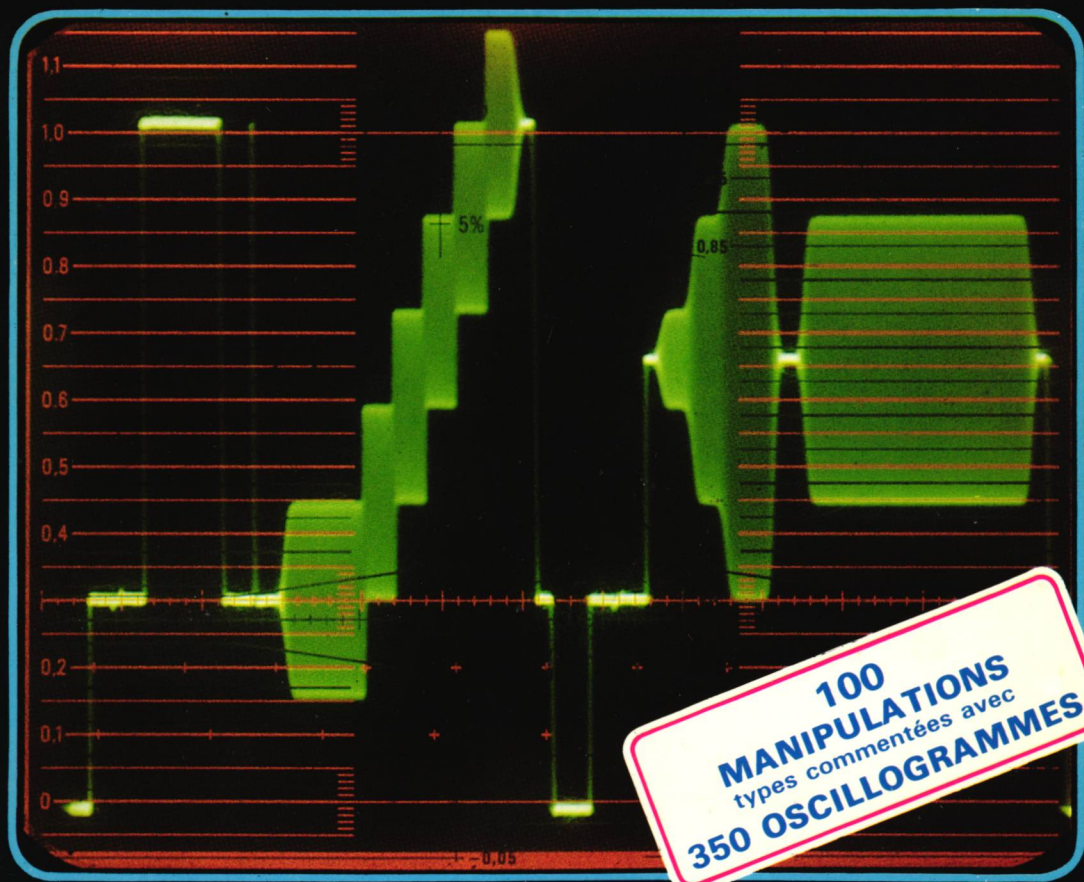


J.C. RÉGHINOT - P. BECKER

PRATIQUE DES OSCILLOSCOPES

TECHNIQUE-MESURES-MANIPULATIONS



S. E. C. F.



EDITIONS RADIO

PRATIQUE
DES
OSCILLOSCOPES
TECHNIQUE-MESURES-MANIPULATIONS

DOCUMENTATIONS FABRICANTS

Exar
Fairchild
Gould
Hewlett-Packard
Motorola

National Semiconductors
Polaroid
Tektronix
Texas Instruments

REMERCIEMENTS

Les auteurs tiennent à remercier les sociétés qui les ont aidés à la réalisation de cet ouvrage.

GENERIM pour la fourniture des échantillons.

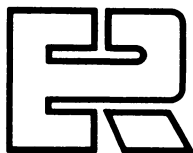
HEWLETT-PACKARD, pour le prêt de l'oscilloscope (modèle HP 1746 A), des autres instruments de mesure nécessaires et de la caméra HP 197 B.

POLAROID pour la fourniture des films photographiques.

TEKTRONIX pour les illustrations concernant les oscilloscopes à mémoire, la réflectométrie et les applications en télévision.

J.C. RÉGHINOT - P. BECKER

PRATIQUE
DES
OSCILLOSCOPES
TECHNIQUE-MESURES-MANIPULATIONS



Éditions Radio

189, RUE SAINT-JACQUES - 75005 PARIS

TEL. (1).43.29.63.70

La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause, est illicite » (alinéa 1^{er} de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal.

Éditions Radio - Siège social : 103, boulevard Saint-Michel - 75005 Paris

<p>© SECF Éditions Radio, Paris 1984, 1988</p> <p><i>Tous droits de traduction, de reproduction et d'adaptation réservés pour tous pays.</i></p>	<p>Imprimé en France par Berger-Levrault, Nancy</p>
	<p>Dépôt légal : juillet 1988 Éditeur n° 1116 - Imprimeur : 776071 I.S.B.N. 2 7091 0956 5</p>

AVANT-PROPOS

Cet ouvrage sur les oscilloscopes s'adresse aussi bien à l'étudiant qui veut découvrir toutes les techniques des oscilloscopes d'aujourd'hui, qu'au spécialiste voulant utiliser les dernières innovations apparues dans ces appareils. Dans les deux cas, ce livre fait la synthèse des connaissances actuelles en la matière.

L'oscilloscope, pierre angulaire de la mesure moderne, n'a pas cessé d'évoluer depuis l'oscillographe de BLONDEL en 1897, pour se transformer en un véritable « banc de mesure ».

Les auteurs ont voulu faire le point sur l'ensemble des différents types d'oscilloscopes disponibles actuellement et sur leurs applications. Ils traitent des oscilloscopes traditionnels et des versions programmables, ainsi que de ceux mettant en œuvre des mémoires analogiques et numériques.

La théorie a été volontairement limitée au strict nécessaire pour tirer le meilleur parti de cet instrument. L'accent a été mis sur les nombreuses applications, en les expliquant de façon à ce que le lecteur en comprenne le fonctionnement, et suive l'interprétation des 360 oscillogrammes.

Les circuits décrits sont le plus souvent à base de circuits intégrés, ce qui présente l'avantage de montages faciles à mettre au point, et le plus souvent protégés contre les fausses manœuvres. Certains sont classiques comme les amplificateurs et les oscillateurs. D'autres le sont moins comme les modulations FI ; les boucles de phases ; les synthétiseurs et les compteurs programmables.

Le fait d'avoir une boîte noire à « 8 - 14 ou 16 pattes... » ne nuit pas à l'aspect pédagogique, puisqu'un circuit intégré comprend un certain nombre de composants qui réalisent les mêmes fonctions que des composants discrets.

En annexe, nous donnons la description de chacun des circuits utilisés, leur brochage et leur principe de fonctionnement.

Avec cette approche pratique par l'expérimentation, le lecteur découvrira que l'oscilloscope demeure inégalé dans la majorité des cas de mesure d'un signal, même si d'autres instruments d'analyse ont vu le jour depuis quelques années.

**P. BECKER
J.-C. REGHINOT**

BIBLIOGRAPHIE

ELECTRONIC MEASUREMENTS AND INSTRUMENTATION

Par Olivier Cage - édition Mac Graw-Hill.

COURS PRATIQUE D'ELECTRONIQUE

par J.-C. Réghinot et J.-C. Pianezzi - SECF Editions Radio.

L'OSCILLOSCOPE AU TRAVAIL

Par A. Haas - SECF Editions Radio

PRACTICAL OSCILLOSCOPE HANDBOOK

Par H. Bierman, P. Bierman et R. Turner - édition Hayden.

TECHNIQUE DES TRANSISTORS

Par H. Schreiber - SECF Editions Radio.

PRINCIPES ET APPLICATIONS DES CI LINEAIRES

Par H. Lilen - SECF Editions Radio.

CIRCUITS INTEGRES NUMERIQUES

Par H. Lilen - SECF Editions Radio.

SIGNAUX ET CIRCUITS ELECTRONIQUES

Par J.-P. Oehmichen - SECF Editions Radio.

CIRCUIT LOGIQUES

Par R. Damaye - SECF Editions Radio.

TECHNIQUES HI-FI

Par Ch. Dartevelle - SECF Editions Radio.

CHAPITRE 1

NAISSANCE D'UN OSCILLOGRAMME

1-1. — HISTORIQUE

L'oscilloscope est l'un des plus anciens et des plus utilisés des appareils de mesure. Il est né de deux besoins fondamentaux : mesurer avec un instrument universel, et visualiser les phénomènes physiques observés.

Sa naissance remonte à 1897, car l'on peut assimiler l'indicateur oscillographique du français André BLONDEL au premier embryon expérimental de cet instrument universel.

Sa fonction principale est de visualiser un phénomène physique : le cœur de l'instrument est donc constitué d'un écran sur lequel va apparaître une courbe.

Mais comment en est-on arrivé à créer cette image ? Sans aborder dans le détail des théories physiques, voyons ce qui a permis sa naissance.

L'oscilloscope utilise les principes fondamentaux découverts à la fin du siècle dernier avec le tube de CROOKES (1879), et EDISON (1884). Ces principes établissent la théorie du rayon cathodique. Une cathode (négative) chauffée émet des électrons qui, arrachés, vont rejoindre selon une trajectoire droite l'anode positive (+).

Ce rayon cathodique peut être dévié par deux phénomènes : soit par un champ magnétique, produit par un aimant ou un courant électrique, soit par un champ électrostatique produit par une différence de potentiel créée entre deux masses métalliques. Ces propriétés physiques riches de conséquence vont donner naissance à la télévision et à l'oscilloscope.

Le principe est simple et constitue encore aujourd'hui la base du fonctionnement des oscilloscopes modernes. Toutefois, il a fallu parcourir un long chemin qui n'est pas terminé pour l'améliorer constamment.

En effet, les premiers oscilloscopes étaient très encombrants. Le spot était large, mal concentré, peu brillant. Les phénomènes périodiques se superposaient mal et les courbes étaient floues. De plus les tensions appliquées à l'appareil étaient énormes (jusqu'à 50.000 V).

Un progrès sensible fut accompli par WEHNELT qui remplaça en 1905 la cathode froide par un filament chauffant, et qui surtout, inventa une grille de commande de la cathode qui porte encore son nom : le « Wehnelt ». Elle est constituée d'un cylindre percé d'un petit trou permettant de régler le débit des électrons, grâce à un champ électrique variable.

Des efforts furent réalisés pour obtenir un vide permanent et très poussé dans le tube (vers 1920), puis ensuite on diminua la taille et le poids des appareils.

L'universalité de l'oscilloscope et l'évolution de l'électronique ont permis d'intégrer, dès 1940, la mémorisation des courbes obtenues, puis ensuite la visualisation des signaux très rapides, allant jusqu'à plusieurs gigahertz actuellement. C'est également à cette époque qu'apparaissent les premiers oscilloscopes à transistors.

Comme on va le montrer dans cet ouvrage, l'histoire de l'oscilloscope n'est pas terminée et son champ d'application s'élargit de jour en jour. La meilleure explication de ce succès est qu'il reste sans équivalent pour visualiser et analyser une forme d'onde, un besoin qu'ont tous les ingénieurs du monde entier, dans tous les domaines de la recherche et de l'industrie.

1-2. — CHAÎNE DE MESURE

L'oscilloscope est un instrument qui permet la visualisation et l'analyse de phénomènes électriques variables dans le temps (Fig. 1-1).

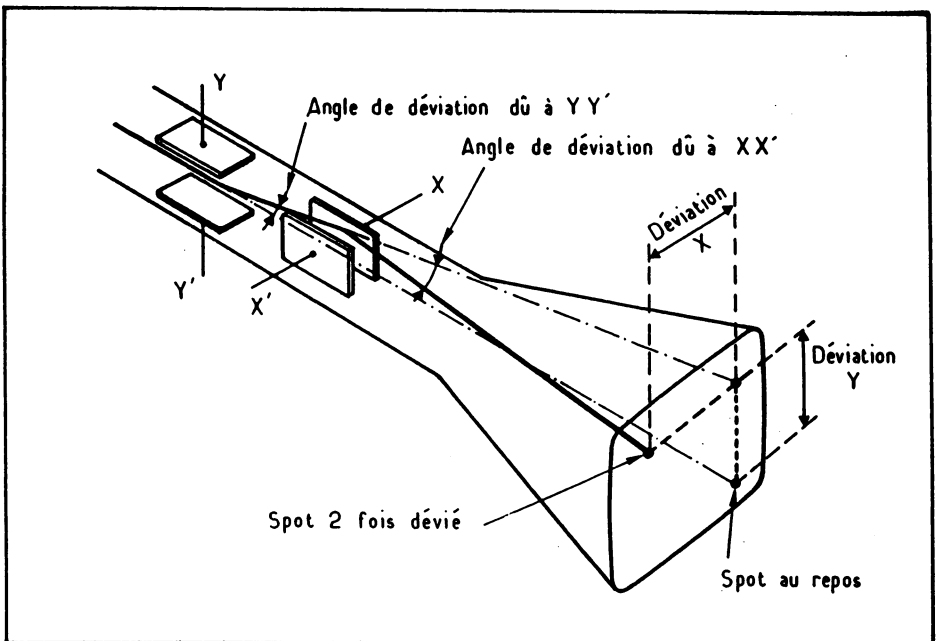


Fig. 1-1. — L'action des plaques de déviation.

La transformation de l'information (pression, vitesse...) en signal électrique est réalisée par un capteur qui envoie au travers d'une sonde un signal électrique à l'entrée de l'oscilloscope.

Celui-ci visualise, ou stocke, la représentation du phénomène à des fins d'analyse et de mesure, pour suivre l'évolution du paramètre physique.

Il faut dès à présent noter que la chaîne de mesure comporte différents intermédiaires pouvant entacher la représentation du phénomène réel. Nous ne traiterons pas des capteurs ou transducteurs dont le rôle est de transformer le phénomène observé en grandeurs électriques. Par exemple l'anémomètre : sa rotation autour d'un axe délivre un train d'impulsions dont le nombre et la vitesse sont directement liés à la vitesse du vent.

Par contre nous aborderons le domaine des sondes de l'oscilloscope (Chap. 4) pour permettre de bien choisir la sonde en fonction du phénomène à mesurer et du type d'oscilloscope utilisé.

Avant d'évoquer le schéma de principe général des oscilloscopes, voyons comment on obtient une courbe ou oscillogramme sur l'écran de l'oscilloscope.

1-3. — PRINCIPES DE BASE

Le faisceau électronique émis peut être dévié suivant l'axe X horizontal ou l'axe Y vertical. Dans la pratique, la déviation observée sera la résultante à un instant t des deux forces appliquées en X et Y. Pour obtenir un système dynamique, il nous faut donc voir la fonction résultante, en fonction du temps, des fonctions $X(t)$ et $Y(t)$ (Fig. 1-1). En annexe, le calcul des trajectoires du faisceau montre dans le détail le phénomène physique de la déflexion.

Supposons dans un premier temps que $X(t)$ soit une dent de scie et que $Y(t)$ soit une sinusoïde, la figure 1-2 montre la composition géométrique des deux mouvements, qui est la succession des résultantes obtenues à des temps $t_1, t_2... t_6$.

Il faut noter ici que, en t_6 , la sinusoïde résultante est représentée complètement.

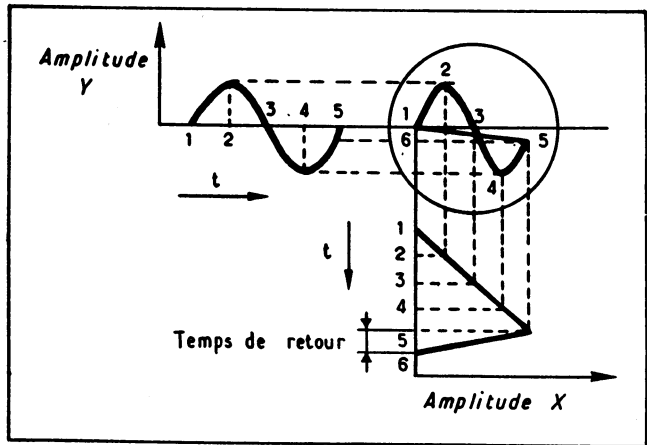


Fig. 1-2. — Composition géométrique d'une tension sinusoïdale et d'une dent de scie.

Le temps séparant t_6 de t_1 correspond au temps nécessaire mis par le spot pour qu'il revienne à son point de départ. Ensuite un autre cycle peut être entamé. Pour supprimer la visualisation de la trace de retour de t_6 à t_1 , pendant cette période une tension négative est appliquée au « Wehnelt ». Il y a extinction du tube. L'oscillogramme obtenu est représenté sur la figure 1-3.

Dans le cas particulier de deux fonctions sinusoïdales $X(t)$ et $Y(t)$ identiques en forme et en phase la fonction résultante est une droite (Fig. 1-4). Si elles sont de *même amplitude*, l'inclinaison de la droite obtenue est de 45° (Fig. 1-5). Si elles sont en *opposition de phase* la droite est inversée (Fig. 1-6).

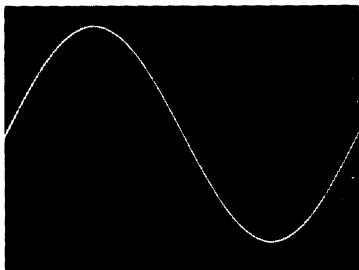


Fig. 1-4. — Composition de deux tensions de mêmes forme et phase. ►

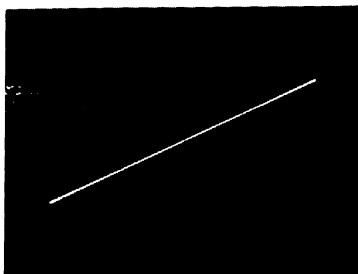
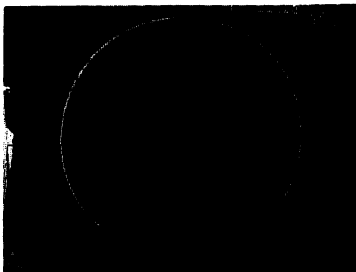
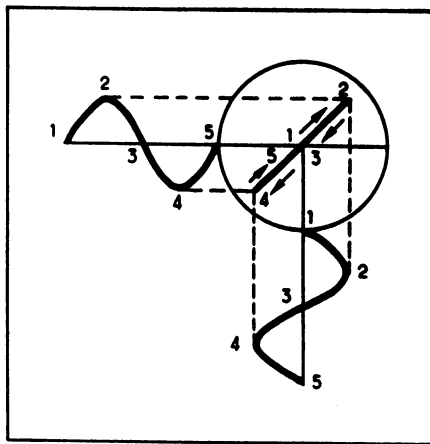


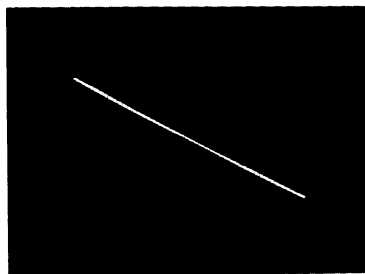
Fig. 1-6. — Deux tensions de même forme, en opposition de phase. ►



◀ Fig. 1-3. — L'oscillogramme correspondant à une tension sinusoïdale et une dent de scie.



◀ Fig. 1-5. — Deux tensions de même forme et phase produisent une droite inclinée.



◀ Fig. 1-7. — Le cercle indique un déphasage de 90° .

Dans le cas de deux fonctions de formes quelconques mais identiques (même forme, amplitude et phase), on obtiendra toujours une droite inclinée à 45° comme sur la figure 1-5.

Si leur relation de phase est différente, par exemple déphasage de 90° (quadrature), alors on obtient un cercle (Fig. 1-7).

Nous étudierons dans le paragraphe décrivant les figures de Lissajous, comment à partir de la fonction résultante, on pourra déduire des mesures reliant $X(t)$ avec $Y(t)$.

Voyons maintenant comment dans le cas simple où la fonction $X(t)$ est toujours une dent de scie mais de fréquence variable. Elle va nous permettre de visualiser toute fonction $Y(t)$ de forme, fréquence et amplitude quelconque.

1-4. — SYNOPTIQUE

Un oscilloscope est constitué de différents éléments qui vont permettre la visualisation et la mesure :

- tube cathodique ou écran
- amplificateur vertical
- bases de temps
- amplificateur horizontal
- un circuit qui permet de déclencher chaque balayage à partir de l'instant où l'on désire visualiser le signal
- un amplificateur commandant la présence de la trace sur l'écran de visualisation
- un ensemble d'alimentations basses et hautes tensions fournissant l'ensemble des circuits de l'oscilloscope.

Avant de revenir en détail sur chacune des fonctions, voyons tout d'abord le schéma synoptique simplifié d'un oscilloscope (Fig. 1-8).

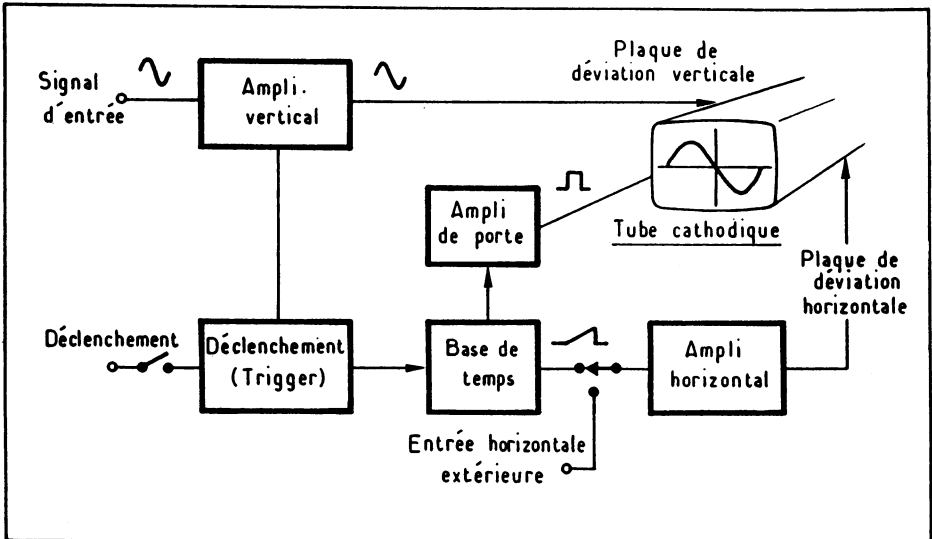


Fig. 1-8. — Schéma simplifié d'un oscilloscope.

En fait, chacun des sous-ensembles est intimement liés aux autres. Le signal d'entrée, amplifié, adapté aux caractéristiques du tube cathodique, provoque le déplacement vertical du faisceau. L'information de déclenchement est prélevée sur le signal d'entrée et déclenche donc en synchronisme le balayage horizontal. Ce balayage est réalisé par un signal en dent de scie linéaire en fonction du temps. Ce signal est également synchrone de l'impulsion d'allumage du tube cathodique.

Pour bien comprendre le fonctionnement et les limitations de l'instrument nous allons suivre le cheminement d'un signal. Tout d'abord : l'amplificateur et l'atténuateur, puis le multiplexage pour obtenir plusieurs traces sur l'écran ensuite le tube cathodique pour le visualiser. Parallèlement à ceci, il y a lieu d'effectuer le déclenchement du balayage, puis d'obtenir grâce à la base de temps le nombre de périodes souhaité du phénomène.

Pour chaque fonction nous donnerons l'ordre de grandeur des caractéristiques les plus couramment utilisées à température ambiante. Il faudra se reporter à la notice du constructeur dans les cas délicats (usage en altitude, température ambiante différente de la normale, vibrations...).

LES DIFFÉRENTS ÉLÉMENTS D'UN OSCILLOSCOPE

2-1. — LES AMPLIFICATEURS D'ENTRÉE

Des amplificateurs sont utilisés sur les trois axes de déflexion X, Y et Z. Leur but est de fournir un gain suffisant pour pouvoir tracer et interpréter des signaux de faibles amplitudes. En outre, leur impédance devra être suffisamment grande pour ne pas modifier le signal testé. Des atténuateurs sont également utilisés pour diminuer l'amplitude des signaux à visualiser. *Ils doivent présenter une impédance constante sur toutes leurs gammes.* Un atténuateur du type RC est utilisé pour avoir une atténuation indépendante de la fréquence.

Les oscilloscopes haute fréquence utilisent quelquefois des atténuateurs terminés par 50Ω (lignes de transmissions).

Étudions le schéma de principe de ces amplificateurs pour bien comprendre leur fonctionnement et leurs limitations.

1) SCHEMA D'UN ÉTAGE RC COMPENSÉ :

Pour l'étude d'un amplificateur on utilise couramment la représentation par dipôle où seule l'impédance est prise en considération et appelée Z.

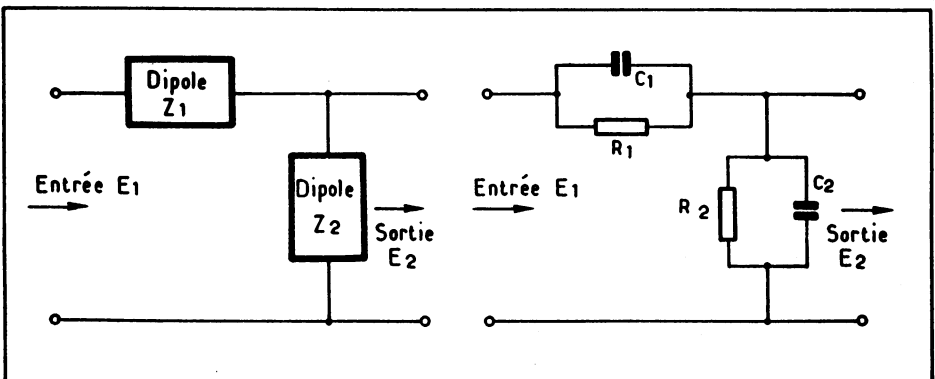


Fig. 2-1. — Schéma d'un amplificateur.

L'expression de Z_1 et Z_2 donnent :

$$Z_1 = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + jC_1\omega} = \frac{R_1}{1 + jR_1C_1\omega}$$

$$Z_2 = \frac{R_2}{1 + jR_2C_2\omega} \quad \text{d'autre part :} \quad \frac{E_2}{E_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}$$

$$\text{Soit } \frac{E_2}{E_1} = \frac{R_2(1 + jR_1C_1\omega)}{R_2(1 + jR_1C_1\omega) + R_1(1 + jR_2C_2\omega)}$$

en prenant $R_1C_1 = R_2C_2$ pour avoir une impédance constante, on a :

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{R_2}{R_2 + R_1}$$

Soit une valeur indépendante de la fréquence puisque cette expression ne comporte plus d'éléments réactifs.

2) SCHÉMA D'UN ATTÉNUATEUR

Il possède une haute impédance avec 9 gammes en série (permettant la division par 1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200 et 500), l'impédance d'entrée est 1 M Ω en parallèle avec 10 pF sur toutes les gammes. Voyons grâce à la figure 2-2 comment il est constitué.

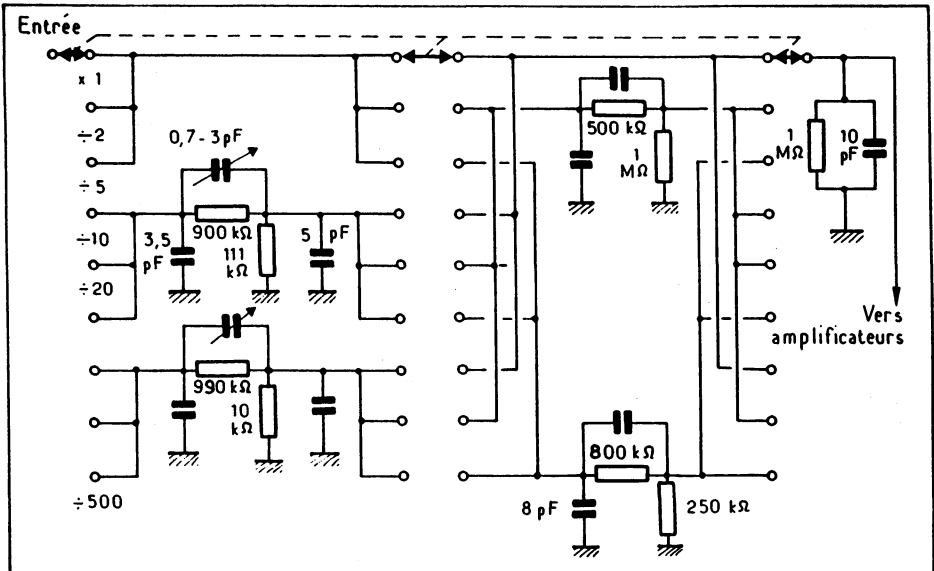


Fig. 2-2. — Schéma d'un atténuateur.

3) AMPLIFICATEURS DIFFÉRENTIELS

Dans certains cas, l'amplificateur peut être conçu comme un amplificateur différentiel de l'entrée à la sortie, ou il peut avoir une seule entrée transformée et différentielle avant d'attaquer les plaques de déflexion. *Les amplificateurs différentiels sont particulièrement utiles pour leur capacité de réjection de signaux parasites* (Fig. 2-3).

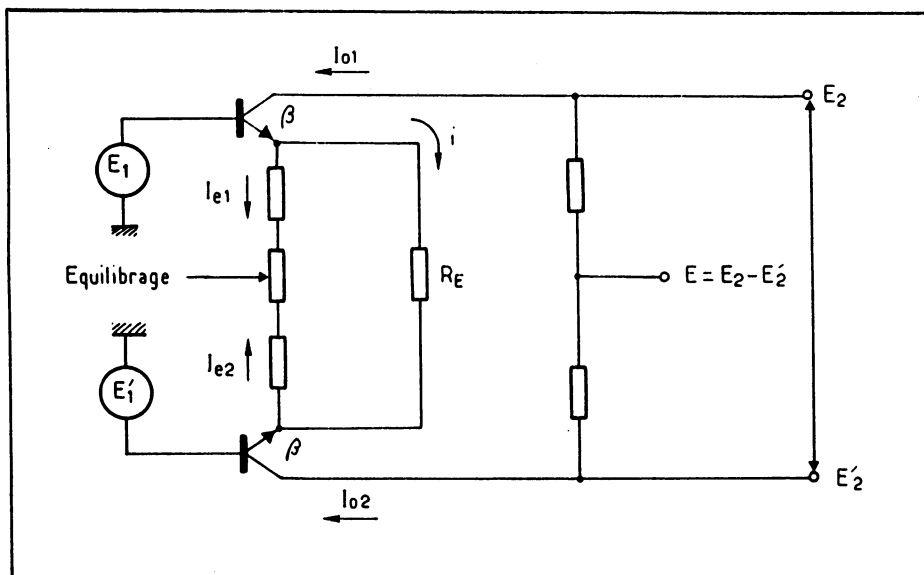


Fig. 2-3. — Schéma d'un amplificateur différentiel.

Il possède également des sensibilités de l'ordre de quelques dizaines de microvolts. C'est pourquoi ils sont très recherchés dans les domaines médicaux et chimiques.

TAUX DE RÉJECTION EN MODE COMMUN

Si un signal de X volts est appliqué aux deux entrées d'un amplificateur différentiel et si par un déséquilibre, Y volts apparaissent à la sortie. D'autre part, si l'on applique +X volts d'un côté, et -X volts de l'autre, et si l'on obtient Z volts en sortie, le taux de réjection en mode commun s'exprimera par :

$$\frac{Y}{Z} = \frac{\text{gain différentiel de conversion}}{\text{gain de signal différentiel}}$$

le taux de réjection est exprimé en décibels.

Dans les mesures de comparaison, un signal standard attaquera l'entrée négative et l'inconnue, l'entrée positive, on visualisera ainsi la différence entre les deux signaux avec une précision beaucoup plus importante qu'en visualisant entièrement le signal inconnu.

Dans la pratique, ce taux de réjection varie entre 20 et 40 dB pour des signaux visualisés sur au moins 8 divisions du tube.

2-2. — LES MODES DE VISUALISATION

1) MULTIPLEXAGE DES TRACES

Les écrans multitraces permettent à l'opérateur de faire directement des comparaisons en temps et en amplitude. Le multiplexage est un moyen d'obtenir des traces multiples avec un seul faisceau d'électrons partagé entre deux ou plusieurs entrées différentes par un amplificateur de commutation. Le multiplexage peut se faire sur le signal vertical, la base de temps, ou sur les deux simultanément.

2) MULTIPLEXAGE VERTICAL

Les traces d'écrans multicanaux sont généralement générés dans l'un des deux modes suivants :

— *Mode alterné ou (alternate)*

traçage d'un canal vertical durant une dent de scie de balayage complète et l'autre canal durant la dent de scie suivante. Les deux canaux verticaux sont ainsi tracés alternativement (Fig. 2-4).

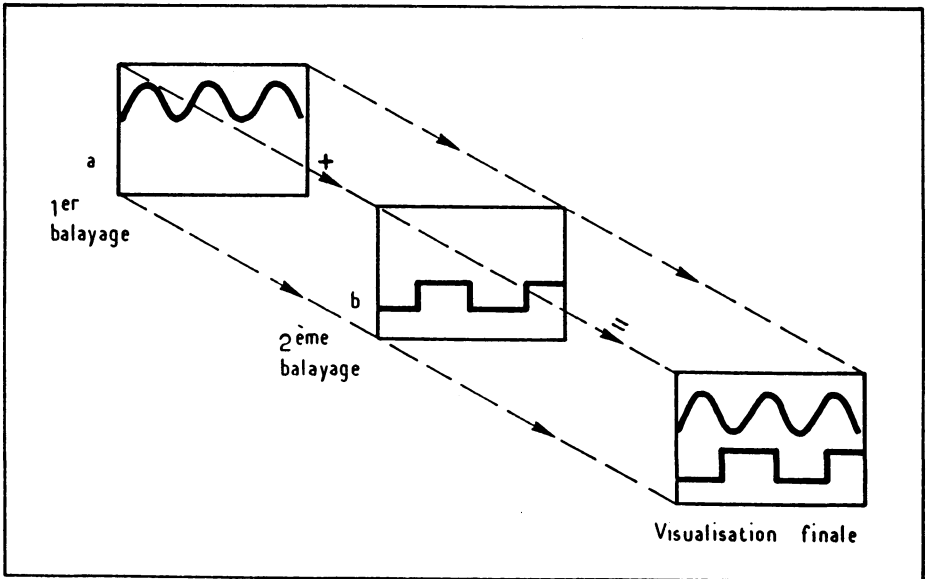


Fig. 2-4. — Représentation alternée.

— *Mode haché ou découpé (chopped)*

un petit intervalle de temps de la dent de scie est affecté au premier canal et l'intervalle suivant au second canal. Les canaux verticaux sont ainsi composés de petits segments hachés qui apparaissent continus à l'œil si leur nombre est suffisant (Fig. 2-5).

Le choix de ces deux modes est généralement laissé à l'utilisateur. *Le mode alterné est utilisé aux fréquences élevées* où les vitesses de balayage sont plus rapides que les caractéristiques d'émission du phosphore en fonction du temps. Le mode haché est plus utile à des vitesses de balayage plus basses où les effets de commutation du mode alterné sont visibles et gênants.

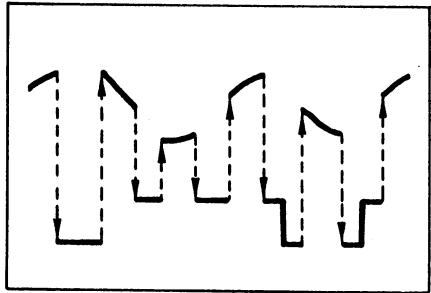


Fig. 2-5. — Mode découpé.

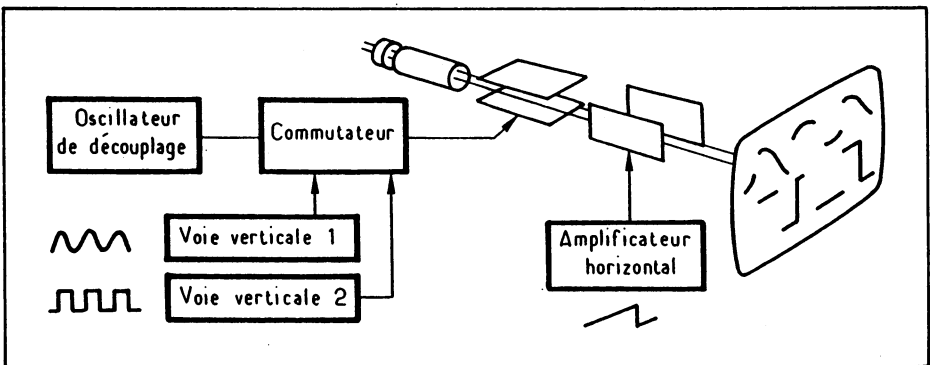


Fig. 2-6. — Système à découpage temporel.

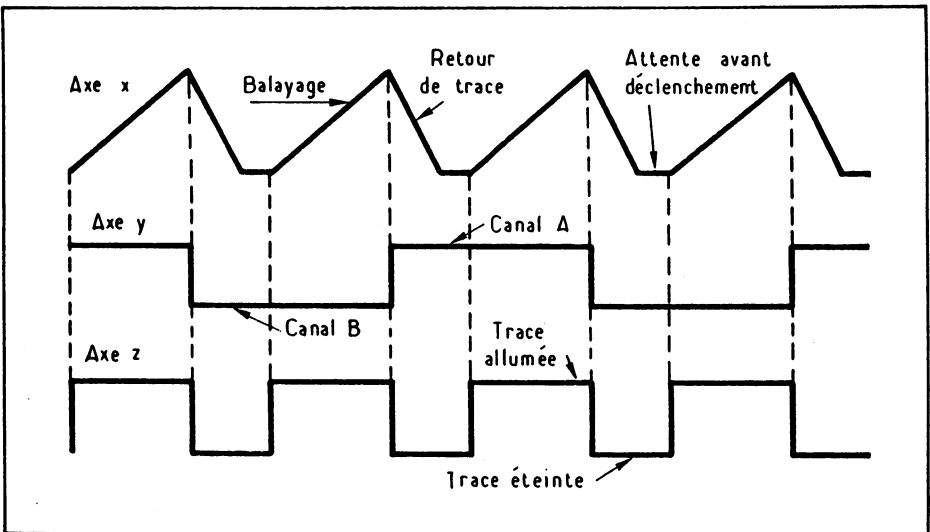


Fig. 2-7. — Mode alterné.

Le moyen le plus aisé pour obtenir un système à deux canaux verticaux est d'avoir un organe de commutation électronique entre deux préamplificateurs verticaux et un amplificateur de déflexion vertical (Fig. 2-6). Plusieurs modes d'opération peuvent être dérivés d'un tel amplificateur à deux canaux : canal A seulement, canal B seulement, deux canaux (mode alterné ou haché), la somme de A + B, ou la différence A - B. Dans les tracés à deux canaux, le mode différentiel A - B est utilisé comme un amplificateur différentiel à un seul canal.

Il existe sur certains oscilloscopes la possibilité de corriger le retard entre voies (typiquement de quelques centaines de picosecondes).

Dans le mode alterné, la Fig. 2-7 nous montre la forme des signaux présents en x, y et z.

La commutation entre voies est réalisée pratiquement à très grande vitesse dans le mode découpé. Il y a donc apparition de transitoires dus au hachage du signal. Pour éviter la visualisation de ces transitoires la Fig. 2-8 montre la forme du signal réellement présent sur l'axe Z de l'oscilloscope.

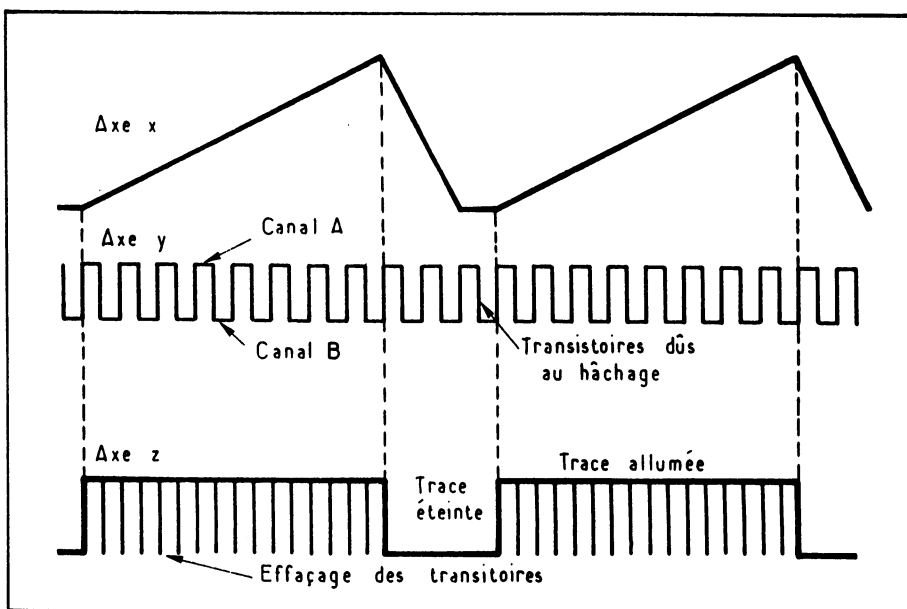


Fig. 2-8. — Mode haché ou découpé (chopped).

2-3. — LE TUBE CATHODIQUE ET SON ÉVOLUTION

1) FONCTIONNEMENT ÉLECTROSTATIQUE

Le faisceau d'électrons peut être infléchi par des forces électrostatiques ou électromagnétiques. Un tube à déflexion magnétique possède des bobines placées à l'extérieur du tube, par contre, un tube électrostatique est entièrement compact. La puissance nécessaire pour dévier les électrons croît avec la fréquence du signal d'entrée. Avec la déflexion

magnétique, la taille des bobines deviendrait prohibitive aux hautes fréquences. La plupart des oscilloscopes utilisent le principe électrostatique.

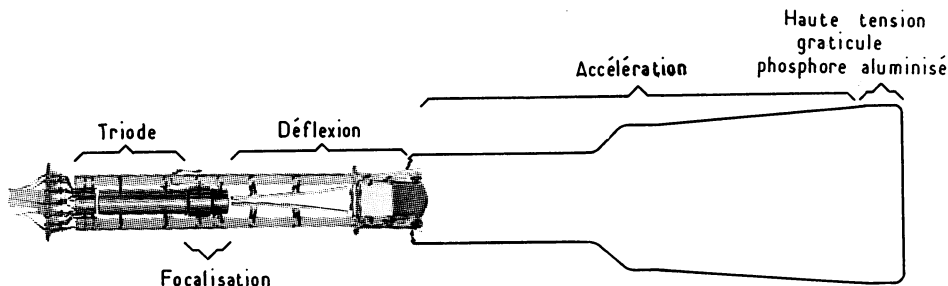


Fig. 2-9. — Le tube cathodique.

Le canon à électrons génère un faisceau focalisé qui frappe le phosphore et convertit l'énergie des électrons en lumière visible. Ce canon consiste en une triode, un système de focalisation et un ensemble de déflexion qui sont utilisés pour la mise en forme du faisceau.

2) LE CANON À ÉLECTRONS

Celui-ci est constitué d'un filament, une cathode, une grille et une première anode (Fig. 2-10).

La cathode est portée à un potentiel négatif de quelques milliers de volts, la grille étant légèrement moins négative.

La tension de grille peut être modifiée avec le contrôle d'intensité de l'oscilloscope et la d.d.p. entre la grille et la cathode régit l'intensité de la trace.

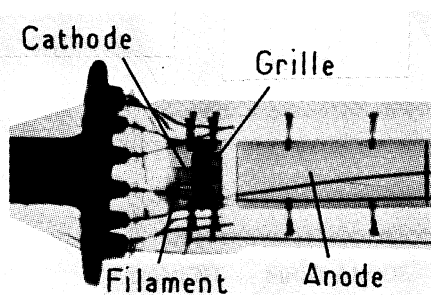


Fig. 2-10. — Le canon à électrons.

En l'absence de signal sur l'oscilloscope ou quand les circuits de balayage automatique ne sont pas en fonctionnement, la grille est alimentée au-dessous du « cut-off » et aucun électron ne se dirige depuis la cathode vers le phosphore. Quand le balayage horizontal démarre, une impulsion positive est appliquée à la grille, la portant au-delà du « cut-off », ce qui allume le tube. Avec la cathode et la grille, la première anode complète

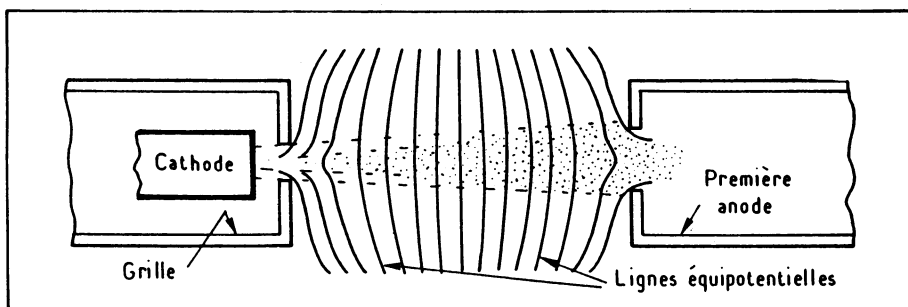


Fig. 2-11. — Le faisceau électronique.

le système d'accélération du canon. Cette anode est en général portée entre zéro et quelques centaines de volts positifs.

Les électrons quittant la cathode à des angles inférieurs à 90° par rapport à l'axe longitudinal du tube, sont mis en forme dans un faisceau légèrement divergent par l'effet du champ électrostatique régnant entre l'anode, la grille et la cathode.

3) LENTILLE DE FOCALISATION - TUBE À LENTILLES QUADRIPOLAIRES

Cette lentille est constituée de la première anode, de l'anneau de focalisation et de la seconde anode d'astigmatisme. Le but de cette ensemble est de faire converger le faisceau d'électrons pour obtenir le spot minimum sur l'écran (Fig. 2-12).

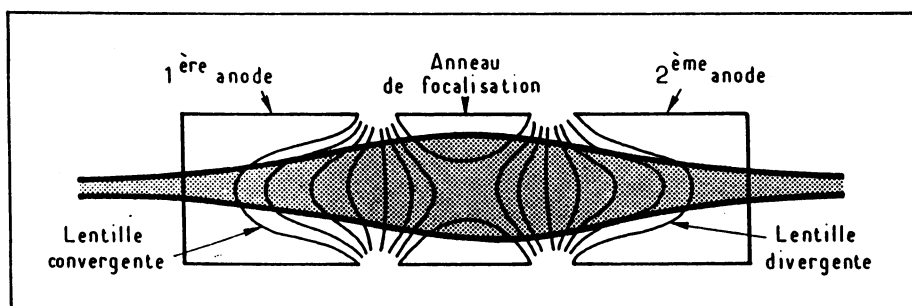


Fig. 2-12. — Lentilles électrostatiques.

NOUVEAU TUBE CATHODIQUE À LENTILLES QUADRIPOLAIRES

Cette nouvelle technologie a été rendue nécessaire pour faire face à deux problèmes dus à l'utilisation de grilles pour focaliser le faisceau. La grille aussi bonne soit-elle, génère un halo, mais plus grave encore crée des aberrations. Nous verrons les erreurs générées par ce phénomène lors de l'étude des mesures de temps. Un autre inconvénient est la perte de luminosité du faisceau.

La technique à lentille quadripolaire (Fig. 2-13) n'utilise pas de grille mais des systèmes équivalents à ceux utilisés dans les accélérateurs de particules. La première paire de lentilles focalise le faisceau avant l'attaque des plaques de déviation verticale. Puis la 3^e lentille

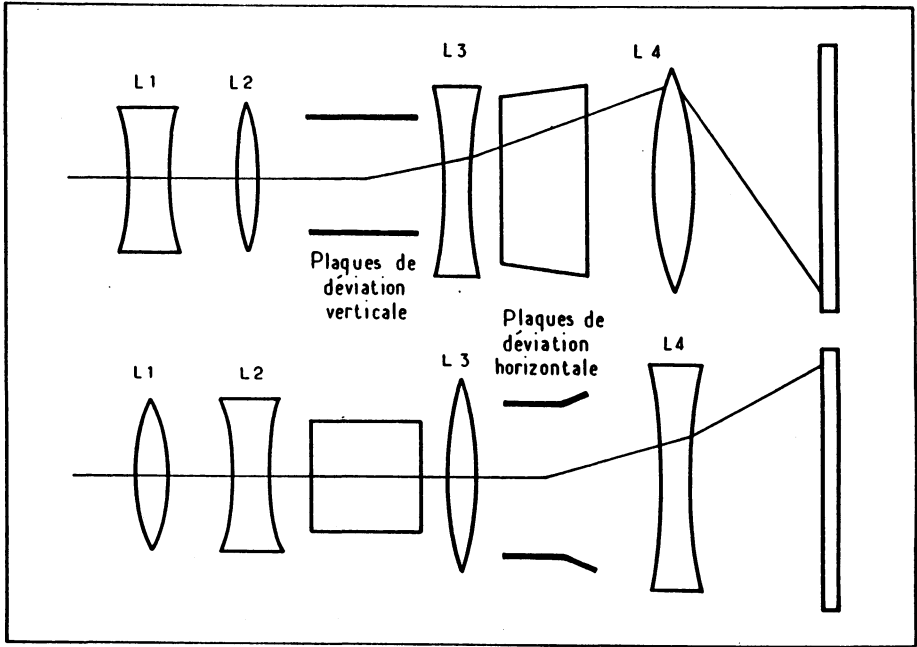


Fig. 2-13. — Lentilles quadripolaires.

focalise le faisceau avant le passage devant les plaques de déviation horizontale. Le rôle de la 4^e lentille est d'accélérer les particules vers l'écran de phosphore. Contrairement aux systèmes optiques, ces lentilles sont convergentes sur un axe, et divergentes sur l'autre, ce qui permet la simplification de la technologie utilisée.

4) LA DÉFLEXION DU FAISCEAU

Pour tracer des signaux complexes, il est nécessaire de pouvoir modifier la trajectoire du faisceau horizontalement et verticalement. Ceci est accompli grâce à deux groupes de plaques de déflexion dont les axes sont perpendiculaires (Fig. 2-14). Ces plaques sont en général disposées avant la seconde anode.

