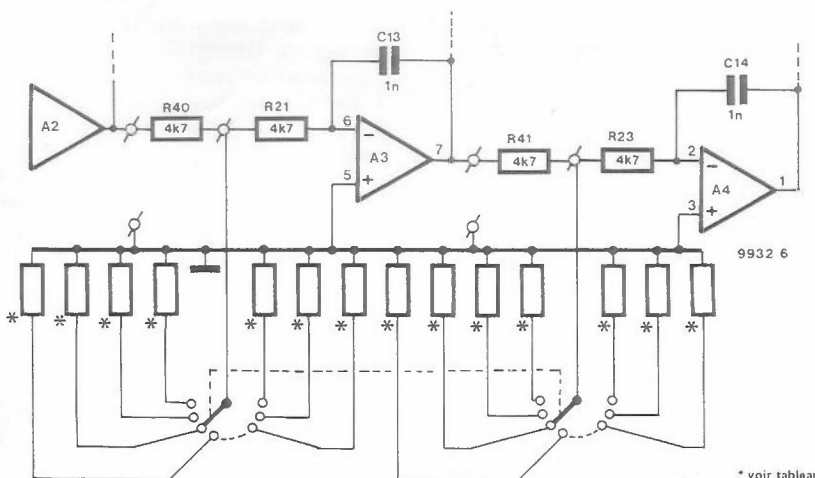
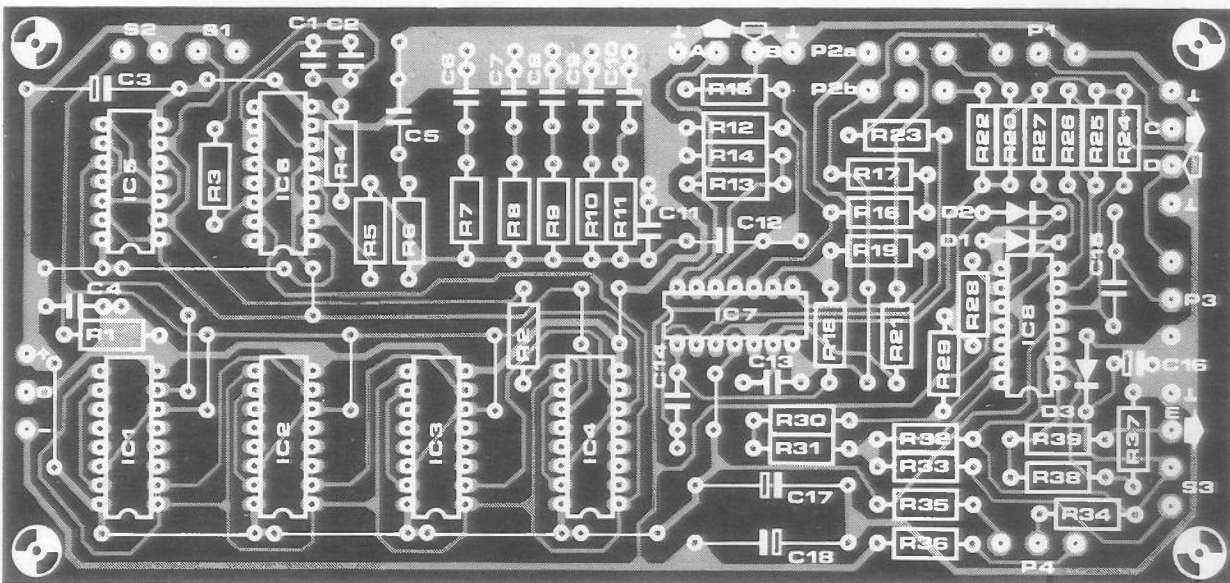
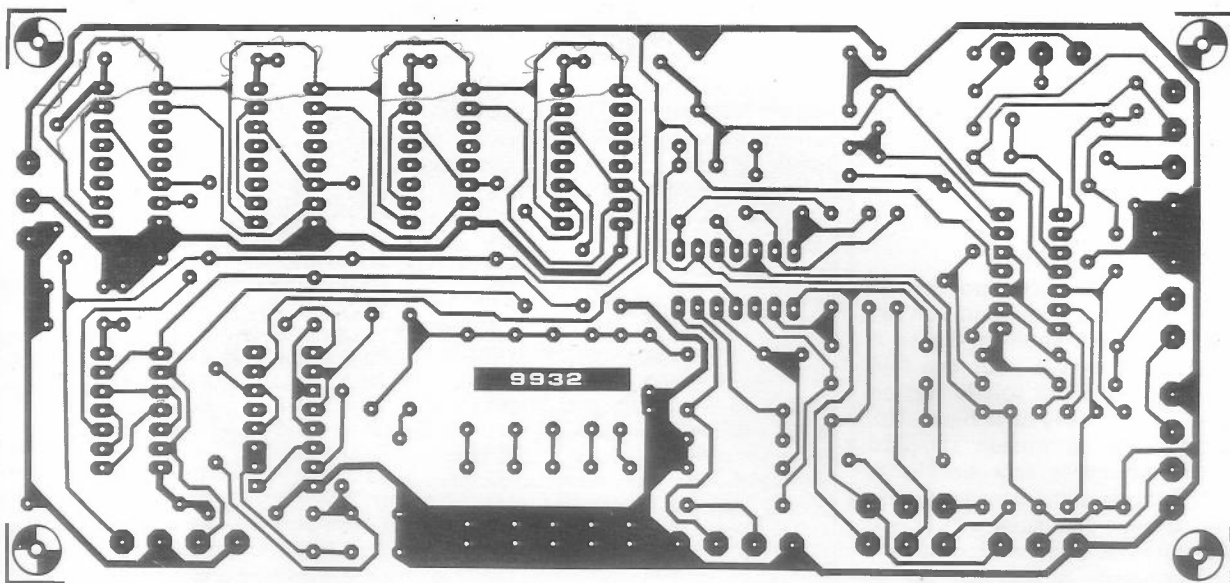