La déflexion dans les directions horizontales ou verticales est donnée par la formule suivante (voir détail du calcul en annexe).

$$H = \frac{V'IL}{2dV}$$

avec V' = valeur absolue de la différence des tensions de déflexion sur les deux plaques.
 V = tension moyenne des plaques

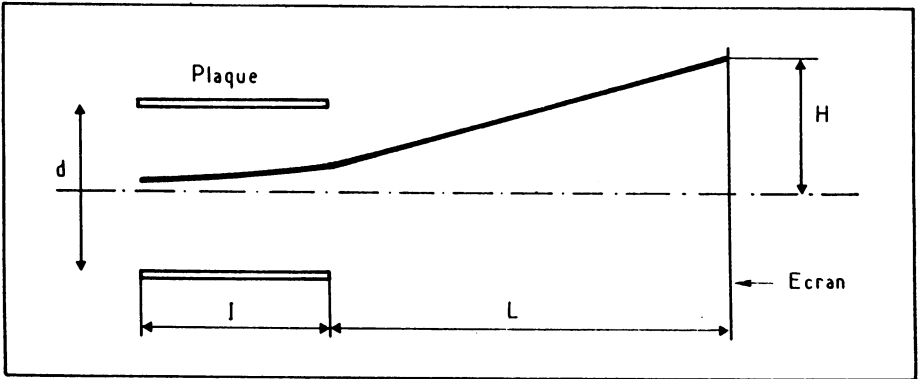


Fig. 2-14. — La déflexion du faisceau.

Cette équation suppose que les plaques sont parallèles cependant elles sont en général inclinées ou courbées. Les défauts dans leur réalisation entraînent une distorsion de l'image (Fig. 2-15).

Le facteur de déflexion d'un tube exprime la tension nécessaire pour la déflexion d'une division. Pour des plaques parallèles :

$$\text{facteur de déflexion} : \frac{V'}{H} = \frac{2dV}{lL}$$

l'inverse du facteur de déflexion est appelé la sensibilité de déflexion et se réfère au nombre de divisions par volt d'entrée.

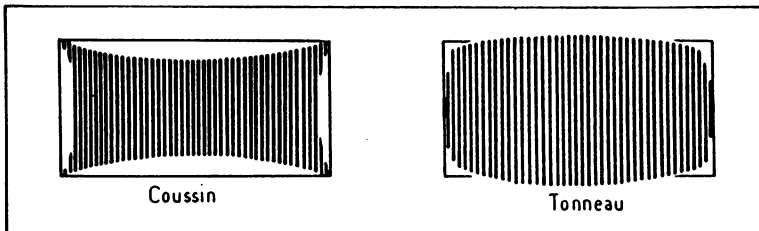


Fig. 2-15. — Distorsion due aux plaques de déviation.

La fréquence maximale d'un tube est limitée par le temps de transit d'un électron à travers les plaques de déflexion verticales. Aux hautes fréquences, un faisceau d'électrons peut se situer entre les plaques pour une durée plus longue qu'un cycle de signal.

Le temps de transit peut être réduit en augmentant la vitesse des électrons ou en réduisant la longueur des plaques, cependant cela détériore les autres propriétés du tube, par exemple, le facteur de déflexion.

Cette limitation peut être surmontée en divisant les plaques en un certain nombre de petites plaques reliées par des lignes à retard du type LC, ceci formant une ligne de transmission qui adapte le temps de propagation du signal au temps de transit du faisceau.

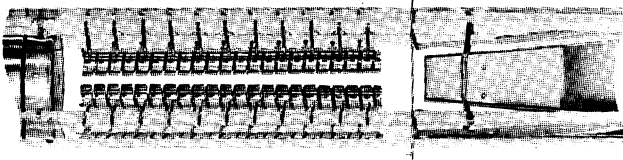


Fig. 2-16. — Tube rapide à plaque fendue.

Ceci accroît la déflexion aux hautes fréquences, car les électrons sont soumis aux forces de déflexion durant le temps total de transit entre les plaques (Fig. 2-16).

5) LES TECHNIQUES D'ACCÉLÉRATION

— Mono-accélération : cette technique est utilisée pour des oscilloscopes de bande passante inférieure à 5 MHz. Dans ce cas, les électrons sont accélérés seulement à l'intérieur du canon à électrons, (accélération avant déflexion (Fig. 2-17a).

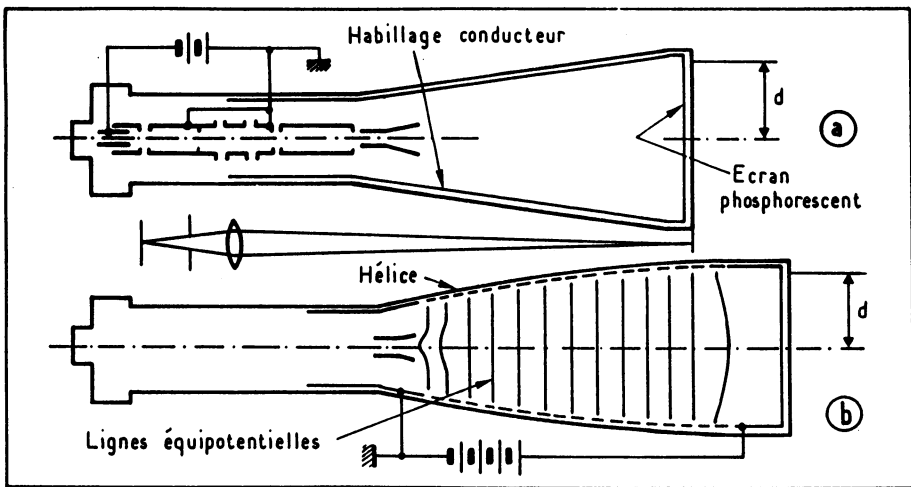


Fig. 2-17. — Technique d'accélération.

a) Mono accélération - b) Accélération après déflexion.

— Accélération après déflexion (post-accélération) : assure la brillance requise en sacrifiant très peu sur le facteur de déflexion. Une trace brillante est obtenue en accélérant le faisceau après son passage à travers les plaques (Fig. 2-17b). La valeur typique d'une post-accélération pour une trace lumineuse est de l'ordre de 20 kV.

6) LES GRATICULES

a) **Le graticule externe** : jusqu'à une époque récente, la plupart des tubes d'oscilloscope utilisaient une échelle en matière plastique plaquée sur la surface de l'écran. Ce système entraînait des erreurs importantes de parallaxe (Fig. 2-18).

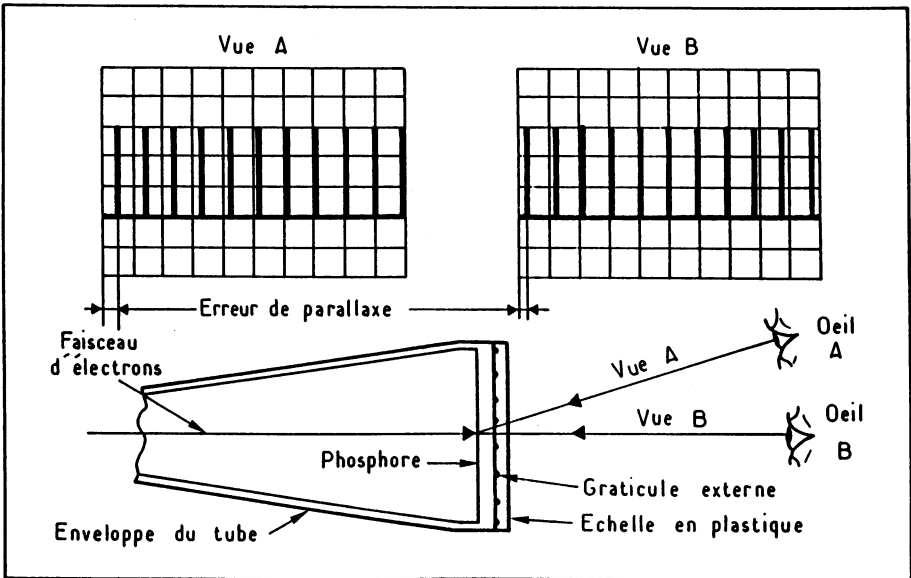


Fig. 2-18. — Graticule externe.

b) **Le graticule interne** : presque tous les oscilloscopes récents ont un graticule interne déposé dans le même plan que le phosphore, ceci éliminant toute erreur de parallaxe. D'autre part, un verre spécial protège l'utilisateur contre toute éventuelle implosion (Fig. 2-19).

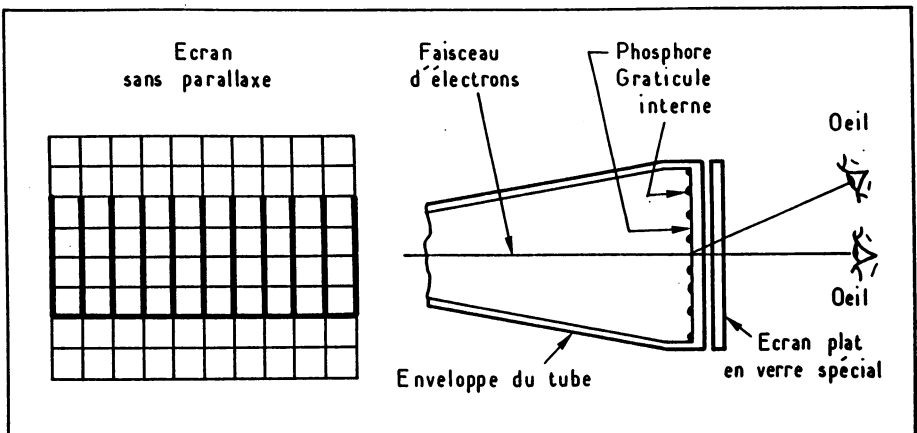


Fig. 2-19. — Graticule interne.

7) ALIGNEMENT DE LA TRACE (TRACE ROTATION)

Un alignement incorrect est aisément corrigé en plaçant une bobine avant les plaques de déflexion. Le champ magnétique ainsi créé, produit une force qui fait tourner le faisceau jusqu'à coïncidence avec l'axe horizontal du graticule.

Les électrons passant au point A ont une vitesse qui possède des composantes sur les trois axes X, Y et Z. La composante verticale de la force créée par la bobine s'oppose à la vitesse verticale du faisceau pour aligner le faisceau. Le courant à travers la bobine est ajusté par une résistance variable.

Une erreur de perpendicularité entre les axes des plaques de déflexion horizontale et verticale pourra être également corrigée en plaçant une autre bobine sur les plaques de déflexion verticale.

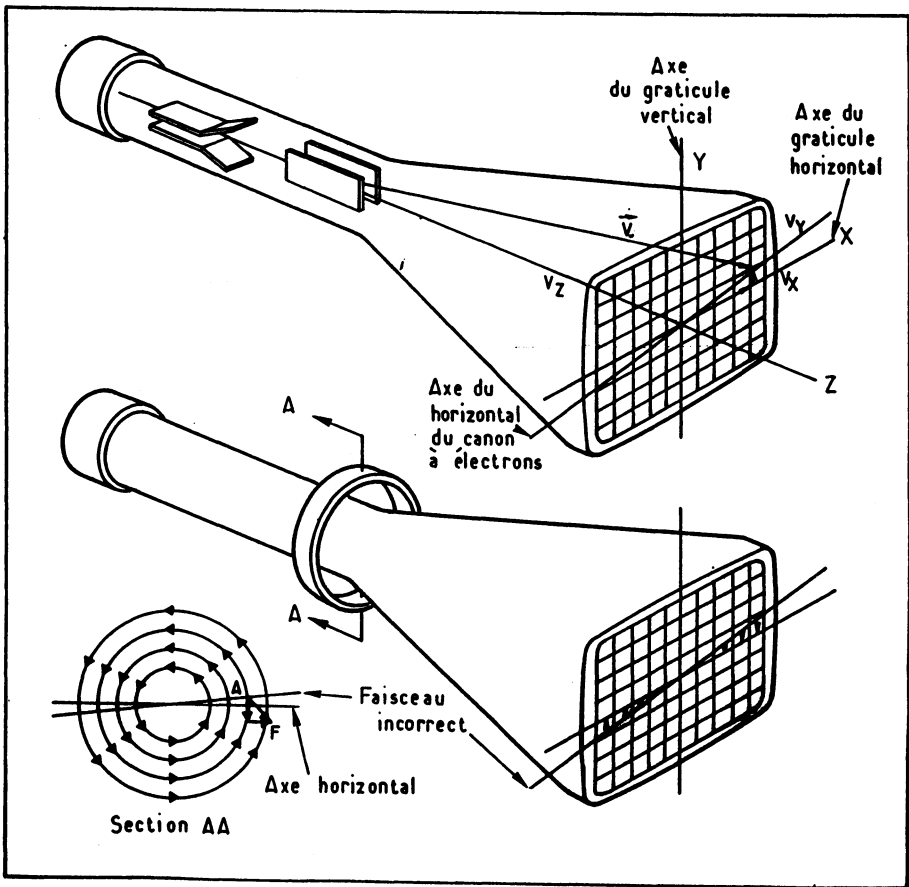


Fig. 2-20. — Alignement de la trace.

Pour mieux se rendre compte des phénomènes mis en jeu, considérons le point A sur la trace incorrecte. La force agissant en A est tangente au cercle passant par ce point, et possède des composantes horizontale et verticale qui permettent de réaligner la trace (Fig. 2-20).

8) L'ALUMINISATION

En déposant par évaporation une fine couche d'aluminium sur la surface arrière du phosphore, la partie de la lumière diffusée vers l'arrière sera réfléchiée vers l'avant en augmentant ainsi la brillance de la trace.

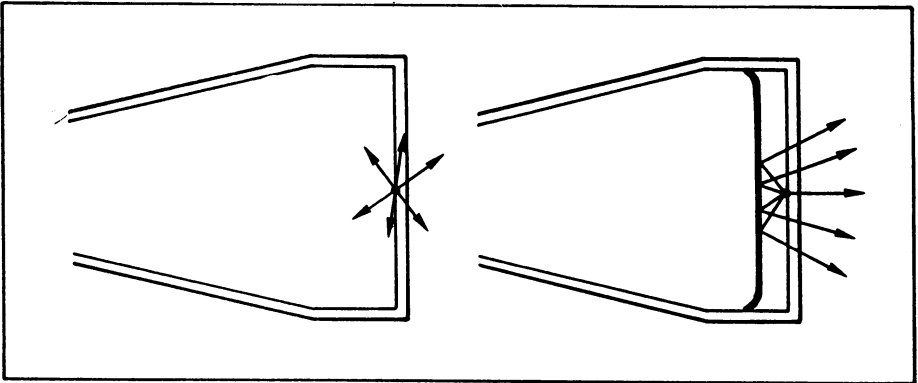


Fig. 2-21. — Tube aluminisé.

9) FILTRE POLARISANT

De plus en plus utilisé pour améliorer le contraste, ces filtres polarisants évitent la réflexion de la lumière ambiante.

10) DIFFÉRENTS PHOSPHORES

Il existe une multitude de phosphores disponibles, une description détaillée de chacun est fournie par les organismes officiels (comme le JEDEC aux USA).

Phosphore	Couleur d'émission		Persistance	
	Fluorescence	Phosphorescence	10 %	1 %
P 1	Jaune gris	Jaune gris	24 ms	48 ms
P 2	Jaune gris	Jaune gris	75 μ s	
P 7	Blanc	Jaune gris	0,3 s	3 s
P 11	Bleu	Bleu	80 μ s	
P 23	Blanc	Blanc		
P 25	Orange	Orange	45 ms	115 ms
P 31	Vert	Vert	38 μ s	250 μ s

Fig. 2-22a. — Persistance en fonction du type de phosphore utilisé.

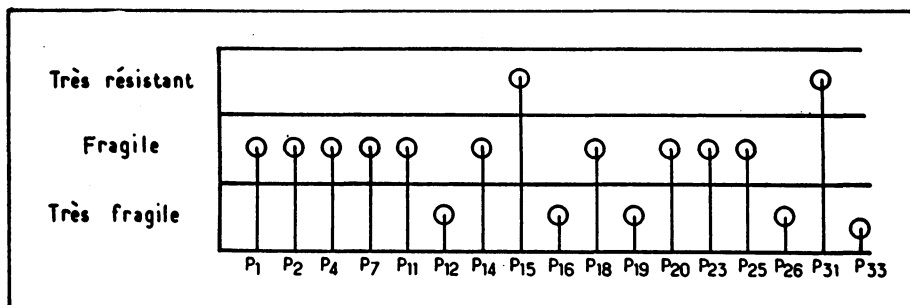


Fig. 2-22b. — Caractéristiques des principaux phosphores.

Toutefois avant de présenter les principaux, il faut évoquer rapidement la caractéristique essentielle du récepteur qui est l'œil humain.

Un œil normal a une bonne réponse le jour à la lumière verte (longueur d'onde : 555 nanomètres). La nuit, la réponse est décalée vers le bleu (longueur d'onde : 510 nm).

L'œil humain commence à voir des signaux discontinus dès que leurs fréquences sont inférieures à 15 ou 20 hertz.

Au niveau de la persistance, on considère la visibilité minimum en pleine lumière à 10 %, dans la semi-obscurité à 1 %.

L'ensemble de ces considérations sur la couleur et la persistance sont rassemblées sur le tableau de la figure 2-22a. On indique également pour les principaux phosphores leurs résistances au bombardement électronique provoquant la fluorescence. Par exemple, un phosphore aussi courant que le type P7 est « marquée » si on laisse une trace très lumineuse en permanence pendant quelques jours, visualisée sur le tube cathodique.

Des systèmes de compensation automatique, visant à limiter l'intensité lumineuse, sont très utiles pour augmenter la résistance des tubes.

2-4. — LA BASE DE TEMPS

Comme nous l'avons vu au chapitre 1 il faut, pour avoir une image stable, reproduire toujours la même portion du signal, d'où, à chaque balayage démarrer le spot au même point de référence choisi sur le signal.

Par exemple : le signal de la figure 2-23 donne pour l'écran l'oscillogramme figure 2-24. Le signal obtenu est toujours le même car le point de déclenchement A et la fin de balayage B sont stables.

Pour obtenir ce type de fonctionnement, il faut asservir le balayage par rapport au signal ou, en d'autres termes : « *DECLANCHER LE BALAYAGE* », c'est le point de départ « A » que l'on peut choisir pour déclencher le balayage, le point « B » par contre est déterminé par la vitesse de balayage.

1) BALAYAGE

L'oscilloscope nécessite un générateur de balayage de l'axe des x, linéaire en fonction du temps. De tels circuits de balayage combinés avec les fonctions de porte, sont appelés bases de temps.

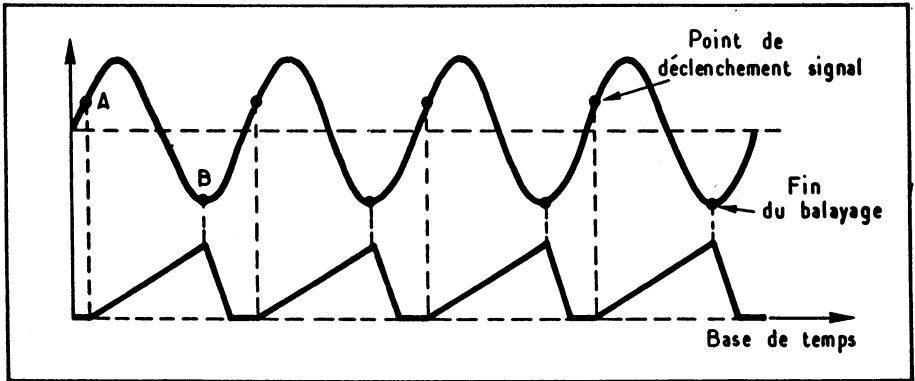


Fig. 2-23. — Visualisation en fonction de la dent de scie.

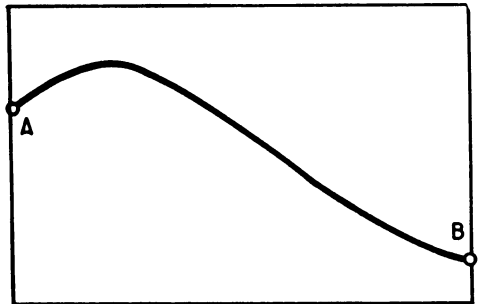


Fig. 2-24. — Déclenchement du balayage.

Une dent de scie appliquée aux plaques de déflexion horizontale déplacera le spot de la gauche à la droite de l'écran. Le mouvement de retour est effacé (1).

L'intégrateur de Miller est le *générateur de base de temps* le plus répandu. C'est un amplificateur opérationnel utilisant l'effet Miller pour intégrer des signaux carrés.

La base de temps comporte en outre un *générateur de déclenchement* pour transformer le signal de l'amplificateur vertical ou d'une source extérieure en impulsions de déclenchement qui vont déclencher le générateur de porte et faire démarrer l'intégrateur de Miller.

2) SCHÉMA DE PRINCIPE DE L'INTÉGRATEUR DE MILLER

Soit A, un amplificateur opérationnel supposé idéal (Fig. 2-25) :

- gain (A) infini
- impédance d'entrée infinie
- impédance de sortie nulle

(1) Rappelons que les plaques de déflexion horizontale sont disposées verticalement, et vice-versa.

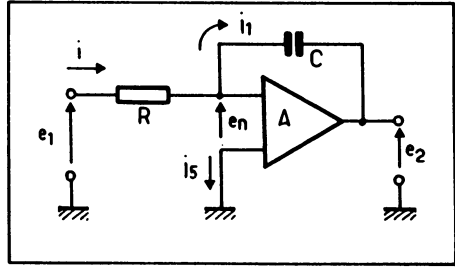


Fig. 2-25. — Schéma d'un amplificateur opérationnel.

l'équation du réseau s'écrit : $e_1 - Ri = e_n$

$$e_2 = A e_n$$

$$e_1 - Ri - \frac{1}{C} \int i_1 dt = e_2$$

$$i = i_1 + i_s$$

$$\text{or } A = \infty, i_s = 0$$

$$\text{donc } i = i_1 \text{ et } \frac{e_1}{R} = i$$

$$-e_2 = \frac{1}{C} \int idt = \frac{1}{RC} \int e_1 dt$$

On obtient donc l'équation d'une dent de scie en sortie :

$$-e_2 = \frac{1}{RC} \int e_1 dt$$

Le schéma de principe de la base de temps peut être représenté comme le montre la figure 2-26.

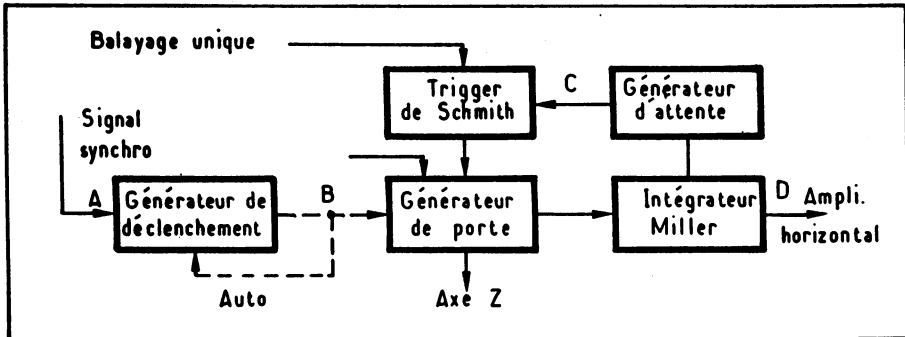


Fig. 2-26. — Bloc diagramme de la base de temps.

Dans la pratique, la sortie du balayage est générée par le circuit de la Fig. 2-27.

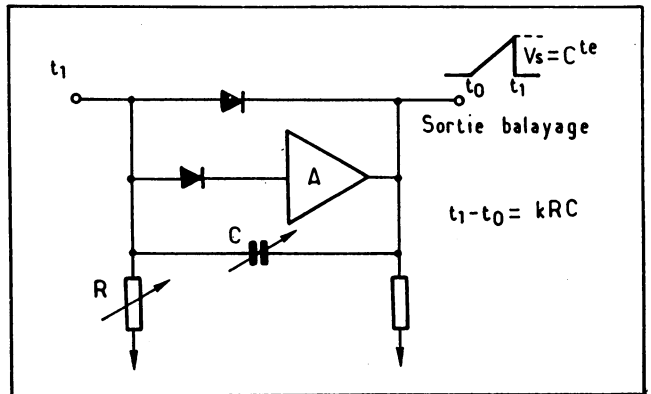


Fig. 2-27. — Génération du balayage.

Le diagramme de la figure 2-28 donne les différentes formes d'ondes obtenues en chacun des points du bloc diagramme de la base de temps (Fig. 2-25).

Typiquement la valeur d'une base de temps peut varier de quelques centaines de picosecondes à quelques secondes/division. Par exemple un oscilloscope 300 MHz commence à 0,5 s/division pour atteindre en ($\times 10$) 500 ps/division.

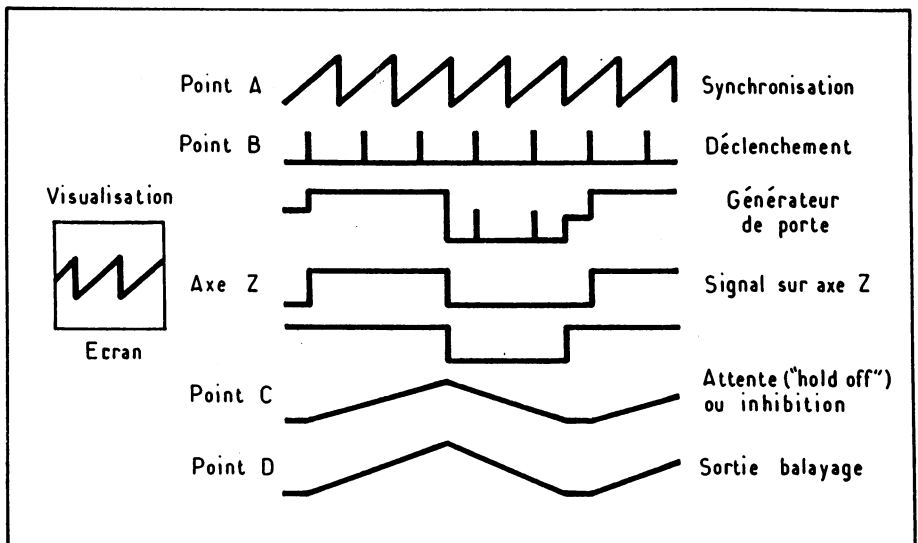


Fig. 2-28. — Formes d'ondes.

3) BASE DE TEMPS SIMPLE, RETARDÉE, MÉLANGÉE

Un oscilloscope a un seul faisceau, avec deux bases de temps multiplexées, est capable de réaliser une grande variété de mesures, autrefois réalisées par des oscilloscopes à deux faisceaux. Suivant la capacité de la base de temps, une ou plus de trois tracés différents peuvent être obtenues. Elles sont appelées balayage retardé, balayage mélangé, ou balayage commuté.

Balayage retardé

Deux bases de temps sont incorporées, mais la trace est seulement celle de la seconde. La première base de temps est appelée un *générateur retardant*, et la seconde un *générateur retardé* (Fig. 2-29). La dent de scie générée par la base de temps retardante démarre à t_0 (impulsion de déclenchement), elle continue jusqu'à ce qu'elle atteigne un niveau de comparaison établi par le contrôle « Division/delay ». A l'instant t_2 , la base de temps retardante s'arrête, et la base de temps retardée est prête pour l'opération. Deux modes sont alors possibles, selon la position de déclenchement de la base de temps retardée. Si le générateur retardé est en « Auto », il se déclenche dès que la dent de scie retardante atteint le niveau du comparateur « Division-delay ». Ce mode utilise le premier générateur comme un générateur de retard. S'il est déclenché par une impulsion interne ou externe arrivant à l'instant t_b (après l'instant t_1) alors le générateur retardant est utilisé comme un générateur de retard de déclenchement. Ce mode de retard de déclenchement est souvent appelé « arming », car il sert à préparer le générateur de retard à partir de la prochaine impulsion de déclenchement.

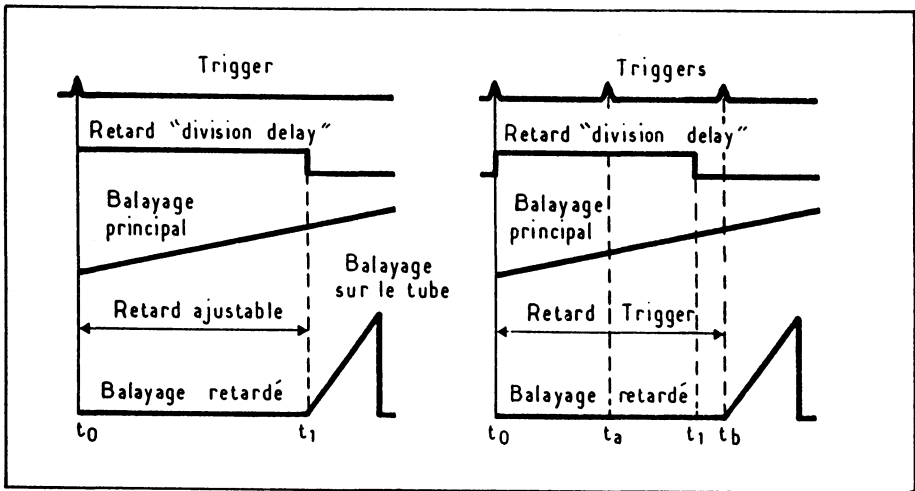


Fig. 2-29. — Balayage retardé.

Pour nombre de mesures d'intervalles de temps, le balayage retardé permet plus de précision et de résolution. Le contrôle « Division-delay » est le bouton de contrôle pour de telles mesures. En général un potentiomètre 10 tours avec un affichage à trois nombres, ainsi qu'un vernier constituant le bouton de contrôle qui permet, par surintensification, de repérer la partie à agrandir.

Balayage mélangé

Il permet un tracé plus adéquat pour nombre de mesures d'intervalles (Fig. 2-30). Le signal de référence et les signaux étudiés sont visualisés dans un train d'ondes avec seulement le domaine d'intérêt étendu pour des mesures d'intervalles de temps. Le mode mélangé est fonctionnellement très similaire au mode retard (delay), excepté que le générateur de balayage retardant est tracé jusqu'à ce que le déclenchement extérieur soit

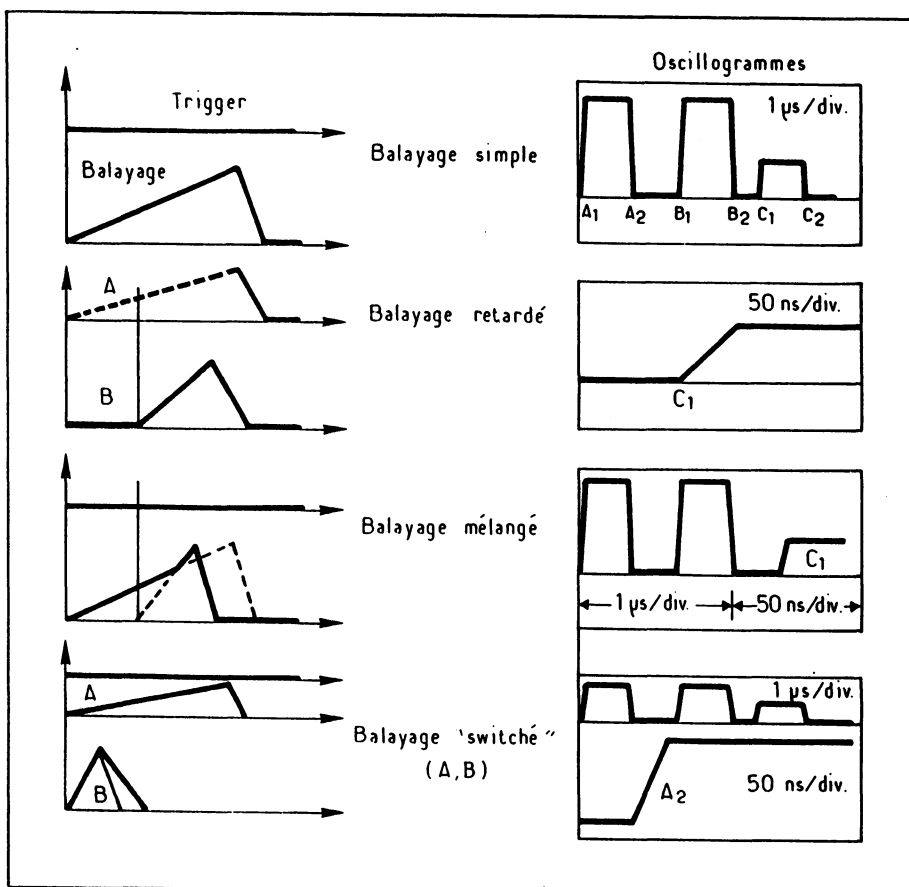


Fig. 2-30. — Différents types de balayage.

déclenché à l'instant t_1 où la base de temps retardée démarre. Une fois qu'elle a atteint la même amplitude que le générateur retardant, elle est tracée pour la suite du cycle de balayage. Ce mode est particulièrement intéressant dans les études de trains d'impulsions.

Balayage commuté (ou switché ou mixte)

Tracé de deux vitesses de balayage variables indépendantes par utilisation en temps partagé de deux bases de temps indépendantes. Selon les vitesses de balayage, la commutation électronique se fait comme pour le mode alterné.

4) VISUALISATION DU SIGNAL DE DÉCLENCHEMENT

Cette commande fait apparaître le signal de déclenchement sur l'écran, elle permet de visualiser la forme du signal de déclenchement surtout intéressant lorsqu'on a recours à un signal extérieur (Fig. 2-31). Ceci donne également le niveau de déclenchement. On peut

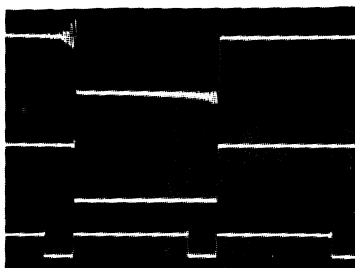
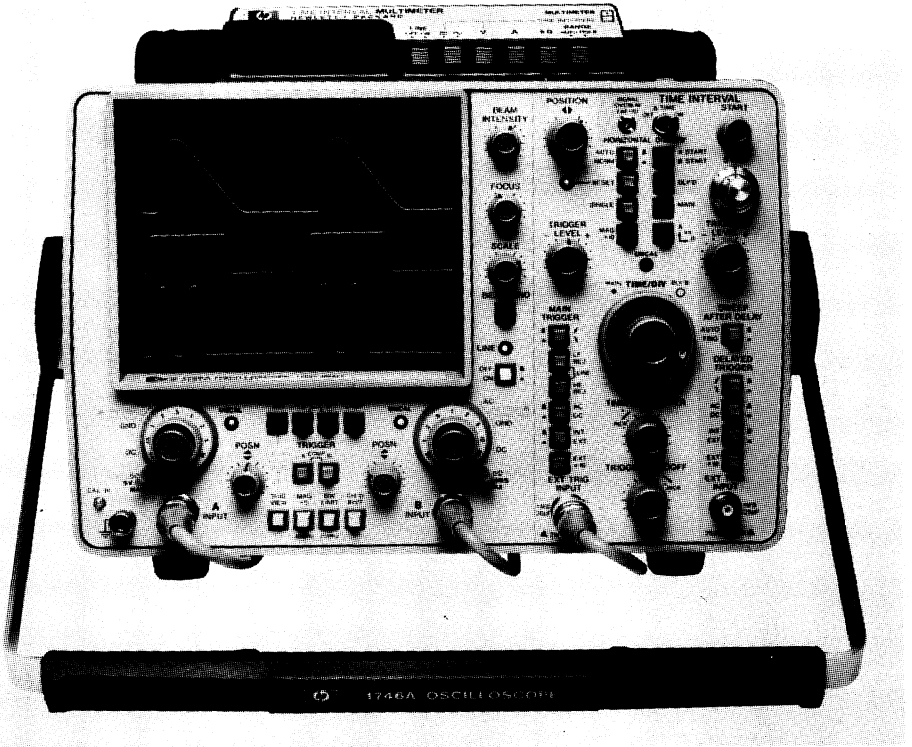


Fig. 2-31. — Visualisation en 3^e trace du signal de déclenchement.

utiliser cette possibilité, par exemple, sur les signaux numériques. Le déclenchement extérieur est l'horloge du système. On va pouvoir ainsi mesurer des intervalles de temps entre les signaux présents sur les voies A et B.



L'oscilloscope HP 1746 de Hewlett-Packard, utilisé par les auteurs pour l'ensemble des oscillogrammes du présent ouvrage.

CHAPITRE 3

LES DIFFÉRENTES COMMANDES, DÉFINITIONS ET RÔLE

Pour bien comprendre les différentes possibilités d'un oscilloscope, nous allons passer en revue la fonction de chaque touche, son incidence sur la visualisation, ses limites, et la signification des mesures obtenues.

3-1. — ACTION SUR LA VISUALISATION

1) CONTRÔLE DE L'INTENSITÉ LUMINEUSE (BEAM INTENSITY)

En modifiant l'amplitude de l'impulsion d'allumage, on obtient une image plus ou moins lumineuse, l'entrée Z (Wehnelt) permet de moduler l'intensité du signal visualisé.

2) CONTRÔLE DE LA FINESSE DU SPOT (FOCUS)

Les contrôles « astigmatisme » et « trace rotation » sont expliqués dans le chapitre concernant les tubes cathodiques.

3) ACTION SUR LA TAILLE DU SIGNAL

Commande volt/div.

En agissant sur cette commande, on va intervenir au niveau de l'amplification ou de l'atténuation du signal de telle sorte qu'il s'inscrive à la dimension voulue sur l'écran (Fig. 3-1). Généralement cette commande se fait par bonds en 1, 2, 5, 10... Mais il est possible en jouant sur le bouton concentrique au premier, appelé « Vernier », d'ajuster continûment et exactement, la taille du signal à un nombre entier de divisions.

Dans ce cas on est décalibré, c'est-à-dire que l'on ne connaît plus la valeur exacte du gain ou « volt/division » ceci est évité sur certains oscilloscopes munis d'une procédure d'auto-calibration.

Une des caractéristiques essentielles d'un oscilloscope est sa sensibilité, typiquement 5 mV/div.

Dans certains cas, cette sensibilité est améliorée (2 mV/div.) mais parfois au détriment de la bande passante.

Une touche (MG $\times 5$) permet d'obtenir directement une amplification par 5 du signal, avec toutefois une limitation de la bande passante.

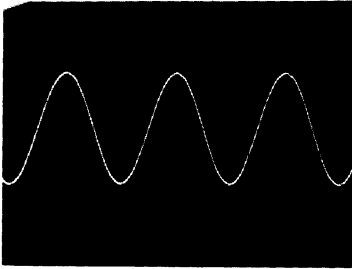
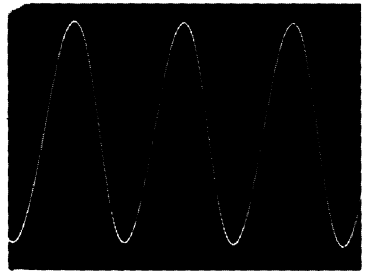
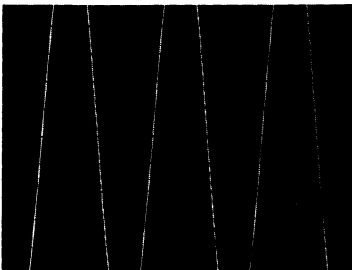
**a****b****c**

Fig. 3-1. — Effet de la commande Volt/division.

Cette touche a en fait pour but d'améliorer également la sensibilité. La précision de la tension indiquée est de l'ordre de 1 à 3 %.

3-2. — MODE DE COUPLAGE D'ENTRÉE

COUPLAGE RÉSISTIF

En général, l'entrée de l'oscilloscope se fait sur haute impédance (1 M Ω) avec une capacité de 5 à 15 pF.

Ceci a pour but de minimiser les charges résistives et d'accepter des valeurs de tension d'entrée relativement élevée (jusqu'à 3 à 400 volts).

COUPLAGE CAPACITIF

Par contre pour l'utilisation à des fréquences plus élevées, on a recours à une entrée 50 Ω , DC (taux d'ondes stationnaires réduit).

Les mesures dans ce mode sont par exemple :

- temps de transition d'impulsion
- mesure de temps de propagation
- déphasage
- mesures d'amplitude d'ondes haute fréquence.

Toutefois, il ne faut pas oublier que dans ce mode les charges capacitives sont variables avec la fréquence, donc il y a atténuation et déphasage de l'onde.

La valeur de la tension d'entrée est limitée à 5 V efficace, mais, une disposition de protection évite toute destruction en cas de surcharge.

MODE DE COUPLAGE AC - DC - GND - EN 1 M Ω

1 GND : pas de signal sur l'écran (le signal est déconnecté de l'amplificateur) (Fig. 3-2a).

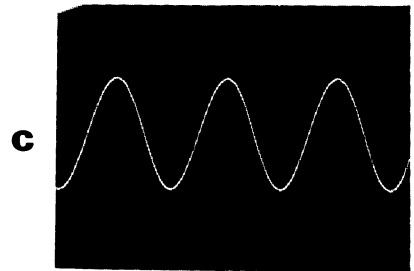
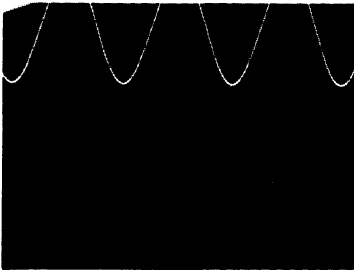
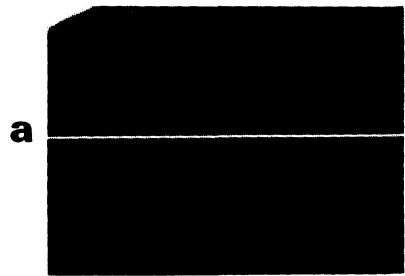


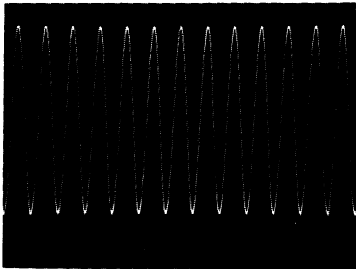
Fig. 3-2. — Effet du mode de couplage sur un signal comportant une composante continue.

2 DC : les composantes continue et alternative sont visualisées (Fig. 3-2b).

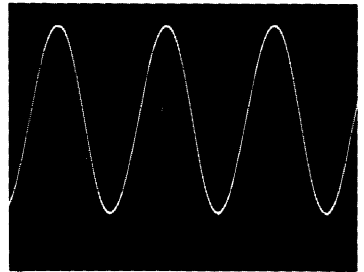
3 AC : la composante continue du signal est éliminée (Fig. 3-2c).

3-3. — ACTION SUR LA VITESSE DE BALAYAGE

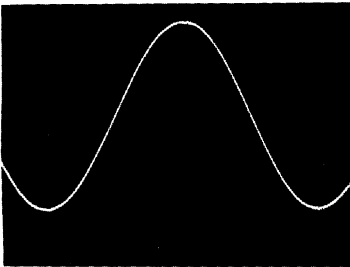
Généralement on agit sur un commutateur rotatif pour la première base de temps, un autre bouton concentrique au premier, ou un deuxième commutateur agit sur la deuxième base de temps. Ceci a pour but de fixer les valeurs de la première et deuxième base de temps ou base de temps principale. (Main sweep) et base de temps retardée (delayed ou DLY'D Sweep) (Fig. 3-3).



a



b



c

Fig. 3-3. — Effet de la commande temps par division.

Le commutateur est gradué (en séquences 1, 2, 3) : temps/div. allant de quelques nano-secondes (ns) à quelques secondes/div. Il existe également une possibilité d'augmenter la vitesse de balayage directement par la fonction ($\times 10$) (Fig. 3-4).

La variation continue de la vitesse de balayage est également possible, mais dans ce cas il n'y a plus de calibration de l'axe des temps (touche ; sweep vernier).

De même il est possible de faire varier la position de la courbe sur l'axe horizontal par la touche « position » $\leftarrow \rightarrow$.

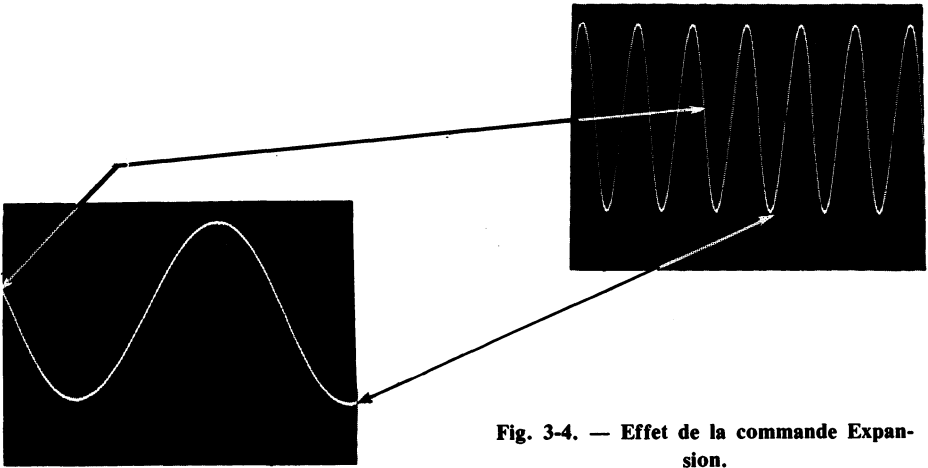


Fig. 3-4. — Effet de la commande Expansion.

3-4. — ACTION SUR LE DÉCLENCHEMENT : (TRIGGER)

Le déclenchement est lié simultanément au balayage interne et au signal présent à l'entrée. Le but est d'obtenir un synchronisme à un point précis assurant ainsi une image

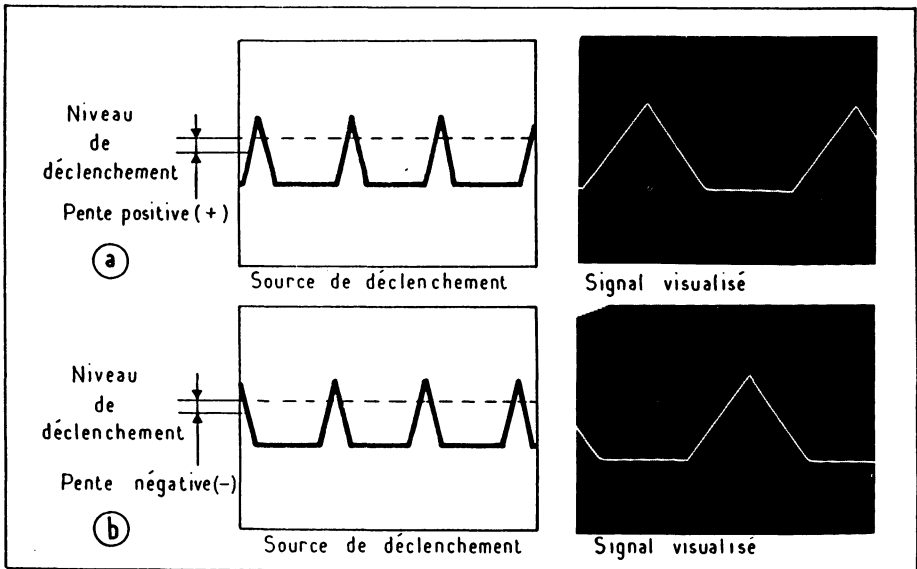


Fig. 3-5. — Effet des commandes niveau de déclenchement et polarité.

stable partant d'un point précis. Pour ce faire, on va définir un niveau de déclenchement positif ou négatif (bouton « trigger level ») et une pente positive ou négative (Fig. 3-5). La coïncidence de ces conditions définit le point de déclenchement. Ces valeurs sont mesurées sur certains oscilloscopes et affichées sur l'écran. Une autre commande associée permet de définir si le signal de référence est :

- le signal lui-même (INT)
- un signal extérieur (EXT) ou atténué (EXT + 10)
- le secteur (LINE).

DIFFÉRENTS MODES DE DÉCLENCHEMENT

— Mode normal : (déclenché)

Dans ce mode, il n'y a déclenchement que lorsque les conditions fixées (niveau et pente) sont rencontrées.

— Mode automatique (relaxé)

Ce mode permet de visualiser le signal en l'absence de signal de déclenchement. Ceci est possible grâce à un circuit particulier dont la description est faite sur la figure 3-6. Si le signal de synchronisation n'est pas reçu au bout du temps t_1 , la validation du déclenchement est réalisée. Par contre dès qu'un signal de synchronisation est détecté cette fonction

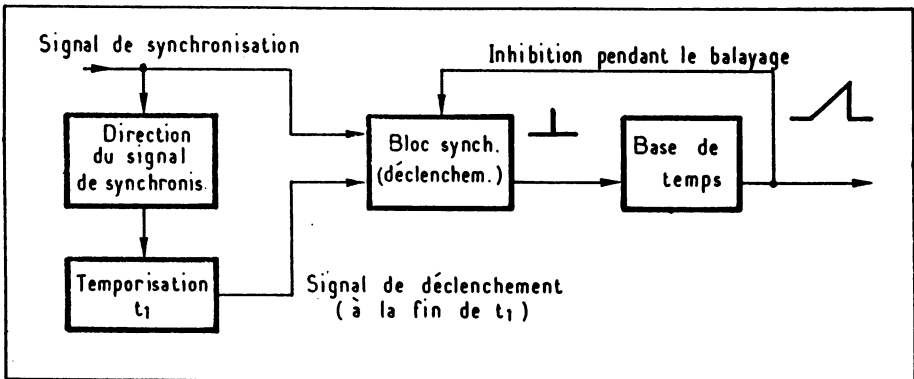


Fig. 3-6. — Schéma bloc de la fonction « automatique ».

de temporisation est inhibée. La seule condition où ce mode n'est pas utilisable est bien sûr lorsque la fréquence du signal est très faible (quelques dizaines de hertz). A noter que la boucle « inhibition » pendant le balayage interdit tout redéclenchement dès que le balayage a été autorisé.

— Composite

Ce mode est utilisé lorsque l'on veut visualiser des signaux n'ayant aucune relation de phase entre eux d'une façon stable.

— Mono-coup

Il a pour but de ne valider le déclenchement qu'une fois. Ceci est très utile dans le cas de

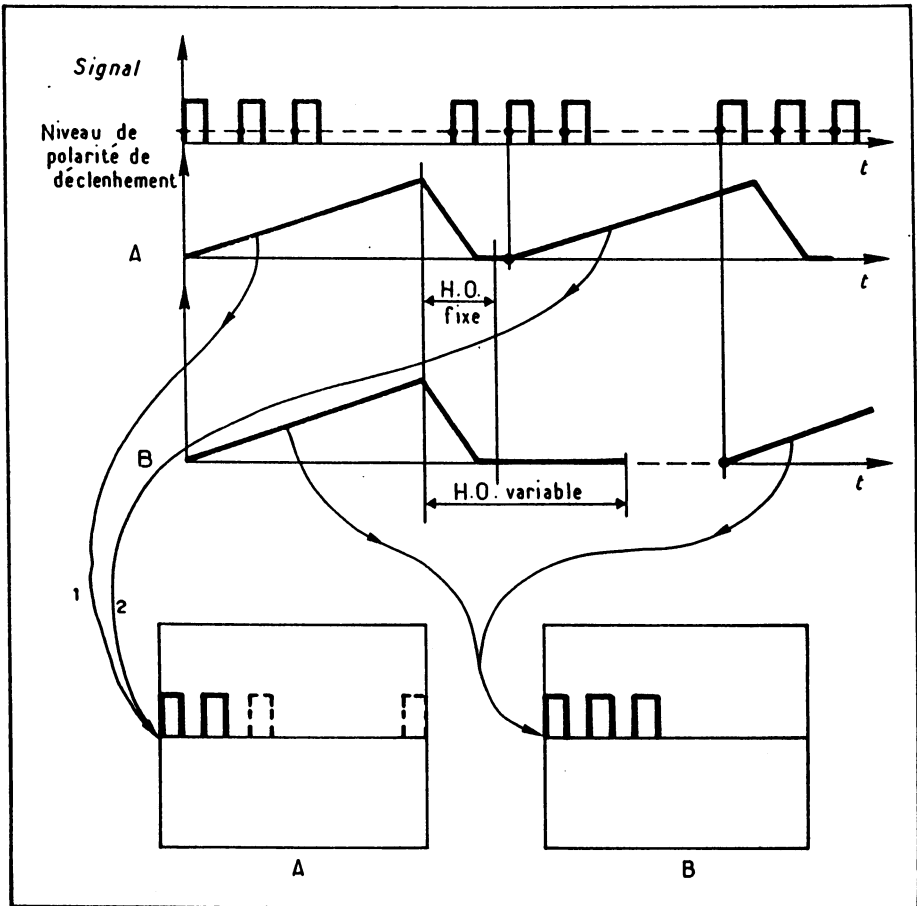


Fig. 3-7. — Déclenchement sur signaux complexes HOLD-OFF.

capture de phénomène unique (oscilloscope mémoire ou stockage par l'intermédiaire d'appareil photo).

— Crête à crête

Ce mode est très pratique car il permet de déclencher un signal dans une fenêtre prédéfini, il n'y a donc pas à réajuster les niveaux (cas du seuil défini supérieur au signal d'entrée).

Certains oscilloscopes proposent un déclenchement « main libre ».

L'oscilloscope détermine la valeur crête à crête du signal et le déclenchement se fait à 10 %, 50 % ou 90 % du signal.

— Mode avec réjection de bruit (Noise rejection)

Il permet de se déclencher sur des signaux de faible niveau mais bruités.

— **TV** : Un oscilloscope traditionnel peut bien sûr se déclencher sur des signaux TV. Toutefois pour des mesures plus précises on a recours à l'utilisation soit d'oscilloscopes spécialisés, soit d'oscilloscopes standard 100 MHz ou 300 MHz munis d'option TV.

Le premier but est d'avoir une entrée adaptée : 75 Ω . Ensuite, il permet d'y adjoindre le fameux « TV CLAMP » (avec couplage AC et clamp négatif) qui permet de limiter les fluctuations verticales du signal TV causés par la variation du niveau vidéo. D'autres possibilités existent suivant les constructeurs et normes : sélection du champ dans la trame, visualisation individuelle des lignes, gain différentiel, phase...

— **Couplage déclenchement**

— réjection BF : atténuation des signaux inférieurs à 5 kHz environ

— réjection HF : atténuation des signaux supérieurs à 5 kHz environ

— TV : surtout utilisé sur les signaux complexes télévision, il permet le déclenchement sur ligne ou trame.

— « **Hold off** » ou **temps d'inhibition** :

En augmentant le temps (jusqu'à 4 fois la valeur choisie) entre chaque balayage il permet à l'instrument de se déclencher sur des signaux complexes (voir Fig. 3-7).

L'ensemble des modes décrits ci-dessus sont généralement dupliqués pour la deuxième base de temps.

3-5. — UTILISATION EN MODE «LISSAJOUS» OU « XY » OU « A VS B » (1)

Cette fonction permet de mettre le signal de la voie A sur l'axe horizontal et le signal de la voie B sur l'axe vertical.

L'application de cette technique est par exemple la mesure de la phase de A par rapport à celle de B. Dans ce dernier cas, il faut être prudent dans l'interprétation de la mesure, car les chemins suivis par A et B sont différents. En effet, les deux amplificateurs ne sont pas identiques et en plus, la ligne à retard, présente sur la voie verticale, entache le résultat d'erreur. L'erreur peut atteindre jusqu'à 5°.

3-6. — CALIBRATEUR

Il permet de calibrer l'ensemble oscilloscope-sonde et de compenser la sonde (voir Chapitre 4 sur les sondes). C'est un signal carré de fréquence variable (ou fixe), jusqu'à quelque MHz, et de tension inférieure à 1 Volt.

(1) Les deux voies d'un oscilloscope peuvent être dénommées « X et Y » ou « A et B ».

CHOIX DE LA SONDE APPROPRIÉE

4-1. — HISTORIQUE

Comme nous l'avons indiqué au début de cet ouvrage, l'oscilloscope va permettre la visualisation et la mesure du phénomène physique observé. Il ne faut tout de même pas négliger un élément important de la chaîne de mesure, la sonde. Elle est en fait, l'interface entre l'instrument et le signal à mesurer. Du bon choix de cette sonde dépend la précision avec laquelle la mesure sera réalisée, et la fidélité de la représentation du phénomène observé.

Considérons l'ensemble sonde/oscilloscope. Le temps de montée réel du signal observé est égal à :

$$tm = \sqrt{t_1^2 \text{ oscilloscope} + t_2^2 \text{ sonde} + t_3^2 \text{ signal observé}}$$

Exemple typique : $t_1 = 30 \text{ ns}$; $t_2 = 20 \text{ ns}$; $t_3 = 35 \text{ ns}$ donnent un tm d'environ 50 ns .

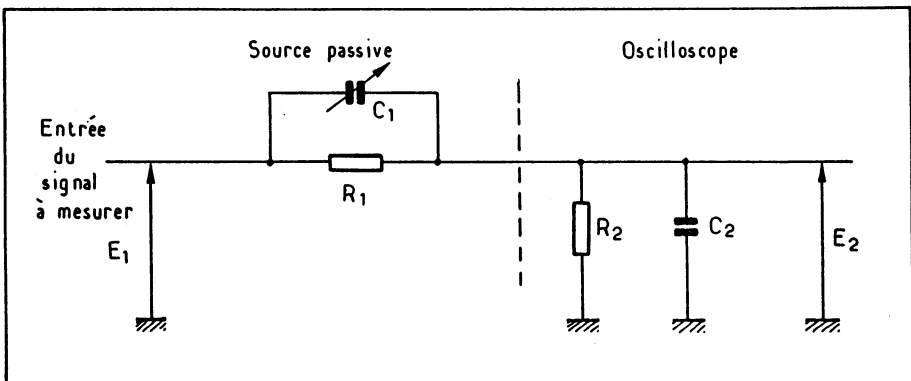


Fig. 4-1. — Schéma d'une sonde passive.

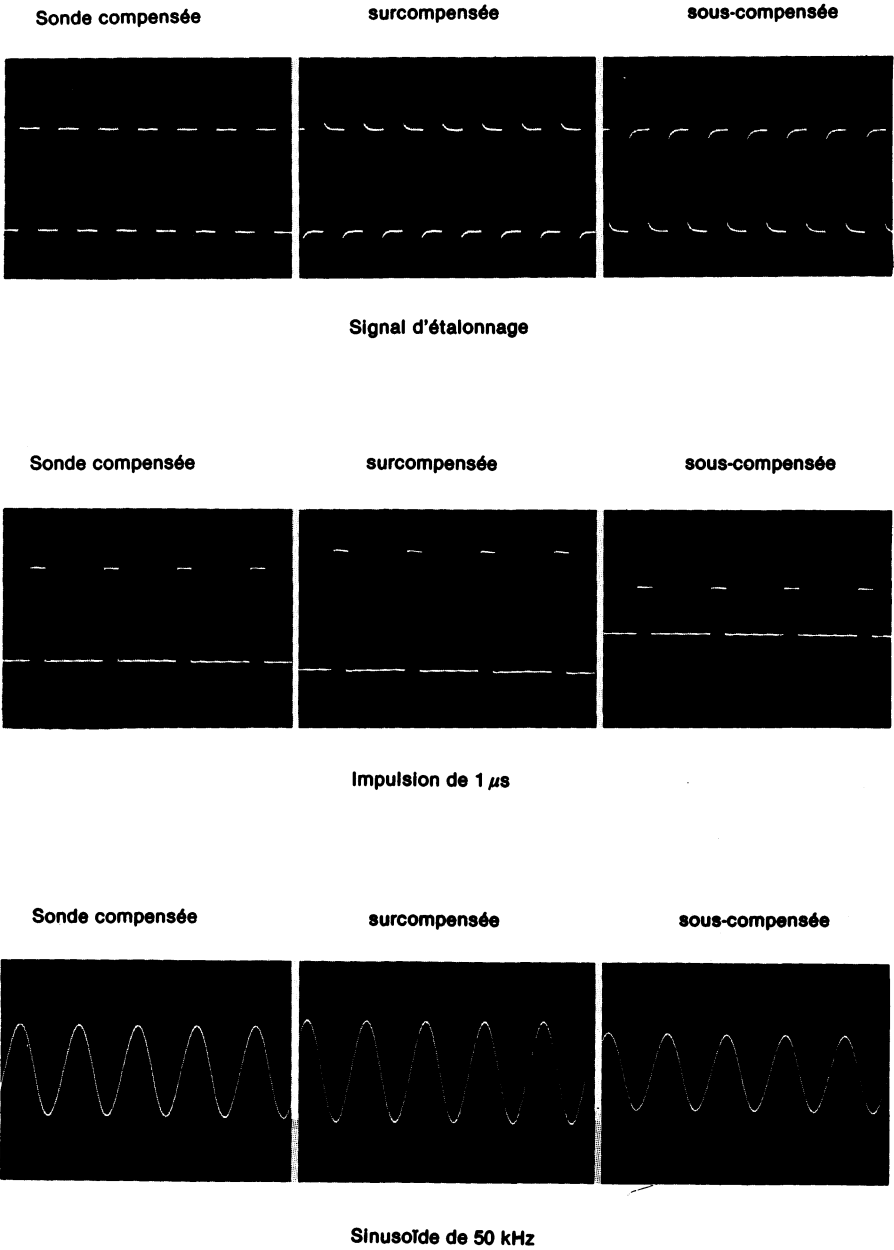


Fig. 4-2. — Effet du réglage de la capacité de compensation d'une sonde sur le signal visualisé.

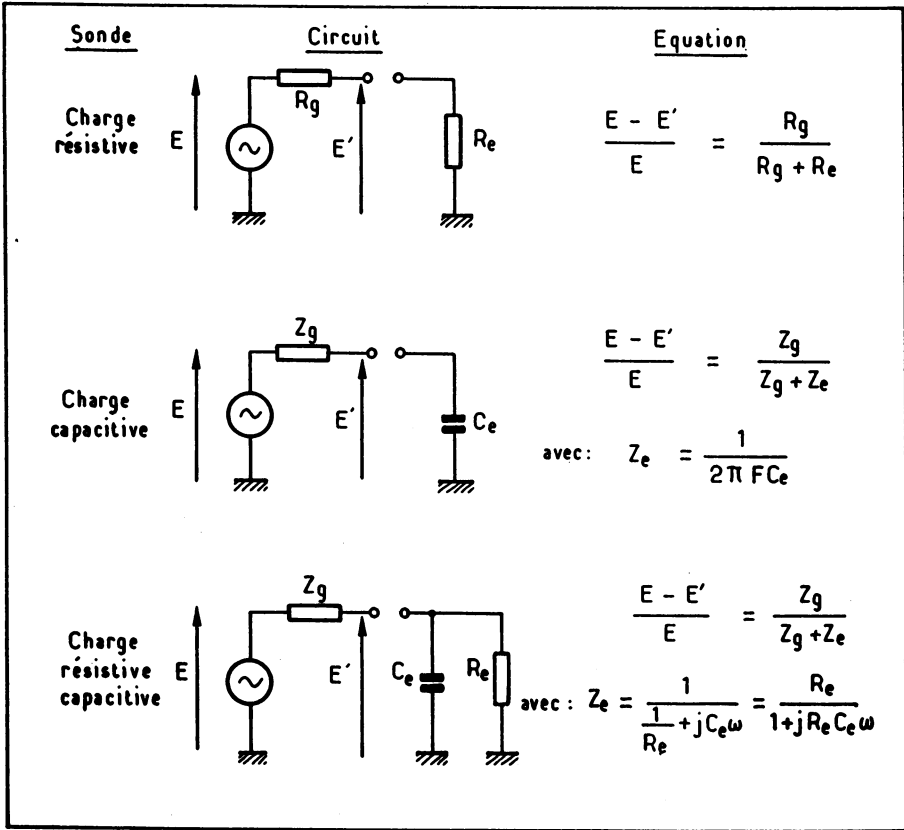


Fig. 4-3. — Equation des sondes.

On voit l'influence de la sonde et de l'oscilloscope sur la mesure d'un temps de montée.

Mais ce n'est pas tout, dans le paragraphe consacré aux amplificateurs d'entrée, on a vu que pour qu'un circuit du type RC soit compensé il faut : $R_1 C_1 = R_2 C_2$ ce qui donne une atténuation indépendante de la fréquence (Fig. 4-1). Il y a donc lieu, avant toute mesure, de réaliser cette condition en réglant la capacité variable C_1 . Ce réglage est facile à faire car les oscilloscopes disposent d'un signal de référence permettant ce réglage depuis la face avant : calibrateur (signal carré). La figure 4-2 montre l'influence de chacun des réglages de la sonde.

Pour savoir comment la sonde va affecter le signal et le circuit sous test, il est bon de considérer l'impédance de la source du signal. Généralement ces résistances varient de quelques fractions d'ohms à quelques centaines d'ohms avec des capacités allant de 1 pF à 100 pF.

Pour minimiser l'effet de charge de la sonde, il faudra choisir le point le plus faible en impédance. Pour utiliser l'oscilloscope au-delà de ses limites en tension, il faut employer une sonde divisant la tension d'entrée dans un rapport 10, 100...

Pour mieux cerner l'effet des sondes, il y a lieu de considérer deux types de signaux :

1) TYPE IMPULSIONNEL (mesure de temps de montée)

- Il faut choisir une sonde ayant une résistance et une capacité la plus faible possible.
- Le temps de montée de la sonde et de l'oscilloscope doivent être proches du temps de montée à mesurer.

2) TYPE SINUSOÏDAL (mesure d'amplitude)

Il faut choisir une sonde qui a la plus grande impédance d'entrée à la fréquence mesurée.

Pour les mesures de temps de montée, choisir une sonde, qui a une grande impédance d'entrée par rapport à l'impédance de la source.

Le tableau de la figure 4-3 indique l'équation caractéristique de chacune des sondes.

3) SONDES ACTIVES, DE COURANT, DE TENSION

Une sonde active a deux avantages :

- Elle permet d'isoler le phénomène à mesurer de l'oscilloscope. En effet tout en ayant une forte résistance d'entrée (jusqu'à $10\text{ M}\Omega$) elle possède une très faible capacité (quelques pF).

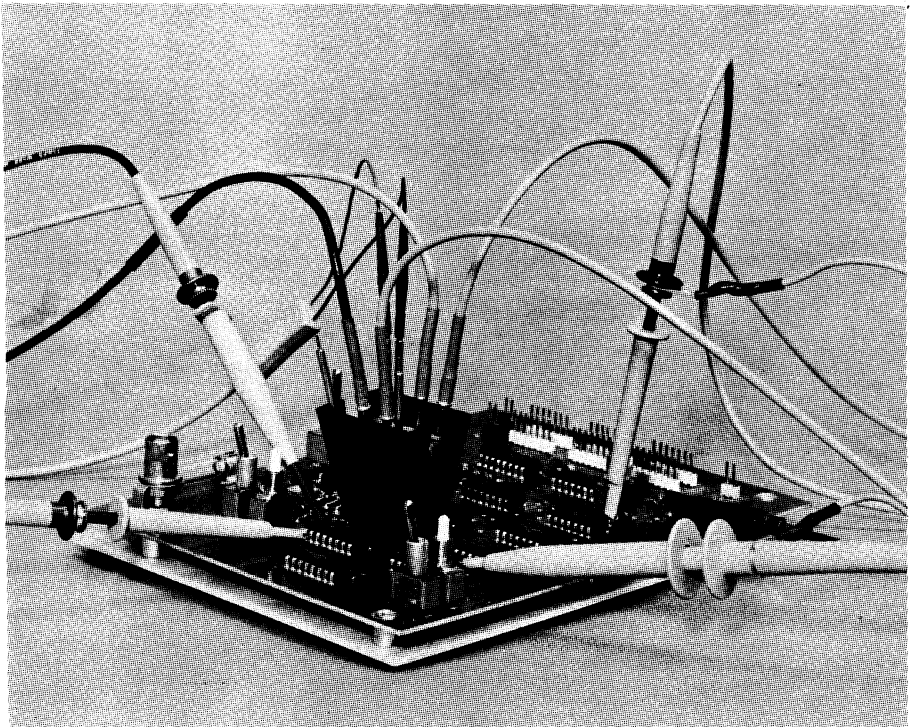


Fig. 4-4. — Différentes formes de sondes disponibles.

— Elle permet de travailler sur de larges gammes de fréquence (jusqu'à 1 GHz) sans atténuation. Ceci est très intéressant pour les mesures de temps de montée/amplitude.

Généralement, elle possède une impédance commutable 50Ω , $1 \text{ M}\Omega$, une atténuation par 10 ou 100 pour les tensions importantes (toutefois la dynamique de ces sondes est plus faible que les sondes passives).

Pour *les sondes de courant*, on peut les considérer comme le complément des sondes de tension, en ce sens qu'une sonde de tension demande une faible impédance pour des mesures précises, une sonde de courant demande une forte impédance. Toutefois, elle affecte moins le circuit sous test, car elle fonctionne comme un transformateur.

D'ailleurs certaines sondes comportent un générateur à effet Hall permettant de mesurer la composante continue de fort courant (500 A).

Remarque :

Il existe également pour ces différentes catégories, toute une sélection de formes mécaniques (Fig. 4-4) permettant une meilleure adaptation de la sonde au circuit. (Mini-sonde, embout pour circuits imprimés, pinces pour circuits logiques...).

Un dernier point également à ne pas négliger est de bien s'assurer que la sonde, le circuit sous test, et l'oscilloscope sont bien tous reliés à la même terre.

Pour ceux qui seraient tentés de réaliser eux-mêmes leurs sondes, il faut noter que ceci est très difficile.

La résistance mécanique de la sonde doit être importante pour résister à tous les traitements. En effet, une bonne sonde doit être capable de tirer un oscilloscope. De même, la réalisation des pièces mécaniques diverses permettant d'adapter l'embout spécifique à chaque point-test, est relativement compliquée.

MESURES PRÉCISES DE TEMPS NOUVELLES TECHNIQUES

5-1. — DIFFÉRENTS TYPES D'ERREURS

L'oscilloscope permet de visualiser la forme d'un signal. Parmi les paramètres que l'on peut étudier sur l'écran cathodique citons : le bruit sur les lignes analogiques de contrôle ; la linéarité d'une rampe ; la réponse d'un amplificateur. Avec l'expansion considérable des systèmes et techniques numériques l'importance du facteur temps devient primordiale. On ne peut plus négliger quelques nanosecondes. La synchronisation et la cadence des signaux de contrôle de données et les retards de propagation sont devenus d'une importance capitale.

Des mesures telles que le temps de transition, la largeur, la période d'une impulsion ou la phase d'une horloge sont devenues typiques et d'un grand intérêt. Avec la vitesse de fonctionnement des systèmes numériques augmente le besoin de mesures plus précises du temps. Il s'avère donc nécessaire d'accentuer les performances de l'axe correspondant.

Un oscilloscope traditionnel mesure des intervalles de temps avec une précision de $\pm 3\%$ de la pleine échelle. Cela signifie qu'avec une base de temps à 10 ns/division, l'incertitude de la mesure lue sur l'écran cathodique est de ± 3 ns.

Trois éléments du système de déflexion horizontale de l'instrument contribuent à ce résultat :

- le générateur de balayage,
- l'amplificateur de puissance large bande,
- le tube cathodique.

Les dernières améliorations réalisées sur les deux derniers éléments, dont les résultats sont peu connus, ont rendu la précision de l'oscilloscope égale à celle du générateur de balayage, soit 1 % de la pleine échelle. Pourquoi ? Cela paraît évident lorsqu'on regarde les deux types d'erreur de la base de temps, source de l'inexactitude : l'angle de la rampe et sa linéarité sont impliqués.

Les erreurs dues à l'angle de la pente (Fig. 5-1b) proviennent d'un écart par rapport à l'angle spécifié.

Les erreurs de linéarité de la pente (Fig. 5-1c) sont dues aux changements de linéarité rencontrés sur le parcours de la rampe de balayage.

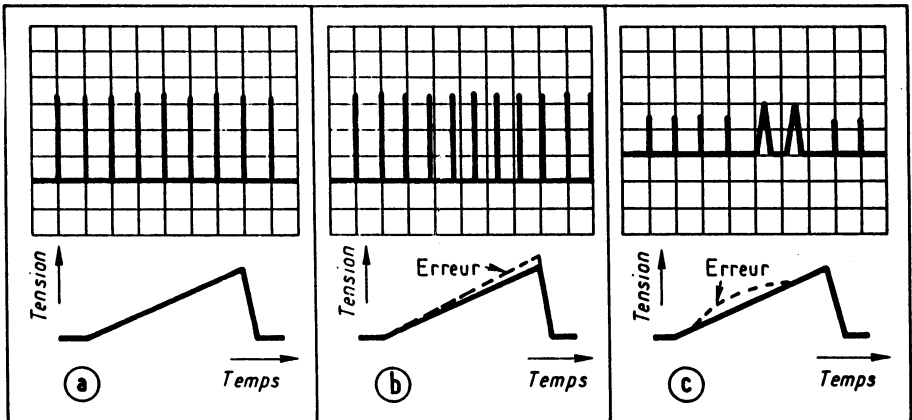


Fig. 5-1. — Sources d'erreurs : les erreurs d'angle et de linéarité de la rampe provoquent un écart par rapport à la réponse idéale montrée en (a).

L'erreur d'angle de la rampe est le résultat de la différence entre l'angle de la rampe de balayage et celui spécifié (de l'ordre de celui de la figure 5-1b). Ceci oblige le faisceau à parcourir l'écran à une vitesse proportionnelle à l'erreur sur l'angle de la rampe. Un changement de pente entraîne un changement de la vitesse de balayage qui se traduit par une erreur d'étalonnage. Les divisions du graticule ne correspondent plus à l'affichage de la base de temps. Chaque division représente néanmoins des intervalles égaux de temps.

Les variations de la pente pendant le temps de balayage se traduisent par une *erreur de linéarité* : le temps représenté par une division du graticule sera différent pour cette division et pour la suivante. Ainsi la précision des mesures d'intervalles de temps change selon l'endroit où l'on se trouve sur la rampe (Fig. 5-1c).

Ces deux types d'erreur sont imputables à l'amplificateur horizontal de puissance et au tube cathodique. L'amplificateur de puissance sert d'interface entre le générateur de balayage et les plaques du tube cathodique. Du fait de la grande vitesse de balayage demandée dans les applications d'aujourd'hui, il doit avoir une large bande passante et ainsi ne peut échapper aux distorsions typiques des amplificateurs de puissance large bande.

Les contributions à l'erreur totale du système viennent, d'une part, de l'interférence due à la proximité du champ magnétique du faisceau et, d'autre part, du champ électrostatique des plaques à la fin du balayage et partiellement des non linéarités du système d'expansion par lentille du tube.

5-2. — DÉTECTEUR DE ZÉRO

L'oscilloscope à base de temps retardée, introduit à la fin des années 1950 minimise les effets des erreurs associées de l'amplificateur de puissance horizontal et du tube cathodique.

Ceci est obtenu en faisant agir l'oscilloscope comme un détecteur de zéro. Le centre de l'écran sert de position de référence pour les points de départ et d'arrivée de l'intervalle de temps retardé, et la mesure de ces deux points se fait en ajustant le potentiomètre 10 tours

qui détermine le temps de retard. La première lecture est soustraite de la seconde pour obtenir la mesure de l'intervalle de temps et, au même moment, les erreurs des deux lectures sont virtuellement annulées.

Ce type d'oscilloscope utilise deux générateurs de balayage relativement indépendants pour produire les balayages principal et retardé. Le balayage retardé, plus rapide, peut être démarré à n'importe quel endroit de la rampe de balayage la plus lente (Fig. 5-2). Une tension continue précise est comparée à la tension montante du balayage principal. Lorsque les deux sont identiques, une impulsion de déclenchement démarre le balayage retardé.

ANNULATION DE L'ERREUR

La figure 5-2 montre l'annulation de l'erreur avec la mesure en balayage retardé, le centre de l'écran devient la référence pour les points de départ et d'arrivée de l'intervalle de temps retardé, et la différence de temps est déterminée par un potentiomètre 10 tours, ainsi les erreurs consécutives aux lectures de chacun des points sont éliminées.

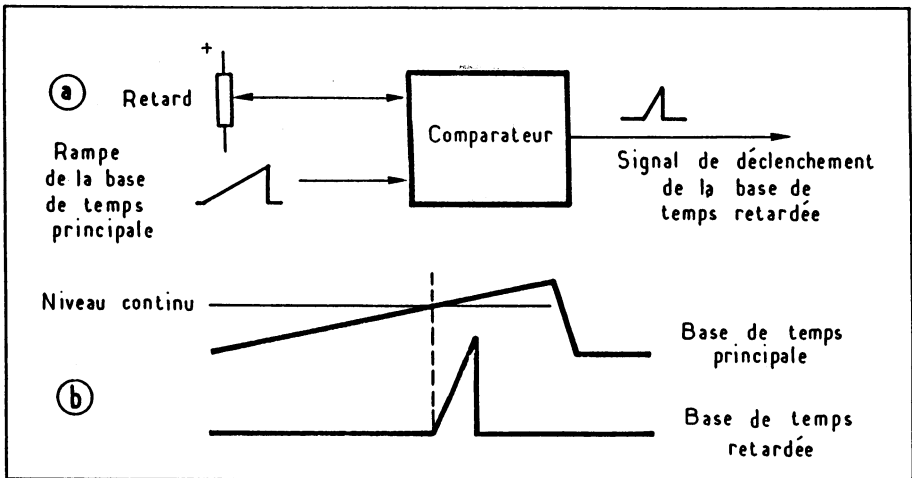


Fig. 5-2. — Annulation de l'erreur.

La figure 5-3 montre le principe de cette technique de mesure. Après avoir amené le point de départ de l'intervalle de temps à mesurer au centre de l'écran, on lit sur le potentiomètre de contrôle du temps de retard $T_1 = 1,86$ divisions. Puis après avoir amené le point final de l'intervalle au centre de l'écran, on lit sur le potentiomètre de contrôle du temps de retard : $T_2 = 3,98$ divisions. La différence entre les deux (2,12) est multipliée par la vitesse de balayage de la base de temps principale. Afin d'obtenir l'intervalle de temps dans l'unité désirée, (ici microsecondes), soit :

$$\Delta T = 2,12 \text{ divisions} \times 0,5 \mu\text{s/div.} = 1,06 \mu\text{s} = T$$

L'incertitude de mesure égale l'incertitude de la lecture due au générateur de balayage, plus l'incertitude de la mesure pleine-échelle due au potentiomètre 10 tours, soit :

$$\pm 0,5 \% \text{ de la lecture} + 0,1 \% \text{ de la pleine-échelle} \\ = \pm [0,5 \% (1,06 \mu\text{s}) + 0,1 \% (5 \mu\text{s})] = 10,30 \text{ ns}$$

cela donne une précision de $\pm 0,972 \%$ de la lecture.

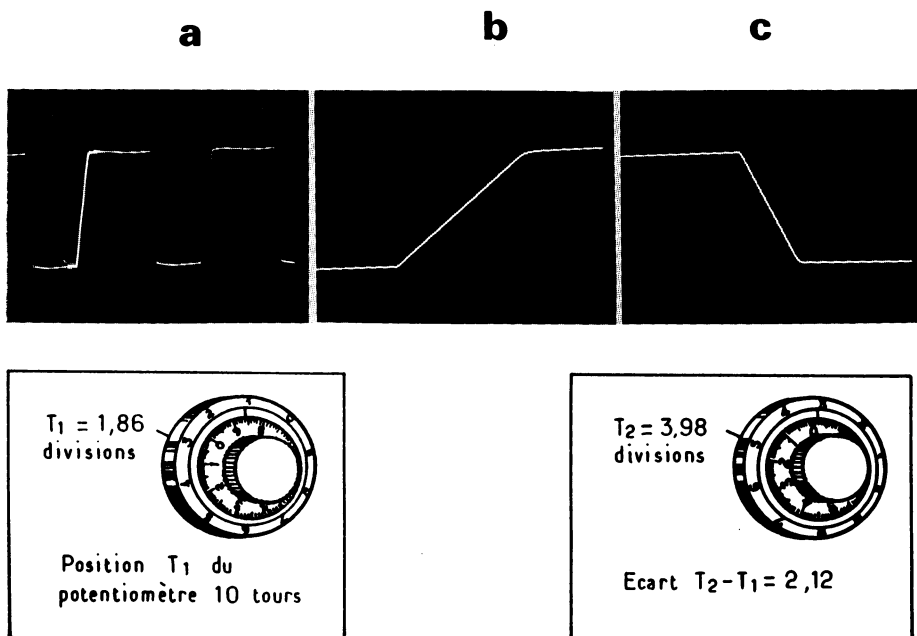


Fig. 5-3. — Principe de la mesure en « Δ time ».

5-3. — LE SYSTÈME « ΔT » À DEUX MARQUEURS

Introduit en 1975, le système « delta time » à deux marqueurs améliore considérablement la précision et facilite les mesures d'intervalles de temps avec balayage retardé. En plus de la diminution des risques d'erreurs dus à l'opérateur, le système ΔT à deux marqueurs, peut afficher simultanément deux événements séparés dans le temps et éliminer les fluctuations du signal.

Le système ΔT à deux marqueurs utilise également l'amplificateur horizontal de puissance et le tube cathodique comme un détecteur de zéro. Il ajoute un voltmètre numérique pour lire l'intervalle de temps mesuré. Ceci évite à l'opérateur de repérer la position du potentiomètre de contrôle du retard. Ce système visualise deux marqueurs de base de temps retardée, en balayage alterné (Fig. 5-4). La première fois que la rampe de la base de temps principale coïncide avec le niveau de tension du retard du « temps de départ », elle déclenche la base de temps retardée, son départ indique le début de l'intervalle de temps à mesurer. Puis au deuxième balayage, le niveau de tension du retard du « temps d'arrivée » rencontre la rampe et produit un second balayage retardé commençant à la fin de l'intervalle de temps. Les balayages retardés du point de départ et d'arrivée sont affichés alternativement, mais si rapidement que les marqueurs sont présents simultanément. La différence entre la tension du point de départ et du point d'arrivée donne directement l'intervalle de temps mesuré.

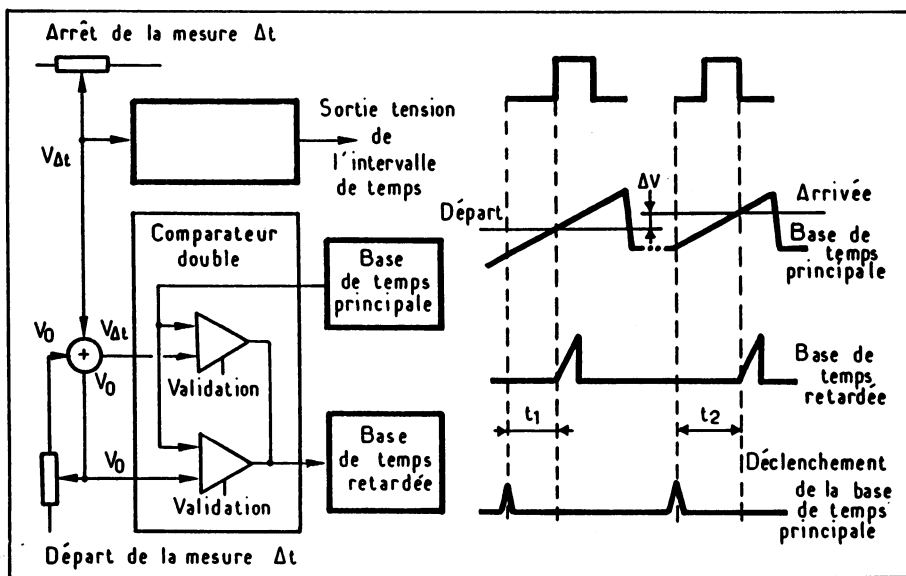


Fig. 5-4. — Facilité et précision du système ΔT à deux marqueurs.

La figure 5-4 montre la facilité et la précision : du système ΔT à deux marqueurs. Celui-ci affiche deux marqueurs de la base de temps retardée sur des balayages alternés permettant des mesures d'intervalles de temps avec une plus grande facilité. La technique de mesure minimise également les effets de fluctuation du signal.

1) OPÉRATION EN TROIS PHASES

Une mesure ΔT à deux marqueurs se fait en trois phases :

a) — Ajuster les marqueurs de départ et d'arrivée au début et à la fin du signal à mesurer (Fig. 5-5).

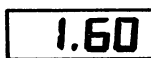
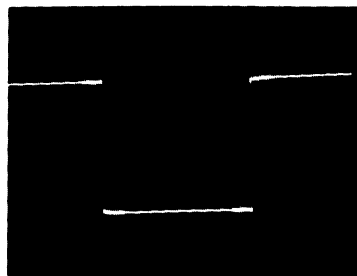


Fig. 5-5. — Opération en trois phases : le système ΔT à deux marqueurs demande à l'opérateur d'ajuster les marqueurs de départ et d'arrivée, de choisir le temps de balayage de la base de temps retardée et d'ajuster le marqueur d'arrivée de telle sorte que les traces de départ et d'arrivée soient au milieu ; puis de lire la largeur de l'impulsion.



b) — Choisir le temps de balayage de la base de temps retardée et ajuster le marqueur d'arrêt de la mesure de telle sorte que les traces de départ et d'arrivée soient à 50 % de leur valeur (Fig. 5-6).

1.024

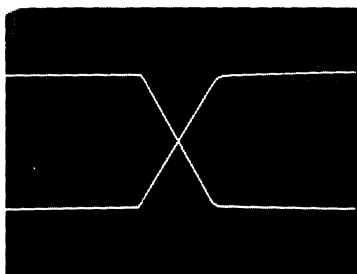


Fig. 5-6. — Incertitude : le temps en % de la pleine échelle est divisé par deux avec le système ΔT . Sur l'exemple montré, l'incertitude est de 0,744 % de la lecture. Le système ΔT à deux marqueurs est plus facile à utiliser que celui du balayage retardé et améliore la précision de 25 %.

c) — Lire la largeur de l'impulsion sur le voltmètre numérique (1,024 μs).

L'incertitude de cette mesure est spécifiée à : $\pm 0,5$ % de la lecture + 0,05 % de la pleine échelle. Remarquez que le terme en % de la pleine échelle est divisé par deux, par le système ΔT . Ceci est dû à l'utilisation d'une lecture numérique qui augmente la précision.

Prenons l'exemple de la figure 5-6 :

l'incertitude du système ΔT est à :

$$\pm 0,5 \% (1,024 \mu s) + 0,05 \% (5 \mu s) = \pm 7,62 \text{ ns}$$

Ceci donne donc 0,75 % de la lecture.

Le système ΔT à deux marqueurs est plus facile à utiliser que la technique du balayage retardé, il augmente également la précision d'au moins 25 %.

AUTRES MESURES :

D'autres mesures d'intervalles de temps sont également facilitées. Par exemple, une mesure de période peut être nécessaire pour vérifier la fréquence d'un signal d'horloge (Fig. 5-7). Dans ce cas, les marqueurs de départ et d'arrivée sont positionnés sur les fronts montants des impulsions adjacentes ou sur les impulsions intéressantes. La valeur du balayage retardé est sélectionnée, et le contrôle d'arrêt est ajusté de sorte que les deux balayages se superposent. L'intervalle de temps est alors lu directement sur le voltmètre numérique.

1.57

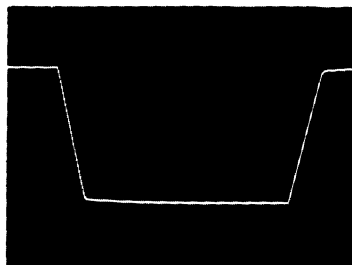


Fig. 5-7. — Période : la technique de mesure de période est montrée en deux exemples : les marqueurs de départ et d'arrêt sont positionnés sur les fronts montants d'impulsions adjacentes. La valeur du balayage retardé est sélectionnée, on ajuste la valeur du marqueur d'arrêt de telle sorte que les deux balayages se superposent et l'intervalle de temps est lu.

L'observation de signaux périodiques s'effectue par portions successives du signal dans le temps à partir d'une valeur caractéristique déterminée par le déclenchement. L'image

perçue est la superposition de ces images successives. Si la phase du signal présente des variations d'une période différente du balayage, les tracés ne se superposent pas exactement (Fig. 5-8).

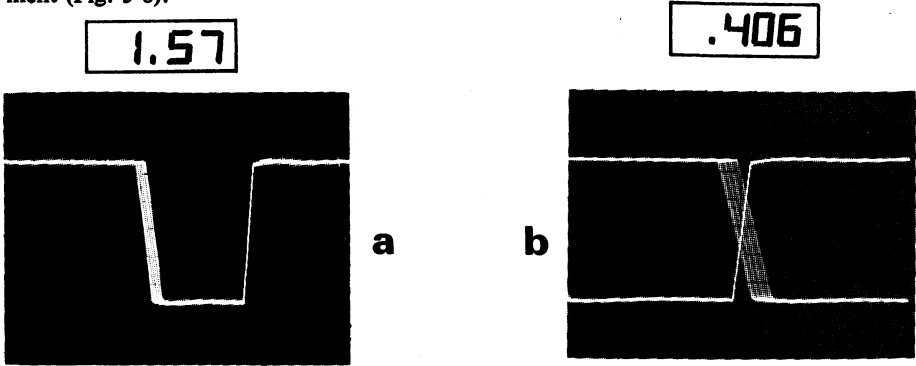
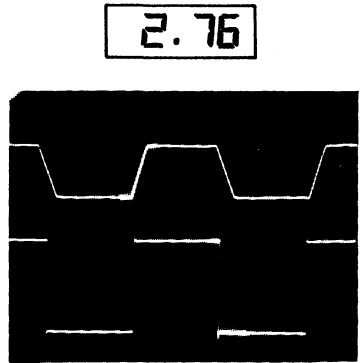


Fig. 5-8. — Les variations à court terme du paramètre temps par rapport à une référence (gigue de phase) sont mesurées aussi bien que n'importe quel autre phénomène périodique lorsqu'un oscilloscope est utilisé (la gigue de phase d'une période (a) et la gigue de phase d'une largeur (b) sont facilement mesurées par les techniques décrites ici.

Fig. 5-9. — Les mesures entre voies : sont faites immédiatement par le système ΔT . Une telle méthode rend aisées les mesures de propagation, temps d'établissement, de maintien et de réponse.



La gigue de phase sur la période peut apparaître dans un signal d'horloge sur un disque ou sur le taux de répétition d'une impulsion d'un signal radar. On mesure cela comme une autre période (Fig. 5-9) à l'exception que, dans le mode balayage retardé avec les signaux chevauchés, on ne lit pas sur le voltmètre numérique. En fait, la gigue de phase crête à crête est lue sur le tube cathodique, et ensuite multipliée par la vitesse de la base de temps retardée.

$1 \text{ div.} \times 10 \text{ ns/div} = 10 \text{ ns crête à crête de gigue de phase}$

On procède en deux phases. Premièrement l'affichage surintensifié est sélectionné, et les marqueurs ajustés sur la période intéressante. Ensuite, l'affichage « balayage retardé » est sélectionné et le marqueur « fin » est placé pour qu'il y ait chevauchement.

Une gigue de phase dans la largeur d'une impulsion peut être présente dans un modulateur d'émetteur-radar ou dans le signal « FLAG » d'un dialogue d'ordinateur. On la

mesure de la même façon que la gigue de phase d'une période avec la technique de base de la mesure d'une largeur. Les traces en mode « balayage retardé » sont superposées et la gigue de phase horizontale est mesurée sur le tube cathodique et multipliée par la valeur de la base de temps retardée (Fig. 5-8b).

5-4. — MESURE ENTRE VOIES

Les mesures entre voies d'intervalles de temps se font d'une manière aussi directe sur un système ΔT . La capacité d'un oscilloscope à deux voies rend plus facile la mesure des retards de propagation répétitifs, des temps d'établissement et de maintien des signaux de commandes dans les portes logiques et des temps de réponse. Dans le mode alterné, le marqueur « départ » sera sur une trace et le marqueur « arrêt » sur l'autre.

L'interrupteur Départ sur A/Départ sur B sélectionne la voie sur laquelle le marqueur « départ » apparaîtra. Par exemple, pour mesurer le temps entre l'impulsion d'horloge sur la trace supérieure et l'impulsion de donnée sur la trace inférieure il faut que le marqueur de départ soit sur la trace A (mode « départ sur A » sélectionné). Mais pour mesurer le temps pendant lequel l'impulsion d'horloge reste à l'état « 1 », après le front montant de l'impulsion de donnée, on est obligé de positionner le marqueur « départ » sur la voie B (mode « départ sur B » sélectionné). Une fois les marqueurs « départ » et « arrêt » en place, la procédure est identique à une mesure effectuée sur une seule voie.

Avec les mesures en deux voies, il peut y avoir un petit décalage en temps dû à la différence de longueur des sondes.

Cette erreur sera mesurée en connectant les deux sondes à un même point et en mesurant le décalage. Les temps de montée peuvent être également plus facilement et plus précisément mesurés avec les oscilloscopes « ΔT ». Dans ce cas, le gain vertical est ajusté de sorte que l'affichage fasse 5 divisions avec le mode « balayage retardé » sélectionnée. Puis, la position « départ » est ajustée afin que la trace coupe le repère 10 % horizontal au niveau du graticule vertical : et, de même, pour le repère 90 % et le graticule vertical. La valeur du temps de montée est alors lue sur le multimètre numérique (Fig. 5-10).

.0664

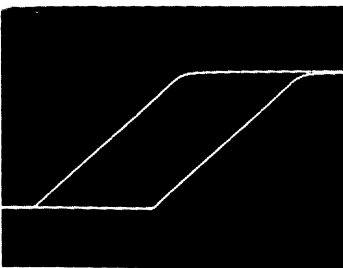


Fig. 5-10. — Temps de montée : le temps de transition est mesuré par la méthode « ΔT » en utilisant l'affichage sur 5 divisions et le balayage retardé. La position départ est ajustée jusqu'à ce que la trace coïncide avec le niveau 10 % et le graticule vertical, et de même (au centre) la position « fin » avec le niveau 90 %.

La précision de la mesure du temps de montée est affectée par deux sources d'erreur additionnelles. La première est la non linéarité de l'axe vertical du tube cathodique, qui contrairement à celle de l'axe horizontal n'a pas été annulée et pour lesquels de très petites erreurs de l'ordre de 20 à 50 ps sont à attendre.

La seconde source d'erreur est également dérivée de l'axe vertical et est due au fait que le temps de montée observé est approché comme la racine carrée de la somme des carrés des temps de montée de l'oscilloscope, du signal et de la sonde. Cette erreur peut généralement être ignorée, si le temps de montée de l'oscilloscope est au moins cinq fois plus rapide que le temps de montée à mesurer. Dans la première technique ΔT , rien n'a été fait pour améliorer la précision du troisième élément déterminant : le générateur de la base de temps principale, qui produit la sortie de la rampe de balayage et qui donne la référence de la base de temps de l'instrument. La meilleure précision de ce générateur est de l'ordre de 0,5 %

5-5. — SYSTÈME ΔT À QUARTZ

Une seconde génération de système ΔT introduite en 1977 utilise un oscillateur à quartz 100 MHz, à la place du générateur de base de temps principal. De ce fait, un oscilloscope 275 MHz arrive à une précision de 50 ps picosecondes (ps) sur l'affichage à 5 chiffres, offrant des résolutions en temps de 10 ps (picosecondes) (ps).

Un tel système ΔT à quartz travaille différemment. Le déclenchement de la base de temps principale valide un compteur qui totalise les impulsions de l'oscillateur à quartz jusqu'à ce qu'il soit stoppé par le déclenchement de la base de temps retardée (Fig. 5-11).

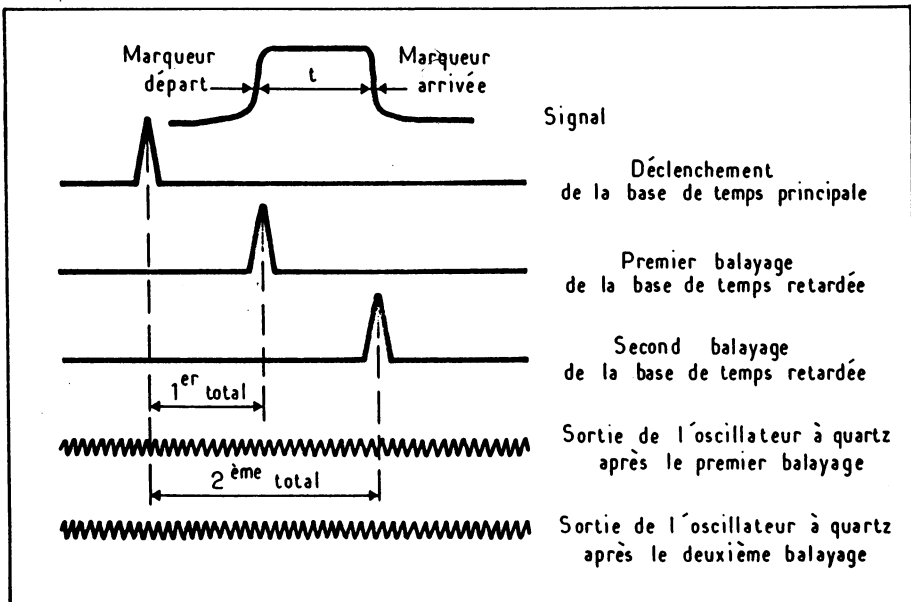


Fig. 5-11. — La seconde génération du système ΔT . L'oscillateur à quartz est la référence de temps. Les impulsions sont comptées à partir du déclenchement de la base de temps principale qui déclenche ensuite le premier balayage retardé. Alors elles sont comptées à nouveau jusqu'au deuxième balayage retardé. La différence est l'intervalle de temps.

Au premier balayage, les impulsions sont comptées du départ de la base de temps principale jusqu'au départ du marqueur « début ». Au balayage suivant, elles sont comptées jusqu'à ce que le marqueur « arrêt » déclenche le second balayage de la base de temps retardée. En soustrayant le premier comptage du deuxième, on obtient la valeur de l'intervalle de temps.

Des résolutions de l'ordre de 10 ps ne sont possibles que par l'utilisation de la technique du « moyennage ». En effet comme pour un compteur universel, on moyenne la mesure en la répétant plusieurs fois. Ce nombre N dépend de la valeur de la base de temps. Il augmente la résolution de $1/\sqrt{N}$

Exemple : horloge à 100 MHz, Période 10 ns,

$$\text{pour 1 passage : Résolution} = \frac{10 \text{ ns}}{\sqrt{1}} = 10 \text{ ns}$$

$$\text{pour 1 000 000 passages : Résolution} = \frac{10 \text{ ns}}{\sqrt{10^6}} = 10 \text{ ps}$$

Les autres avantages du système « ΔT » avec quartz de référence sont les suivantes :

— Mesures en déclenchement automatique : l'instrument suit les variations du signal sans l'aide de l'opérateur. Ceci est très utile pour des signaux avec beaucoup de gigue (jitter).

— Mesures de première impulsion : ceci permet des mesures de signaux asynchrones telles que des impulsions générées en même temps que la base de temps principale.

(Le fait que la base de temps principale n'assure que brièvement la référence dans le temps permet cela).

— Mesures avec balayage recalibré : le vernier peut être utilisé pour calibrer l'axe horizontal du tube cathodique, par exemple, pour des périodes d'horloge ou autres unités, se ramenant au système à étudier.

LIMITES DE LA MÉTHODE :

Pour les mesures d'intervalles de temps très longs, la stabilité de la référence à quartz entre en ligne de compte.

Pour les mesures d'intervalles de temps très rapides, il faut bien voir que les points de déclenchement doivent être dans le même ordre de grandeur, si possible à 50 % du front de montée ou de descente. Cette précaution permet d'éliminer l'erreur due au temps de montée de l'oscilloscope (3,5 ns pour 1 oscilloscope 100 MHz) comparé à la résolution de 10 ps. Dans ce cas, on considère que le temps de montée est proche du retard de propagation. Cette remarque n'est valable que lorsque les fronts de montée et de descente ont approximativement la même valeur.

Il est également nécessaire pour des mesures entre voies de procéder à un réglage initial de superposition de signaux des voies A et B.

Le but de ce réglage est d'annuler les retards de propagation ($\pm 0,5$ ns) entre les voies du système oscilloscope/sonde. Les deux sondes sont connectées à une source très stable. Un ajustement sur le panneau avant (overlap A = B) assure la superposition des traces.

5-6. — MESURES SUR LES SIGNAUX NUMÉRIQUES : MODE « DELAY BY EVENT »

Comme nous l'avons vu l'emploi d'un système ΔT à quartz permet à l'instrument de se resynchroniser après un retard déterminé. L'image est stable pour une valeur faible de la gigue du signal numérique (jitter).

Cette gigue est fréquente dans les signaux mesurés (par exemple sur les disques d'ordinateur). En balayage retardé, la valeur du retard indiquée est fixe. La valeur du déclenchement est également définie. Ceci provoque une image instable et interdit toute mesure.

Une des solutions à ce problème est le mode « delay by event ». Il a pour but non pas de travailler avec un temps fixe, mais après le déclenchement de la première base de temps on va compter un nombre d'événements (event) dès que ce nombre est atteint par exemple la 783^e impulsion du train de données numériques (frame pulse).

Alors on a la synchronisation. Dans ce cas, l'image obtenue est très stable. Le domaine d'application se situe surtout pour des signaux complexes avec « jitter », ou des signaux TV (sélection de ligne particulière).

5-7. — CHOIX DE LA BANDE PASSANTE EN FONCTION DES TEMPS À MESURER

Il est admis en général que la valeur du temps de montée de l'instrument de mesure doit être au moins trois fois plus rapide que la valeur du temps de montée du phénomène à étudier. Prenons le cas de la mesure d'un signal ECL avec un temps de montée de 1 ns, le tableau de la figure 5-12 montre les erreurs dues à la bande passante, à la base de temps et l'erreur totale suivant la bande passante de l'oscilloscope.