Figure 5. Schéma synoptique du circuit de la figure 4.

Figure 6. Modification du filtre passe-bande pour l'obtention de fréquences fixes commutables au lieu d'un réglage de fréquence continu.

Figure 7. Circuit imprimé et implantation des composants pour le circuit de la figure 4.



sortie du filtre peut être réglée à l'aide du potentiomètre P1, tandis que la fréquence centrale peut être déplacée entre 40 Hz et 16 kHz environ grâce au potentiomètre stéréo P2a/P2b. Lorsqu'il semble souhaitable de disposer d'un certain nombre de fréquences fixes au lieu du réglage continu, le potentiomètre stéréo P2a/P2b est remplacé par un commutateur à double rangée de plots et un nombre correspondant de paires de résistances. Cette version du circuit est présentée en figure 6. Les résistances R20 et R22 sont éliminées et sont remplacées par des straps. La valeur des résistances R21 et R23 est différente; R40 et R41 sont ajoutées.

Le tableau donne des indications sur les valeurs de chacune des résistances selon les fréquences de filtres correspondant aux normes internationales.

### Circuit redresseur

Le traitement ultérieur du signal capté par le microphone est d'une importance décisive pour les résultats de mesure. Quand le bruit rose sert de signal-test, et qu'il traverse le filtre de bruit dont la largeur de bande est relativement constante (dans le cas présent, un filtre dont le facteur Q est constant), il faudrait, en fait, mesurer la valeur efficace du signal de bruit capté. Malheureusement, ce n'est pas si simple; néanmoins, voici une méthode commode et satisfaisante: le signal de bruit est redressé (redressement des deux alternances). Un réseau RC forme la constante de temps moyenne à partir du signal de sortie du redresseur.