BANDE Passante	TEMPS DE MONTEE		POURCENTAGE D'ERREUR DU A		ERREUR TOTALE
	Instrument	Mesure	Bande passante	Base de temps	
275 MHz	1,27 ns	1,61 ns	61 %	5 %	67 %
400 MHz	0,875 ns	1,33 ns	33 %	11 %	44 %
1 GHz	0,35 ns	1,06 ns	6 %	8 %	14 %

Fig. 5-12. — Répartition des erreurs en fonction de la bande passante.

Cette simple analyse pourrait indiquer qu'il faut toujours choisir une bande passante la plus élevée possible avec les coûts supplémentaires entraînés par ce choix. En fait les techniques que nous avons vu précédemment montrent comment éliminer les erreurs de base de temps et de tube. En utilisant par exemple, la technique ΔT à quartz. Voici les résultats obtenus sur des signaux issus de cartes à microprocesseur : avec une bande passante de 1 GHz, l'erreur totale est de 0,55 % ; pour 500 MHz : 0,5 % et avec un oscilloscope 275 MHz avec base de temps à quartz : 0,05 %. Toutefois pour des signaux de forme non symétrique (temps de montée et de descente très différents) il y a lieu d'utiliser la bande passante la plus élevée possible (maximum de 4 GHz actuellement).

OSCILLOSCOPE À ÉCHANTILLONNAGE

Les techniques que nous avons évoquées précédemment partent toutes du principe fondamental de traitement en direct du signal. Dans l'état actuel de la technique, les amplificateurs d'entrée permettent l'amplification de signaux de faible niveau pour des fréquences atteignant 1 GHz, au-delà, il faut changer la technique de l'instrument. Le principe retenu présente une analogie bien connue avec le stroboscope. On prélève à une cadence plus lente une partie du signal à des intervalles de temps déterminés, puis on le reconstitue, ceci implique donc un signal répétitif.

6-1. — PRINCIPE

Un oscilloscope à échantillonnage prend une série d'échantillons discrets du signal. Chacun de ces échantillons est pris à des instants décalés, et successifs, jusqu'à ce que la forme d'onde totale soit échantillonnée (Fig. 6-1).

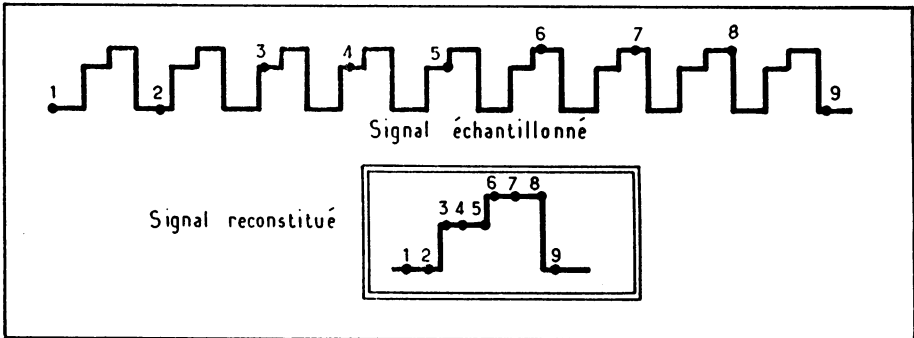


Fig. 6-1. — Principe de l'échantillonnage.

Le circuit de base pour l'échantillonnage est le suivant : une porte d'échantillonnage, une résistance et une capacité en parallèle. La sortie est la tension du condensateur après une ouverture momentanée de la porte d'échantillonnage (Fig. 6-2).

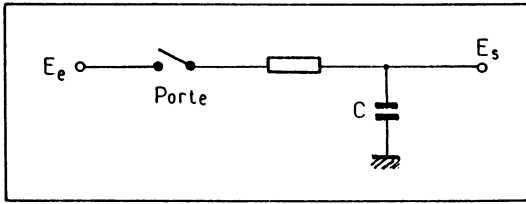


Fig. 6-2. — Circuit d'échantillonnage.

A l'instant où la porte s'ouvre, le condensateur se charge jusqu'à atteindre E_e avec une constante de temps RC :

$$E_s = E_e (1 - e^{-t/RC})$$

t étant le temps d'ouverture de la porte.

L'efficacité d'échantillonnage est exprimée par :

$$\eta = \frac{E_s}{E_e} = 1 - e^{-t/RC}$$

t étant nécessairement fini, ceci limite la résolution.

Pour augmenter l'efficacité de l'échantillonnage et permettre à la capacité de se charger à une valeur proche de la valeur réelle on a recours à une contre-réaction.

6-2. — CIRCUIT D'ÉCHANTILLONNAGE AVEC CONTRERÉACTION

Il permet une précision indépendante des variations du processus d'échantillonnage et une haute impédance (Fig. 6-3).

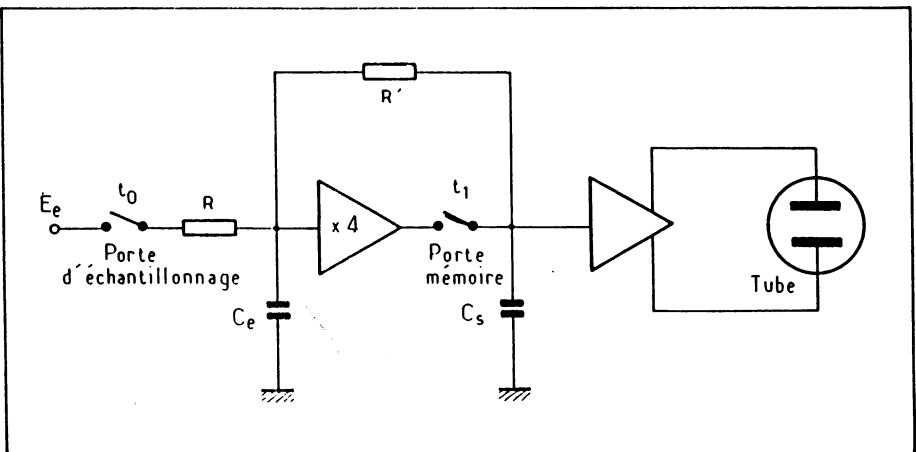


Fig. 6-3. — Echantillonnage avec contre-réaction.

L'échantillonnage est effectué en ouvrant momentanément les deux portes. Une tension, déterminée par l'efficacité d'échantillonnage, s'établit aux bornes de C_e , puis est amplifiée pour s'établir aux bornes de C_s ($t_1 \approx 1000 t$) puis amplifiée à nouveau, est envoyée sur les plaques du tube. D'autre part, une réaction s'effectue vers C_e par l'intermédiaire de R' .

Le but de cette réaction est de *permettre à la capacité d'entrée de se charger complètement à la tension échantillonnée*, avant qu'un autre échantillon soit pris. Seules les variations de tension seront enregistrées par l'échantillonneur. Pour cela le gain de l'amplificateur est rendu égal à l'inverse de l'efficacité d'échantillonnage, le gain de boucle est ainsi égal à 1. Par exemple, supposons une efficacité de 10 % et une tension échantillonnée de 1 V. Quand l'échantillon est pris, la capacité d'entrée est chargée à 10 % de la tension d'entrée, soit 0,1 Volt. L'amplificateur accroît le signal dans un facteur 10 et applique 1 V aux bornes de C_s . Cette tension attaque l'amplificateur vertical et la capacité C_e par l'intermédiaire de la réaction R . Au moment où l'oscilloscope est prêt à prendre l'échantillon suivant, C_e est chargé à 1 V avec la constante de temps $R'C_e$. Si l'échantillon suivant est pris avec la même tension d'entrée, aucun signal ne sera détecté et la trace sur l'écran gardera la même déflexion verticale.

Supposons qu'un échantillon soit pris avec quelques variations dans le processus d'échantillonnage et que la capacité d'entrée n'ait pas été chargée à sa pleine valeur, alors grâce au fonctionnement des circuits, cette erreur sera compensée, d'où une précision bien meilleure.

6-3. — LA BASE DE TEMPS

Les échantillons sont tracés en séquences numériques par un échantillonneur horizontal.

Le circuit de synchronisation détermine la vitesse d'échantillonnage et établit un point de référence à partir duquel la commande d'échantillonner peut être donnée. Dans une séquence normale, le signal d'entrée déclenche le circuit de synchronisation qui donne une commande d'échantillonnage à la base de temps et interdit toute autre commande jusqu'à ce que tous les circuits soient à nouveau prêts (Fig. 6-4). La fonction de la base de temps est de relier la commande d'échantillonnage au circuit de porte et d'incrémenter les points sur l'écran. L'ensemble du système est décrit par la figure 6-5.

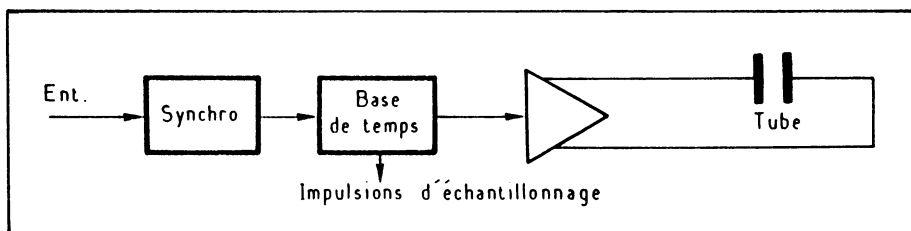


Fig. 6-4. — Base de temps.

Toutes ces opérations ont une certaine constante de temps, il faut donc attendre entre chaque cycle un certain temps appelé temps de récupération (recovery time). On en déduit donc que les vitesses d'échantillonnage sont de l'ordre de 100 à 300 kHz en général.

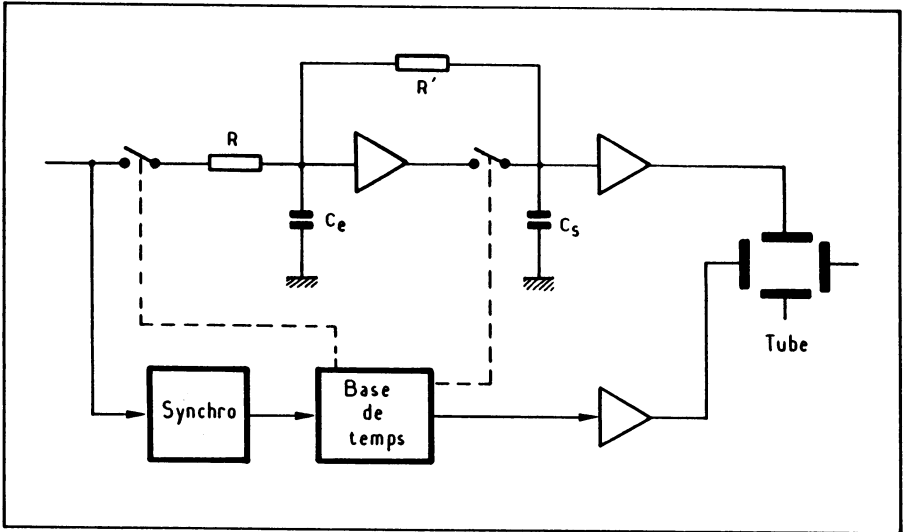


Fig. 6-5. — Schéma général d'un système d'échantillonnage.

Le signal d'entrée déclenche le circuit de synchronisation qui, à son tour, commande la prise d'un échantillon. La base de temps relie cette commande aux deux portes et envoie un signal à l'amplificateur horizontal et ainsi le premier échantillon apparaîtra à la gauche de l'écran. Un échantillon est alors pris, amplifié et appliqué au condensateur d'expansion où il est stocké. La tension ainsi mémorisée est envoyée sur l'amplificateur vertical et vers la capacité d'entrée à travers R. Quand la capacité d'entrée est chargée à sa pleine valeur et quand les autres parties des circuits sont de nouveau au repos, le système est prêt pour prendre un autre échantillon.

A ce moment, le circuit de synchronisation est à nouveau déclenché par le signal d'entrée et une seconde commande d'échantillonnage est envoyée à la base de temps. La base de temps retarde cette commande légèrement plus que la précédente, si bien que l'échantillon suivant est pris à un instant relativement plus tard sur la forme d'onde, ceci étant répété jusqu'à échantillonner toute la forme d'onde.

6-4. — LA PORTE D'ÉCHANTILLONNAGE (sampling gate)

Cette porte est le cœur du système, en voici son schéma de fonctionnement (Fig. 6-6). Ce pont de diodes ultra-rapides ne supporte que des signaux de valeur faible, il faut donc s'en tenir aux valeurs préconisées par le constructeur.

6-5. — PROBLÈME DES FAUSSES IMAGES (aliasing)

Ce système d'échantillonnage est une analogie du système stroboscopique. Cette méthode fournit des représentations erronées. Un exemple typique est fourni au cinéma

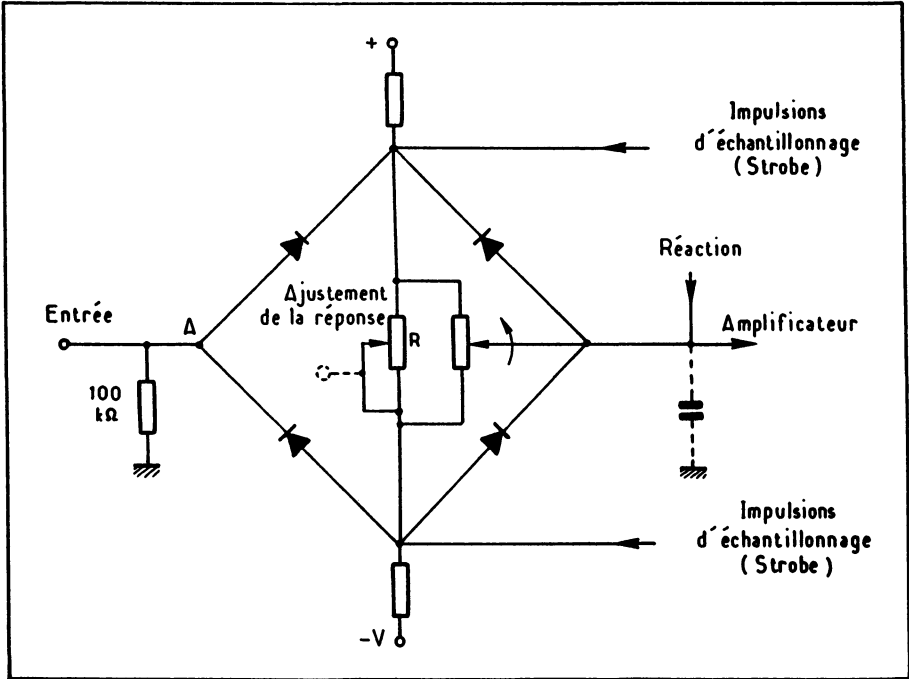


Fig. 6-6. — Porte d'échantillonnage. Le potentiomètre R permet d'équilibrer le pont et de compenser toute présence de signal continu en A.

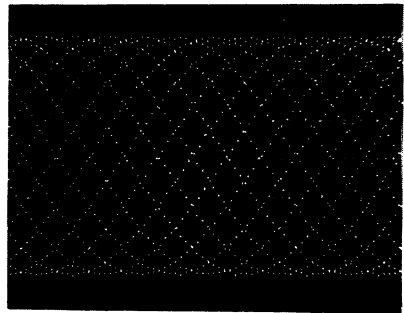
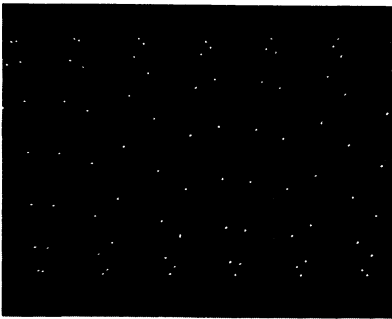


Fig. 6-7. — Illusion d'optique conduisant à voir un signal différent de ce qu'il est en réalité.

par le mouvement apparent d'une diligence. Quand la diligence accélère son allure, pour fuir les Indiens qui la poursuivent, les roues tournent dans le bon sens puis elles semblent s'immobiliser pour tourner ensuite en sens inverse.

Avec l'oscilloscope, la même chose se produit, il reconstruit une image qui est en fait un sous-multiple fidèle du signal présent, il suffit de changer la fréquence d'échantillonnage. Si l'image reste identique, le signal visualisé est le bon.

On lève ainsi le doute dû à la présence d'un nombre insuffisant de points par période du signal visualisé. La figure 6-7 montre un signal apparaissant comme une série de sinusoides superposées, en réalité, il s'agit d'un seul signal.

RÉFLECTOMÉTRIE

7-1. — RAPPELS SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION

DÉFINITION

La réflectométrie permet d'étudier, grâce à un oscilloscope, l'onde émise vers la ligne de transmission sous test, et l'onde réfléchie avec toutes les aberrations nées des défauts de la ligne.

Cette technique est en méthode, identique à la technique radar. Les échos générés par les obstacles sont ici générés par les aberrations de la ligne de transmission.

Comme un radariste, il faut une certaine expérience pour interpréter les formes d'ondes visualisées sur l'oscilloscope. Nous allons, avant d'aborder en détail la technique de réflectométrie ou TDR (time domain reflectometry), considérer une ligne de transmission.

LES LIGNES DE TRANSMISSION SANS PERTE (Loss less line)

L'énergie transportée dans la ligne est définie par la tension présente aux bornes de la source ou par l'intensité fournie par elle. Par définition, une ligne de transmission sans perte véhicule la totalité de l'énergie délivrée par la source vers la charge. On peut la représenter schématiquement par la figure 7-1.

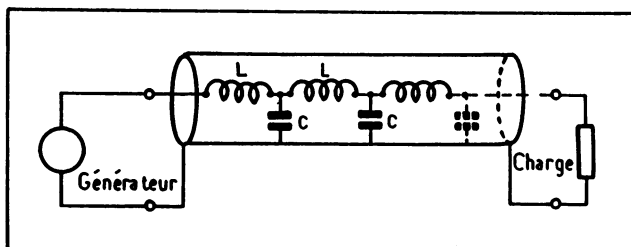


Fig. 7-1. — Représentation électrique d'un câble coaxial sans perte. En pratique, les lignes absolument sans perte n'existent pas.

La capacité et la self-inductance par unité de longueur déterminent la caractéristique principale d'une ligne de transmission.

Pour une ligne sans perte, on a :

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

où L : est la self-inductance en Henry par unité de longueur

C : est la capacité en Farad par unité de longueur

Z_0 : est l'impédance caractéristique en ohms de la ligne.

L'adaptation d'une ligne s'obtient en plaçant entre ses bornes de sortie une résistance égale à l'impédance caractéristique Z_0 . Si cette impédance caractéristique est constante tout au long de la ligne, l'énergie transmise est constante de la source à la charge. Par contre dès que la forme de la ligne va changer (coude ou rétrécissement) il va y avoir réflexion d'une partie de l'onde, dûe au fait que Z_0 a varié avec le chargement de L ou C. Cette énergie réfléchie se soustrait à l'énergie transmise.

La nature du diélectrique affecte la capacité par unité de longueur, donc Z_0 . Mais la vitesse de propagation change également d'un diélectrique-air à un diélectrique-solide (dans un connecteur, par exemple). Pour un câble coaxial au polyéthylène, le signal se propage à 0,659 fois la vitesse de la lumière (300.000 km/s) soit 0,2 m/ns.

Si l'énergie émise est consommée entièrement par la charge, cas d'un câble fermé sur son impédance caractéristique, alors il n'y a pas d'énergie réfléchie. Vu de la source, le câble a donc une longueur infinie. Il faudra donc employer une autre méthode que la réflectométrie pour déterminer à quelle distance se trouve la source.

PRINCIPE DE LA RÉFLECTOMÉTRIE OU TDR

Un réflectomètre est un ensemble formé d'un générateur d'impulsion très rapide associé à un oscilloscope à échantillonnage (Fig. 7-2). Le générateur d'impulsions fournit un échelon de tension dont le temps de montée est de l'ordre de 20 à 100 ps.

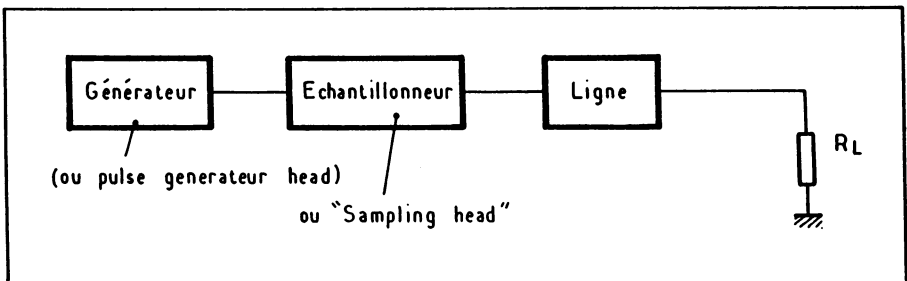


Fig. 7-2. — Structure d'un réflectomètre.

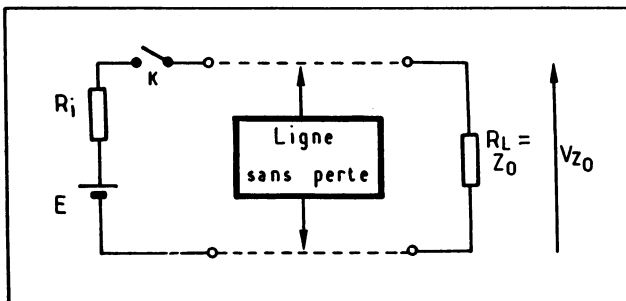


Fig. 7-3. — Circuit analogue à un réflectomètre.

L'oscilloscope à échantillonnage visualise les signaux transmis et réfléchis.

Le schéma simplifié (Fig. 7-3) nous permet de calculer la tension V_{Z_0} aux bornes de l'impédance caractéristique.

$$V_{Z_0} = \frac{Z_0}{R_1 + Z_0} \times E$$

Lorsque l'on ferme l'interrupteur K, la tension aux bornes de la charge R_L devient $\frac{E}{2}$. Voyons deux valeurs particulières de R_L .

Après l'envoi d'une impulsion à l'instant t_0 de valeur $\frac{E}{2}$,

il arrive vers la charge à $t_0 + \tau$; ne rencontrant aucune impédance il ne peut être absorbé. L'énergie va donc s'ajouter à celle qui la suit.

Cette énergie va se transmettre en sens inverse et après un temps τ retourne à son origine le générateur.

A l'instant $t_0 + 2\tau$, la tension à l'entrée de la ligne est E, l'oscillogramme obtenu est visualisé sur la figure 7-4.

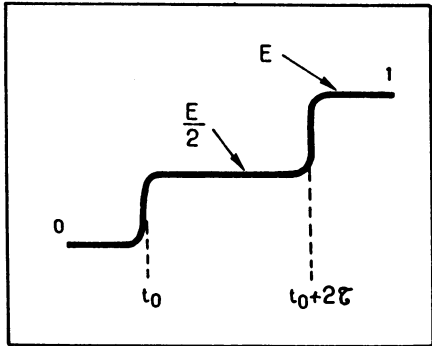


Fig. 7-4. — Oscillogramme observé à l'entrée d'une ligne ouverte.

LIGNE EN COURT-CIRCUIT OU $R_L = 0$

Après le temps de propagation, toute l'énergie présente $E/2$ est absorbée car la résistance est nulle.

Il y a donc un échelon de tension $-E/2$ qui retourne vers le générateur. De ce fait, entre le temps $t_0 + \tau$ et le temps $t_0 + 2\tau$, la tension s'annule dans la ligne et à partir du temps $t_0 + 2\tau$ la ligne présente un court-circuit aux bornes du générateur, comme le montre la figure 7-5.

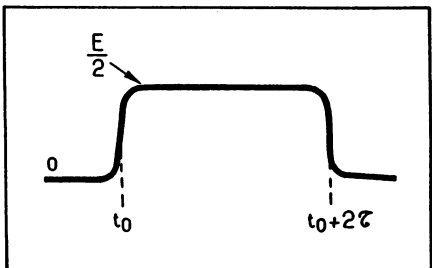


Fig. 7-5. — Oscillogramme observé à l'entrée d'une ligne en court-circuit.

CAS INTERMÉDIAIRES

Si on prend le cas d'une ligne d'impédance caractéristique 50Ω fermée par une impédance de charge 75Ω , la tension aux bornes de la résistance de charge est

$$V_{R_L} = \frac{75}{75 + 50} \times E = 0,6 E$$

Dans le cas inverse $V_{R_L} = 0,4 E$. La figure 7-6 montre les allures intermédiaires des oscillogrammes obtenus.

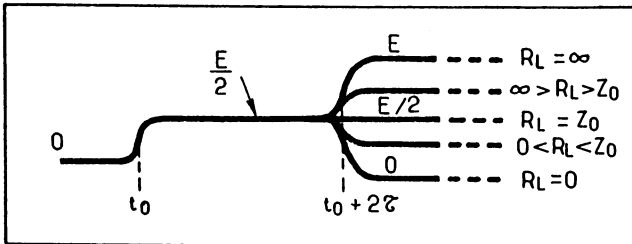


Fig. 7-6. — Déformation de l'oscillogramme observé à l'entrée d'une ligne en fonction de la résistance de charge.

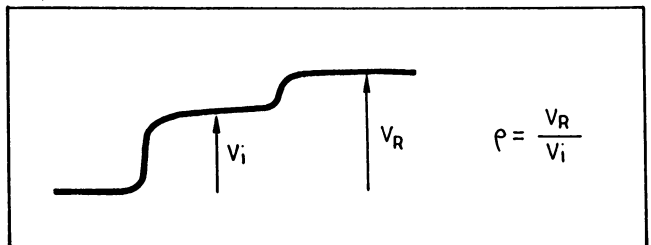


Fig. 7-7. — Evaluation du coefficient de réflexion.

Pratiquement la valeur que l'on considère est liée au rapport de l'onde réfléchie sur l'onde incidente et ce rapport est appelé coefficient de réflexion ρ (Fig. 7-7).

Si l'on reprend les exemples précédents on a :

- 1) Ligne fermée sur son impédance caractéristique
 $Z_0 = R_L \rightarrow \rho = 0$
- 2) Ligne ouverte $R_L \rightarrow \infty \Rightarrow \rho = 1$
- 3) Ligne en court-circuit $R_L = Z_0 (1 + 2 \rho)$

ABERRATIONS D'IMPÉDANCE SUR UNE LIGNE

Le tableau (Fig. 7-8) montre les différentes formes d'ondes que l'on obtient en fonction de la nature des aberrations.

La figure 7-9 montre quelques oscillogrammes typiques relevés en TDR.

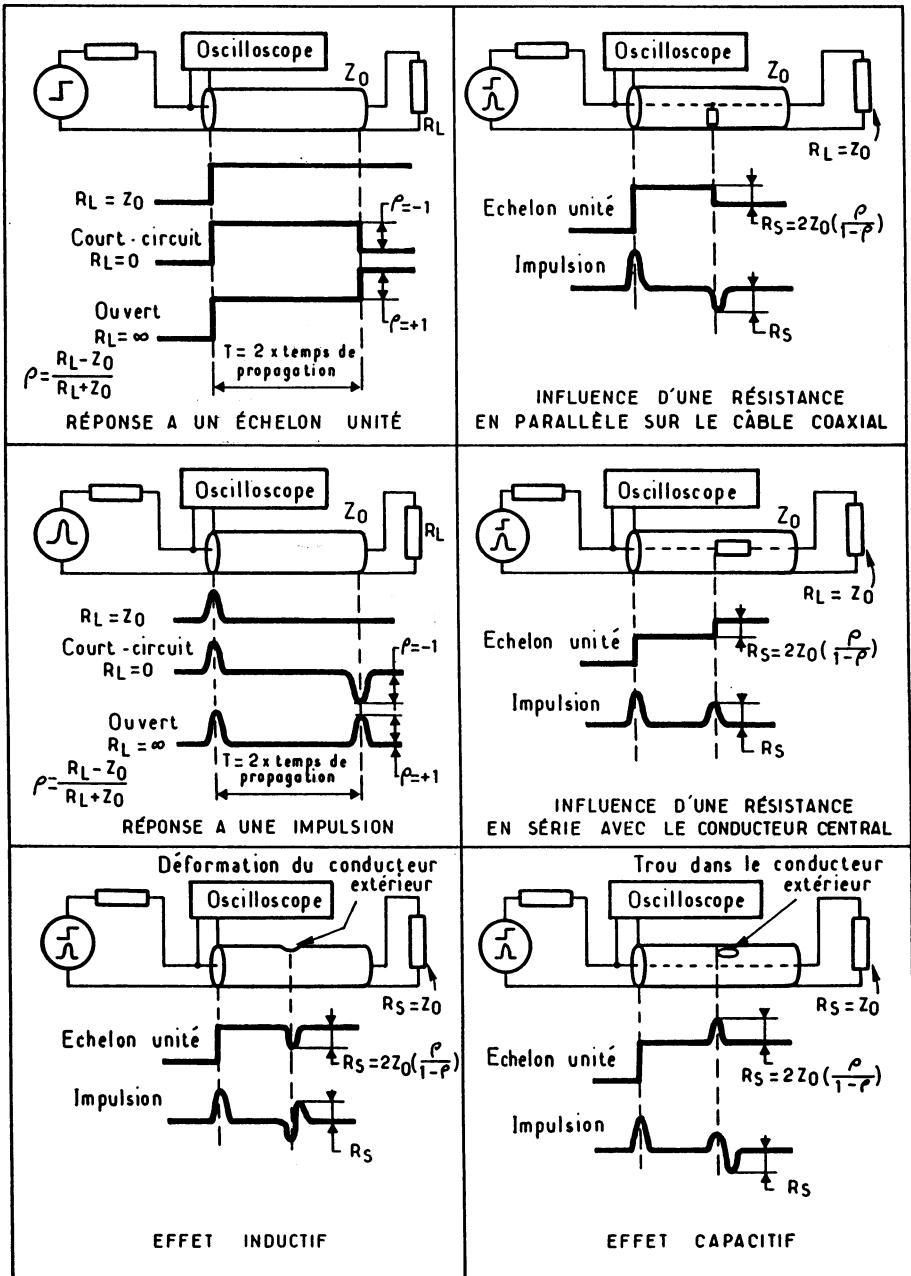
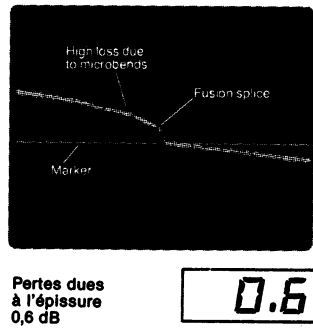
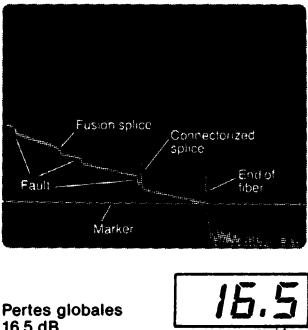
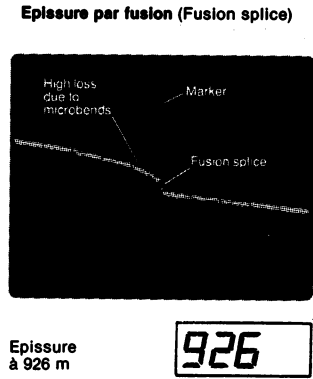
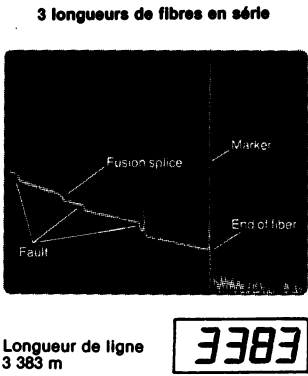


Fig. 7-8. — Tableau des formes d'ondes obtenues suivant les aberrations.



High loss due to microbends → Pertes élevées dues à la microcourbure de la fibre

Raccordement par connecteurs (connectorized splice)

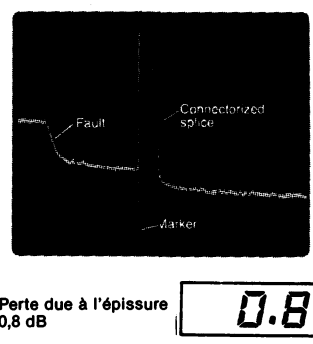
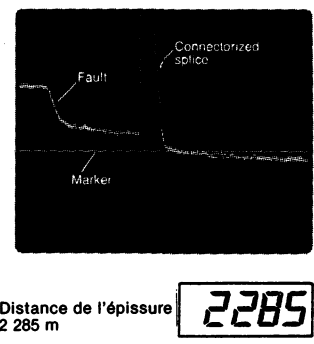


Fig. 7-9. — Oscillogrammes typiques en OTDR.

7-2. — RÉFLECTOMÉTRIE APPLIQUÉE AUX FIBRES OPTIQUES (OTDR)

Au même titre que la réflectométrie s'est développée avec l'industrie des télécommunications, la connectique, et l'apparition des réseaux câblés TV, la prolifération des fibres optiques a nécessité l'utilisation de la réflectométrie optique ou optical time domain reflectometry (OTDR).

Le principe est le même mais au lieu d'envoyer des impulsions dans la ligne, une source laser émet des impulsions lumineuses très intenses dans la fibre optique.

On mesure ensuite l'amplitude et les caractéristiques de l'onde réfléchie en fonction du temps écoulé, permettant ainsi de localiser les défauts de la fibre et de déterminer les pertes d'insertion (insertion losses) exprimées en dB (Fig. 7-10).

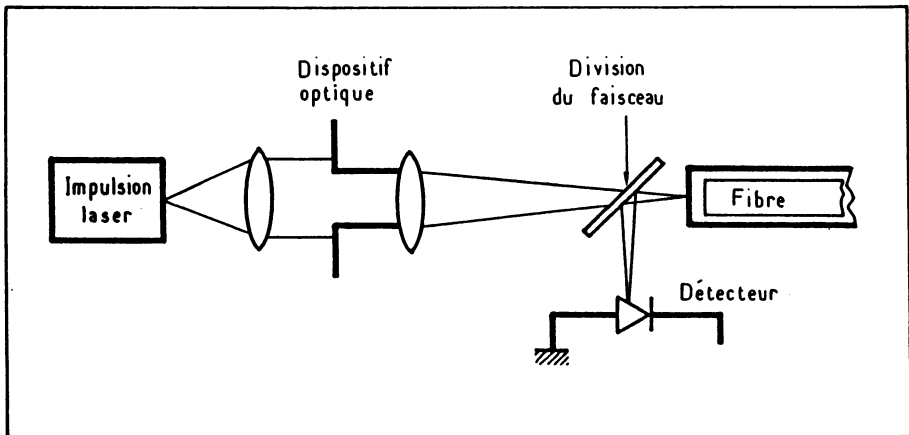


Fig. 7-10. — Schéma de principe d'un réflectomètre optique.

L'atténuation de la fibre est déterminée en dB/km, elle est visualisée sur l'oscillogramme (Fig. 7-11).

Les pertes ou défauts peuvent provenir du connecteur employé, de la variation du diamètre de la fibre... Le choix d'un système de réflectométrie optique se fait essentiellement en regardant la gamme d'atténuation mesurable et son degré de résolution.

Il faut aussi prendre en considération la longueur d'onde du laser d'émission, la longueur d'onde maximum, sa résolution et la variation des largeurs des impulsions lumineuses émises. Le choix final se fera en considérant que le matériel est généralement utilisé sur le terrain par tous les temps et donc qu'il doit être portable et très bien protégé, (humidité, gamme de température...).

La gamme typique de mesure de ces instruments est de 20 à 30 km. Une dynamique de mesure d'atténuation de 25 dB, une localisation du défaut à quelques mètres près et une résolution d'atténuation à 0,1 dB en gamme de fréquence laser de 800 à 1.300 nm. Ces matériels sont compacts ou utilisent pour la détection un oscilloscope traditionnel.

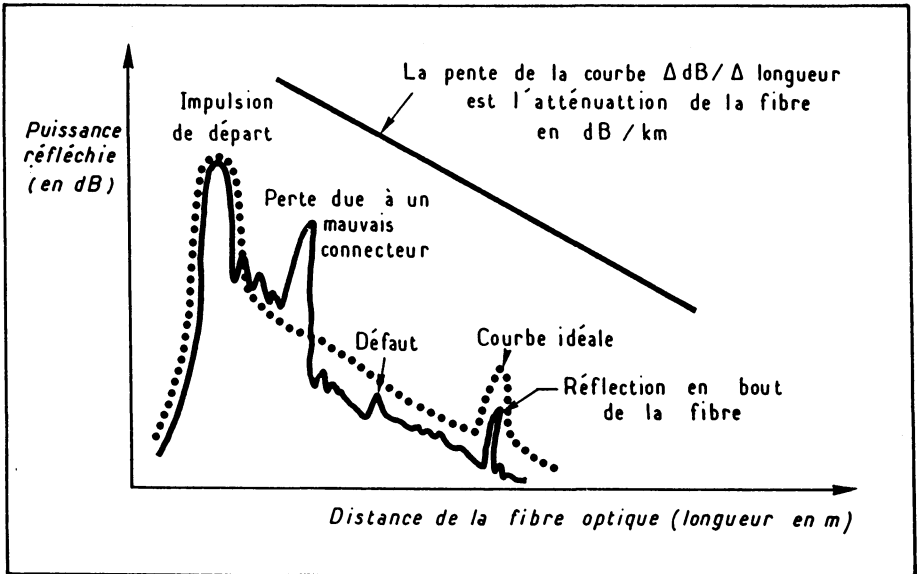


Fig. 7-11. — Mesures sur une fibre optique.

DESCRIPTION DES CARACTÉRISTIQUES

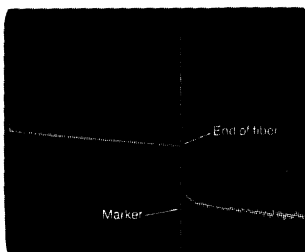
L'une des valeurs annoncées est la détection de fin de fibre. Elle est couramment appelée réflexion de Fresnel.

On admet en général que le signal réfléchi dû à une cassure doit être supérieur à 6 dB du bruit efficace pour pouvoir le visualiser sur l'écran. Pour un aller-retour, la valeur typique est de 85 dB.

RÉTRODIFFUSION

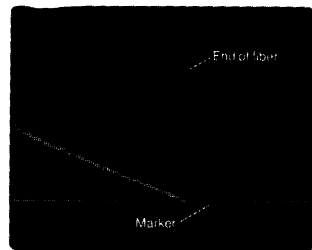
Elle mesure la perte due à toute anomalie dans la fibre optique. Typiquement le maximum de lumière renvoyée est de 4 % (Loi de Fresnel). Ce signal rétrodiffusé doit être

Recette technique de la fibre (sans défaut)



Longueur de la fibre 1 155 m

1155



Pertes globales 3,1 dB

3.1

Recette technique de la fibre (avec défauts)

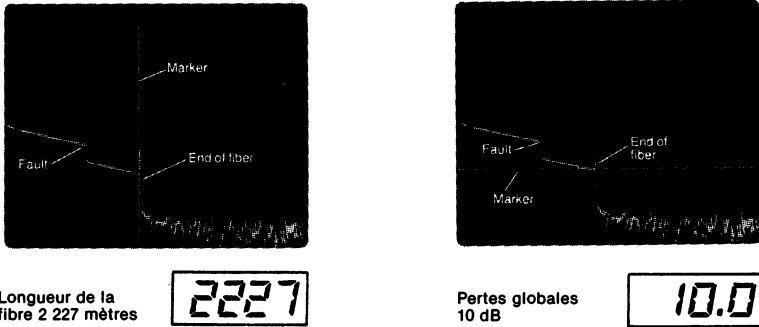


Fig. 7-12. — Quelques relevés d'oscillogrammes en OTDR.

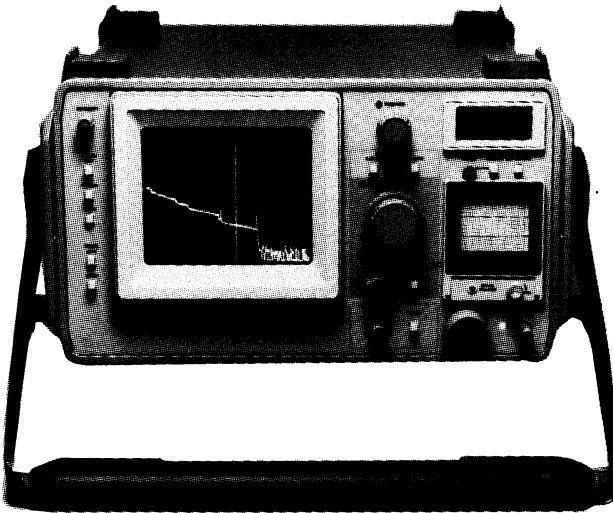


Fig. 7-13. — Le réflectomètre OF 150 de Tektronix.

supérieur de 14 dB au bruit efficace pour faire une mesure à 0,1 dB près. La loi de Rayleigh indique que le niveau de rétrodiffusion est de l'ordre de 30 à 40 dB au-dessous de la réflexion produite par une cassure parfaite, soit aussi de 40 à 50 dB par rapport à la puissance crête couplée à la fibre. Ceci explique pourquoi la puissance optique injectée dans la fibre a une valeur typique de 45 dB au niveau du connecteur.

Les oscillogrammes de la figure 7-12 correspondent à quelques relevés typiques effectués sur un réflectomètre OF150 de Tektronix.

MISE EN MÉMOIRE DES SIGNAUX

Il est relativement facile de faire des mesures sur des signaux répétitifs. Nous avons abordé précédemment différentes techniques permettant d'utiliser l'oscilloscope pour mesurer et visualiser ces signaux. Toutefois, lorsqu'il s'agit de phénomènes uniques, il faut mettre le signal en mémoire pour le visualiser puis l'analyser.

La technique la plus courante met en œuvre un appareil photographique à développement instantané du type « Polaroid ». Avant d'aborder ces techniques, voyons comment on définit la vitesse à laquelle l'ensemble appareil Polaroid/film/oscilloscope est efficace pour capturer des signaux transitoires. Pour ce faire on a recours à deux méthodes suivant que l'on travaille avec des signaux du type sinusoïdal ou impulsionnel.

Dans les deux cas, on recherche la vitesse maximale du spot qui peut être photographié.

Il est important d'évoquer la démarche mathématique afin de bien utiliser les formules simplifiées que l'on applique couramment dans la réalité. D'autre part, cette approche sera identique pour tout ce qui est mis en mémoire de signaux, quelle que soit la technique employée (photographie ou oscilloscope à mémoire analogique).

8-1. — TECHNIQUE DE L'ONDE SINUSOÏDALE UNIQUE

La vitesse d'un point sur la sinusoïde $Y = \frac{A}{2} \sin \omega t$ est (Fig. 8-1) :

$$\vec{V} = \vec{V}_y + \vec{V}_x$$

$$\text{Comme } [\vec{V}]^2 = [\vec{V}_y]^2 + [\vec{V}_x]^2 = \left(\frac{dy}{dt} \right)^2 + \left(\frac{1}{\text{durée de balayage}} \right)^2$$

$$\text{Soit } [\vec{V}]^2 = \left[\frac{A}{2} \omega \cos \omega t \right]^2 + \left[\frac{1}{\text{durée de balayage}} \right]^2$$

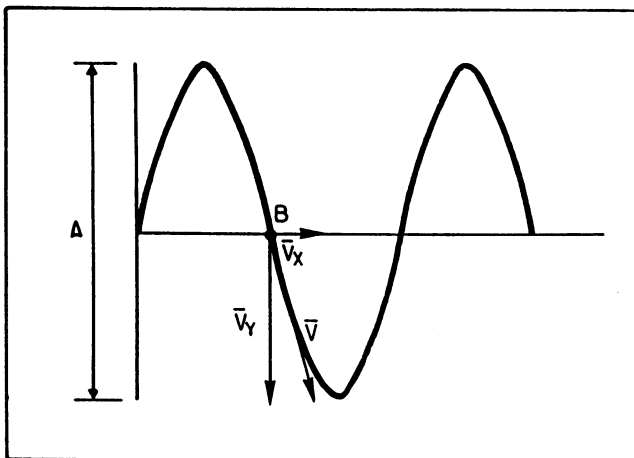


Fig. 8-1. — Vitesse du spot $V = V_y + V_x$.

cette vitesse est maximale pour $\cos \omega t = 1$ (point B) d'où :

$$[\bar{V}]^2_{\max} = \left(\frac{A\omega}{2} \right)^2 + \left(\frac{1}{\text{durée de balayage}} \right)^2 \text{ avec } \omega = 2 \pi f \text{ on obtient :}$$

$$[\bar{V}]^2_{\max} = (\pi A f_0)^2 + \left(\frac{1}{\text{durée de balayage}} \right)^2$$

La vitesse d'écriture sera trouvée à la fréquence f_0 où le point B disparaît :

$$V_{\max} = \left[(\pi A f_0)^2 + \left(\frac{1}{\text{durée de balayage}} \right)^2 \right]^{1/2}$$

si l'on trace un nombre de périodes suffisant :

$$V_{\max} = \text{vitesse d'écriture photographique} = \pi A f_0$$

Exemple : Pour une sinusoïde visualisée sur 8 cm, on constate que le spot disparaît pour une fréquence de 26 MHz. On a donc :

$$V_{\max} = \pi A f_0 = 3,14(8) 26 \times 10^6 = 650 \text{ cm}/\mu\text{s}$$

Partant de cette relation, un oscilloscope de vitesse d'écriture de $650 \text{ cm}/\mu\text{s}$ nous montre que pour un signal d'amplitude de 4 cm, la fréquence maximale est double.

8-2. — TECHNIQUE DE L'ONDE SINUSOÏDALE AMORTIE

C'est la technique la plus couramment utilisée pour déterminer A , parce que l'on travaille à fréquence constante. La forme d'onde visualisée est donnée par la figure 8-2.

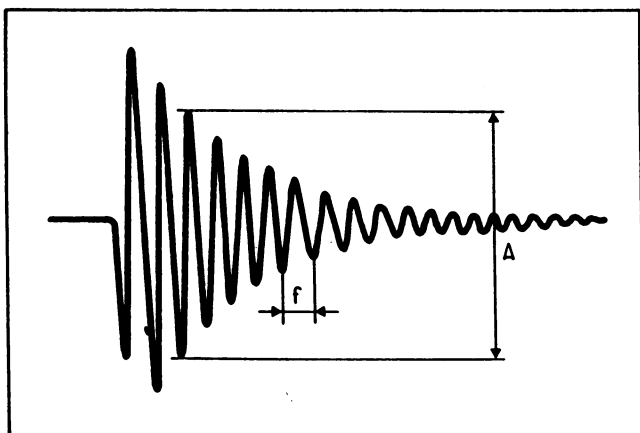


Fig. 8-2. — Onde sinusoïdale amortie.

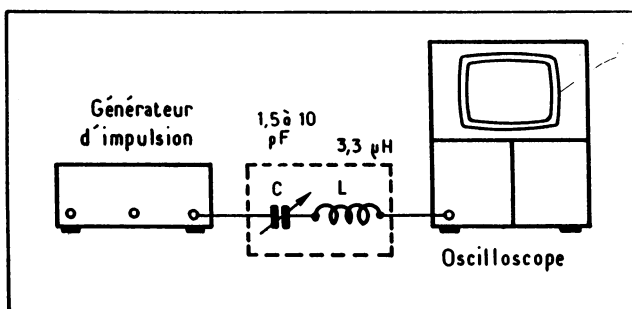


Fig. 8-3. — Génération d'une onde sinusoïdale amortie.

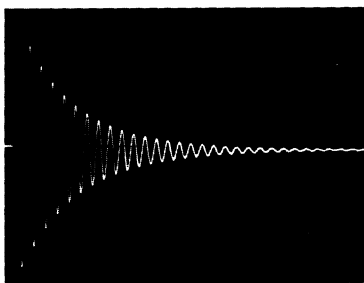
Une fréquence de 50 MHz environ est suffisante pour effectuer cette mesure. L'amplitude relevée sera celle de la première excursion pic-pic continu.

L'expression de la vitesse d'écriture $\approx \pi A f_0$ est toujours valable ici. La génération de l'onde amortie est réalisée par le montage de la figure 8-2.

L'exemple de la figure 8-4 montre que la quatrième impulsion de valeur crête à crête égale à 2,3 cm, est visualisée. En plaçant cette valeur dans l'expression on a :

$$\text{vitesse d'écriture} = 3,14(2,3)50 \times 10^6 = 360 \text{ cm}/\mu\text{s}$$

L'utilisation d'un cache facilite la détermination du début de l'écriture (Fig. 8-5).



◀ Fig. 8-4. — La limite de visualisation montre sur l'oscillogramme que la quatrième impulsion est parfaitement visible.

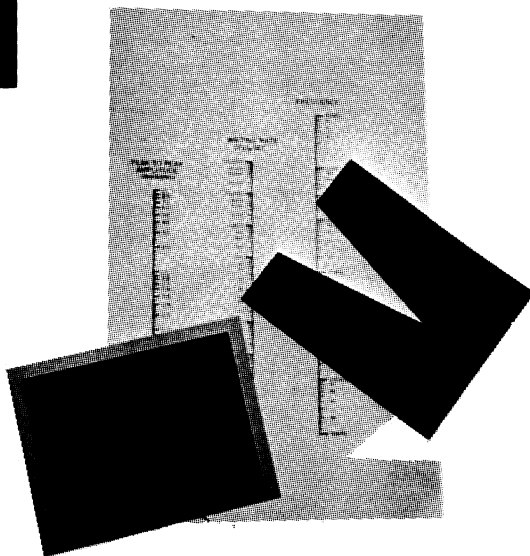


Fig. 8-5. — L'utilisation d'un cache évite toute erreur d'interprétation.



8-3. — L'IMPULSION CARRÉE UNIQUE

Une impulsion unique avec un temps de transition connu (Fig. 8-6) est appliquée à l'entrée de l'oscilloscope. La vitesse d'écriture est trouvée en faisant varier l'amplitude de l'impulsion jusqu'à ce que le temps de transition n'ait plus de trace visible.

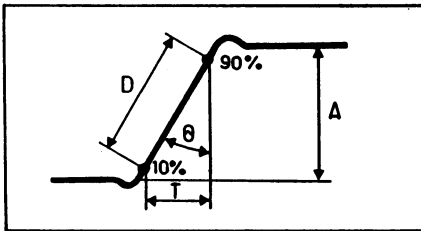


Fig. 8-6. — Impulsion unique.

La vitesse d'écriture est calculée par la formule suivante :

$$\text{Vitesse d'écriture} = \frac{D}{T} = \frac{0,8 A}{\cos \theta}$$

Le temps de montée est la résultante du temps de montée de l'impulsion, du circuit d'entrée de l'oscilloscope et de l'amplificateur vertical. On a donc :

$$\text{Vitesse d'écriture} = \frac{0,8 A}{\cos \theta [t^2_{\text{impulsion}} + t^2_{\text{oscilloscope}}]^{1/2}}$$

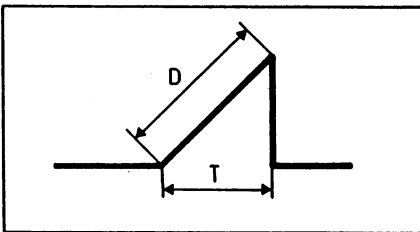
Exemple : une impulsion de 1 ns de temps de montée, visualisée sur un oscilloscope de 50 MHz avec une vitesse de balayage de 5 ns/cm.

Si l'amplitude est ajustée à 8 cm, l'approximation de la vitesse d'écriture est :

$$v = \frac{0,8 A}{t_{\text{scope}}} = \frac{6,4 \text{ cm}}{7 \times 10^{-9} \text{ s}} = 920 \text{ cm}/\mu\text{s}$$

8-4. — L'ONDE TRIANGULAIRE UNIQUE

C'est la méthode la plus simple et la plus précise due à la vitesse constante du spot entre deux pics. La figure 8-7 nous montre que :



$$v = \frac{D}{T}$$

Fig. 8-7. — Onde triangulaire unique.

8-5. — MÉTHODE SIMPLIFIÉE DE CHOIX DE LA VITESSE D'ÉCRITURE

Généralement les constructeurs fournissent des abaques reliant pour les deux techniques, le temps de montée, la vitesse d'écriture en div./ μ s et l'amplitude crête à crête (voir abaques des figures 8-8 et 8-9).

Remarque : pour tout détail sur la prise de vue d'oscillogrammes se reporter au chapitre 8 qui traite cette technique.

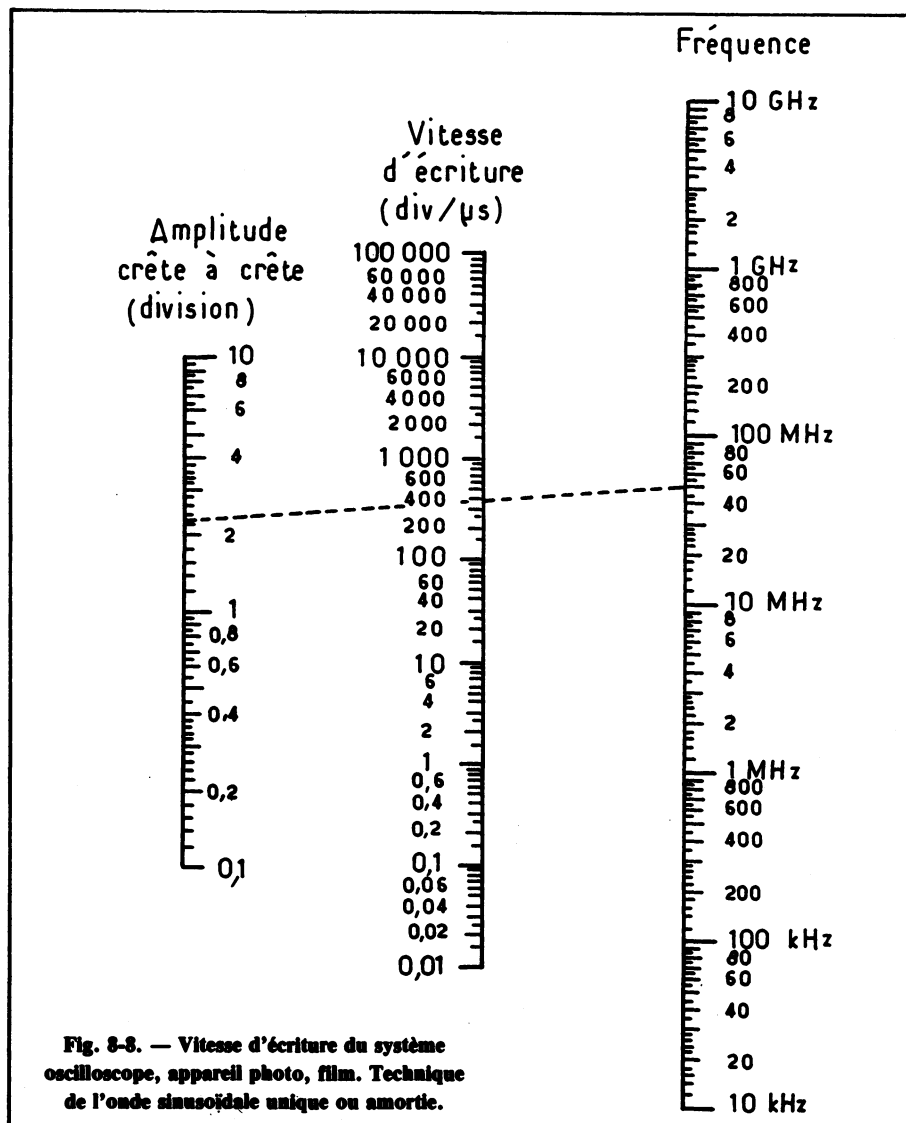


Fig. 8-8. — Vitesse d'écriture du système oscilloscope, appareil photo, film. Technique de l'onde sinusoïdale unique ou amortie.

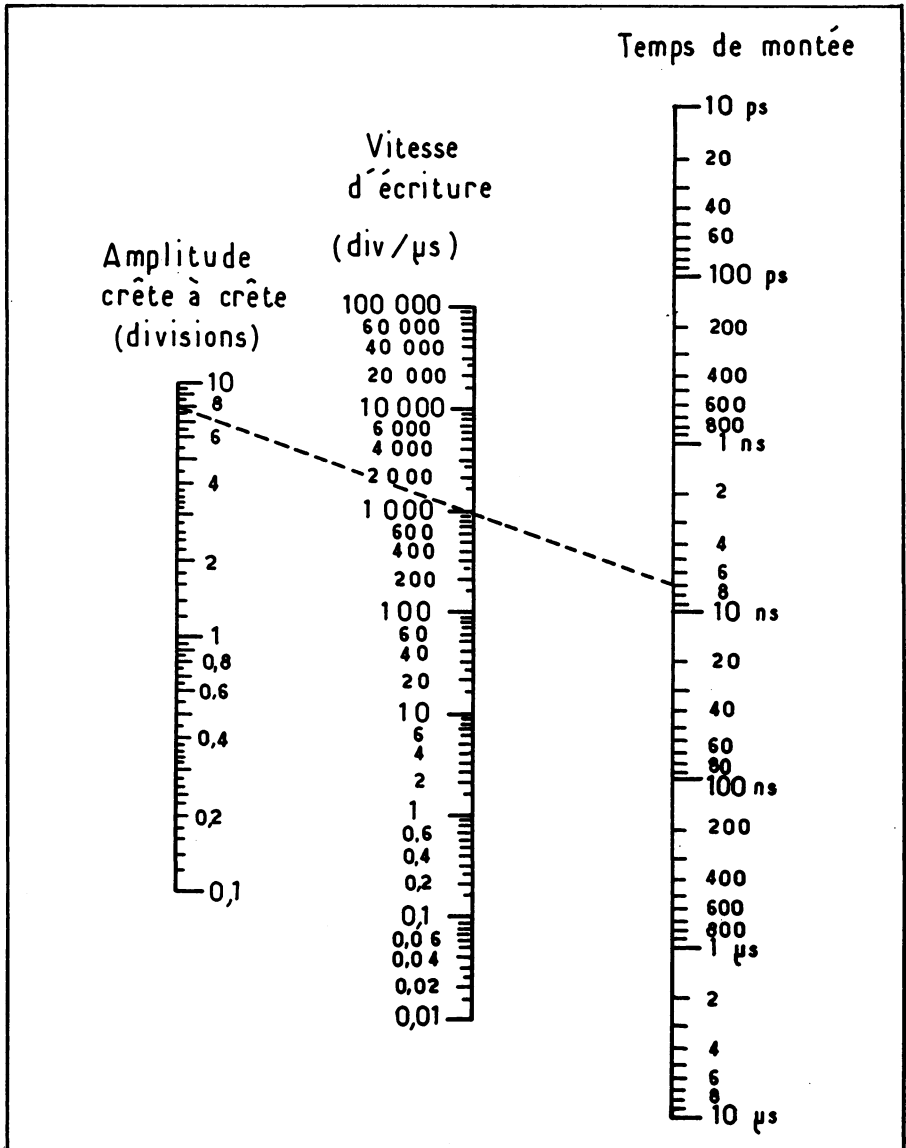


Fig. 8-9. — Vitesse d'écriture du système oscilloscope, appareil photo, film. Technique de l'impulsion unique.

CHAPITRE 9

LES OSCILLOSCOPES À MÉMOIRE

Nous n'allons pas étudier dans le détail les phénomènes physiques liés à la technique de mise en mémoire de chacun des points d'un signal. En effet, les principes utilisés sont issus de la physique fondamentale de l'atome. Toutefois, nous allons nous concentrer sur le plus important d'entre eux, qui est le principe de l'émission secondaire. Si l'on bombarde une cible par un faisceau d'électrons primaires, on constate à partir d'une certaine énergie : l'émission d'un faisceau d'électrons secondaires.

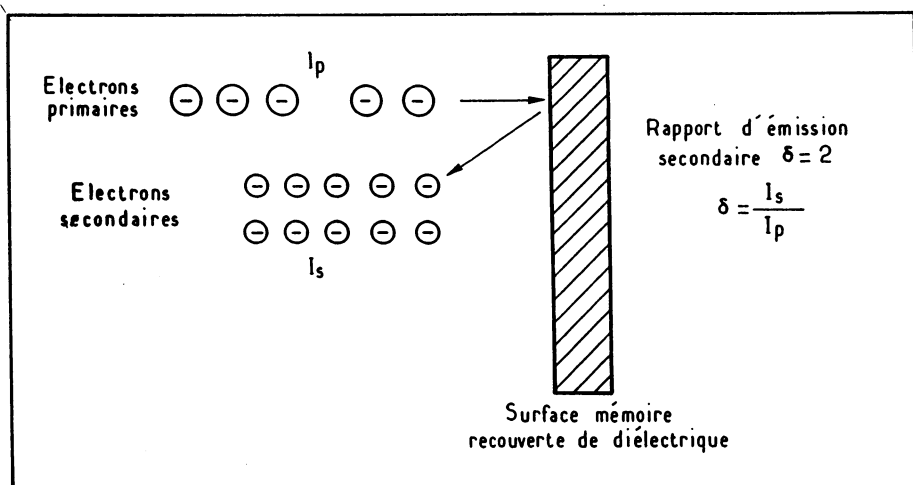


Fig. 9-1. — Phénomène d'émission secondaire, schéma de principe.

Le rapport entre ces deux flux détermine le rapport d'émission secondaire (Fig. 9-1) si $\delta > 1$ il y a écriture.

Dans la pratique, on ajoute à ce système un collecteur (grille chargée à +200 V).

- 1) Pour augmenter le rendement avec des tensions plus faibles au niveau de la cible.
- 2) Pour capturer les électrons secondaires émis.

Si l'on veut schématiser le fonctionnement d'un tel système, il faut considérer le schéma de la figure 9-2. En fonction du potentiel de la cathode ou courant de charge I on voit que le diagramme obtenu (Fig. 9-3) nous permet de voir 3 points significatifs.

En O, rien ne se passe.

En I, nous avons un point instable.

En E, il y a polarisation donc écriture sur le tube.

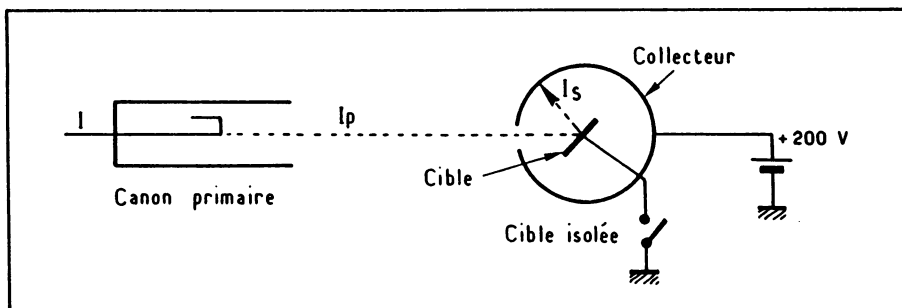


Fig. 9-2. — Phénomène d'émission secondaire, montage expérimental.

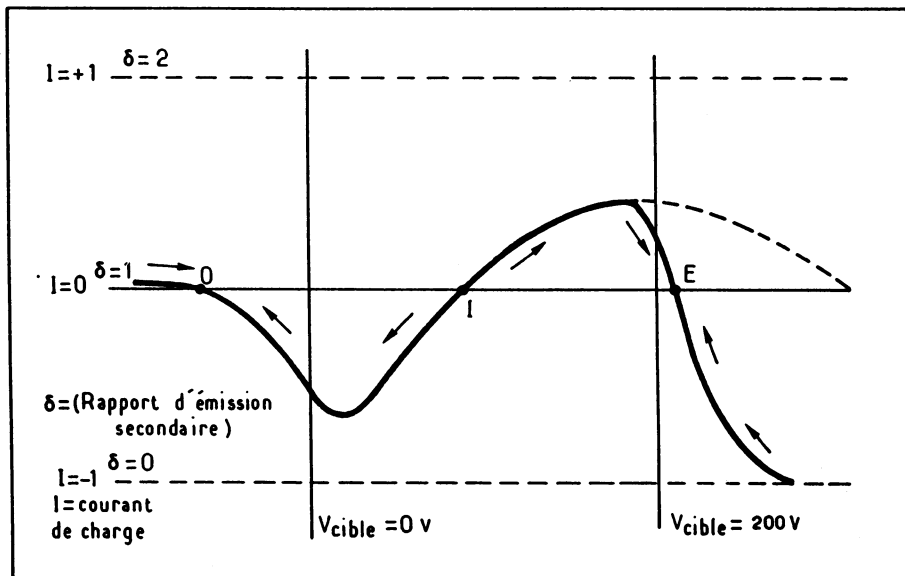


Fig. 9-3. — Etat de la cathode en fonction du courant de charge.

Le but essentiel de toutes les techniques de mise en mémoire que nous allons décrire est de garder le plus longtemps possible les points du signal en E (écriture) et donc de conserver cette charge positive.

Il faut dès à présent remarquer que théoriquement il suffit de changer le potentiel de la cathode pour provoquer ce phénomène.

Pour diverses raisons (focalisation, sensibilité de déviation...), il est préférable d'utiliser deux cathodes à des potentiels différents, l'une sera appelée canon d'écriture ($I = -1$), l'autre canon d'électrons lents ($I = +1$) ou « flood gun ».

Pour effacer le signal mémorisé, il suffit de passer du point E en O. Pratiquement on fait passer l'ensemble des points de la cible en position E. Par un signal positif sur le collecteur, l'écran s'illumine complètement, puis un signal négatif provoque l'effacement de l'ensemble.

9-1. — MÉMOIRE À BISTABLE

Ceci nous amène donc au schéma de principe de la première méthode de mise en mémoire bistable (Fig. 9-4). Le nom de cette technique est évidemment issu du principe décrit précédemment avec les deux états stables E et O, (Fig. 9-5).

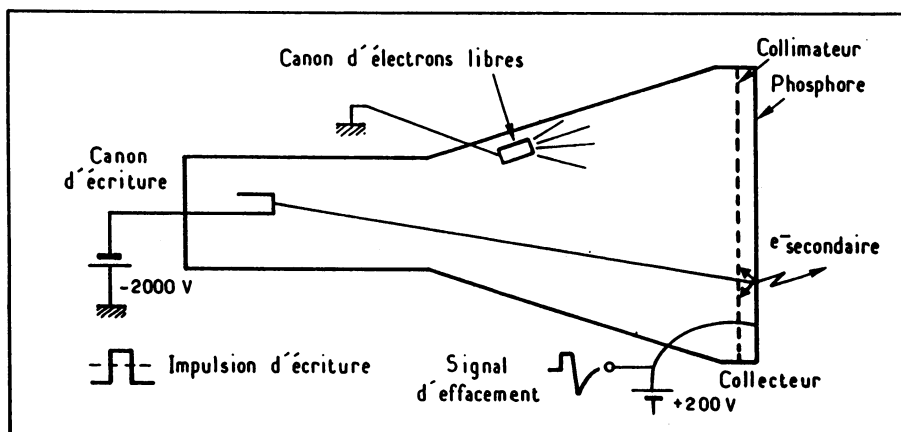


Fig. 9-4. — Mémoire bistable.

Si l'on regarde en détail les phénomènes observés près des points E de la cible, on voit que pratiquement comme ils sont à des potentiels positifs les électrons lents venant du canon auxiliaire ou « flood gun » vont être repoussés sur les zones non écrites (-). Or les équipotentielles de la charge (+) (zone écrite) sont progressives, il y a donc une zone intermédiaire appelée zone d'ombre (Fig. 9-6 circuit d'arrosage venant du canon auxiliaire). Pour éliminer ce phénomène chaque point de la cible est diffusé dans un réseau nid d'abeilles où il est entouré par le collecteur.

Ceci explique pourquoi la résolution des tubes bistables n'est pas très bonne. Par contre, il est possible de ne mettre en mémoire qu'une partie de l'écran. Cette technique a aussi l'avantage d'être relativement peu coûteuse. Toutefois, les vitesses d'écriture obtenues sont faibles (de quelques $\text{cm}/\mu\text{s}$).

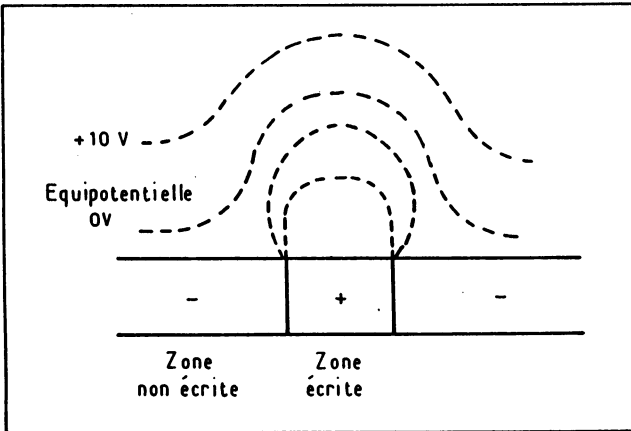


Fig. 9-5. — Equipotentielles au voisinage de la zone écrite.

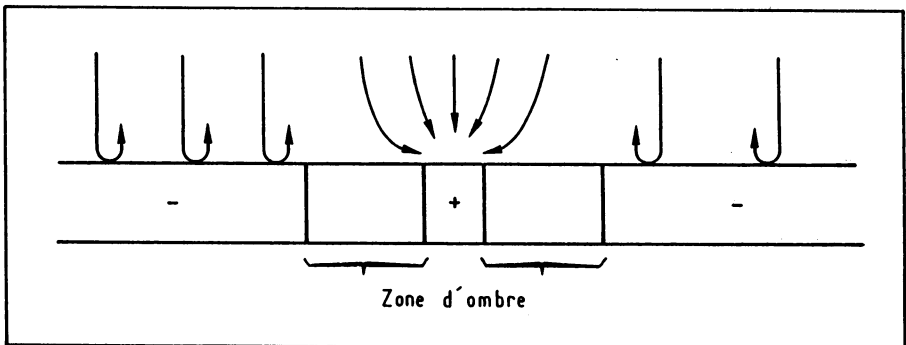


Fig. 9-6. — Circuit d'arrosage venant du canon auxiliaire (flood gun).

9-2. — LA MÉMOIRE À PERSISTANCE VARIABLE

Comme nous l'avons vu précédemment la technique bistable permet de garder la charge a priori presque indéfiniment, on parle alors de persistance permanente.

Nous avons également vu qu'à différents types de phosphores on associe différents temps de persistance.

Par exemple un phosphore P31 est descendu à 10 % de son niveau lumineux initial après 38 μsec et à 1 % après 250 μsec .

On pourrait imaginer de changer de type de phosphore suivant les applications. Ceci est réalisé lorsque l'on sait que les conditions du phénomène seront toujours maintenues, (par exemple les unités de visualisation haute résolution en électronique médicale).

Pour les oscilloscopes, il a fallu trouver une autre méthode. En 1965 la technique de persistance variable voit le jour, elle permet de mémoriser puis d'effacer la trace à une vitesse compatible avec l'information visualisée.

PRINCIPE DE LA MÉMOIRE À PERSISTANCE VARIABLE

On retrouve le même principe que précédemment mais la surface de la cible est remplacée par une grille mémoire très fine (Fig. 9-7). De la même façon les électrons lents, produits par le canon auxiliaire (flood gun) vont pénétrer la grille mémoire dans les zones positives (zones écrites), accélérés vers la surface du phosphore de l'écran, ils vont provoquer une émission de photons.

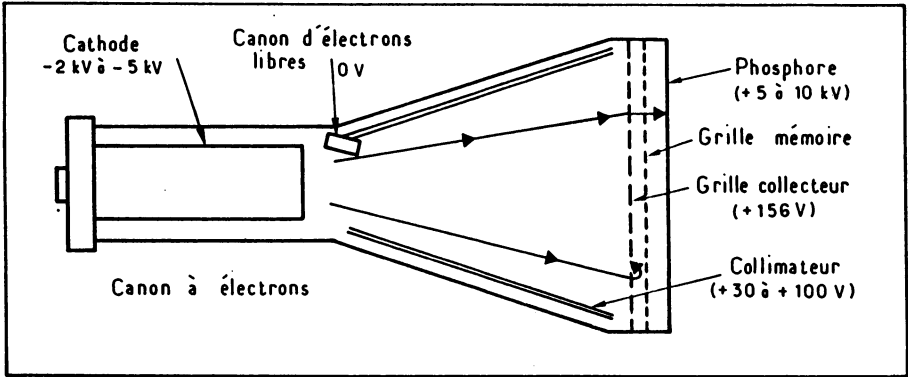


Fig. 9-7. — Mémoire à persistance variable.

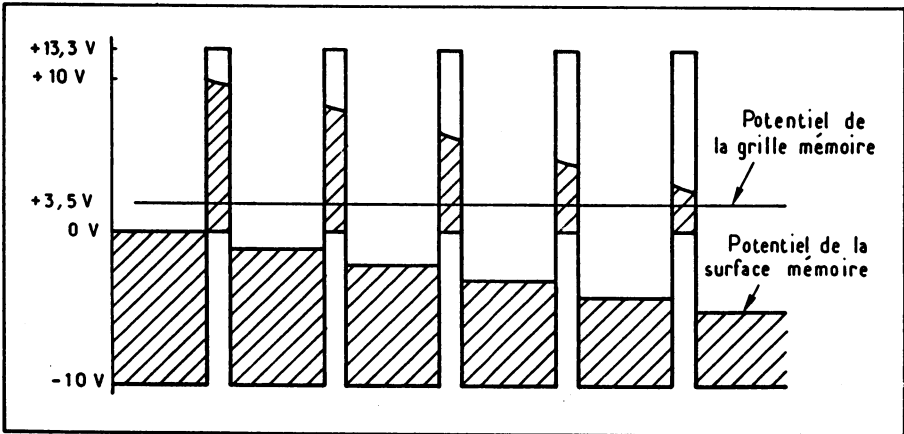


Fig. 9-8. — Impulsion de persistance variable.

Jusqu'à-là, tout est identique à la technique précédente.

Imaginons maintenant que l'on remplace le cycle d'effacement précédent unique par une série d'impulsions (Fig. 9-8) : impulsion de persistance variable) la durée ou la fréquence plus ou moins longue de cette impulsion va provoquer un effacement ou une persistance plus ou moins grande. A titre d'exemple un train d'impulsions de persistance

variable de 1.000 Hz correspond à une persistance de 100 ms. Cette technique permet également, du fait de la finesse de la grille utilisée, d'obtenir une trace beaucoup plus fine que la mémoire bistable. Toutefois le phénomène de migration des charges positives provoque rapidement un épaississement de la trace (blooming) qui interdit un temps de visualisation long. Le cycle d'effacement est par contre très rapide (Fig. 9-9).

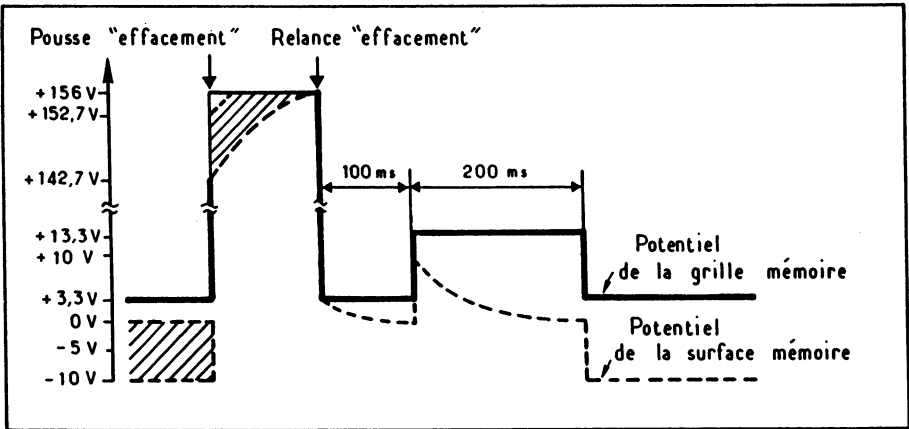


Fig. 9-9. — Effacement de l'écran.

Les vitesses d'écriture en persistance variable sont de l'ordre de $200 \text{ cm}/\mu\text{s}$. Comment donc visualiser des signaux plus rapides et uniques ?

Deux techniques permettent actuellement d'obtenir des vitesses de l'ordre de $2\,000 \text{ cm}/\mu\text{s}$. Il s'agit de la mémoire par expansion utilisée par *Hewlett-Packard*, et la mémoire à transfert inventée par *Tektronix*.

9-3. — MÉMOIRE À TRANSFERT

On utilise deux grilles proches du phosphore du tube cathodique (Fig. 9-10). La première grille est optimisée pour capturer des signaux rapides mais elle ne peut conserver la trace mémorisée que pendant quelques instants.

Par contre la deuxième grille est du type bistable permettant un stockage plus long. Dès que la mise en mémoire est faite sur la première grille une forte impulsion appliquée sur l'autre transfère les charges sur la deuxième grille. Cette méthode est très intéressante toutefois elle possède deux inconvénients, puisque la deuxième grille est du type bistable, la finesse de la trace n'est pas très bonne.

Ensuite, pour effacer les deux grilles mémoires, le temps nécessaire est six fois supérieur au temps d'effacement d'une seule grille (Fig. 9-11).

La solution idéale serait donc de conserver la technique de la persistance variable. Ceci a été réalisé par *Hewlett-Packard* qui a mis au point la technique dite « de mise en mémoire par expansion ».

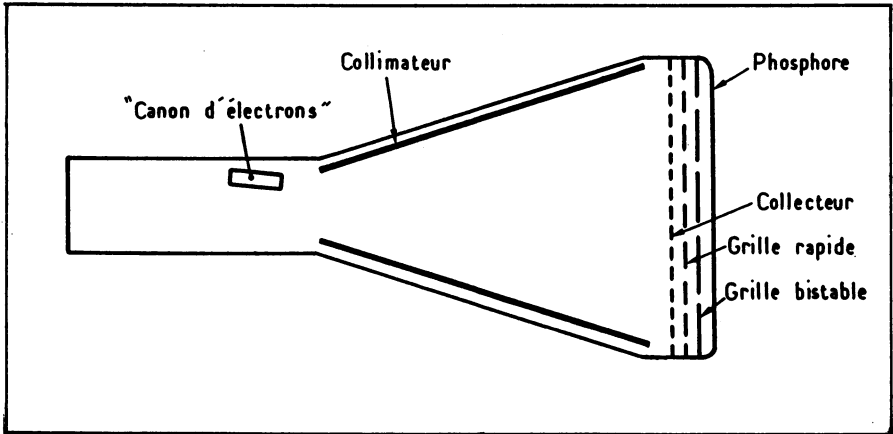


Fig. 9-10. — Mémoire à transfert.

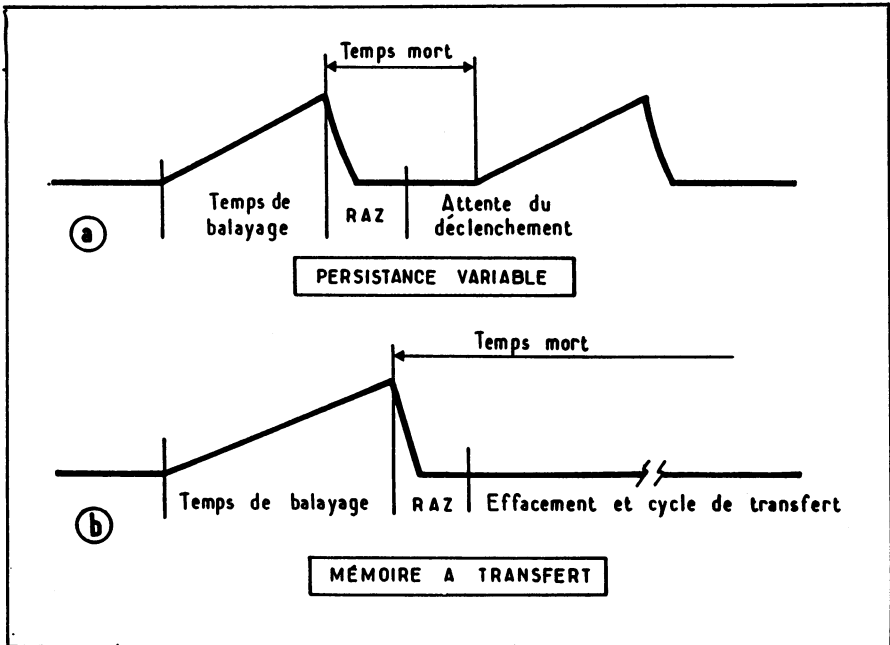


Fig. 9-11. — Temps mort et réactualisation de trace, a) persistance variable, b) mémoire à transfert.

9-4. — MÉMOIRE PAR EXPANSION

Le principe est le même que pour la persistance variable mais la grille mémoire est placée au début du tube cathodique (Fig. 9-12). Il s'agit en fait d'une analogie avec le projecteur de diapositives, la grille mémoire joue le rôle d'une diapositive. L'image obtenue est ensuite agrandie d'un facteur 10 apparaissant ainsi en projection sur la surface mémoire (Fig. 9-13). Le développement de cette technique a été rendu possible par la construction à l'intérieur du tube d'un système de lentilles électroniques agrandissant le signal sans le déformer ni augmenter l'épaisseur de la trace.

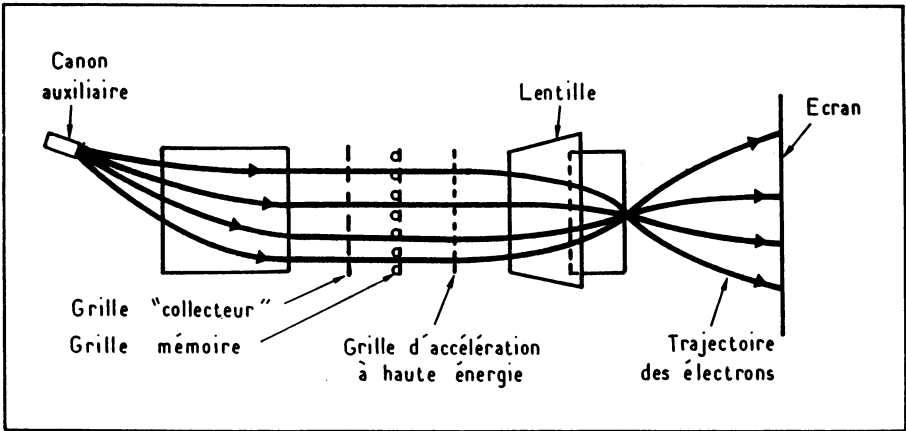


Fig. 9-12. — Mémoire par expansion (grille).

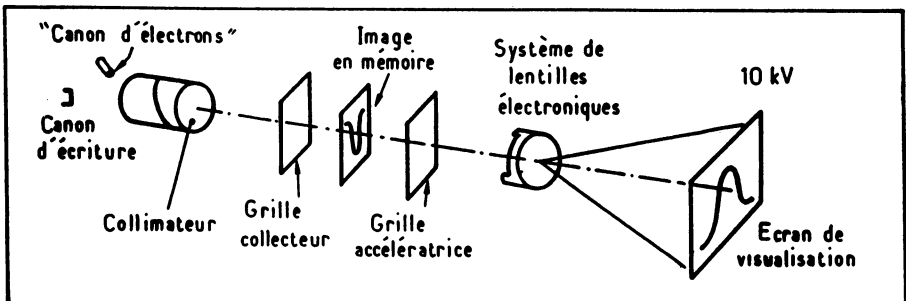


Fig. 9-13. — Mémoire par expansion (persistance variable).

Egalement la construction de grille très fine et l'aide d'un système de conception assistée par ordinateur (CAO) ont contribué au développement pratique de cette méthode.

9-5. — QUELLE TECHNIQUE CHOISIR ?

Généralement les mémoires à transfert permettent des vitesses d'acquisition et des temps de stockage supérieurs à la mémoire par expansion bien qu'elles utilisent des surfaces d'écran plus petites. Cette technique est recommandée pour les phénomènes uniques. Par contre du fait du long temps mort nécessaire à effacer l'image, la mémoire par expansion est préférable pour observer par exemple des parasites dans un train de données numériques. Pour des signaux se répétant par exemple trois fois, une vitesse d'écriture de l'ordre de 5 000 cm/μs peut être atteinte avec un temps de visualisation de 10 secondes.

Un appareil photographique déclenché automatiquement après la prise en mémoire est alors d'un grand secours.

Le choix entre ses deux techniques n'est pas simple et il faudra donc faire à chaque fois une étude sur les caractéristiques du phénomène à observer pour trancher.

Il est important de noter que le critère numéro 1 pour un oscilloscope à mémoire est sa vitesse d'écriture. C'est la mesure de la vitesse maximale d'une trace unique qui peut être vue sur l'écran (voir chapitres 8 et 18).

$$v = \pi F A \text{ (exprimée en cm/}\mu\text{s)}$$

F : fréquence du signal en MHz

A : amplitude crête à crête.

On peut également utiliser l'abaque (Fig. 9-14) donnée par les constructeurs. Les figures 9-15, 9-16 et 9-17 résument l'ensemble des principales techniques de mise en mémoire de signaux.

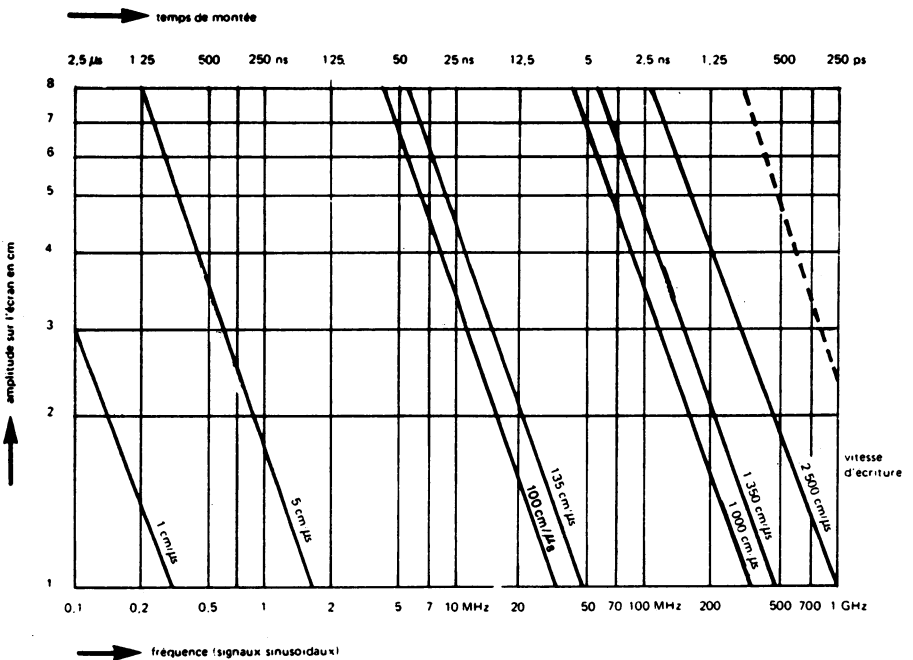


Fig. 9-14. — Abaque de sélection des vitesses d'écriture.

Fig. 9-15. — Tube à mémoire à persistance variable : mode lecture.

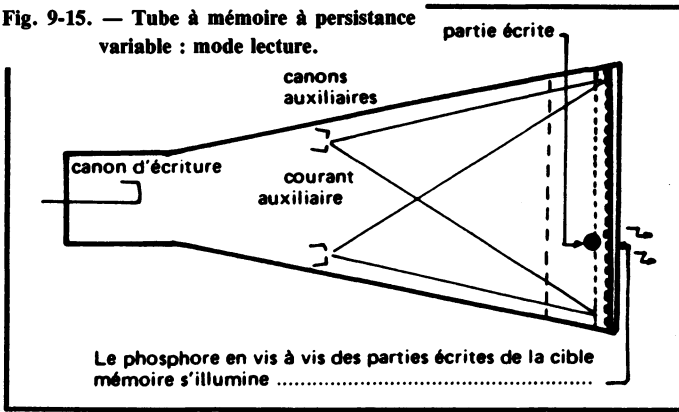


Fig. 9-16. — Tube à mémoire à persistance variable : mode écriture.

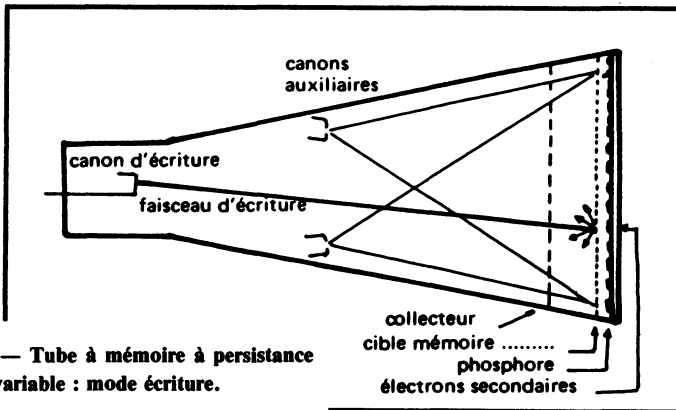
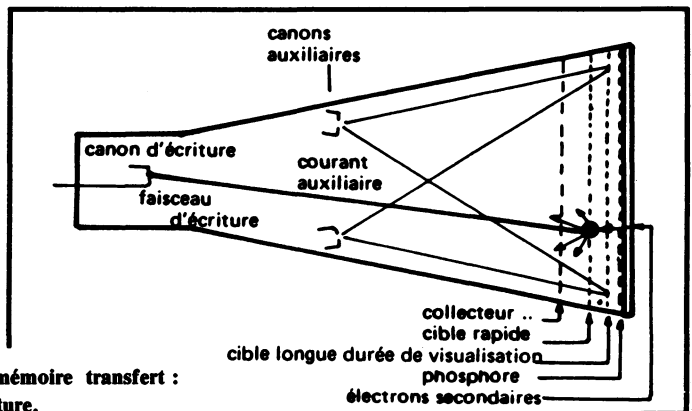


Fig. 9-17. — Tube à mémoire transfert : mode écriture.



MISE EN MÉMOIRE NUMÉRIQUE DES SIGNAUX

Cette toute nouvelle technique permet de mettre en mémoire des signaux uniques ou répétitifs essentiellement de fréquence basse (quelques dizaines de MHz). La méthode utilisée est dérivée de l'échantillonnage de signaux répétitifs (voir chapitre 5). Toutefois, au lieu de mémoriser le signal sur le tube, il est stocké dans une mémoire numérique.

L'avantage premier est un stockage indéfini et une possibilité de traitement du signal par ordinateur.

PRINCIPE

Le convertisseur analogique/numérique a pour but de quantifier la valeur de chaque échantillon (Fig. 10-1). Par exemple pour un convertisseur 4 bits, les niveaux sont de l'ordre de 16, la résolution est donc de 6,25 %. Le niveau 7 est codifié 1011.

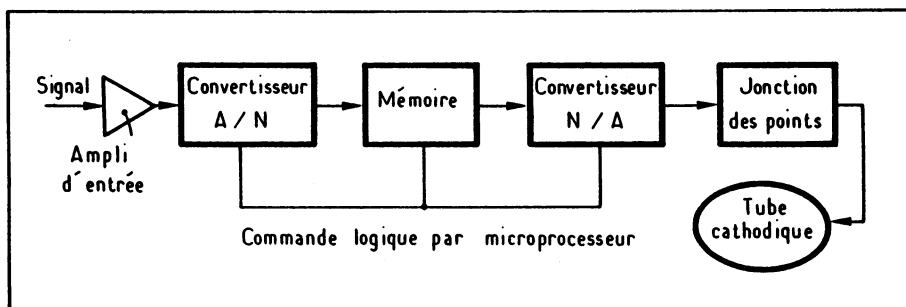


Fig. 10-1. — Bloc diagramme simplifié d'un oscilloscope à mémoire numérique.

Il ne faut pas confondre ici la résolution valeur du bit le moins significatif (LSB) avec la précision qui reste celle d'un oscilloscope traditionnel (de 1 à 3 %).

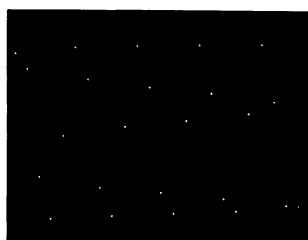
10-1. — CRITÈRE DE CHOIX

LA FREQUENCE D'ECHANTILLONNAGE

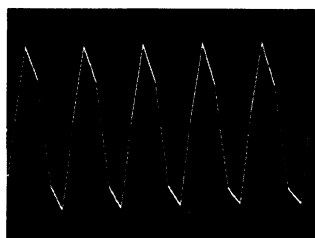
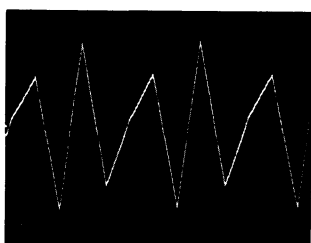
Signal d'entrée

10 MHz

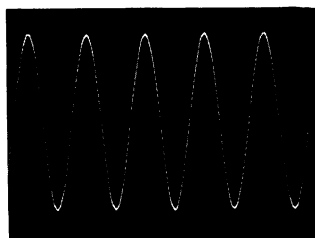
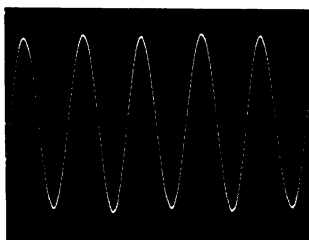
5 MHz



Représentation par point



Interpolateur de type impulsionnel



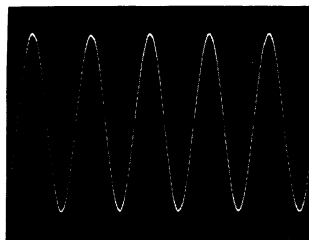
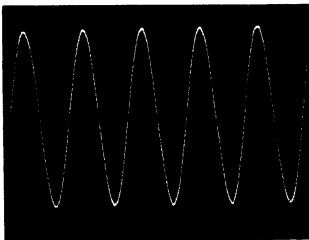
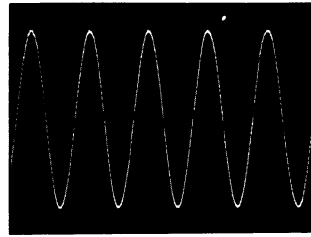
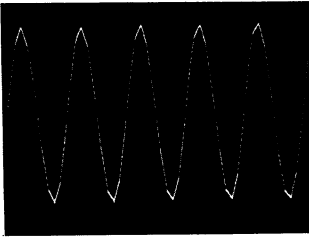
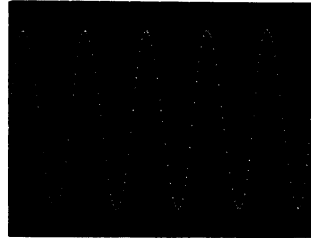
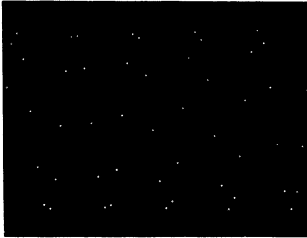
Interpolateur de type sinusoïdal

Fig. 10-2. — La façon de reconstruire un signal sur l'écran influe sur la bande passante utile en mémoire d'un oscilloscope numérique. Pour identifier une sinusoïde, 25 échantillons par période sont nécessaires lorsque la reconstruction est effectuée par points. Une interpolation linéaire (impulsionnelle entre points) fournit une trace correcte avec environ 10 vecteurs par période. Les erreurs

EST DE 25 MHz

2.5 MHz

1 MHz



d'enveloppe rendent les mesures plus difficiles dès que le nombre de vecteurs par période diminue. Une interpolation de type sinusoïdal entre points (468 Tektronix) reproduit parfaitement des sinusoïdes avec 2,5 échantillons par période seulement, approchant ainsi les limites données par le théorème de l'échantillonnage.

1) BANDE PASSANTE

L'un des premiers critères à considérer est la bande passante (BP) qui dépend de la fréquence d'échantillonnage utilisée (F) et du nombre d'échantillons (N) nécessaires pour reconstituer un signal sinusoïdal. Ceci donne l'expression de la bande passante :

$$BP = \frac{F}{N}$$

Ce nombre N n'est pas pris au hasard il doit être supérieur à 2 (théorèmes de Shannon), dans la pratique 10 échantillons donnent l'ensemble des informations contenues dans le signal.

C'est ce nombre qui est également retenu lorsqu'on fait une interpolation linéaire (Fig. 10-2) l'ensemble des points obtenus sont reliés par des droites. Pour une interpolation sinusoïdale on considère que N=4 est suffisant. Il est à noter que la fréquence du signal mis en mémoire ne dépend pas de l'amplitude, ceci est un avantage sur les techniques de mémoires analogiques. Par contre la fréquence d'échantillonnage (F) dépend de la durée du balayage (D) choisie et du nombre de points de la mémoire (M).

$F = \frac{M}{D}$ par exemple pour une durée de balayage de 1 S si la mémoire est de 4 096 pts soit :

$$F = \frac{4\ 096}{1} = 4\ 096\ \text{Hz}$$

par contre si le nombre de points mémoire est seulement de 512, la bande passante est 8 fois plus faible.

M est exprimée en nombre de mots/division

D est la durée du balayage exprimée en (temps/div. ou TIME/DIV)

2) VITESSE D'ÉCRITURE DES OSCILLOSCOPES NUMÉRIQUES

Pour se rapprocher des unités utilisées pour caractériser un oscilloscope à mémoire analogique on est tenté de vouloir faire une comparaison avec les oscilloscopes à mémoire numérique. Nous avons évoqué la bande passante (BP) pour le numérique.

Pour se rapprocher de la définition de la vitesse d'écriture en analogique, on doit considérer une onde sinusoïdale.

L'amplitude ici n'a pas d'importance puisqu'elle est indépendante de la fréquence du signal mémorisé en numérique.

On va donc exprimer la vitesse en division/ μ s et prendre arbitrairement A = 3,2 divisions, ceci donne :

$$BP = \frac{\text{Vitesse d'écriture (div}/\mu\text{s)}}{10}$$

3) TEMPS DE MONTÉE

La définition précédente utilisait des signaux sinusoïdaux.

Tout comme pour les différentes techniques de mise en mémoire il y a lieu de considérer une autre forme de signal : les signaux de type impulsif.

Le paramètre utilisé dans cet autre mode est le temps de montée.

Sur 10 divisions ceci donne $M = 51,2$ si

$$D = 1 \text{ seconde comme précédemment on a bien } F = \frac{51,2}{1} = 51,2 \text{ Hz}$$

Quelquefois, le constructeur donne *la vitesse d'enregistrement de l'oscilloscope numérique*, on reviendra à la définition précédente en divisant cette valeur par le nombre de bits convertisseur analogique/numérique.

La façon la plus simple de représenter la liaison entre vitesse de balayage et la bande passante (BP), avec ici $N = 4$, est montrée par la figure 10-3.

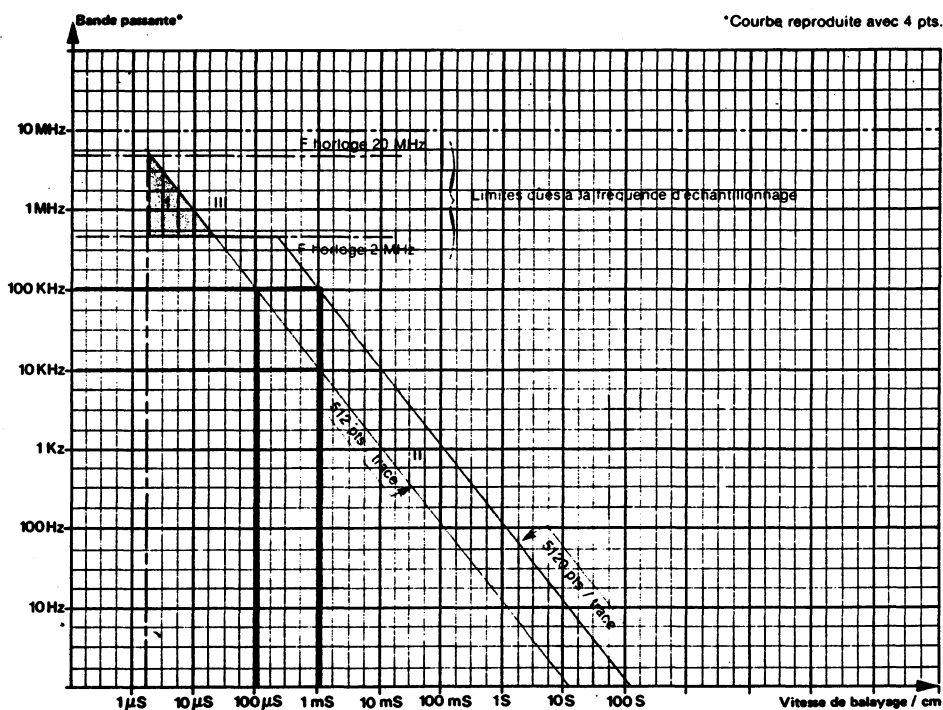
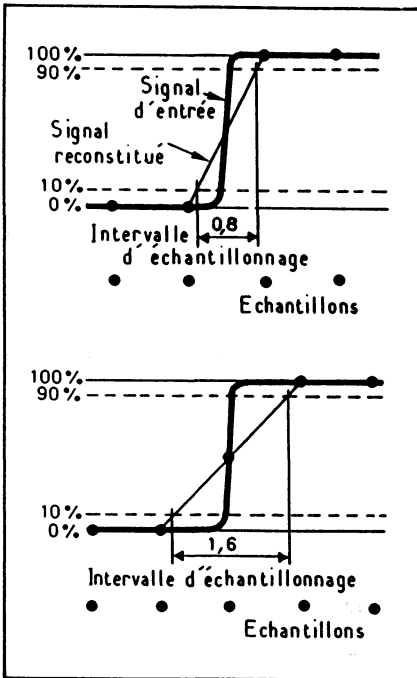


Fig. 10-3. — Courbe bande passante/Vitesse de balayage.