Le circuit redresseur est composé des quatre ampli-ops A5 à A8 du circuit intégré IC8. Le potentiomètre d'entrée

P3 est suivi d'abord d'un étage amplificateur (A5) et le redresseur proprement dit se compose de A6, A7, R27 à R31 et D1, D2.

Le condensateur C16, dont les temps de charge et de décharge sont identiques, est connecté à la sortie à basse impédance de A7, par l'intermédiaire de R32. C'est pourquoi la tension aux bornes de C16 est égale à la valeur moyenne de la tension de bruit redressée. Le temps pendant lequel elle reste moyenne est déterminé par la constante de temps R32. C16, ou celle (lorsque S3 est fermé) des résistances connectées en parallèle R32/R33 et de C16. Lorsqu'une pression est exercée sur S3, C16 se charge et se décharge sensiblement plus rapidement afin que la tension aux bornes du condensateur suive les variations, elles aussi accélérées, de la tension

de bruit. S3 sera manœuvré chaque fois qu'il faudra obtenir aussi vite que possible une vue d'ensemble de la réponse en fréquence.

La tension aux bornes de C16 sera appliquée au contrôleur universel après avoir été amplifiée par A8. Grâce à la compensation d'offset réalisée par P4 et R34, R35, R36, l'aiguille de l'instrument peut être ajustée sur zéro en l'absence de tension de commande.

### Réalisation de l'analyseur

Le tracé du circuit correspondant à la figure 4 et le plan d'implantation des composants sont présentés en figure 7. La platine a été prévue pour que l'on puisse réaliser au choix soit la version de la figure 3a, soit celle de la figure 3b. La réalisation de la version standard devrait être effectuée sans problème. Les fils de câblage alimentant les potentiomètres doivent être aussi courts que possible; toutes les connexions destinées aux potentiomètres se trouvent situées du même côté de la plaquette.

Des difficultés d'ordre pratique peuvent apparaître lorsqu'on opte pour une réalisation comportant des fréquences fixes commutables. Ainsi qu'il ressort de la figure 6, il faut utiliser dans ce cas un commutateur multiple à deux étages de contacts, qui possède une position de commutation pour chacune des fréquences de filtre désirées. C'est en particulier quand l'ensemble des fréquences centrales d'un tiers d'octave doivent être commutables, qu'il devient difficile de trouver un commutateur approprié, abstraction faite du prix de revient. Mais, un commutateur de ce type peut être remplacé par une série de  $n$  inverseurs bipolaires à bascule correspondant aux  $n$  positions du commutateur à deux étages, un seul d'entre eux étant fermé à chaque fois. Pour changer la fréquence de filtre, il faut donc toujours manœuvrer deux inverseurs.

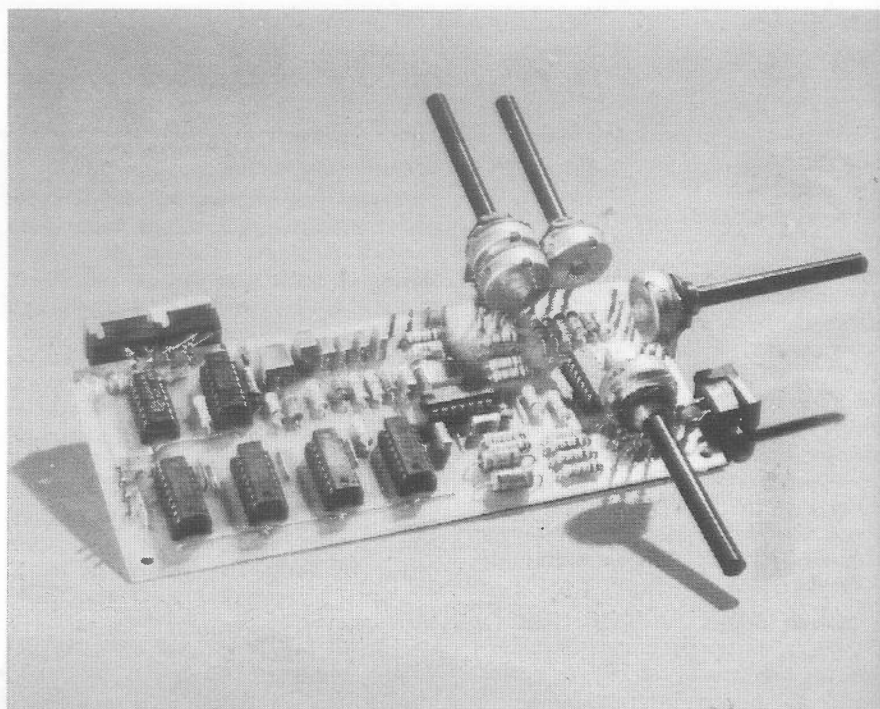
Cette réalisation de l'analyseur demande en outre que soient apportées sur la platine les modifications suivantes:

- la valeur de R21 et R23 est ramenée à 4k7,
- R20 et R22 sont remplacées par des straps,
- une résistance de 4k7 (R40) est soudée aux deux connexions "supérieures" de P2a, et une autre de même valeur (R41) l'est aux deux connexions "supérieures" de P2b.

Chaque paire de résistances doit être montée, soit sur le commutateur multiple, soit sur chacun des inverseurs, à l'extérieur de la platine.

Mais, si le choix s'est porté sur la réalisation comportant une fréquence de filtre variable continûment, il est préférable de munir le potentiomètre P2a/P2b d'un bouton à index et d'une échelle graduée. L'étalonnage de celle-ci en hertz n'est pas indispensable, car, dans la pratique, il suffit de repérer quelques points d'orientation particu-

Fréquence centrale	Largeur de bande relative	Rx	R16	R17
Hz	Octaves	$\Omega$	$\Omega$	$\Omega$
31,5	1/1	$2\Omega 2 + 2\Omega 2$	18 k	Strap
— 31,5	1/3	$2\Omega 2 + 2\Omega 2$	68 k	8k2
— 40	1/3	5 $\Omega$ 6	68 k	8k2
— 50	1/3	$4\Omega 7 + 2\Omega 2$	68 k	8k2
— 63	1/1	$4\Omega 7 + 3\Omega 9$	18 k	Strap
— 63	1/3	$4\Omega 7 + 3\Omega 9$	68 k	8k2
— 80	1/3	$10 \Omega + 1\Omega 2$	68 k	8k2
— 100	1/3	$10 \Omega + 3\Omega 9$	68 k	8k2
— 125	1/1	$12 \Omega + 5\Omega 6$	18 k	Strap
— 125	1/3	$12 \Omega + 5\Omega 6$	68 k	8k2
— 160	1/3	22 $\Omega$	68 k	8k2
— 200	1/3	$27 \Omega + 1\Omega 8$	68 k	8k2
— 250	1/1	$33 \Omega + 2\Omega 2$	18 k	Strap
— 250	1/3	$33 \Omega + 2\Omega 2$	68 k	8k2
— 315	1/3	$22 \Omega + 22 \Omega$	68 k	8k2
— 400	1/3	56 $\Omega$	68 k	8k2
— 500	1/1	$68 \Omega + 3\Omega 3$	18 k	Strap
— 500	1/3	$68 \Omega + 3\Omega 3$	68 k	8k2
— 630	1/3	$82 \Omega + 2\Omega 2$	68 k	8k2
— 800	1/3	$100 \Omega + 18 \Omega$	68 k	8k2
— 1000	1/1	$100 \Omega + 47 \Omega$	68 k	8k2
— 1000	1/3	$100 \Omega + 47 \Omega$	68 k	8k2
— 1250	1/3	$120 \Omega + 68 \Omega$	68 k	8k2
— 1600	1/3	$220 \Omega + 27 \Omega$	68 k	8k2
— 2000	1/1	$270 \Omega + 47 \Omega$	18 k	Strap
— 2000	1/3	$270 \Omega + 47 \Omega$	68 k	8k2
— 2500	1/3	$390 \Omega + 18 \Omega$	68 k	8k2
— 3150	1/3	$470 \Omega + 68 \Omega$	68 k	8k2
— 4000	1/1	$680 \Omega + 47 \Omega$	18 k	Strap
— 4000	1/3	$680 \Omega + 47 \Omega$	68 k	8k2
— 5000	1/3	$820 \Omega + 150 \Omega$	68 k	8k2
— 6300	1/3	1 k + 390 $\Omega$	68 k	8k2
— 8000	1/1	1k8 + 330 $\Omega$	18 k	Strap
— 8000	1/3	1k8 + 330 $\Omega$	68 k	8k2
— 10.000	1/3	3k3 + 390 $\Omega$	68 k	8k2
— 12.500	1/3	5k6 + 1 k	68 k	8k2
— 16.000	1/1	39 k + 1k2	18 k	Strap
— 16.000	1/3	39 k + 1k2	68 k	8k2