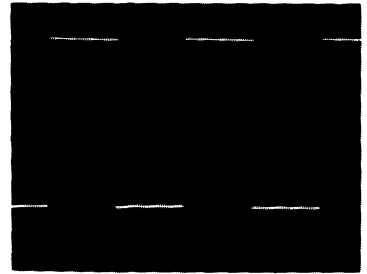
Nous avons décrit précédemment qu'il fallait considérer le temps de montée de l'ensemble (oscilloscope + sonde + signal). Si le signal d'entrée a un temps de montée supérieur au temps de montée de l'oscilloscope on a dans le cas d'un système numérique deux cas extrêmes d'échantillonnage (Fig. 10-4).

Dans le cas A, l'impulsion présente à l'entrée de l'oscilloscope numérique est échantillonnée de telle façon que le front de montée se situe exactement au milieu de 2 échantillons.

Dans le cas B, le front est échantillonné avec un échantillon exactement à 50 %.



◀ Fig. 10-4. — Différents cas d'échantillonnage.



▲ Fig. 10-5. — Le front de montée n'est pas visible sur l'écran.

On a donc chaque fois pour une impulsion une représentation qui varie du cas A, le plus défavorable, au cas B, le plus satisfaisant. Le cas A est, dans la pratique, celui qui se rapproche le plus de ce qui se passe avec un oscilloscope conventionnel de bande passante telle que le front n'est pas visualisé (en cas d'un signal impulsionnel ayant un temps de montée supérieur à celui de l'oscilloscope traditionnel utilisé) (Fig. 10-5).

Si on reste toujours dans ce cas de figure pour faire une analogie on a donc :
 temps de montée = intervalle entre deux points d'échantillonnage × 1,6
 si par exemple $F = 1 \text{ MHz}$, entre deux échantillons on a $1 \mu\text{s}$ soit un temps de montée de l'oscilloscope numérique de $1,6 \mu\text{s}$.

Si l'on exprime l'intervalle entre 2 échantillons par sa valeur = $\frac{\text{Vitesse de balayage}}{\text{nombre de points}}$

sur 10 divisions (plein écran) ou par cm on a une autre expression :

$$\text{temps de montée} = \frac{\text{vitesse de balayage}}{\text{nombre de points/cm}} \times 1,6 = 1,6 \mu\text{s}$$

On serait donc tenté ici d'utiliser la formule décrite précédemment pour les oscilloscopes conventionnels et de calculer le temps de montée réel du signal T_R .

$$T_R = \sqrt{T^2 \text{ visualisé} - T^2 \text{ scope}}$$

10-2. — CALCUL D'ERREUR

Mais nous avons vu que le temps de montée du scope (T_{scope}) est compris entre 0,8 et 1,6 intervalle entre 2 échantillons. Donc pour exprimer cette erreur totale il y a lieu de faire une simulation sur ordinateur.

Voici le résultat de cette simulation effectuée par un constructeur (Fig. 10-6).

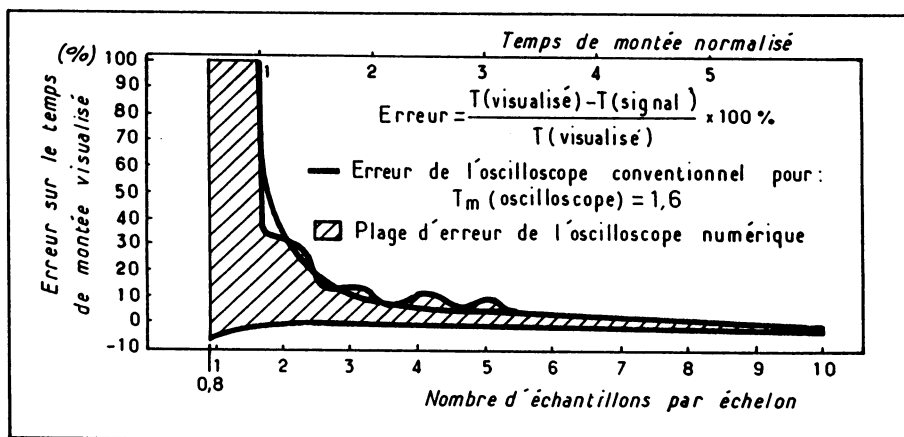


Fig. 10-6. — Plage d'erreur sur les temps de montée simulés par ordinateur.

Cette figure montre que les expressions temps de montée et bande passante sont très différentes entre oscilloscope conventionnel et oscilloscope numérique. Il y aura donc lieu d'employer très précisément ces notions, et de prendre bien garde que les valeurs de temps de montée et de bande passante varient en fonction de la vitesse de balayage utilisée du fait de la variation de la fréquence de l'échantillonneur analogique-numérique. En fait, ces 2 définitions sont plus proches de la réalité car elles caractérisent bien jusqu'où un oscilloscope numérique peut visualiser un signal en fonction de sa fréquence.

1) ERREUR SUR LES MESURES DE TEMPS

On retrouve les mêmes sources d'erreur que décrites dans le chapitre « mesures de temps ». Toutefois, la limitation ici est toujours l'intervalle entre 2 points d'échantillonnage.

L'oscilloscope numérique, par contre, enrichit le signal grâce à l'utilisation d'interpolation fonction du signal présent à l'entrée (type sinusoïdal ou impulsionnel).

Bien évidemment, l'erreur sera d'autant plus faible que le nombre d'échantillons pour un signal donné est plus grand. La figure 10-7 nous montre pour des mesures de largeur, sur des signaux de type impulsionnel (interpolateur linéaire) les erreurs de temps crête à crête.

Si l'on prend 3 points sur le front de l'impulsion, l'erreur est de $\pm 5\%$ de la valeur de l'intervalle d'échantillonnage.

Le signal cité précédemment avait été visualisé avec $1\ \mu\text{s}$ entre chaque point soit ici : $\pm 5\% \times 1\ \mu\text{s} = \pm 50\ \text{ns}$.

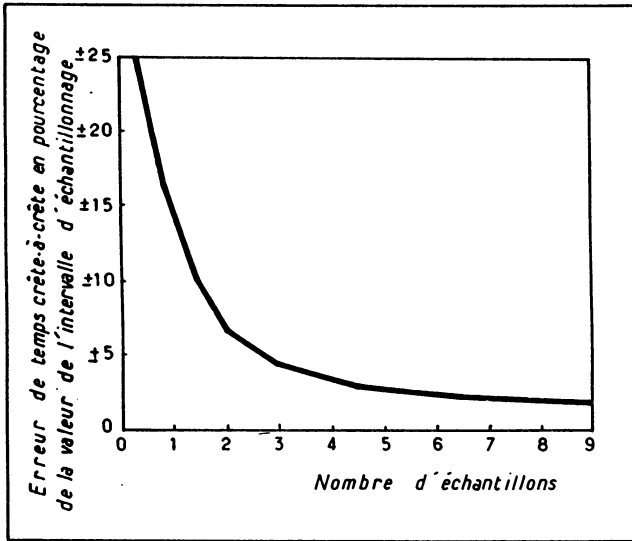


Fig. 10-7. — Erreur introduite avec un interpolateur linéaire.

2) CALCUL D'ERREUR POUR LES MESURES DE FRÉQUENCE, PÉRIODE ET PHASE

Dans le cas d'un signal de type sinusoïdal, la courbe 10-8 montre une erreur de temps introduite par l'interpolateur de $\pm 0,5$ % de l'intervalle entre 2 points d'échantillonnage, soit dans le cas du signal étudié ici ± 5 ns (avec 2,7 échantillons par période). Pour la

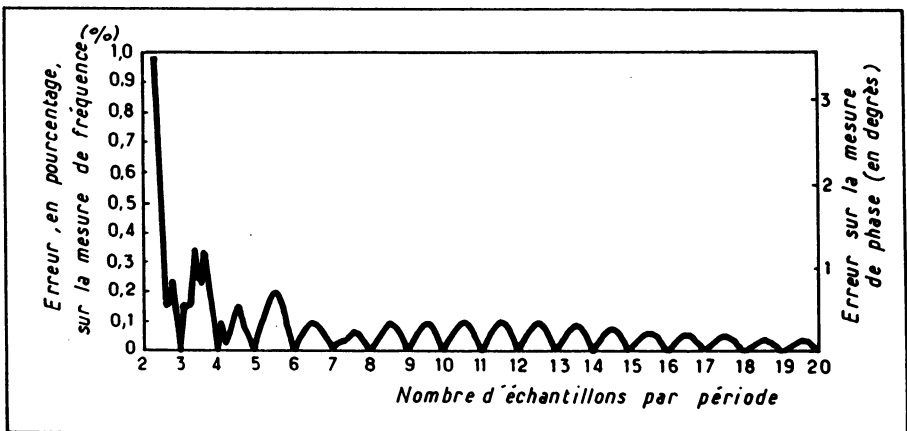


Fig. 10-8. — Erreur maximale introduite avec un interpolateur sinusoïdal.

mesure de phase une erreur inférieure à 2° . Les erreurs dues à l'interpolateur peuvent donc être négligées en général par rapport aux autres erreurs communes des oscilloscopes qu'ils soient conventionnels ou numériques.

Toutefois l'horloge utilisée pour l'échantillonnage est à quartz, donc des stabilités à court et moyen terme supérieures à ce qui existe pour un oscilloscope traditionnel, (typiquement 0,01 %).

De même que l'on parle de résolution sur l'axe vertical, la résolution horizontale d'un signal mémorisé sur 512 points est de 9 bits (2^9). Donc en utilisant les curseurs disponibles ou du mode ($\times 10$) on bénéficie de la meilleure précision de la base de temps d'un oscilloscope numérique donc 1 % au lieu de 2 à 3 % d'un scope conventionnel.

3) SYNCHRONISATION (TRIGGER) DU SIGNAL ÉTUDIÉ :

Les oscilloscopes à mémoire numérique ont considérablement été améliorés dans ce domaine. En effet, le signal est acquis en permanence sans attendre le signal de déclenchement, donc il n'y a pas de relation de phase entre ces 2 signaux. Ceci provoque une gigue de phase. Au niveau de la visualisation, ceci est matérialisé par un signal brouillé dont la représentation oscille entre $\pm 1/2$ intervalle d'échantillonnage (Fig. 10-9).

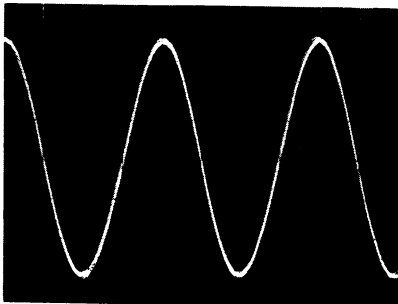
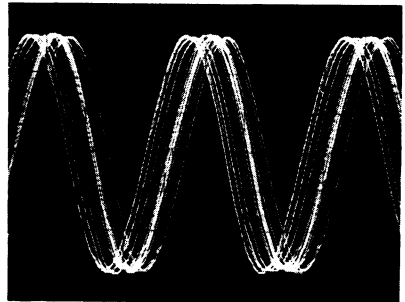
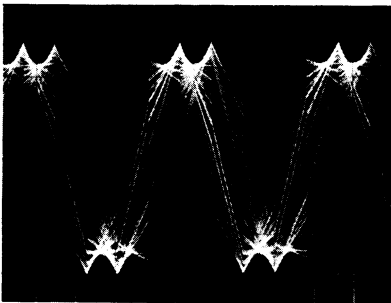


Fig. 10-9. — Gigue horizontale des oscilloscopes numériques.

L'amélioration apportée pour éviter ce phénomène est d'augmenter la capacité des mémoires de stockage, donc de réduire apparemment l'intervalle d'échantillonnage.

10-3. — AMÉLIORATION DE L'ACQUISITION DU SIGNAL OBSERVÉ

1) TECHNIQUE DU « MOYENNAGE »

Cette technique montre son maximum d'efficacité lorsque le signal est en fait fortement bruité. On va réaliser l'acquisition du signal plusieurs fois, le bruit étant aléatoire sa moyenne arithmétique est nulle donc plus on augmente le nombre de passages n plus il approche d'une valeur voisine de zéro (donc un meilleur rapport signal sur bruit) (Fig. 10-10).

Ce rapport signal sur bruit augmente d'un facteur \sqrt{n} .

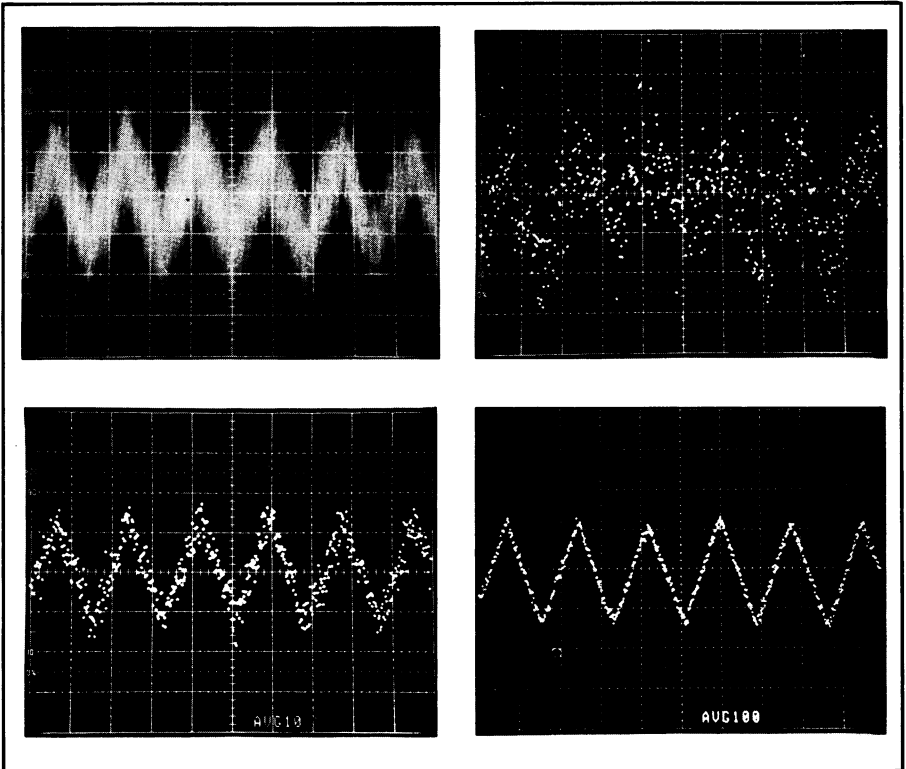


Fig. 10-10. — « Moyennage » des signaux.

Par exemple :

si le signal est de 10 mV et le bruit de 1 mV on a $\frac{\text{signal}}{\text{bruit}} = \frac{10}{1}$ pour 4 passages,

on l'améliore de 2, soit un niveau de bruit passant de 10 % à 5 %. Si le bruit est récurrent, il n'est pas possible de le réduire et la résolution s'en trouve affectée.

2) TRAITEMENT DU SIGNAL

Dans un oscilloscope conventionnel la seule façon de traiter ultérieurement les données est de faire une photographie.

Le temps de visualisation étant comme on l'a vu très limité dans le temps.

Par contre, un oscilloscope numérique peut envoyer les points d'échantillonnage à un ordinateur qui peut, bien sûr, faire des fonctions arithmétiques, mais surtout réaliser un véritable traitement des informations obtenues.

On a donc accès à des calculs comme : valeur moyenne, quadratique, variance, écart type mais aussi intégration, différenciation autocorrélation, cross-corrélation. Le signal est donc complètement caractérisé : on mesure sa fréquence, période, amplitude, largeur d'impulsion, temps de montée, overshoot, temps d'établissement... Certains constructeurs fournissent d'ailleurs des progiciels effectuant automatiquement l'ensemble de ses mesures grâce au couplage d'un ordinateur à un oscilloscope numérique.

10-4. — POSSIBILITÉS NOUVELLES DES OSCILLOSCOPES À MÉMOIRE NUMÉRIQUE

L'un des avantages de ce type d'oscilloscope réside dans le fait que le signal est non pas stocké sur un tube mais dans une mémoire numérique. Elle permet donc de dissocier stockage et représentation. L'un des exemples les plus intéressants est de pouvoir changer après capture du signal, la vitesse de balayage.

L'expansion du signal est donc possible pour l'étude particulière d'un détail, dans la limite de la résolution due à la fréquence d'échantillonnage sélectionnée.

1) MODE « ROLL » OU MODE DÉFILEMENT OU « SCROLL »

La visualisation en temps réel du phénomène étudié permet dans des applications du type médical par exemple de voir en permanence l'évolution d'un électrocardiogramme sans passer par un enregistreur graphique à défilement. La fenêtre choisie permet de réactualiser la trace en permanence évitant ainsi le déroulement de nombreuses longueurs de papier (Fig. 10-11).

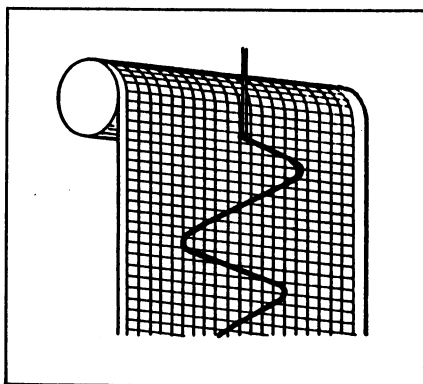
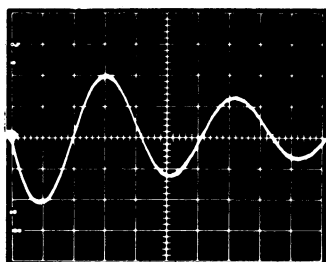


Fig. 10-11. — Mode défilement.

2) MODE PRÉ-DÉCLENCHEMENT

Lors de l'analyse de phénomène unique, on choisit des conditions de déclenchement, voire une fenêtre de déclenchement (2 niveaux de seuil) ceci est très utile lorsqu'on ne connaît pas nécessairement la polarité du signal transitoire.

Toutefois dans certains cas, il est utile de savoir exactement ce qui apparaît quelques instants avant le déclenchement (Fig. 10-12).

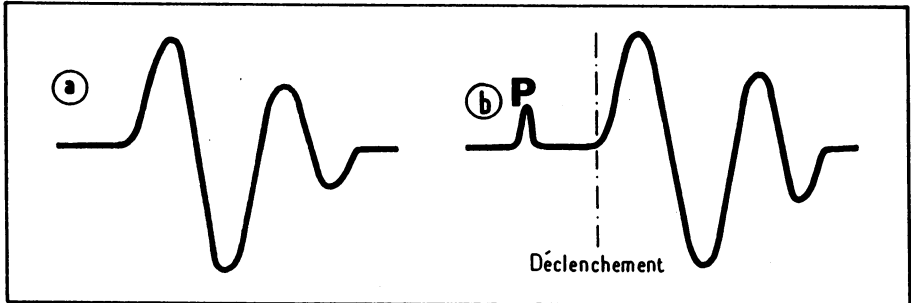


Fig. 10-12. — Mode pré-déclenchement.

Dans le cas B, le déclenchement s'effectue à 50 % c'est-à-dire que l'on peut visualiser le parasite P apparaissant avant.

On peut donc relier la cause et l'effet plus facilement.

Cette zone de pré-déclenchement est généralement variable de 0 à 100 %.

3) MODE COMPARAISON DE SIGNAUX

Ce mode permet de comparer un signal référence mis en mémoire avec le signal présent à l'entrée. Ceci est très utilisé pour le test de circuits en production (ex : test de filtre et d'amplificateurs, réglage de discriminateur).

4) MODE MULTI-VOIES

La mémoire est partagée de façon à permettre la mémorisation et la visualisation de plusieurs voies sur un même oscilloscope numérique.

5) MODE XY

Ce mode est identique au mode lissajous d'un oscilloscope traditionnel toutefois ici on peut ressortir les informations directement sur une table traçante.

6) MODE EXTERNE

La base de temps interne servant à l'échantillonnage est remplacée par une horloge externe. On utilise ce mode pour des phénomènes très lents ou signaux rapides dans des trains d'ondes lents, l'horloge est alors inactive pendant les phases non intéressantes.

Une autre application de ce mode est de pouvoir changer l'échelle linéaire de l'axe horizontal en échelle logarithmique (étude de vibrations ou bruits).

7) MODE DE DÉTECTION CRÊTE OU ENVELOPPE

La fréquence d'échantillonnage est déterminée par la position du commutateur de base de temps. Dans ce mode on sépare acquisition et visualisation. En fait, la fréquence maximum d'échantillonnage est utilisée pour relever les valeurs maxi et mini de chaque échantillon (Fig. 10-13) mais on enregistre la valeur du signal qu'à la fréquence d'échantillonnage relative à la position du commutateur (temps/div.). Ce mode est en fait standard de par la technique utilisée par un oscilloscope à mémoire traditionnelle. (La vitesse d'écriture n'est pas fonction de la base de temps choisie.)

La figure 10-14 montre le type de circuit électronique utilisé pour cette méthode.

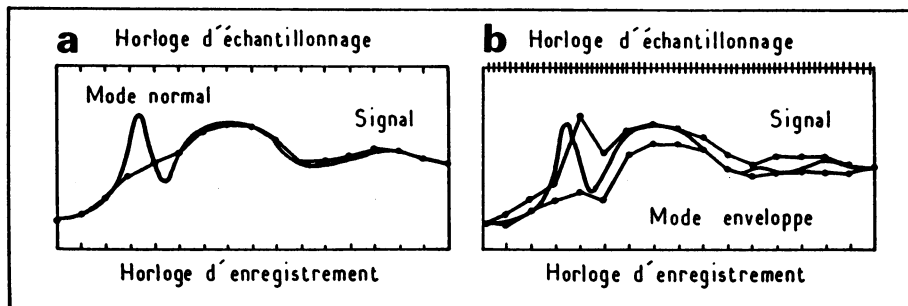


Fig. 10-13. — Mode enveloppe.

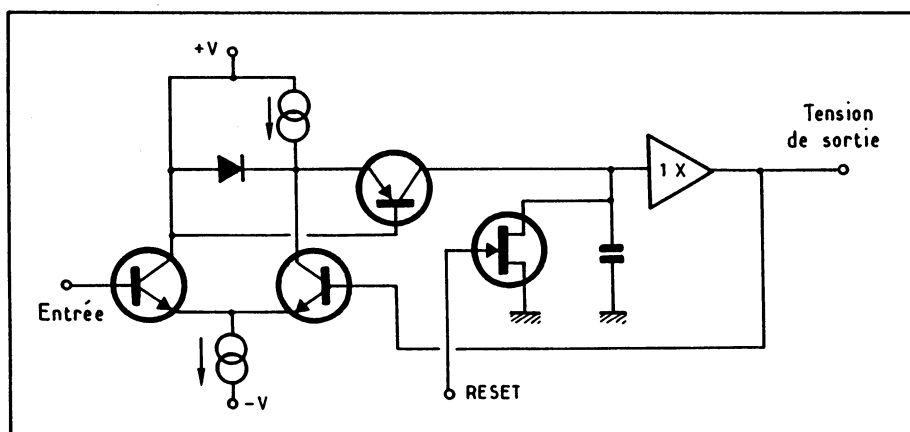


Fig. 10-14. — Circuit de détection utilisé dans le mode « crête ».

En B, le mode enveloppe ou crête est activé, on voit donc apparaître les variations brutales du signal entre les 2 points d'échantillonnage sélectionnés, d'où l'intérêt immédiat pour l'identification de parasites.

En corollaire de ceci, ce mode permet d'éviter les fausses représentations dues à l'effet « aliasing » décrit précédemment.

L'ensemble des capacités de ce mode est très utile pour l'analyse de signaux logiques issus des systèmes à microprocesseur. En effet l'activité de certains bus peu rapides requiert pour leur visualisation des vitesses de balayage faibles alors que les parasites venant par exemple de l'activation d'un périphérique nécessitent des vitesses de balayages rapides.

8) MODE SURVEILLANCE

Dans l'exemple précédent, il suffit de mettre en veille l'oscilloscope et dès que le parasite apparaît on peut voir si l'importance des valeurs maxi du signal sont suffisantes pour perturber notre système.

9) MODE ENREGISTREMENT OU PERTURBOGRAPHE

Toujours dans la même application, ces phénomènes de perturbations peuvent être stockés, via un ordinateur, sur bande magnétique et réaliser ainsi un perturbographe automatique.

10) MODE « STIMULI »

Dans ce mode, le signal mis en mémoire est réinjecté. Il permet de stimuler par exemple un système mécanique avec une forme d'onde très spéciale à des fréquences qui peuvent être différentes de la fréquence du signal mémorisé.

10-5. — NOTION SUR LE TEMPS D'OUVERTURE OU « APERTURE TIME »

Nous avons vu que la quantification de l'information était réalisée à des intervalles d'échantillonnages bien déterminés (Fig. 10-15). En pratique ce temps n'est pas instantané, et bien qu'on essaie qu'il soit le plus court possible, il existe un temps d'ouverture ou « aperture time ».

L'incertitude liée au temps de quantification est appelée « aperture uncertainty » (incertitude d'ouverture) et est due à l'instabilité de phase (Fig. 10-16).

Par ex : si $\Delta t = 2 \mu s$ pour un convertisseur A/N 8 bits, 100 MHz, cela signifie que pour un signal sinusoïdal de 50 MHz il se comporte comme un convertisseur A/N idéal de 2 bits seulement (3,17 en calculé). Ce phénomène est fonction de la fréquence, l'amplitude et la forme du signal. Il est surtout néfaste pour des signaux rapides.

Différents tests et calculs permettent de déduire en fait le nombre de bits effectifs disponibles. Le plus connu consistant à réaliser un test du convertisseur A/N en injectant à son entrée une fréquence légèrement décalée de la fréquence d'échantillonnage en réalisant ainsi un battement. Ceci permet de déterminer les caractéristiques dynamiques du convertisseur A/N, donc de juger sa capacité à réagir à des signaux rapides.

Les notions de nombre de bits effectifs et de dynamique permettent de bien caractériser

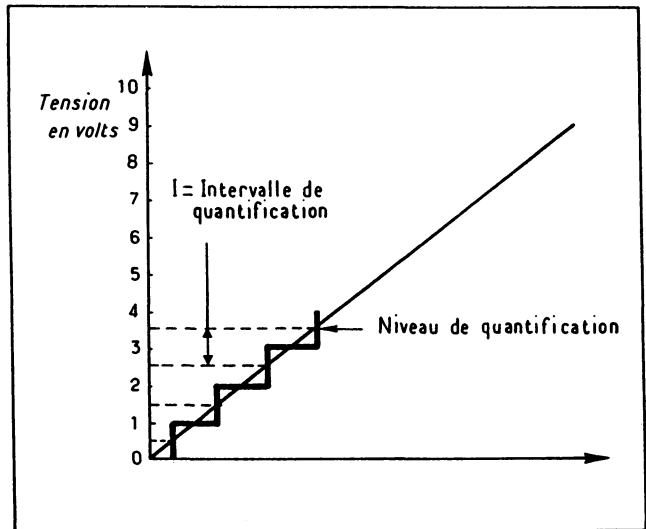


Fig. 10-15. — Quantification d'un signal.

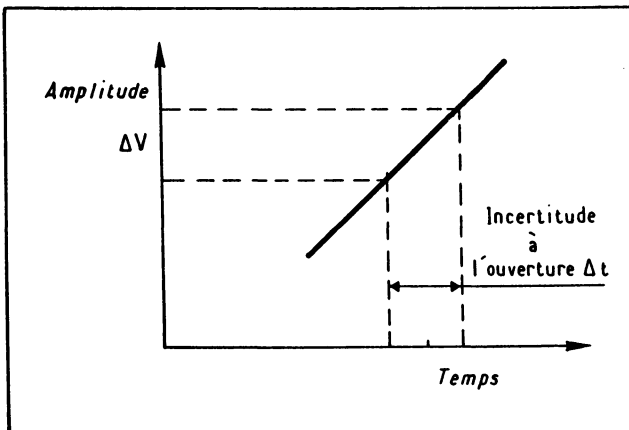


Fig. 10-16. — Temps d'ouverture ou « aperture time ».

la qualité d'un oscilloscope numérique.

La dynamique est primordiale aux basses fréquences, là où le bruit aléatoire et récurrent limite les performances des convertisseurs analogiques/numériques.

10-6. — OSCILLOSCOPE NUMÉRIQUE OU ANALYSEUR DE TRANSITOIRE ?

Pour l'acquisition de signaux de nombreux instruments existent, ils portent tous des noms très différents : analyseur de transitoire, digitaliseur, oscilloscope numérique, analyseur d'ondes, perturbographe, enregistreur... Mais tous les systèmes ont en commun un seul et même composant vital qui est le cœur de l'instrument : un convertisseur analogique/numérique. Leurs différenciations est très difficile. On peut les classer, selon qu'ils intègrent ou non, différents éléments du schéma de principe d'une chaîne d'acquisition d'un signal.

Un oscilloscope sera compact avec un écran intégré des petites fonctions arithmétiques grâce au microprocesseur intégré.

Un analyseur de transitoire n'aura en fait que les fonctions essentielles d'un convertisseur A/N et une grande capacité mémoire ; traitement et visualisation étant réalisés par des ordinateurs et organes extérieurs de visualisation.

De plus en plus la différence diminue. Toutefois la fréquence est un bon critère de distinction. On ne peut en effet pas appeler un système de conversion A/N à conversion de balayage, un oscilloscope numérique. Ce système pourtant utilise un tube d'oscilloscope. Il détecte et code, grâce à un faisceau plat très fin, dévié par le signal sur 8 bits, des signaux de plusieurs centaines de mégahertz. Le faisceau bombarde une cible constituée par 5 colonnes de diodes silicium, chacune des colonnes représentant un poids binaire (code gray ou binaire réfléchi). La position du faisceau sur la cible est déterminée par l'amplitude du signal, le décodage de cette position effectué par 8 comparateurs, donne la valeur numérique du signal.

La différence s'amenuise mais les progrès des convertisseurs A/N, bien que très rapides ne permettent pas, au niveau des prix actuels, une banalisation de toutes ces techniques.

La figure 10-17, nous montre l'arsenal des procédés utilisés actuellement.

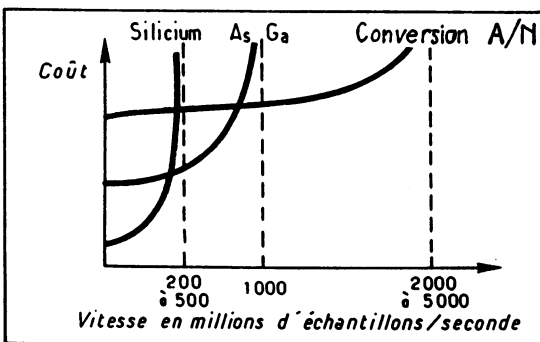


Fig. 10-17. — Différentes technologies utilisées pour les échantillonneurs.

En conclusion, il y a lieu de bien choisir, selon son application, les paramètres de mesures. Ainsi pour des mesures sur des signaux sinusoïdaux la bande passante est importante alors que pour des mesures sur des impulsions, c'est le temps de montée qui est important.

Précision, résolution, mode d'interpolation sont à prendre en compte. De même la possibilité de couplage ou de programmation alliée à d'éventuels progiciels de traitement du signal sont des éléments à ne pas négliger.

CHAPITRE 11

INFORMATIONS CONTENUES DANS UN SIGNAL

Outil de visualisation, l'oscilloscope permet l'étude de signaux dont il convient d'analyser les caractéristiques. D'une façon générale, un signal est la traduction électrique d'un phénomène physique s'exprimant par une fonction plus ou moins complexe. Citons pour exemple, les signaux que délivre un capteur (de température, de force, de pression), ou un amplificateur HI-FI (signaux acoustiques).

Ce phénomène peut être :

Une grandeur variable, qui croît ou décroît en fonction du temps.

Une grandeur périodique, dans le cas où la grandeur variable reprend de la même façon, la même valeur à des intervalles de temps égaux appelés période T.

Une grandeur sinusoïdale, quand la grandeur périodique est associée au déplacement d'un point sur un cercle et à vitesse constante.

Si la sinusoïde est le signal le plus utilisé par les électroniciens, il existe bien d'autres signaux dont les principaux sont le rectangle, l'impulsion et la dent de scie.

11-1. — SINUSOÏDE

Elle est de la forme $e = V_c \sin \omega t$ comme le montre la figure 11-1, on distingue :

— sa valeur crête V_c , c'est la valeur maximale de la trace par rapport au niveau 0.

— sa valeur crête à crête V_{cc} , c'est la valeur correspondant aux deux maxima du signal sur l'écran.

— sa valeur moyenne V_m , elle correspond à la moyenne des tensions mesurées point par point sur une période, elle a pour expression :

$$V_m = \frac{1}{T} \int_0^T V dt$$

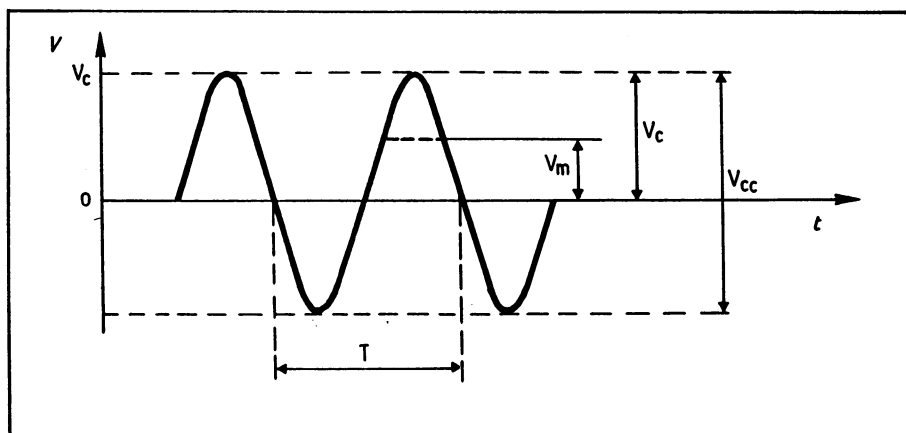


Fig. 11-1. — Sinusoïde.

Nous rappelons que pour une sinusoïde, cette valeur moyenne est nulle puisque les alternances positives et négatives ont la même amplitude, par contre la valeur moyenne de l'une des alternances a pour expression :

$$V_m = 0,626 V_c$$

— sa valeur efficace, V_{eff} (ou rms en anglais qui est l'abréviation de root mean square)

— son facteur de forme : c'est le rapport $\frac{V_{\text{eff}}}{V_m}$, pour une alternance il est égal à 1,1

— sa période T

— sa valeur instantanée $V = V_c \sin \omega t$

11-2. — CARRÉ (OU RECTANGLE) (voir figure 11-2)

La principale caractéristique de ce signal est son rapport cyclique qui correspond aux durées relatives des temps correspondant aux états « HAUT et BAS », pendant une période T du signal, il est défini par le rapport :

$$\text{Rapport cyclique} = \frac{t_o}{T} 100$$

Dans la pratique, il varie d'environ 20 % à 80 %. Les valeurs efficaces et moyennes d'un carré sont donc variables selon le rapport cyclique.

— valeur efficace : $V_{\text{eff}} = V_c \sqrt{\frac{t_o}{T}}$

— valeur moyenne : $V_m = V_c \frac{t_o}{T}$

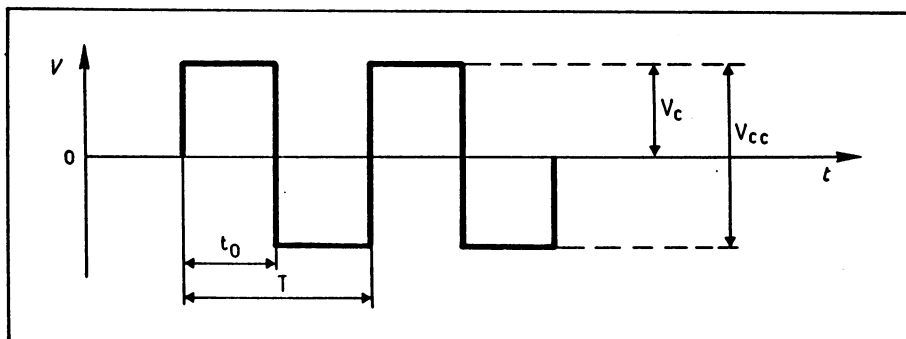


Fig. 11-2. — Signal carré.

SIGNAUX LOGIQUES

Ce sont les signaux carrés standardisés, les plus courants sont :

TTL : niveau 0, variable de 0 V à +0,8 V

niveau 1, variable de +2 V à +5 V.

C.MOS : niveau 0, variable de 0 à 30 % de la tension d'alimentation (qui est elle-même variable de +3 V à +18 V). Niveau 1, variable de 70 % à 100 % de la tension d'alimentation.

Il faut noter que l'écart, entre le maximum du « 0 » logique et le minimum du « 1 » logique correspond à l'immunité au bruit du circuit. C'est-à-dire que d'éventuels parasites, se situant dans cette fourchette, sont sans effet sur le déclenchement des circuits logiques.

— Temps de montée : T_m

C'est le temps nécessaire θ_m , pour que l'amplitude passe de 10 % à 90 % de sa valeur maximale, tandis que le temps de descente T_d , est le temps nécessaire pour que l'amplitude passe de 90 % à 10 % de sa valeur maximale.

Il faut noter qu'un carré peut être positif ou négatif (c'est le cas de la plupart des signaux logiques), avec une valeur crête V_c , ou encore alternatifs.

Dans ce dernier cas, le signal est centré autour de zéro volt et la valeur crête à crête (V_{cc}) correspond au double de la valeur (V_c).

11-3. — IMPULSION (voir figure 11-3)

On peut dire que c'est un cas particulier du rectangle précédemment défini, pour lequel le rapport cyclique et la période seraient très faibles ; on distingue donc sa valeur nominale et en plus les temps de montée θ_m et de descente θ_d , sa largeur « L » mesurée à 50 % de la valeur maximale ainsi que son rebondissement « R » qui correspond à un certain dépassement de la valeur maximale (overshot). A noter que plus le rebondissement est important, plus il y a présence d'harmonique de rang élevé, d'autre part les impulsions peuvent avoir des formes diverses, selon qu'elles sont périodiques, pseudo-périodiques ou exponentielles, comme l'indique les figures, 11-3 b et d.

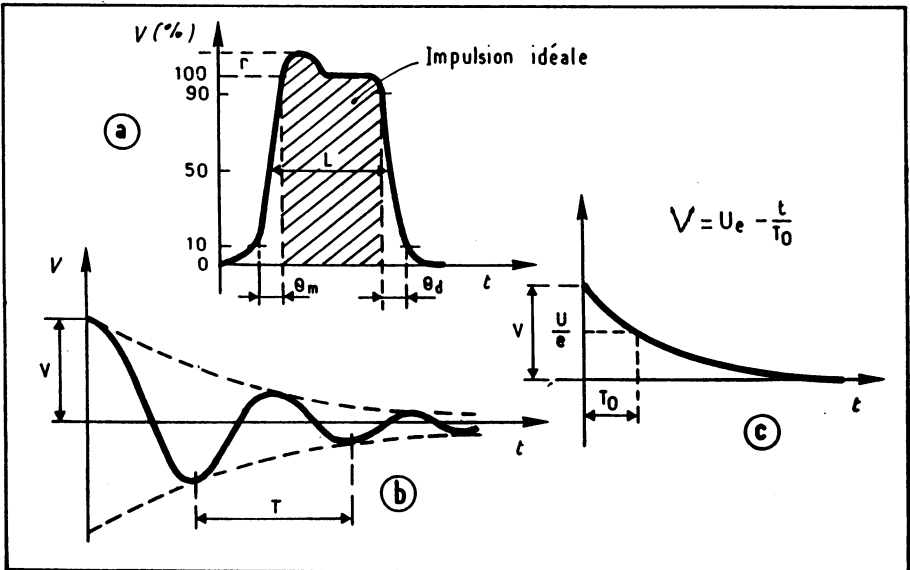


Fig. 11-3. — a) caractéristiques de l'impulsion ; b) impulsion pseudo-périodique ; c) impulsion exponentielle.

11-4. — DENT DE SCIE (OU RAMPE) (voir figure 11-4)

Ce signal est très utilisé en électronique, il permet de faire varier la fréquence d'un générateur (wobulation), il sert aussi au balayage horizontal de l'oscilloscope, il peut être linéaire ou logarithmique.

— sa valeur efficace, a pour expression : $V_{\text{eff}} \frac{V_c}{\sqrt{3}}$

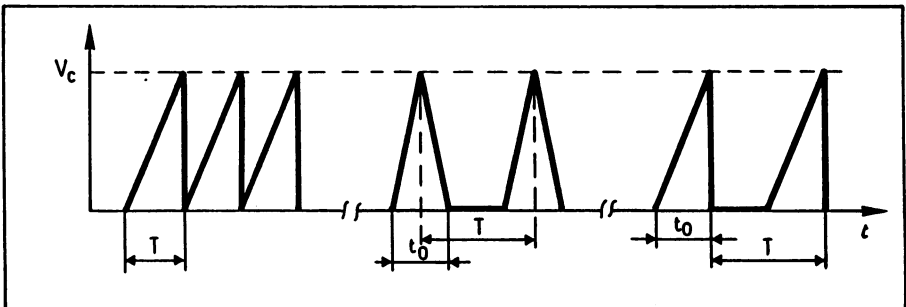


Fig. 11-4. — Différentes formes de dent de scie.

— sa valeur moyenne, a pour valeur : $V = \frac{V_c}{2}$

— sa période T, correspond au temps séparant deux niveaux minimums successifs

— son taux de retour correspond à la durée du front descendant ramené à la période :

$$\frac{t}{T}, \text{ quand ce taux est égal à } 0,5 \text{ on dit que la rampe est symétrique.}$$

La figure 1-4 donne la représentation des principaux signaux en dent de scie que l'on rencontre le plus couramment.

11-5. — CONTENU HARMONIQUE

En fait, un oscilloscope montre la variation de l'amplitude d'un signal en fonction du temps, on voit donc qu'il va nous permettre essentiellement d'apprécier des niveaux en volts et des temps en seconde, milliseconde et micro-seconde, donnés respectivement par les axes verticaux et horizontaux, on dit que c'est une représentation dans le domaine temps. Mais il est intéressant de savoir que le signal comporte d'autres indications dans le domaine fréquence contenues dans son spectre, qui précise entre autres la plage de fréquences couvertes. La figure 11-5 montre le spectre des signaux que nous venons d'étudier.

Dans le cas de la sinusoïde, le spectre ne comporte qu'une seule raie à la fréquence

$F = \frac{1}{T}$, par contre dans le cas de déformation du signal, donc de distorsion, le spectre

comportera des harmoniques pairs ou impairs, selon la nature de la distorsion, ce qui peut s'observer globalement à l'oscilloscope pour des valeurs supérieures à 5 % comme nous le verrons au chapitre 13, cette distorsion correspond alors à la somme quadratique des valeurs $V_2, V_3... V_n$ des harmoniques, elle a pour expression :

$$d = \sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}$$

Par exemple, dans le cas d'un redresseur, simple ou double alternance, il y a présence d'harmoniques gênantes jusqu'au rang 4 ou 5, ce qui explique les filtrages énergiques mis en œuvre.

Avec un peu de pratique il est aisé de reconnaître la nature d'une distorsion en observant un oscillogramme. Rappelons qu'une distorsion par harmoniques pairs montre une déformation asymétrique, tandis qu'une distorsion par harmoniques impairs, présente des déformations symétriques. Cependant, la forme de la distorsion dépend également de la phase relative des composants harmoniques.

En ce qui concerne les carrés et les impulsions, la fréquence des différentes raies est d'autant plus grande que leur durée t_0 est petite devant la période T. Dans ce cas le spectre est dit continu. En outre, il y a davantage de raies à l'extrémité inférieure du spectre d'un signal carré, alors que dans le cas d'une impulsion le spectre est à peu près continu.

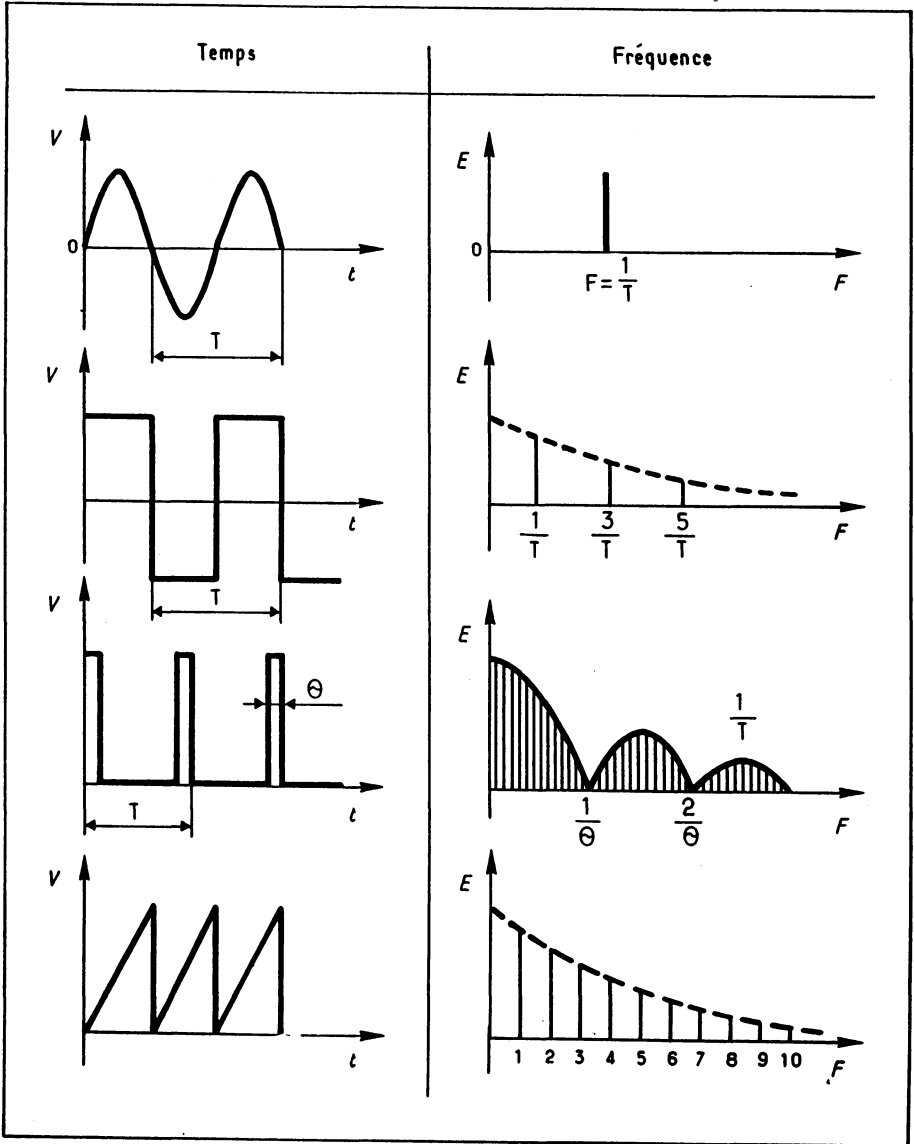


Fig. 11-5. — Correspondance entre la représentation dans le domaine temps et le domaine fréquence des principes signaux étudiés.

Pour l'observation du spectre d'un signal, il faut utiliser un analyseur de spectre.

Dans le cas de la dent de scie, qui n'a pas un caractère impulsif, les raies sont peu nombreuses et le spectre étroit.

La transformée de Fourier permet de passer du domaine temps au domaine fréquence, chaque fois que l'on est en présence de signaux périodiques, la formule générale est :

$$f_x = \frac{1}{2} A_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} (A_n \cos \omega t + B_n \sin \omega t)$$

dans laquelle « $\frac{1}{2} A_0$ » correspond à la valeur moyenne de la fréquence fondamentale

(par exemple le courant moyen dans le collecteur d'un transistor). Le contenu harmonique est représenté par une somme de termes en sinus et cosinus, affectés d'un coefficient A_n et B_n propre à chaque harmonique de rang n . Il existe du reste des instruments de mesure permettant d'effectuer automatiquement ces opérations appelées justement « transformée de Fourier ».

Si l'on est amené à mesurer au multimètre un signal non pur, les valeurs lues sont entachées d'erreurs dues aux relations de phase des harmoniques entre elles, il faudrait pouvoir faire une mesure à chaque fréquence, c'est ce que font les voltmètres sélectifs, mais nous verrons plus loin qu'avec des filtres appropriés, l'oscilloscope permet de telles mesures.

ONDES COMPLEXES

Très souvent dans la pratique, le technicien se trouve en présence d'ondes de formes complexes. Soit qu'elles aient subi des transformations, par addition ou soustraction, par modulation de l'une par rapport à l'autre, soit que les nécessités du but recherché l'aient contraint à les fabriquer sur mesure (comme par exemple les signaux en marche d'escalier). Elles peuvent également avoir subi des déformations, voulues ou non, comme l'intégration ou l'écrêtage.

Il est important de passer en revue les cas les plus courants, de façon à pouvoir les reconnaître sur l'écran d'un oscilloscope, pour éventuellement apporter le remède nécessaire, quoique ce qui suit puisse être exhaustif, vu la diversité des cas possibles.

12-1. — ADDITION/SOUSTRACTION

Théoriquement, il suffit de mettre les deux sources en série, mais il faudrait pouvoir disposer de sources possédant chacune deux bornes indépendantes. Comme c'est rarement le cas, il est préférable de faire appel à des circuits spéciaux, le plus simple étant un réseau de résistances comme celui de la figure 12-1.

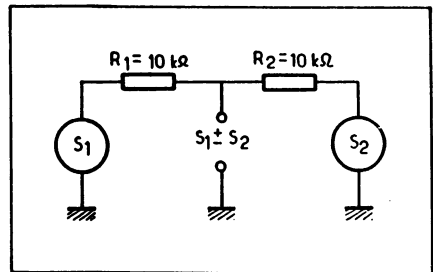


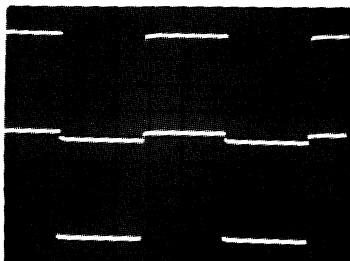
Fig. 12-1. — Principe de l'addition de deux signaux.

Certains oscilloscopes disposent de cette fonction ($A \pm B$), ce qui est très pratique par exemple pour faire des simulations de signaux, de façon à reproduire des situations que l'on risque de retrouver ensuite dans la pratique. En fonction de la phase relative des deux sources, de leur stabilité réciproque et des amplitudes, les résultats pourront être différents.

Dans ce qui suit, les amplitudes des deux signaux sont identiques mais ils ne sont pas synchronisés.

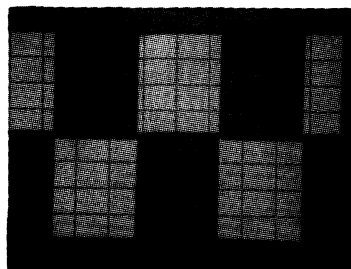
- La figure 12-2 montre l'addition de deux carrés de même fréquence 1 kHz. On note une certaine instabilité de la trace due aux rotations de phase indépendantes des deux sources, ce qui rend la photo difficile à faire.

- Au fur et à mesure que l'on augmente la fréquence de la voie B par exemple, (Fig. 12-3) la trace se stabilise, en se synchronisant sur la voie A, (c'est-à-dire sur la fréquence la plus basse), ce qui s'explique par le fait que la rotation de phase du signal 1 MHz utilisé ici, est sans influence sur la stabilité de la trace puisque la synchronisation s'effectue sur le 1 kHz. En réalité, si l'on pousse la luminosité du faisceau ou si l'on remplace le 1 kHz carré par du 1 MHz sinusoïdal ou triangle, présentant des fronts moins abrupts, donc plus visibles sur l'écran, on s'aperçoit, figure 12-3, que le 1 MHz remplit en quelque sorte le 1 kHz et que la forme générale de la trace correspond à la forme du signal de fréquence la plus basse, sur lequel on effectue la synchronisation de l'oscilloscope.

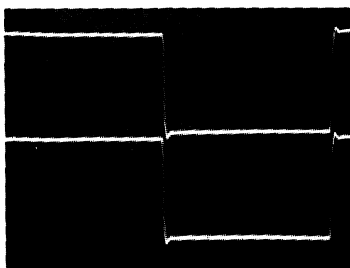


◀ Fig. 12-2. — Addition de deux signaux carrés. $F = 1 \text{ kHz}$; $0,2 \text{ ms/division}$; synchro A ou B.

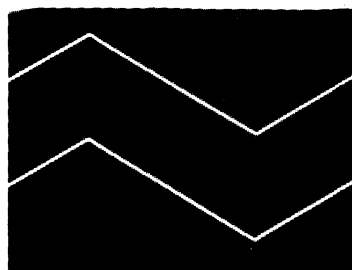
▶ Fig. 12-3. — Addition de deux signaux. Voie A : signal carré 1 kHz ; voie B : signal sinusoïdal 1 MHz ; synchro sur A.



◀ Fig. 12-4. — Addition de deux signaux. Voie A : signal carré 1 kHz ; voie B : signal carré 1 MHz ; synchro sur B ; $0,1 \mu\text{s/division}$.



▶ Fig. 12-5. — Addition de deux signaux. Voie A : signal carré 1 kHz ; voie B : signal triangulaire 1 MHz ; synchro sur B ; $0,1 \mu\text{s/division}$.



La figure 12-4 montre l'addition de deux carrés, de 1 kHz sur la voie A et de 1 MHz sur la voie B mais avec une synchronisation sur le signal B, c'est-à-dire sur le signal de fréquence la plus élevée. En fait c'est le même genre de figure qu'en 12-2. A noter que si l'on change la forme du signal de la voie B, la représentation change également comme l'indique la figure 12-5, où le carré a été remplacé par un triangle. Dans le cas d'addition de deux sinusoïdes de même fréquence, il y a une sorte de pompage des deux signaux l'un par rapport à l'autre, dû aux rotations de phase, mais en faisant croître la fréquence de la voie B par exemple, très rapidement la trace se stabilise pour prendre l'aspect de la figure 12-6, qui ressemble à une modulation d'amplitude mais qui n'en est pas une.

Si l'on change la forme du signal sur lequel s'effectue la synchronisation (ici la voie A de la fréquence la plus faible), la forme de l'oscillogramme change également (comme l'indique la figure 12-7 puisque le signal de la voie A, est devenu un triangle (bien entendu le « contenu » de ce signal est resté sinusoïdal).

Ces quelques exemples montrent que le problème n'est pas évident quand il s'agit de signaux analogiques n'ayant pas de relation de phase entre eux. Le problème est plus simple avec les circuits logiques puisque généralement une horloge unique pilote les circuits.

Fig. 12-6. — Addition de deux signaux. Voie A : sinusoïde 1 kHz . voie B : sinusoïde 1 MHz ; synchro sur A ; 0,1 ms/division.

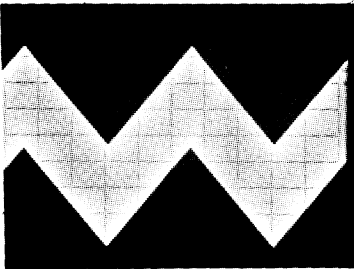
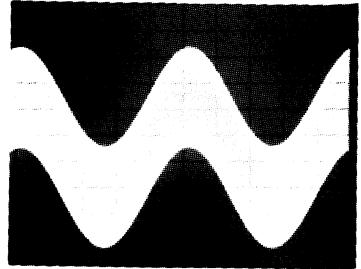


Fig. 12-7. — Addition de deux signaux. Voie A : signal triangulaire 1 kHz ; voie B : sinusoïde 1 MHz ; synchro sur A ; 0,1 ms/division.

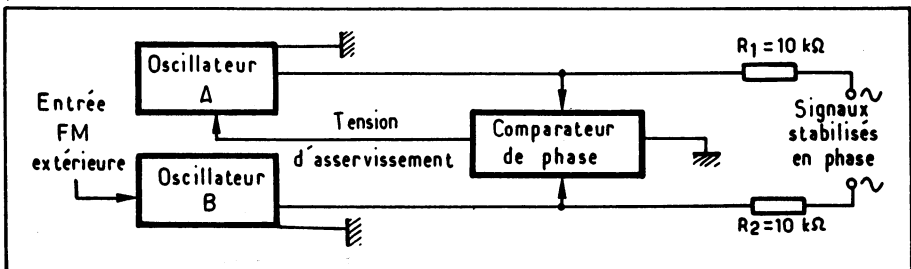


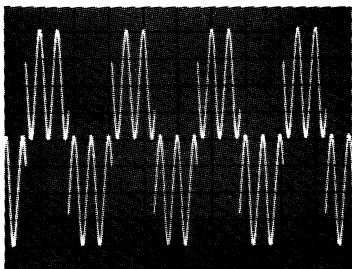
Fig. 12-8. — Principe d'asservissement en phase de deux sources de fréquence.

Néanmoins, il est quand même intéressant de voir ce qui se passe dans le cas de signaux stabilisés en phase mais pas forcément en relation de phase. Cette stabilisation peut s'effectuer de différentes façons, soit en asservissant les pilotes des deux générateurs, soit comme l'indique la figure 12-8, où les fréquences des deux sources sont comparées dans un comparateur de phase, dont la sortie fournit une tension continue proportionnelle au déphasage. Cette tension peut alors commander l'un des générateurs s'il est du type VCO ou bien modulable en fréquence d'une manière externe. Nous verrons au chapitre 14 quelques exemples de comparateur de phase, notamment celui utilisé ci-après.

Avec deux sources stabilisées en phase, l'addition de deux fréquences voisines donne une trace très stable donc photographiables, comme le montrent les oscillogrammes suivants :

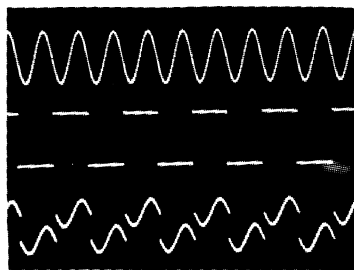
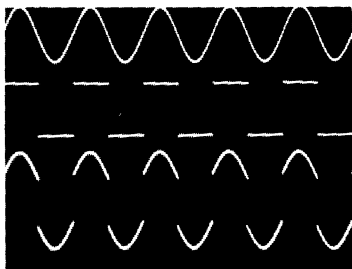
— Figure 12-9 : addition d'un carré de fréquence 500 Hz et d'une sinusoïde de fréquence 2,5 kHz ; les amplitudes étant identiques.

— Figure 12-10 : addition d'un carré de fréquence 500 Hz et d'une sinusoïde de fréquence 1 kHz, les amplitudes étant également identiques, les deux traces du haut montrent la sinusoïde et le carré, la trace du bas le résultat.



◀ Fig. 12-9. — Addition de deux signaux. Voie A : sinusoïde de fréquence 2,5 kHz ; voie B : signal carré à 500 Hz ; tensions identiques : 0,5 ms/division.

▶ Fig. 12-10. — Addition de deux signaux. Voie A : sinusoïde 1 kHz ; voie B : signal carré à 500 Hz ; tensions identiques : 1 ms/division.



◀ Fig. 12-11. — Addition d'une sinusoïde et d'un signal carré de même fréquence ; tensions en phase.

▶ Fig. 12-12. — Addition d'une sinusoïde et d'un signal carré de même fréquence, en quadrature de phase.

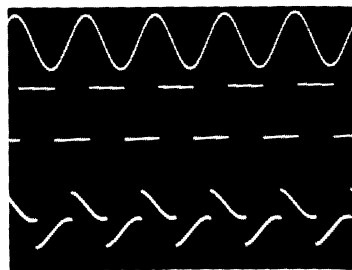
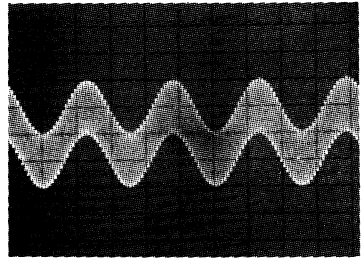
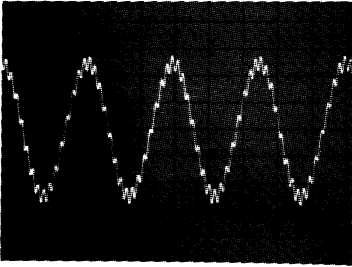


Fig. 12-13. — Signal sinusoïdal à 800 Hz perturbé par du 12 kHz ; 0,5 ms/division. ▶



◀ Fig. 12-14. — Signal sinusoïdal à 24 kHz perturbé par du 800 Hz ; 0,5 ms/division.

— Figure 12-11 : addition d'une sinusoïde et d'un carré de fréquence et niveau identiques, et en phase.

— Figure 12-12 : mêmes conditions que précédemment mais les deux signaux sont en quadrature de phase.

En guise de conclusion, quand les sources ne sont pas stabilisées en phase, il est difficile, voire impossible, d'obtenir une trace stable quand les fréquences sont dans un rapport inférieur de 1 sur 5 environ, et la forme de la trace obtenue correspond à la forme du signal sur lequel s'effectue la synchronisation, la base de temps étant réglée en fonction de ce signal ; ce dernier cas se rencontre dans la pratique, quand un signal est perturbé par un autre comme le montrent les oscillogrammes des figures 12-13 et 12-14. Par contre, si les deux sources sont stabilisées en phase, la trace est stable et le résultat est très variable en fonction des fréquences et phases relatives des deux signaux, ainsi que de leur niveau, comme nous le verrons au § 13-11, qui traite de la distorsion.

12-2. — MODULATION AM

C'est le plus ancien des procédés de modulation d'une onde par une autre. La figure 12-15 montre le principe et la figure 12-16, les caractéristiques d'une onde modulée en amplitude. L'expression mathématique d'une telle onde correspond à

$$I_m = I_{HF} \sin \omega t + \left[\frac{m I_{HF}}{2} \cos (\omega - \omega') t \right] - \left[\frac{m I_{HF}}{2} \cos (\omega + \omega') t \right]$$

En l'absence de modulation, le spectre de fréquence ne comporte qu'une seule raie, c'est la fondamentale de fréquence F_{HF} . La modulation fait apparaître deux raies latérales supplémentaires BL_1 et BL_2 , le spectre varie donc $F_{HF} + F_{BF}$ à $F_{HF} - F_{BF}$ (soit un ΔF de ± 5 kHz en radiodiffusion AM).

La principale caractéristique de l'AM est son taux de modulation « m », qui correspond au rapport de l'amplitude du signal basse fréquence (ou onde modulante, V_{BF}) sur l'amplitude du signal haute fréquence (ou onde modulée, V_{HF}). Ce rapport peut se mesurer directement par l'observation de l'oscillogramme, en effectuant le rapport

$$\frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \cdot 100 = m$$

comme l'indique la figure 12-17, en prenant soin de se synchroniser sur la fréquence modulante (c'est-à-dire sur le signal BF). La méthode du trapèze est plus précise : son principe est indiqué par la figure 12-18. Le signal modulé est appliqué sur la déviation Y de l'oscilloscope et le signal modulant sur la déviation X. Il suffit alors d'effectuer le rap-

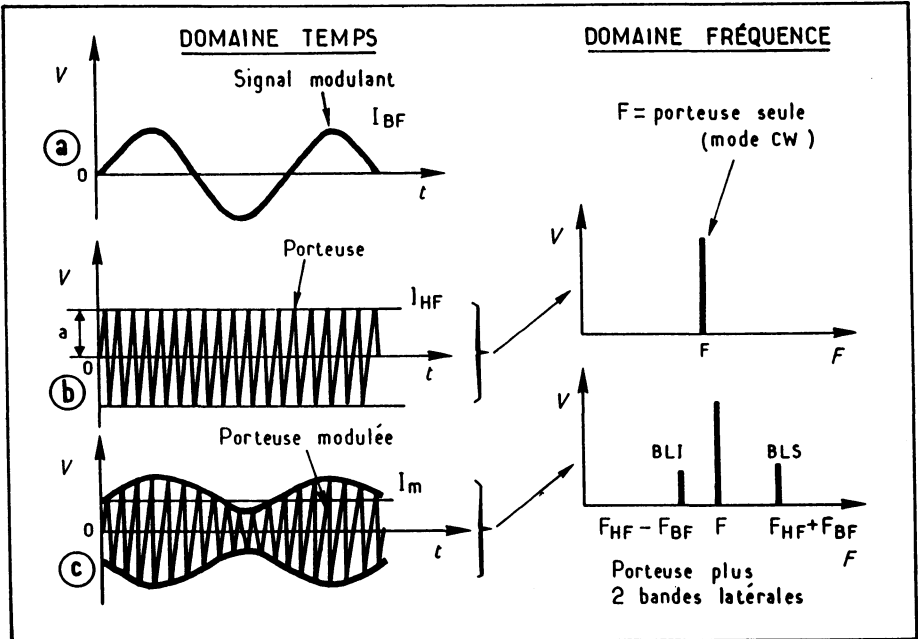


Fig. 12-15. — Principe de la modulation d'amplitude et son spectre correspondant.

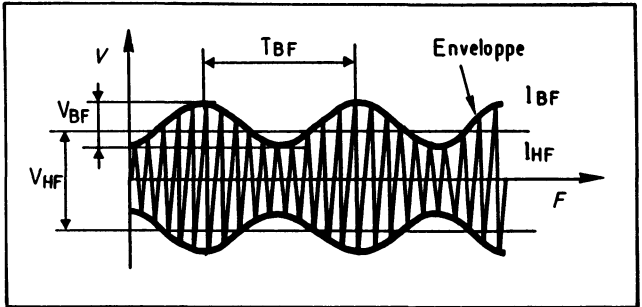


Fig. 12-16. — Caractéristiques d'une onde modulée en amplitude.

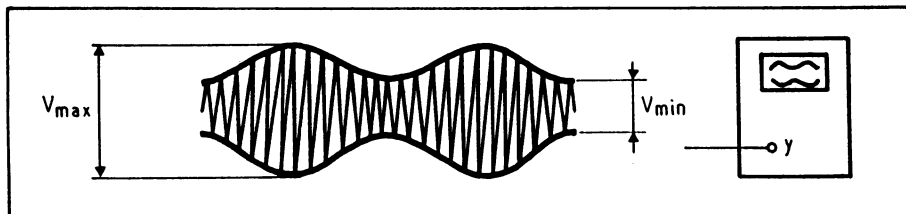


Fig. 12-17. — Mesure du taux de modulation par rapport de tension. Dans l'oscillogramme : signal modulant 5 kHz ; signal modulé 500 kHz ; 0,1 ms/division.

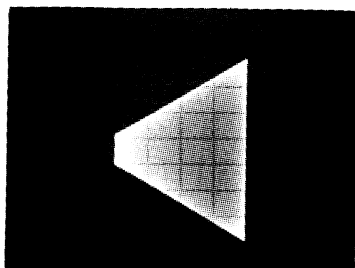
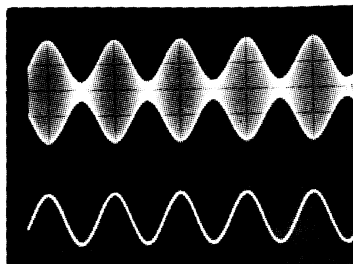
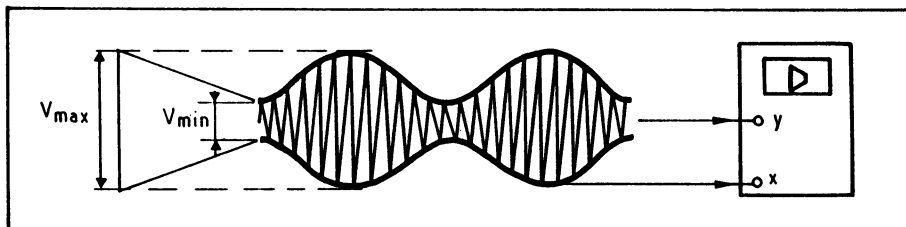


Fig. 12-18. — Mesure du taux de modulation par la méthode du trapèze.



port des deux côtés du trapèze. Ce trapèze est un rectangle pour une modulation nulle ($m = 1$), et un triangle pour une modulation maximum ($m = 100 \%$). La linéarité des côtés caractérise la qualité de la modulation qui est indépendante de la forme et de la fréquence des signaux. Les deux méthodes se complètent puisque l'oscillogramme de la figure 12-17, quant à lui, montre l'aspect global de la modulation.

A noter que pour $m \geq 100 \%$, il y a suppression de la porteuse (voir § 12-2.3).

12-2.1. — PRINCIPE DE LA MODULATION D'AMPLITUDE

Le schéma le plus simple est celui de la figure 12-19. La résistance de la diode, pour un faible signal, varie avec le courant qui la traverse, comme la diode constitue un diviseur de

tension avec la résistance R , la tension de sortie varie en fonction des amplitudes combinées des signaux BF et HF.

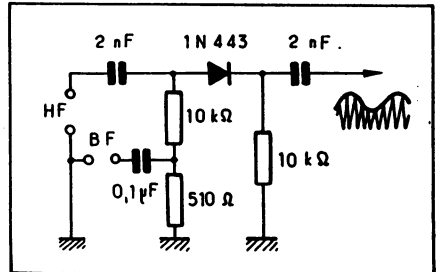
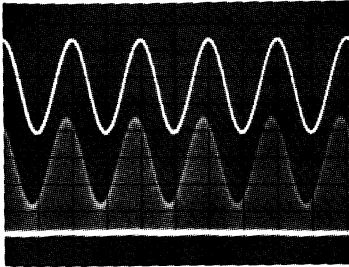
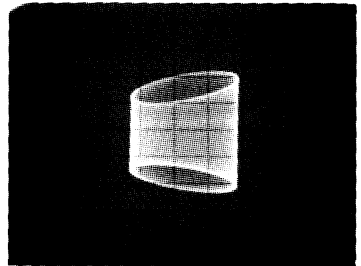


Fig. 12-19. — Principe de la modulation d'amplitude unilatérale, et oscillogramme correspondant.

Fig. 12-20. — Trapèze de modulation de la figure 12-19. ►



On assiste ici à une modulation unilatérale que l'on peut rendre symétrique, en ajoutant au montage un circuit accordé sur la fréquence du signal HF. La figure 12-20 montre le trapèze de modulation correspondant. On note un effet de tonneau dû à une instabilité de phase des deux fréquences.

Nota : Pour qu'il y ait modulation, il faut effectuer une sommation à l'aide d'un dispositif non linéaire comme une diode ou un transistor. Une simple superposition de deux signaux ne donne pas de modulation mais une simple addition comme nous l'avons vu au § 12-1 ; quoique dans certains cas, comme l'a montré la figure 12-14, l'on puisse s'y tromper.

On peut également utiliser un modulateur à circuit intégré comme le LM 13700 (1) dont la figure 12-21 donne un exemple de réalisation.

(1) Le circuit intégré LM 13700 est décrit dans l'annexe 20-4.

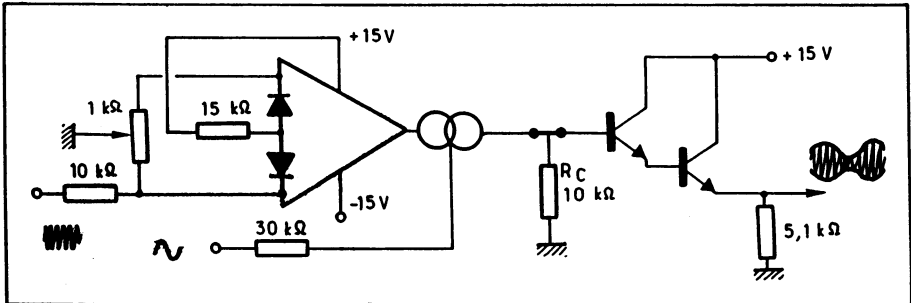
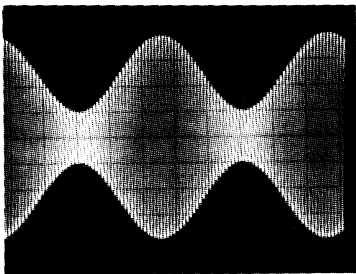
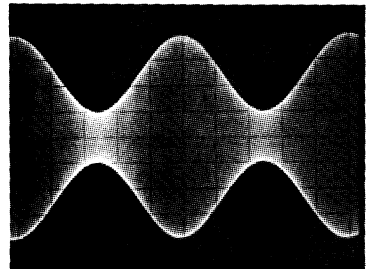


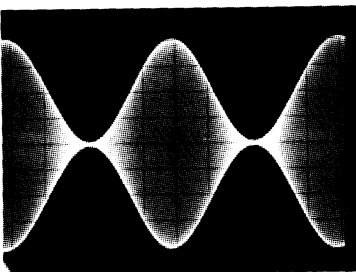
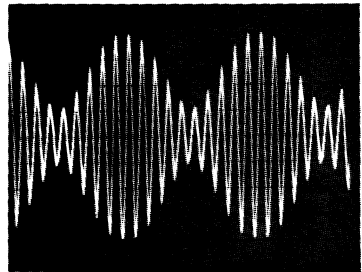
Fig. 12-21. — Modulateur d'amplitude avec un LM 13700.

Fig. 12-22. — Détail de la modulation d'amplitude. Pour 0,5 V/division, $m = 4 \text{ V} - 1 \text{ V} / 4 \text{ V} + 1 \text{ V} \cdot 100 = 60 \%$.
 $F_{HF} = 500 \text{ kHz}$; $F_{BF} = 1 \text{ kHz}$;
 0,2 ms/division.

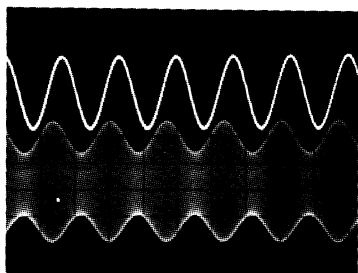


◀ Fig. 12-23. — Modulation d'amplitude. Conditions identiques à celles de 12-22 mais 5 ms/division.

Fig. 12-24. — Modulation d'amplitude. Conditions identiques à celles de 12-22, mais 0,02 ms/division.

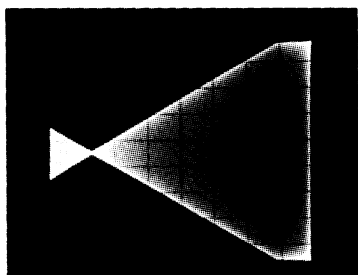
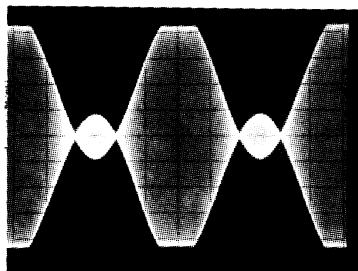


◀ Fig. 12-25. — Modulation d'amplitude. Conditions identiques à celles de 12-22, mais $m = 100 \%$.



◀ Fig. 12-26. — Modulation d'amplitude. Déphasage entre ondes modulante et modulée.

Fig. 12-27. — Modulation d'amplitude avec surmodulation.



◀ Fig. 12-28. — Trapèze de modulation correspondant à la figure 12-27.

Les figures 12-22 à 12-28 donnent différents oscillogrammes de modulation d'amplitude.

La figure 12-27 montre une surmodulation, ce qui donne outre l'écrêtage du signal BF, une suppression de la porteuse transmise, l'énergie de l'émetteur étant alors entièrement concentrée sur les bandes latérales. (Modulation SSB).

12-2.2. — DÉTECTION EN AM

La détection consiste à reproduire le signal modulant d'origine (F_{BF}), le circuit le plus simple et le plus courant est celui représenté figure 12-29. Le condensateur et la résistance sont choisis pour suivre les variations lentes de la modulation d'entrée et éliminer la haute fréquence.

— DÉTECTION COHERENTE : Il existe d'autres types de détection qu'il ne faut pas confondre avec celui décrit précédemment, qui lui, concerne principalement la détection utilisée dans les récepteurs de radiodiffusion.

La démodulation cohérente ou synchrone, tient compte de la phase du signal à démoduler qui est donc en relation avec une référence locale régénérée à partir de la porteuse initiale. Le signal de sortie varie alors linéairement en fonction de l'amplitude même si

celle-ci tend vers 0, tandis que la détection donne un signal qui varie quadratiquement en fonction de l'entrée. Le démodulateur cohérent le plus courant est le démodulateur en anneau de la figure 12-30 où l'on voit que l'une des entrées reçoit le signal à démoduler et l'autre le signal de référence qui peut être la porteuse régénérée localement. Dans ce cas, les diodes agissent comme des interrupteurs et un signal n'apparaît en sortie, que s'il y a présence d'une même polarité simultanément sur les diodes D1/D3 ou D2/D4. Il y a donc bien relation de phase entre la sortie démodulée et la modulation d'entrée.

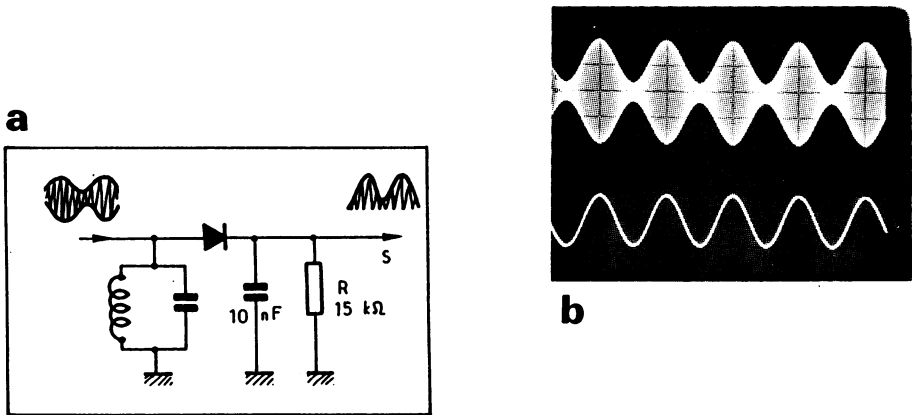


Fig. 12-29. — a) Principe de la détection.
b) Oscillogramme correspondant.

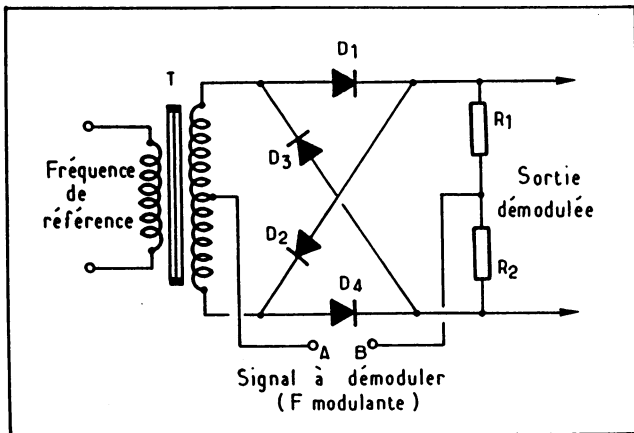


Fig. 12-30. — Démodulateur cohérent du type en anneau.

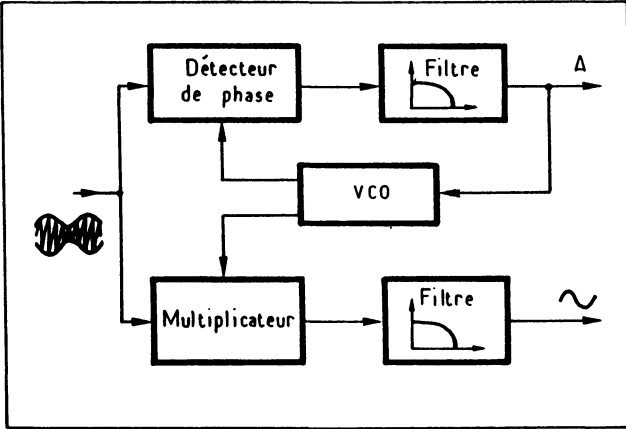


Fig. 12-31. — Principe d'une démodulation cohérente avec PLL.

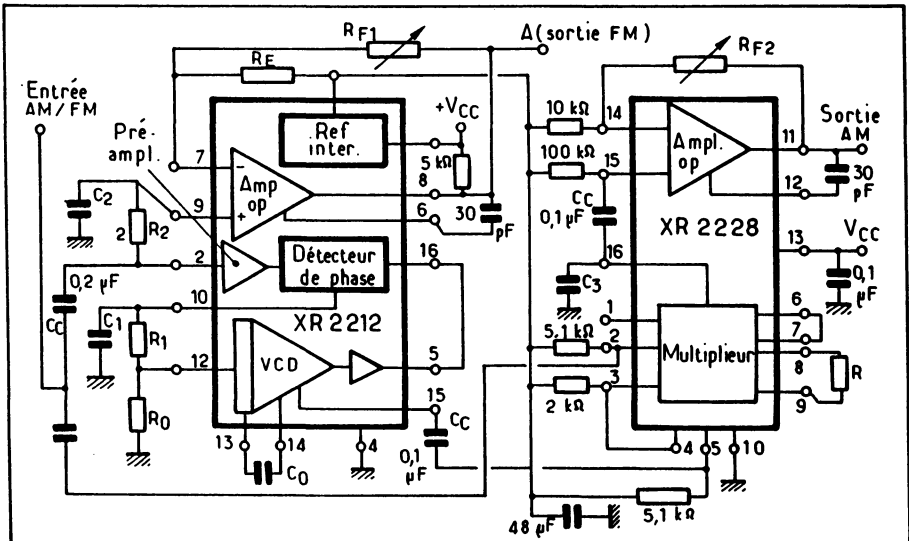


Fig. 12-32. — Réalisation pratique d'un démodulateur cohérent utilisant deux circuits intégrés EXAR 2212 et 2228.

On peut également avoir recours au principe de la figure 12-31, on reconnaît un oscillateur asservi en phase pour régénérer la fréquence de référence à partir du signal modulé, la fréquence de l'oscillateur correspond donc à celle de la porteuse. Le signal modulé et la référence attaquent le multiplicateur qui sélectionne la différence grâce à son filtre passe-bas.

La figure 12-32 montre une réalisation pratique de démodulateur cohérent mettant en œuvre deux circuits intégrés XR 2228 et XR 2212 (1), le XR 2212 remplissant la fonction d'oscillateur asservi en phase (PLL) et délivrant la porteuse régénérée localement, et le XR 2228 faisant office de détecteur proprement dit grâce à son « multiplicateur ».

Il serait évidemment possible d'utiliser ce type de démodulateur dans les récepteurs de radiodiffusion courant, mais il ne l'est que dans les récepteurs professionnels de grande qualité pour des raisons d'économie.

12-2.3. — MODULATION D'AMPLITUDE AVEC SUPPRESSION DE PORTEUSE (SSB)

Ce principe est utilisé notamment pour élaborer le signal stéréo multiplex comme nous le verrons au § 12-3.4.

Les oscillogrammes des figures 12-33 et 12-34 montrent le résultat obtenu, qu'il ne faut pas confondre avec une modulation à 100 % comme l'indique la figure 12-25 ; car si l'on regarde en détail les nœuds de tension, on voit une continuité du signal modulé avec un retournement de la phase, alors que dans le cas d'une modulation à 100 %, il y a suppression pure et simple de ce dernier. A noter que dans ce cas, le spectre de fréquence d'un tel signal correspond à celui de la figure 12-35. En réalité la porteuse n'a pas complètement disparu : elle est atténuée d'environ 40 dB, soit un rapport de 100.

Fig. 12-33. — Modulation d'amplitude avec suppression de porteuse.

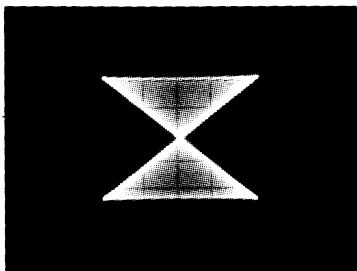
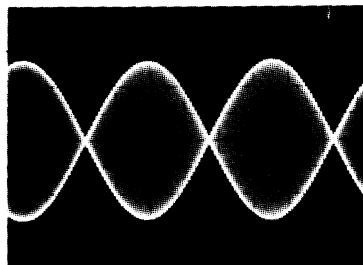


Fig. 12-34. — Trapèze de modulation correspondant à la figure 12-33.

(1) Le circuit intégré 2212 est décrit dans l'annexe 20-5 et le 2228 en 20-6.

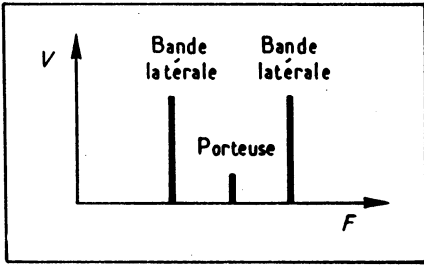


Fig. 12-35. — Spectre d'une modulation SSB.

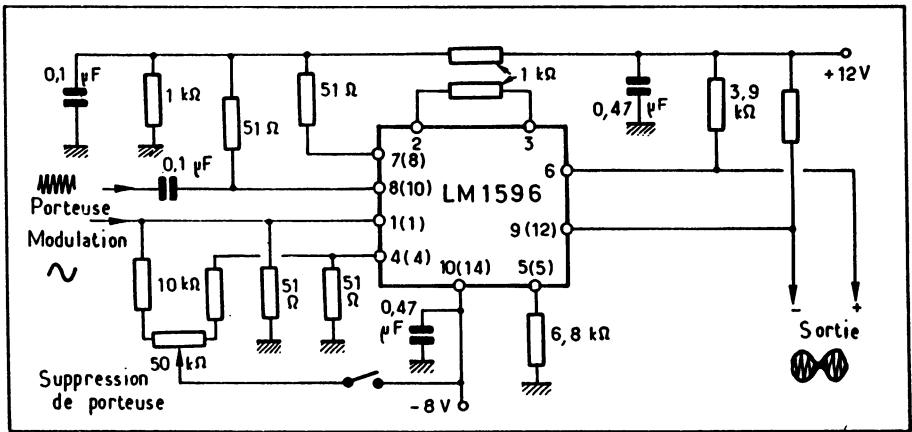


Fig. 12-36. — Modulation d'amplitude avec suppression de porteuse à circuit intégré LM 1596.

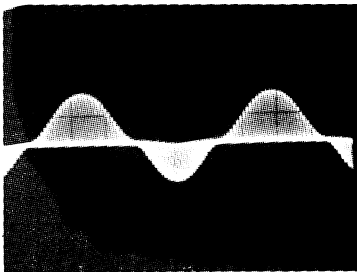
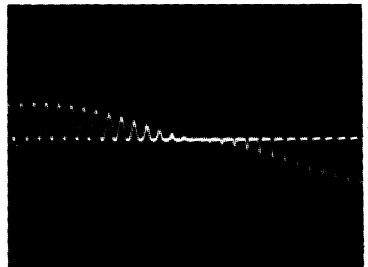


Fig. 12-38. — Trapèze de modulation de la figure 12-37.

◀ Fig. 12-37. — Modulation avec suppression de porteuse obtenu avec le modulateur en anneau de la figure 12-30, faisant apparaître un déséquilibre.



Le principe de cette modulation est très simple et l'on peut utiliser le modulateur en anneau de la figure 12-30 puisqu'il est réversible, ou mieux encore, le CI, LM 1596 (1) comme l'indique également la figure 12-36.

Fig. 12-39. — Modulation avec suppression de porteuse obtenue avec un modulateur en anneau mieux équilibré qu'en 12-37.

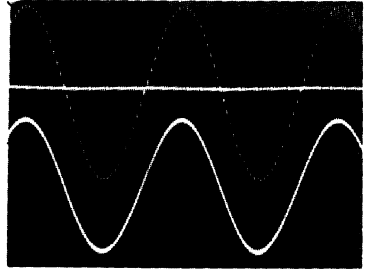
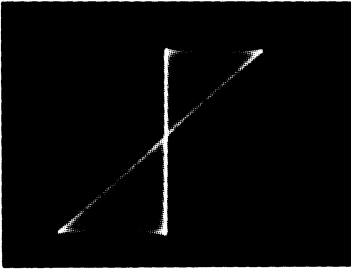


Fig. 12-40. — Trapèze de modulation correspondant à la figure 12-39.

Les oscillogrammes des figures 12-37 et 38 montrent le résultat obtenu avec un transformateur mal équilibré ou des diodes présentant des seuils de conduction par trop différents : les figures 12-39 et 40 montrent un résultat de meilleure qualité. On notera en particulier sur la figure 12-39 la relation de phase entre l'onde modulante et l'onde modulée, et sur la figure 12-38 le détail du changement de phase de 180° de l'onde modulée au nœud de modulation.

12-2.4. — MODULATION EN MODE A1

Dans ce cas, la transmission de la porteuse est interrompue à l'aide de créneaux comme l'indique la figure 12-41 n'importe quel modulateur AM convient pourvu qu'il transmette la composante continue. La figure 12-42 montre une insuffisance du niveau des carrés ; il n'y a pas de modulation A1 nette.

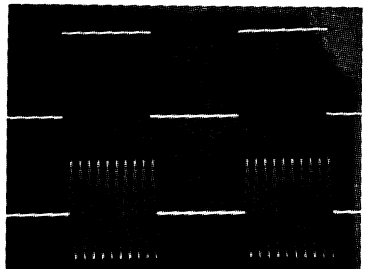


Fig. 12-41. — Modulation d'amplitude mode A1. Carré : 100 Hz ; sinusoïde : 1 kHz.

(1) Le circuit LM 1596 est décrit dans l'annexe 20-15.

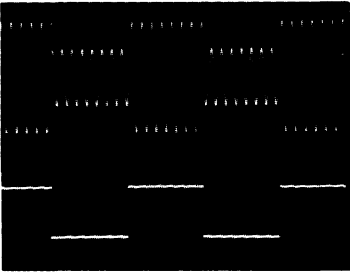
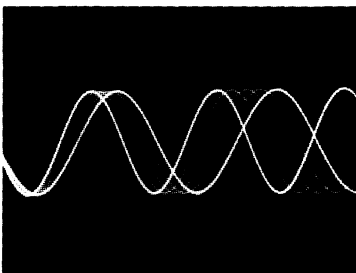
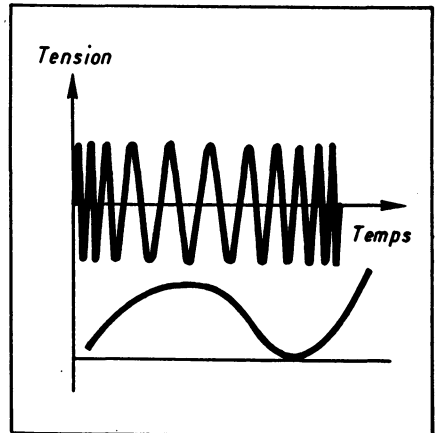


Fig. 12-42. — Même image qu'en 12-41 mais avec niveau insuffisant du signal carré.

12-3. — MODULATION DE FRÉQUENCE

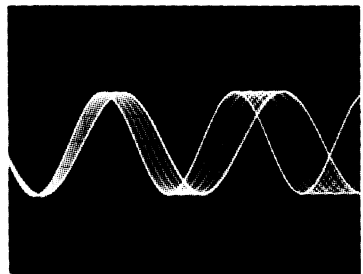
Dans ce cas, la fréquence de l'onde haute fréquence varie au rythme de l'amplitude du signal basse fréquence, comme le montre la figure 12-43. Les figures 12-44 et 45 montrent d'autres aspects d'une onde modulée en fréquence.

Fig. 12-43. — Onde modulée en fréquence. ▶



◀ Fig. 12-44. — Onde modulée en fréquence.
F centrale : 100 kHz ; déviation : ± 20 kHz ;
durée : 10 ms ; 2 ns/division.

Fig. 12-45. — Onde modulée en fréquence. ▶
Idem L44 ; mais durée 5 ms.



L'expression mathématique d'un signal FM est

$$I_m = I_{HF} \sin \left(\omega t - \frac{A\omega}{\omega'} \cos \omega't \right) \quad \text{dans laquelle :}$$

- I_m est la valeur instantanée du courant HF modulé
- ω est la pulsation du courant HF à moduler
- ω' est la pulsation du courant BF modulant.

Fig. 12-46. — Représentation spectrale d'une onde modulée en fréquence avec différents indices de modulation.

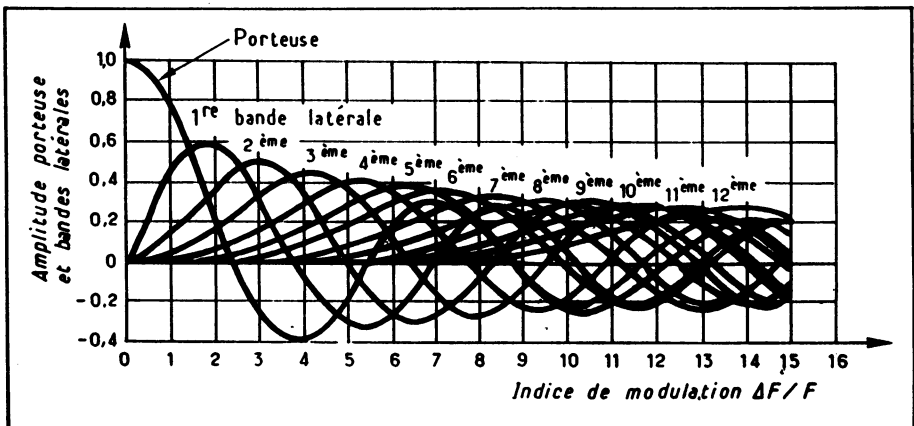
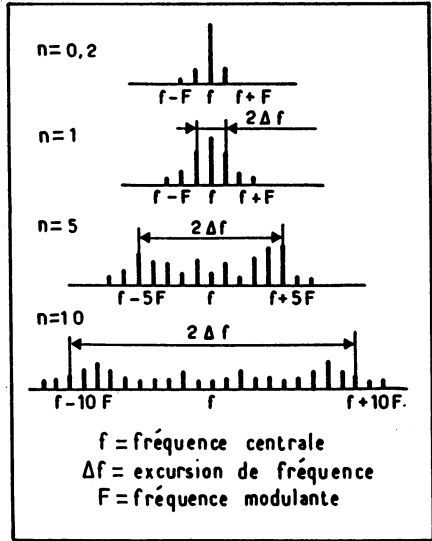


Fig. 12-47. — Fonctions de Bessel d'une onde modulée en fréquence.

Cette expression montre qu'à la phase de la porteuse haute fréquence, ωt , s'ajoute une quantité variable

$\varphi = \frac{\Delta\omega}{\omega'}$, qui correspond à une variation de phase inhérente à la modulation de fréquence.

La principale caractéristique de la modulation de fréquence est l'indice de modulation « n » qui correspond au rapport

$$\frac{\Delta F}{F'}$$

c'est-à-dire au quotient de la variation de fréquence par la fréquence modulante, cet indice étant défini pour la basse fréquence la plus élevée à transmettre.

La représentation spectrale d'un signal FM est assez complexe. Elle est fonction de l'indice « n » comme le montre la figure 12-46. En décomposant en série de Fourier une onde FM, on peut déterminer à l'aide des fonctions de Bessel, l'amplitude des différentes composantes du spectre comme le montre la figure 12-47.

12-3.1. — PRINCIPE DE LA MODULATION DE FRÉQUENCE

Le moyen le plus simple est de prévoir des diodes à capacité variable dans le circuit d'accord de l'oscillateur appelé alors VCO (Voltage Control Oscillator ou oscillateur commandé en tension) : comme l'indique la figure 12-48. On peut également utiliser des circuits intégrés comme le XR 2207, (1) monté comme l'indique la figure 12-49.

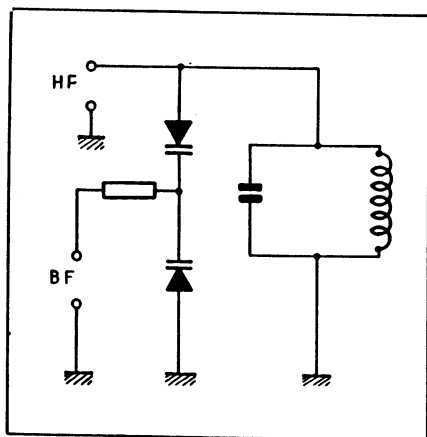


Fig. 12-48. — Principe de la modulation de fréquence.

(1) Le circuit XR 2207 est décrit en annexe 20-7.

(2) Le circuit XR 2212 est décrit en annexe 20-5.

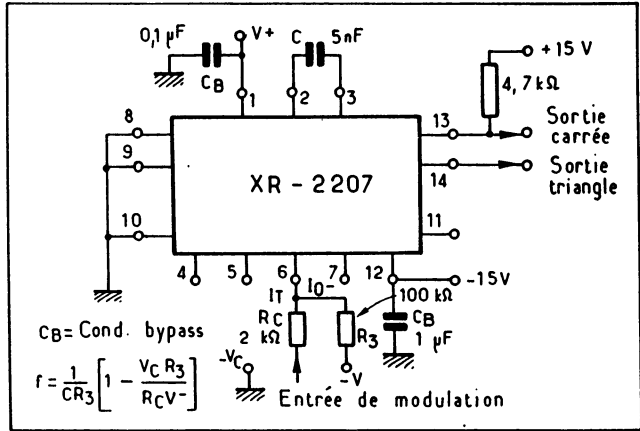


Fig. 12-49. — Modulation de fréquence avec un XR 2207.

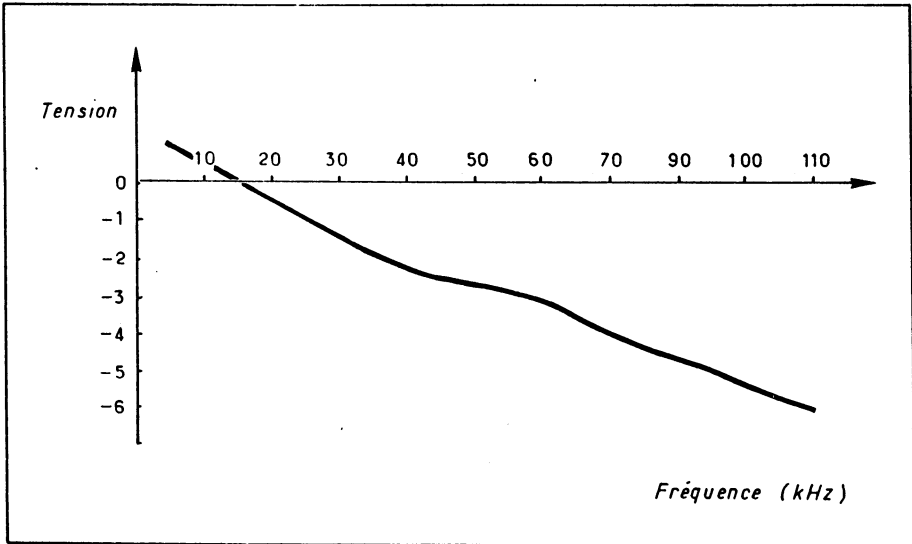


Fig. 12-50. — Variation de la fréquence du montage 12-49 en fonction de la tension d'entrée.

Avec les valeurs indiquées, ce montage délivre une fréquence centrale de 2 kHz en l'absence de tension de modulation d'entrée et la fréquence peut varier de 500 Hz à 100 kHz pour des tensions continues variant de +18 mV à -6 V, conformément au diagramme de la figure 12-50.

12-2.2. — DÉTECTION DE FRÉQUENCE

Bien entendu, on peut utiliser le très classique discriminateur de fréquence de la figure 12-51 dont il existe de multiples variantes. On peut également utiliser un montage plus élaboré faisant appel au circuit intégré XR 2212 (2) comme l'indique la figure 12-52. Ce circuit se compose d'un amplificateur opérationnel, monté en oscillateur (Co/Ro) et commandé en tension par la sortie d'un comparateur de phase, qui reçoit sur l'une de ses entrées le signal à démoduler (broche 2) et sur l'autre la sortie de l'oscillateur précédent.

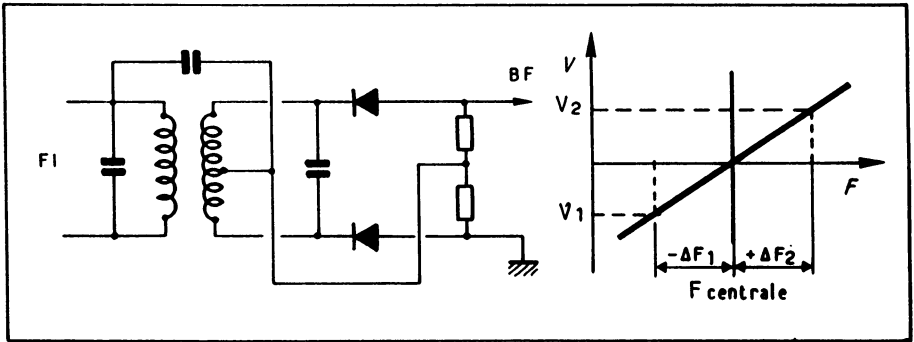


Fig. 12-51. — Discrimination de fréquence et sa fonction de transfert.