liers (crête au point x, creux au point y, etc.).

### Utilisation

L'indication de l'amplitude du bruit est obtenue, ainsi qu'on l'a déjà dit plusieurs fois, à l'aide d'un contrôleur universel (calibre 10 ou 12 V) connecté à la sortie du circuit redresseur (E). La tension de sortie doit être ajustée exactement à zéro (milli-) volt grâce à P4, en l'absence de signal de commande (entrée D ouverte ou potentiomètre P3 à la butée gauche). Le réglage correct de P4 est contrôlé par des rétrogradations répétées de la plage de mesure et par inversion de polarité des connexions alimentant l'instrument de mesure. Dans ce cas, il faut tenir compte du fait que les variations de P4 ne se font sentir qu'avec un décalage important en raison de la constante de temps élevée du circuit RC (R32/C16) lorsque le pousoir S3 est ouvert. En association avec la constante de temps du circuit redresseur, l'inertie mécanique de l'instrument de mesure garantit que la déviation de l'aiguille ne se traduira que par des oscillations de faible amplitude. Celles-ci s'intensifient quelque peu aux fréquences basses. Si l'on se réfère à la forte inertie du système de mesure, la fréquence du filtre ne doit être modifiée que très lentement lors des divers réglages, si l'on veut ne pas manquer de noter les faibles crêtes ou creux de la réponse en fréquence. Si l'on contrôle un système ayant une réponse en fréquence linéaire, il faut que la déviation *moyenne* de l'aiguille soit indépendante de la fréquence du filtre (pour toute fréquence de filtre constante, la déviation moyenne est la valeur moyenne entre les variations positive et négative maximales). Certes, il est à peine vraisemblable de trouver un système audio dont la réponse en fréquence soit précisément linéaire, mais

c'est pourtant le cas de deux connexions de fil de câblage reliant A et B d'une part, et C et D d'autre part. C'est ainsi que peut être vérifié le fonctionnement de l'analyseur, en particulier pour ce qui concerne le filtre de bruit rose et le mode passe-bande. Des écarts maxima de  $\pm 2$  dB (0,8 . . . 1,25) entre les diverses déviations moyennes de l'aiguille sont tolérables. On évite une surmodulation du redresseur lorsque le niveau de référence (0 dB) se situe vers une valeur mesurée moyenne de 3 à 4 V. Finalement, il s'impose de donner encore une mesure de précaution importante: il faut absolument veiller à ce que le système acoustique ne soit pas surmodulé par le signal de mesure. Evidemment, on observe moins fréquemment une surmodulation avec un signal de bruit qu'avec un signal sinusoïdal ou rectangulaire, mais les conséquences n'en sont pas moins dangereuses. Abstraction faite des erreurs

de mesure qui en résultent, la surmodulation peut, en fait, causer d'irréparables dommages aux tweeters.

Voici donc esquissé un tableau détaillé de l'analyseur audio; on verra ailleurs dans ces pages comment l'utiliser dans la pratique.