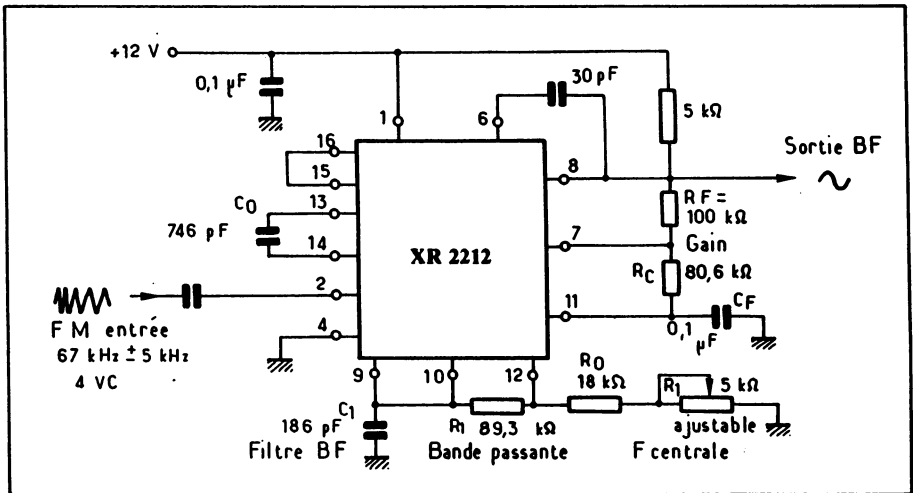


Fig. 12-52. — Détection de fréquence utilisant un circuit intégré XR 2212 (PLL).

(2) Le circuit XR 2212 est décrit en annexe 20-5.

Le signal démodulé est appliqué à un autre amplificateur incorporé au boîtier. Il y a bien détection, puisque le comparateur de phase délivre une tension fonction de la différence des deux fréquences (oscillateur et signal d'entrée), de façon à ce que celle de l'oscillateur tende à égaler celle du signal d'entrée.

La figure 12-53 donne le principe de ce circuit et les oscillogrammes des figures 12-54 à 62 montrent quelques relevés faits en différents points de ce circuit.

Le signal d'entrée correspond à la figure 12-54, la fréquence centrale est de 61 kHz (Co/Ro), l'excursion de fréquence de ± 5 kHz (R_1/C_1) et la tension de sortie ± 4 V crête (RF/CF).

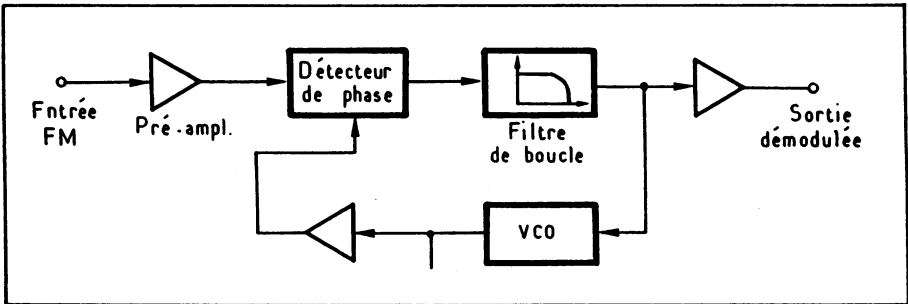


Fig. 12-53. — Principe du circuit intégré XR 2212.

Fig. 12-54. — Signal d'entrée de la figure 12-52. 61 kHz, ± 5 kHz : 5 ns/division.

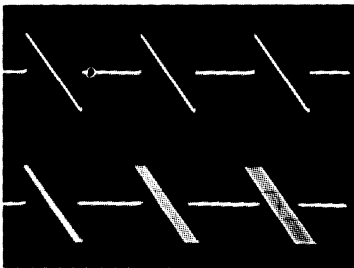
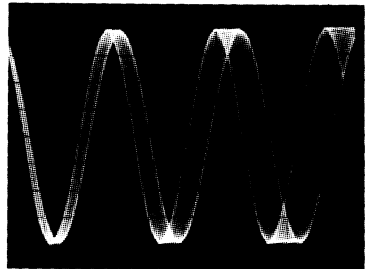


Fig. 12-55. — Oscillateur local (bornes 13 ou 14) sans modulation, trace supérieure ; et avec modulation, trace inférieure. 5 μ s/division.

La figure 12-55 montre le signal d'oscillation local aux bornes du condensateur Co avec signal modulé à l'entrée (tracé inférieur) et sans modulation d'entrée (tracé supérieur). La variation de fréquence de l'oscillateur correspond bien entendu à l'excursion de fréquence du signal d'entrée représenté sur la figure 12-54.

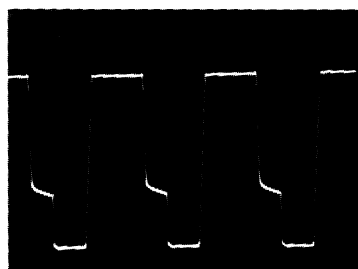
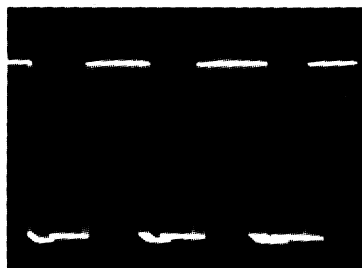
Les figures 12-56 et 57 montrent la sortie VCO avec et sans modulation d'entrée.

A titre d'information et bien que cette sortie ne soit pas utilisée dans notre application, la figure 12-58 montre une autre sortie de l'oscillateur local, caractéristique d'une sortie en « collecteur ouvert ». Pour obtenir un signal correct, il faut charger cette sortie par une résistance d'environ 700Ω qui correspond à une charge TTL.



◀ Fig. 12-56. — Sortie du VCO (borne 15) sans modulation. $5 \mu\text{s}/\text{division}$.

Fig. 12-57. — Idem 12-56, mais avec modulation. ▶



◀ Fig. 12-58. — Sortie du VCO (borne 3).

Fig. 12-59. — Excès d'excursion de fréquence à l'entrée. ▶

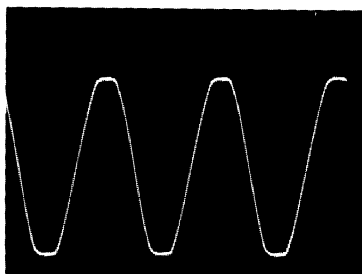
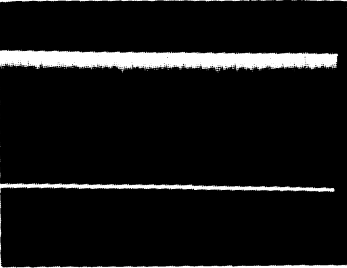
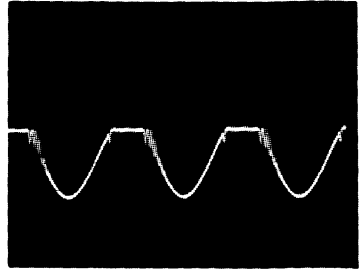


Fig. 12-60. — Décrochage du à un décalage de 20 % de la fréquence centrale à 61 kHz. ▶



◀ Fig. 12-61. — Décrochage du à un décalage supérieur à 20 % de la fréquence centrale.

Fig. 12-62. — Filtrage insuffisant en sortie 8 du circuit. ▶

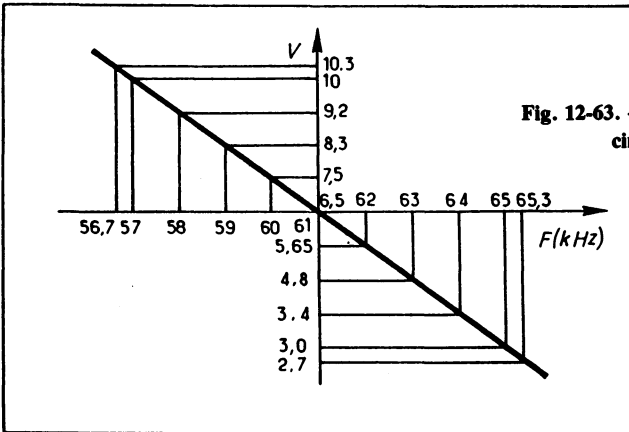
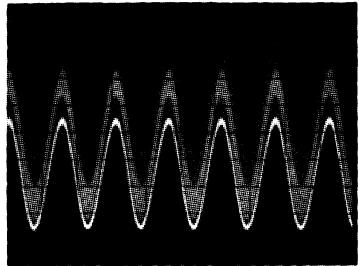


Fig. 12-63. — Caractéristique de transfert du circuit de la figure 12-52.

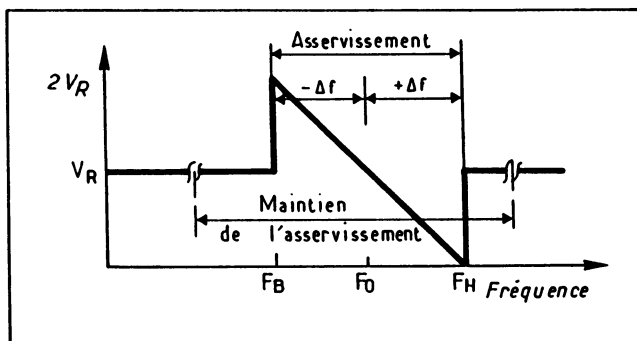


Fig. 12-64. — Zones d'asservissement et de maintien d'asservissement du circuit de la figure 12-52.

La figure 12-59, indique ce qui se passe pour une excursion de fréquence trop importante. Il y a écrêtage des deux alternances, ce qui prouve que la fréquence d'accord des VCO correspond bien à la fréquence centrale du signal modulé.

La figure 12-60 montre un décalage important de la fréquence du VCO, qui commence à sortir de la zone d'asservissement. Si l'on décale encore la fréquence, on aboutit à la figure 12-61, c'est-à-dire que l'on a dépassé la zone de maintien de l'asservissement. Enfin, la figure 12-62 montre un filtrage insuffisant du signal de sortie par C1 et R1. A noter qu'il y a un compromis à faire au niveau de ce filtre puisqu'il contrôle également la plage d'asservissement de la boucle. La figure 12-63 indique la caractéristique de transfert de notre détecteur, on voit que son coefficient est d'environ 1 V/kHz.

La figure 12-64 précise ce que l'on entend par plage d'asservissement et zone de maintien de l'asservissement. Dans le premier cas, la fréquence d'accord doit être préalablement positionnée dans cette zone ; elle représente environ 10 % de la fréquence centrale. Dans le second cas, l'asservissement est maintenu tant que la fréquence ne glisse pas en dehors de cette zone, qui représente environ 20 % de la fréquence centrale.

A noter que le schéma de la figure 12-32 (vu précédemment) est également capable de détecter un signal modulé en fréquence, puisqu'il comporte une boucle de phase pour la régénération de la porteuse. Ce signal est disponible au point « A ».

12-3.3. — MODULATION FSK OU MODE F1

C'est un cas particulier de la modulation de fréquence qui est utilisé en transmission de données dans les MODEM, la porteuse est modulée en fréquence par un signal carré. Au niveau haut, correspond une fréquence basse et au niveau bas une fréquence haute, comme le montre la figure 12-65. Dans ce cas le signal carré possède une fréquence de 200 Hz, la fréquence haute est à 5 kHz et la basse à 1,5 kHz. La vitesse de modulation est exprimée en bauds. Elle correspond au nombre de transitions hautes et basses par seconde (ici 200 Hz = 400 bauds).

(1) MODEM = Modulateur-démodulateur.

Fig. 12-65. — Modulation en mode F1. F. haute = 5 kHz ; F. basse = 1,5 kHz ; vitesse : 400 bauds ; 1 ms/div.

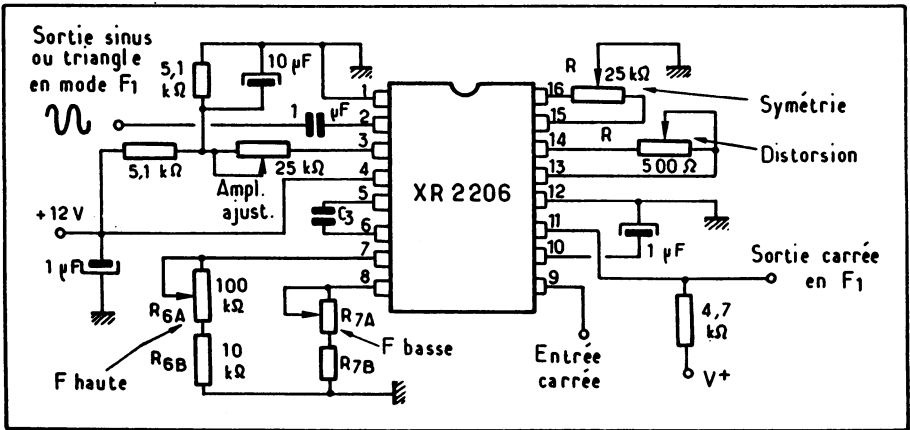
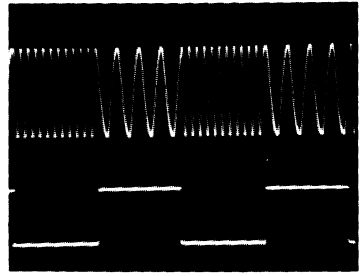
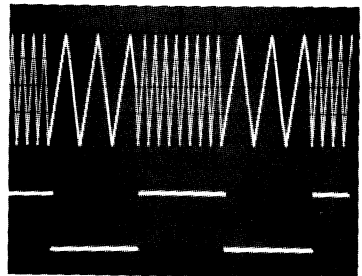


Fig. 12-66. — Générateur/modulateur en mode F1.

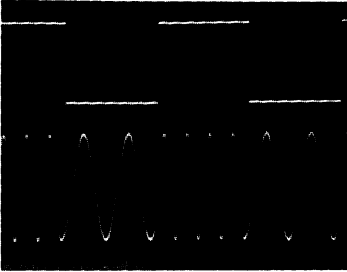
Fig. 12-67. — Sortie F1 en mode triangulaire. F. haute = 15 kHz ; F. basse = 6 kHz ; vitesse de modulation 1 kHz : 0,2 ms/division.



La figure 12-66 montre le principe de modulation en mode F1 utilisant un CI 2206 (1). En fait, c'est un oscillateur modulable en fréquence capable de passer la composante continue. La fréquence basse est déterminée par $R6/C_3$ et la fréquence haute par $R7/C_3$. Les potentiomètres R8 et R9 sont ajustés pour un taux de distorsion minimum (symétrie et sinusoïde).

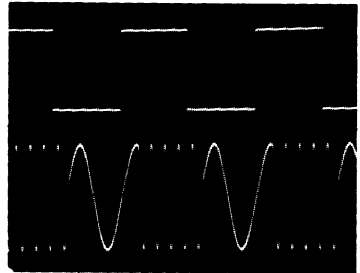
(1) Le circuit 2206 est décrit dans l'annexe 20-8.

Les sorties délivrent des signaux d'amplitude $3 V_{cc}$ tandis que l'entrée est compatible TTL et C-MOS. La figure 12-67 montre la sortie en mode F1 triangulaire et les figures, 12-68 et 69 différents réglages des fréquences haute et basse pour une même vitesse de modulation de 930 Hz.

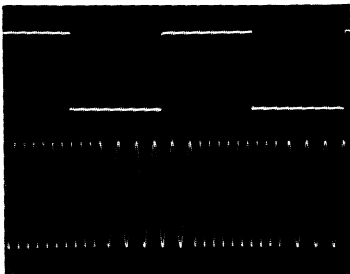


◀ Fig. 12-68. — Idem figure 12-67 avec :
Vitesse de modulation : 950 Hz ; F. haute
7,5 kHz ; F. basse 4 kHz ; 0,2 ms/division.

Fig. 12-69. — Idem figure 12-68 mais : ▶
F. haute 12,5 kHz ; F. basse 3 kHz ; 0,2 ms/
division.



◀ Fig. 12-70. — Idem figure 12-68 mais :
F. haute 18 kHz ; F. basse 9,5 kHz ;
0,2 ms/division.



On note en particulier sur la figure 12-70, un décalage de phase entre la modulation et les niveaux du carré dû à un mauvais réglage de la synchronisation de l'oscilloscope. Dans ce cas, il y a intérêt à se mettre en synchronisation extérieure, le signal de modulation servant alors de synchronisation.

La figure 12-71 montre une insuffisance de niveau du signal carré, donc une absence de modulation F1. Ce seuil est assez critique et se situe avec le montage de la figure 12-66 à environ $2,8/3 V_{cc}$; de même, une vitesse de modulation trop rapide aboutit au même résultat mais avec des distorsions importantes avant d'arriver à une non modulation.

La figure 12-72 montre un schéma de détection en mode F1 utilisant un circuit XR 2211 (1), qui en fait, est un détecteur de rapport à boucle de phase.

(1) Le circuit 2211 est décrit dans l'annexe 20-9.

Fig. 12-71. — Insuffisance de niveau du signal de modulation.

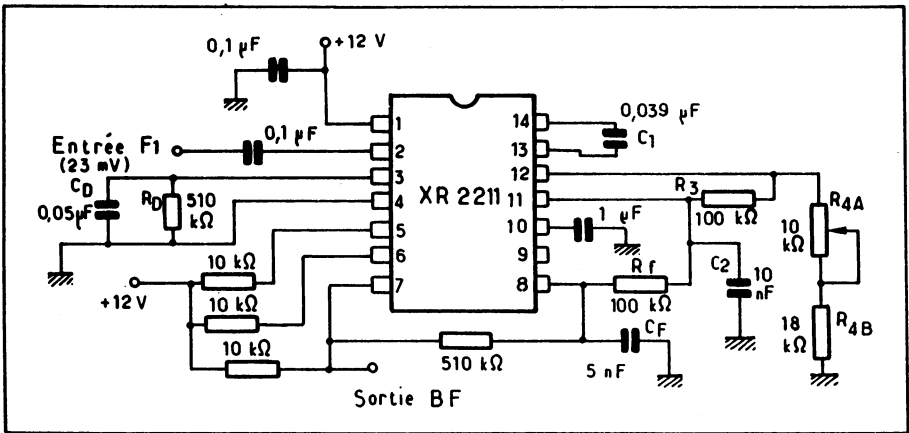
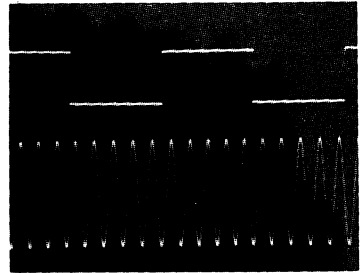


Fig. 12-72. — Démodulateur FI utilisant un circuit XR 2211.

Sa fréquence centrale F_0 est déterminée par C_1/R_4 et la gamme de verrouillage de la boucle de phase par $F_0 \frac{R_4}{R_5}$, tandis que la gamme de capture est limitée par les éléments

du filtre constitué par C_2 et R_5 . Les valeurs indiquées sur la figure 12-72 permettent une transmission à 300 bauds avec une fréquence haute de 1 270 Hz et une fréquence basse de 1 070 Hz.

Les sorties sont à collecteur ouvert et peuvent délivrer un courant de 5 mA avec des niveaux compatibles TTL et C-MOS, le niveau d'entrée pouvant être variable de 2 à 3 mV_{eff}.

12-3.4. — MODULATION FM STÉRÉO

Ce signal multiplex comporte en fait deux types de modulation comme le montre la figure 12-73, une modulation d'amplitude pour la somme des informations contenues dans les voies droite et gauche (G + D), avec au taux maximum de 90 %, et une sous-

porteuse à 38 kHz modulée également en amplitude par la différence des informations contenues dans les voies droite et gauche ($G - D$), avec un taux de modulation limité à 45 %. Ce signal composite module en fréquence la porteuse UHF. Pour comprendre les formes d'onde que l'on doit rencontrer au niveau du décodeur d'un récepteur stéréo, il paraît intéressant de survoler le principe de l'émetteur représenté en figure 12-74.

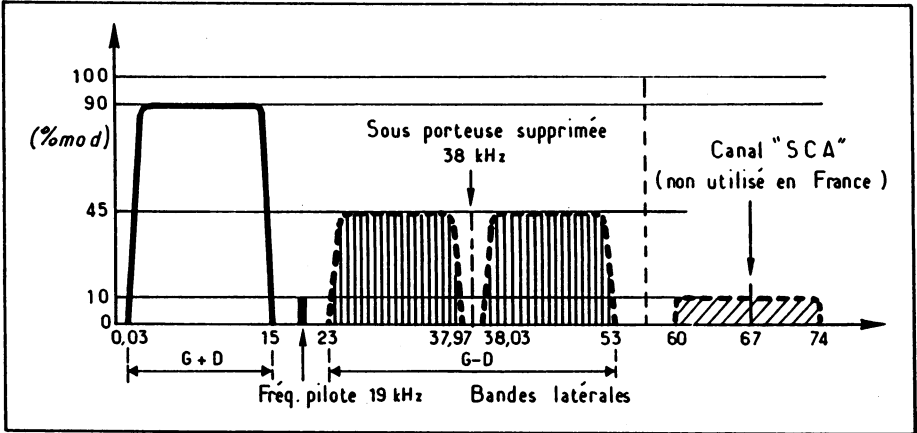


Fig. 12-73. — Représentation spectrale d'un signal stéréo multiplex.

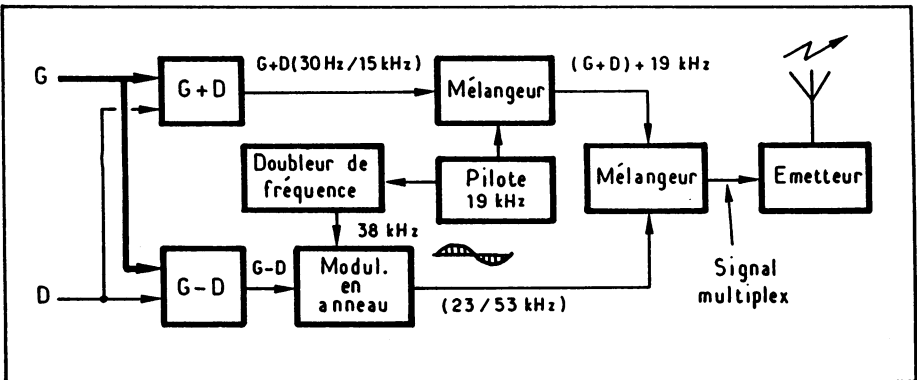


Fig. 12-74. — Principe de l'émission FM stéréo.

Les deux voies, gauche (G) et droite (D) sont additionnées et soustraites, pour donner respectivement un signal $G + D$ et $G - D$, comme l'indique la figure 12-75. Pour simplifier l'explication, nous avons considéré que le signal de la voie gauche possédait une fréquence double de celui de la voie droite. Par ailleurs, une fréquence pilote de 19 kHz après multiplication par 2 est modulée dans un modulateur en anneau, (Fig. 12-2.3), par la différence $G - D$ pour donner un signal conforme à la figure 12-76. La somme $G + D$ est mélangée à la fréquence pilote 19 kHz, puis au signal précédent pour donner le signal

Fig. 12-75. — Addition et soustraction des voies droite et gauche.

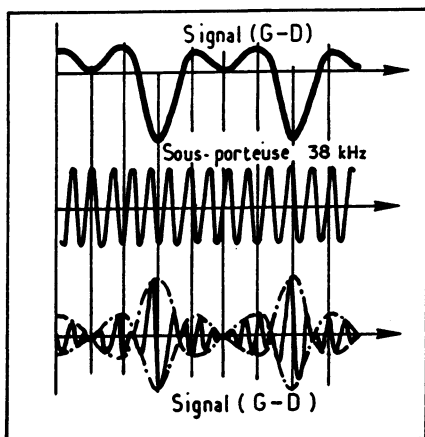
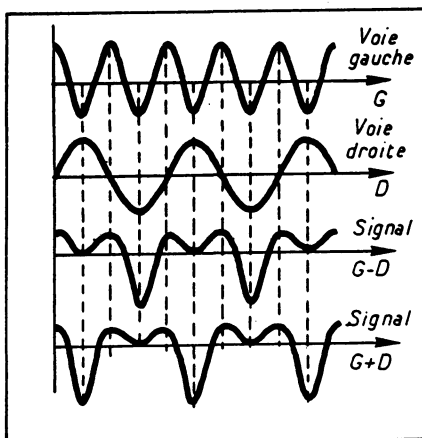
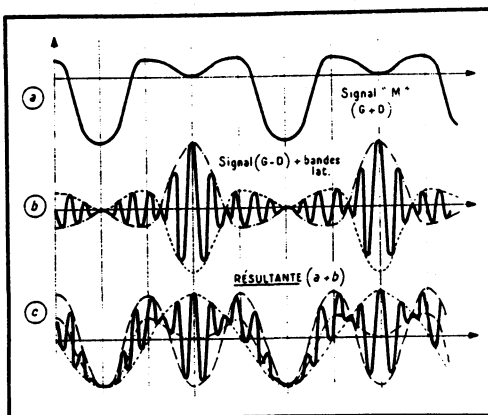


Fig. 12-76. — Addition du signal G-D précédent et du 38 kHz.

Fig. 12-77. — Addition du signal G + D et du signal multiplex.



multiplex de la figure 12-77 qui moduera l'émetteur FM. C'est donc cette forme d'onde que l'on devra retrouver à l'entrée du décodeur stéréo, pour les mêmes conditions de modulation, c'est-à-dire niveaux identiques et fréquences dans un rapport deux.

12-3.4.1. — Décodeur stéréo

Il existe de nombreux types de décodeurs stéréo, par sommation, par échantillonnage, par courbe enveloppe. Le lecteur intéressé se reportera à l'ouvrage de CH. DARTEVELLE, « Technique Hi-Fi » chez le même éditeur.

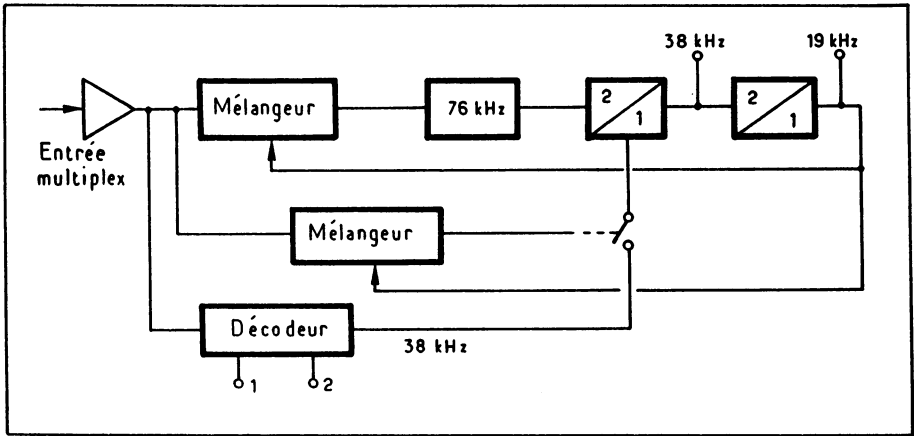


Fig. 12-78. — Principe du décodeur stéréo MC 1310 P.

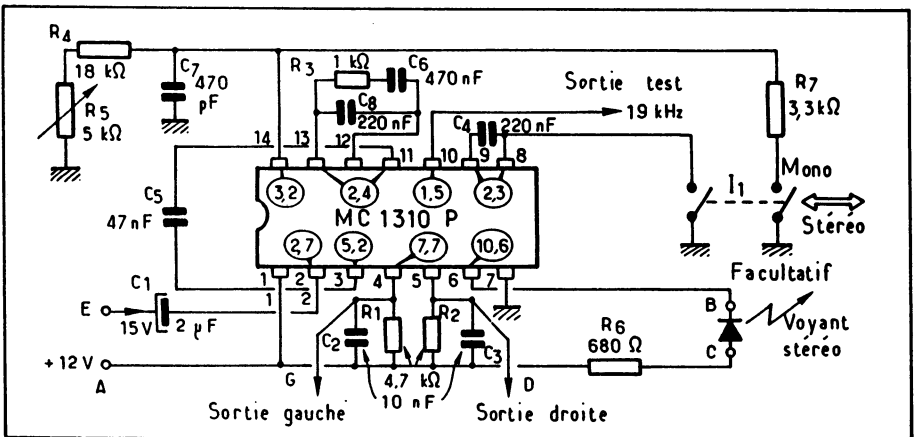
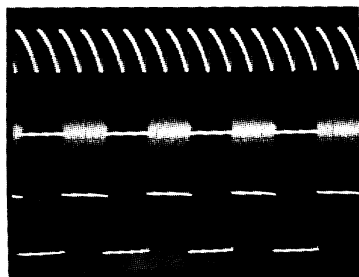


Fig. 12-79. — Décodeur stéréo utilisant un circuit intégré MC 1310 P.

Fig. 12-80. — Oscillogrammes du MC 1310 P pris sur les bornes : 10, trace inférieure (19 kHz) ; 12 ou 13, trace centrale (filtre de la boucle) ; 14, trace supérieure (76 kHz).



Les figures, 12-78 et 79 donnent l'exemple d'un décodeur stéréo utilisant un circuit très répandu le MC 1310P, qui présente l'avantage de ne nécessiter aucun bobinage extérieur. La figure 12-80 montre quelques oscillogrammes relevés sur ce circuit :

- trace inférieure : 19 kHz pris sur la borne 10
- trace centrale : filtre de la boucle de phase pris sur la borne 12 ou 13
- trace supérieure : 76 kHz pris sur la borne 14.

La porteuse à 38 kHz supprimée à l'émission, est régénérée à partir d'une boucle de phase comportant un oscillateur à 76 kHz, divisé deux fois par 2. Le 19 kHz est comparé au signal d'entrée et asservit donc l'oscillateur local. Le 38 kHz attaque alors le décodeur proprement dit qui est un simple modulateur en anneau, lequel reçoit sur son autre entrée le signal multiplex. Une deuxième boucle de phase commande la mise hors service du premier diviseur dès que l'entrée n'est plus en stéréo, c'est-à-dire qu'il y a absence de la sous-porteuse à 19 kHz. De cette façon le 38 kHz ne commande plus le décodeur stéréo qui se comporte alors comme un circuit passif.

12-3.5. — MODULATION DE PHASE

Dans ce cas, la phase du signal varie au rythme de l'amplitude du signal modulant et le courant résultant a pour expression :

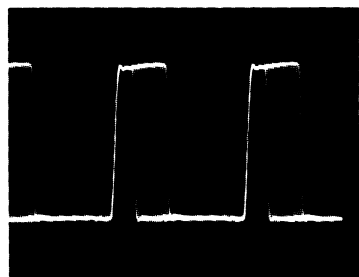


Fig. 12-81. — Modulation de phase.

$I_m = I_{\sin}(\omega t + \Delta\varphi \sin \omega't)$, expression dans laquelle $I_{\sin} \omega t$ correspond au courant haute fréquence et $\Delta\varphi \sin \omega't$ à la variation de phase résultant de la modulation. La modulation de phase se rencontre quelquefois en électronique numérique où elle est souvent jugée indésirable. On l'appelle alors « jitter de phase ». Elle correspond dans ce cas à une variation très rapide des fronts d'un créneau du signal, comme le montre la figure 12-81. La phase étant l'intégrale de la fréquence, on peut obtenir de telles modulations ou démodulations en faisant suivre les circuits correspondants d'un intégrateur.

12-3.6. — MODULATION PAR IMPULSION

Dans les différents types de modulation que nous venons de voir, le signal modulant modifie l'un des paramètres d'une porteuse haute fréquence, laquelle est généralement sinusoïdale (son amplitude, sa fréquence ou sa phase). Mais la transmission d'information peut également s'effectuer par signaux logiques, soit en modulant un train d'impulsion, soit en transmettant un code dont la valeur binaire correspond à chaque instant à un échantillon donné du signal modulant, c'est le MIC (ou PCM).

Dans chaque cas, la transmission du signal modulant est discontinue, on dit que chaque valeur de son amplitude est échantillonnée un certain nombre de fois par seconde, la fréquence la plus élevée transmise est donnée par le théorème de Shannon qui dit que si la fréquence d'échantillonnage est le double de la fréquence la plus élevée à transmettre, il n'y a pas d'altération notable de l'information.

12-3.6.1. — Modulation d'un train d'impulsions

Soit un train d'impulsions tel que celui de la figure 12-82a. Un tel signal possède des caractéristiques bien particulières que l'on peut modifier au rythme d'un signal analogique à transmettre (figure 12-82b), il y a plusieurs types possibles de modulation d'une impulsion :

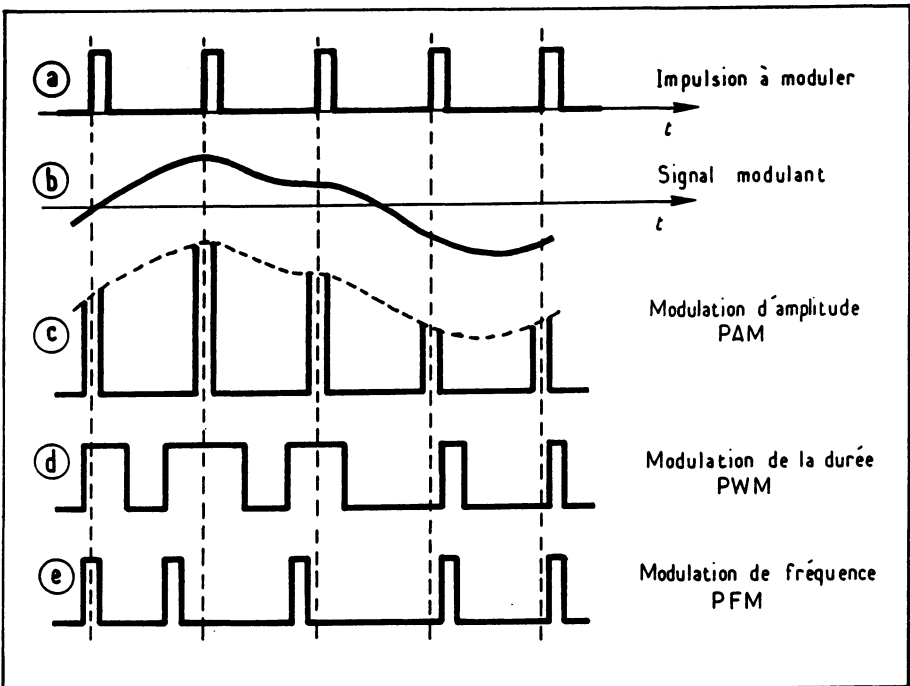


Fig. 12-82. — Différents types de modulation d'impulsion.

— La modulation de son amplitude ou TAM telle que l'indique la figure 12-82c en pratique, ce type de modulation procure un faible rapport signal/bruit et n'est pratiquement plus utilisé ;

— La modulation dans le domaine temps d'un train d'impulsions permet d'obtenir de meilleures qualités dans la transmission et peut s'effectuer de trois façons :

1) Modulation de la durée de l'impulsion (PWM). Son aspect est conforme à la figure 12-82d. La durée T de l'impulsion, varie en fonction du niveau échantillonné. Comme le montre la trace inférieure de l'oscillogramme de la figure 12-83, la fréquence du train d'entrée (trace supérieure) étant de 10 kHz, sa durée initiale est de 100 ms. Comme il y a 0,05 ms/division, la durée varie d'environ 0,035 ms.

Fig. 12-83. — Modulation de la durée d'une impulsion (PWM) obtenue à partir du modulateur de la figure 12-84. Signal d'entrée : 10 kHz ; signal modulant sinusoidal : 300 Hz ; 0,05 ms/division.

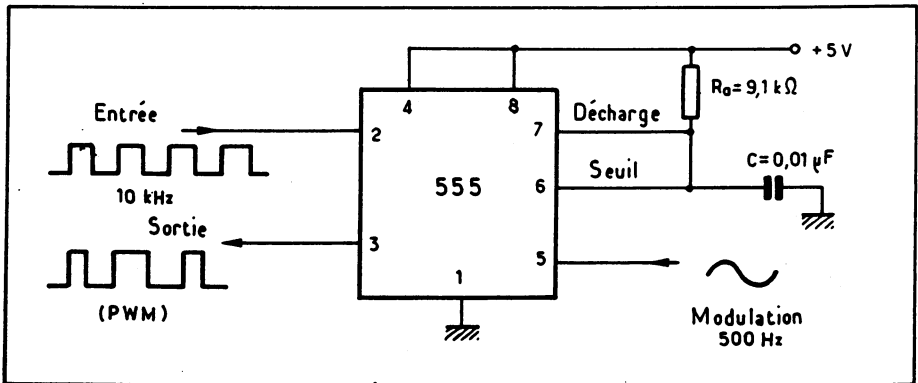
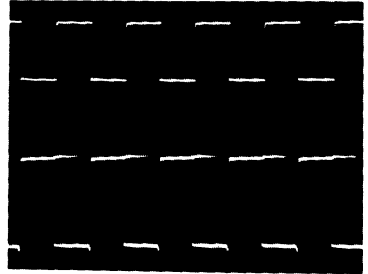


Fig. 12-84. — Modulateur de durée d'impulsion (PWM) par circuit intégré 555.

La figure 12-84 montre un tel modulateur mettant en œuvre un 555 (1). Ce dernier est monté en monostable et déclenché (broche 2), par le train d'impulsions à moduler. Le signal modulant étant connecté à la borne 5, qui en réalité est l'une des deux entrées différentielles du circuit, et détermine le seuil de basculement du monostable, et de ce fait la durée des impulsions.

(1) Le circuit intégré 555 est décrit dans l'annexe 20-10.

La figure 12-85 montre la sortie du modulateur (trace du bas) en l'absence de signal BF de modulation. La figure 12-86 montre l'effet d'une mauvaise adaptation de la charge en sortie du modulateur (trace inférieure), alors que l'entrée est correcte (trace supérieure).

- Modulation de la fréquence de l'impulsion.

Dans ce cas, la fréquence du train d'impulsions varie comme l'indique la figure 12-82e

- Modulation de la position de l'impulsion (PPM).

C'est une dérivée de la précédente. Tout se passe comme si le positionnement dans le temps des impulsions variait. En réalité c'est le front variable (ou descendant), qui est remplacé par une brève impulsion.

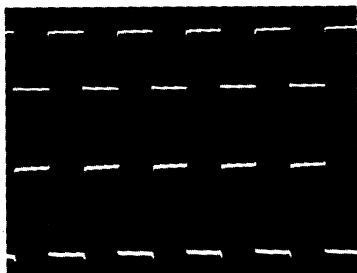


Fig. 12-86. — Oscillogramme de la figure 12-84. Sortie du modulateur (trace inférieure) et entrée du modulateur (trace supérieure).

◀ Fig. 12-85. — Oscillogramme de la figure 12-84. Entrée du modulateur (trace supérieure) et sortie (trace inférieure) en l'absence de signal BF de modulation.

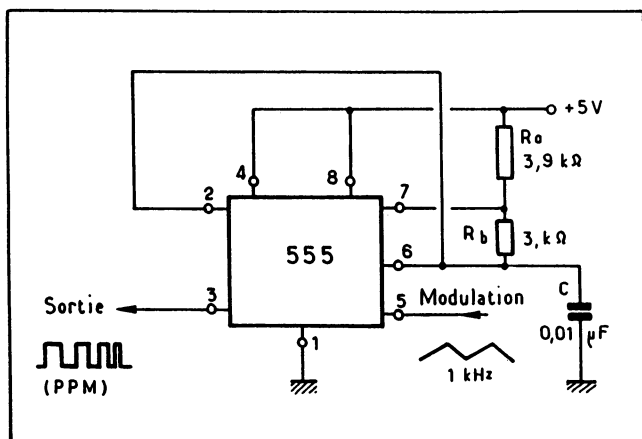
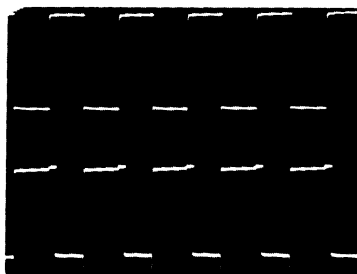


Fig. 12-87. — Modulation de la position d'impulsion par CI 555.

La figure 12-87 donne le principe d'un tel modulateur utilisant également un 555 ; cette fois, il est monté en astable. Normalement, l'astable délivre un train d'impulsions dont la période dépend de $T = 0,693 (R_A + 2R_B) C$. En modifiant le seuil de déclenchement, cela

Fig. 12-88. — Modulation de la position des impulsions obtenues avec le montage de la figure 12-87. Rampe : 800 Hz ; 1 V/division : sortie modulée : 0,5 V/division, 0,5 ms/division.

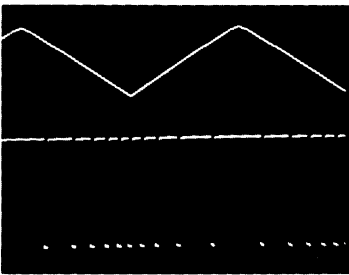
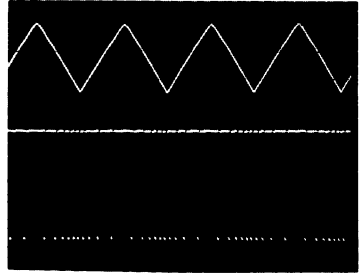


Fig. 12-90. — Idem 12-88, mais sans charge en sortie du modulateur.

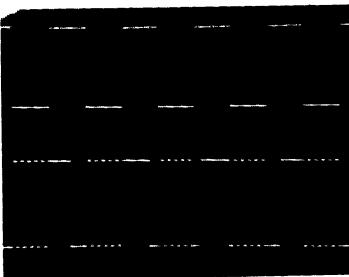


Fig. 12-89. — Idem 12-88, mais avec 0,2 ms/division.

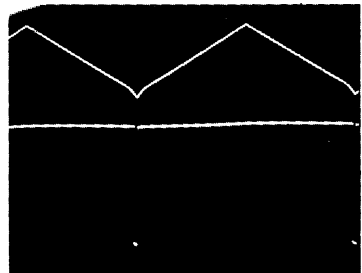


Fig. 12-91. — PPM avec signal carré de modulation 0,02 ms/division.

revient à faire varier la position des impulsions. La figure 12-88 montre le résultat obtenu avec le montage de la figure 12-87. La figure 12-89 donne le détail de la figure 12-88 en augmentant la vitesse de balayage, et la figure 12-90 correspond aux mêmes conditions que la figure 12-88 mais sans charge en sortie du modulateur. La figure 12-91 montre la sortie du modulateur quand la rampe de modulation est remplacée par un signal carré, la position des impulsions reste la même tant que le niveau ne change pas.

12-3.6.2. — Modulation par impulsion codée (MIC)

Dans ce procédé, plusieurs impulsions sont utilisées pour quantifier un échantillon, en pratique la fréquence la plus élevée à transmettre étant de l'ordre de 4 000 Hz (en réalité 3 400 Hz en téléphonie), la période d'échantillonnage est de $1/8\,000$, soit $125\ \mu\text{s}$, il est alors possible d'entrelacer les mots binaires ainsi constitués pour former un multiplexage numérique de 24 voies, comme le montre la figure 12-92.

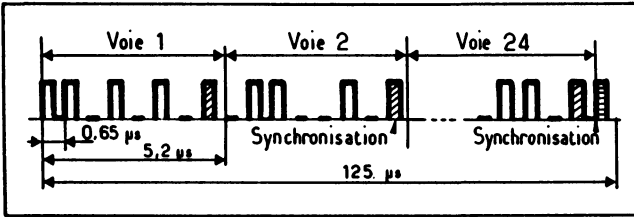


Fig. 12-92. — Principe de la modulation par impulsions codées (MIC).

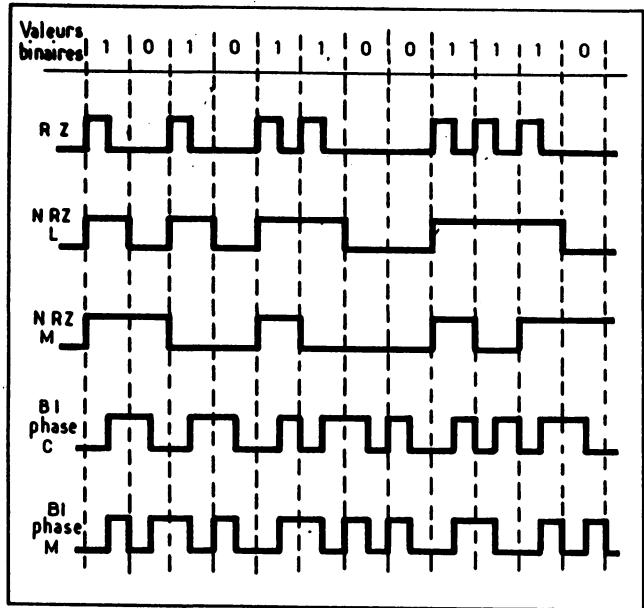


Fig. 12-93. — Différents codes de transmission pour les niveaux « 1 » et « 0 ».

Après avoir quantifié l'échantillon en binaire (c'est-à-dire par une série de niveaux « 1 » ou « 0 »), il faut adopter un code de transmission traduisant ces niveaux « 1 » ou « 0 », il en existe plusieurs possédant chacun ses avantages et inconvénients (voir fig. 12-93).

1. Le plus ancien est le NRZ (non retour à zéro), avec ce code il y a nécessité de transmettre la composante continue ; on distingue le NRZ-L qui donne un niveau logique « 1 » pour chaque « 1 » à transmettre et le NRZ-C qui donne un niveau logique « 0 » pour chaque « 1 » à transmettre.
2. Avec le RZ (retour à zéro), il y a deux transitions de niveau pour chaque niveau « 1 » à transmettre (seul le NRZ-L est représenté figure 12-93).
3. Dans le NRZ-M, le niveau logique change pour chaque niveau « 1 » à transmettre.
4. Enfin, avec les Biphases C et M, il y a rotation de phase pour chaque niveau « 1 » ou « 0 » à transmettre.

12-3.7. — MODULATION PAR SALVE (tone burst)

Si les types de modulation précédents sont largement utilisés dans la pratique pour véhiculer l'information (radiodiffusion, téléphonie, asservissement), la modulation par salve est essentiellement destinée à l'essai d'amplificateurs de filtre ou de circuits devant être testés en régime dynamique.

Il existe donc des générateurs de fonctions possédant cette possibilité de modulation, qui consiste à générer un nombre de périodes choisi au préalable et, à l'avance.

L'oscillogramme de la figure 12-94 montre un exemple de modulation par salve.

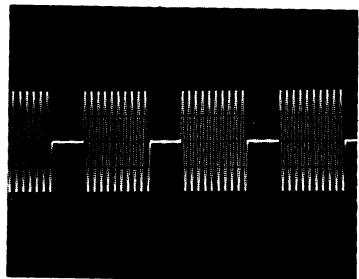


Fig. 12-94. — Modulation par salves. Fréquence : 50 kHz ; répétition : 300 ms ; nombre de périodes : 10 ; 0,1 ms/division.

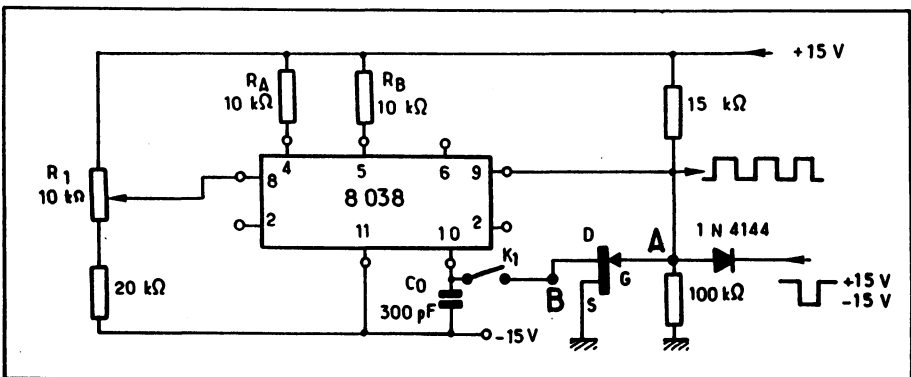
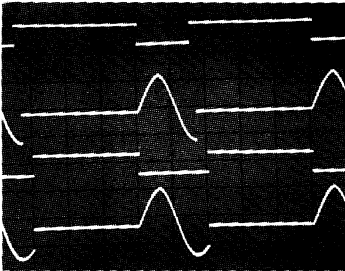


Fig. 12-95. — Principe d'un générateur par salves utilisant un circuit intégré 8038.

Un tel générateur peut être réalisé facilement comme l'indique la figure 12-95. Il met en œuvre un CI 8038 (1) et un transistor à effet de champ 2N4416. Avec les valeurs indiquées, la fréquence peut varier de 200 Hz à 14 kHz par P1 (pour d'autres gammes, il faut commuter plusieurs valeurs de C_0).

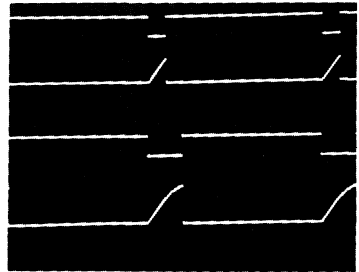
Le nombre de périodes transmises par salve et la fréquence de répétition sont fonction de la fréquence et du rapport cyclique du signal carré de commande, comme l'indiquent les figures 12-96 à 98.

Les figures 12-96 et 97 correspondent à des fréquences sinusoïdales de 500 Hz et à un signal carré de commande de 200 Hz. Sur la figure 12-96 le tracé du haut correspond à un rapport cyclique de 70 % et celui du bas à 60 %. Sur la figure 12-97, les rapports cycliques sont respectivement de 90 % (tracé du haut) et 80 % (tracé du bas).

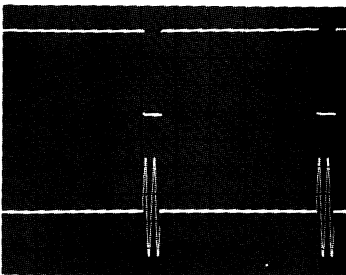


◀ Fig. 12-96. — Modulation par salves avec le montage de la figure 12-95. Fréquence : 500 Hz ; carré de commande 200 Hz : 1 ms/division ; rapport cyclique 70 % (traces hautes) ; rapport cycliques 60 %.

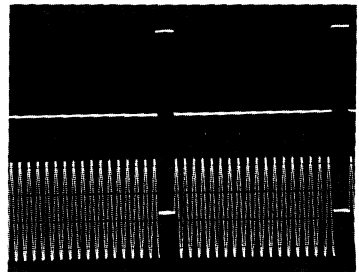
▶ Fig. 12-97. — Identique à la figure 12-96 mais rapport cyclique 90 % (traces hautes) ; et rapport cyclique 80 % (traces basses).



◀ Fig. 12-98. — identique 12-96 avec : Fréquence 2 kHz ; carré de commande 200 Hz ; rapport cyclique 90 % (2 périodes) ; 1 ms/division.



▶ Fig. 12-99. — Identique à 12-98 mais rapport cyclique 10 % (18 périodes).



(1) Le circuit intégré 8038 est décrit en annexe 20-11.

Les figures 12-98 et 99 correspondent également à un signal carré de commande de 200 Hz, mais avec un signal sinusoïdal de 2 kHz. La figure 12-98 montre ce qui se passe avec un rapport cyclique de 90 % et la figure 12-99 avec un rapport cyclique de 10 %.

On remarquera l'excellente précision de cette modulation qui s'explique par le principe du montage utilisé figure 12-95. Le principe consiste à bloquer l'oscillation en envoyant des impulsions sur le condensateur d'accord CO (borne 10).

Fig. 12-100. — Observation de la figure 12-95 point A ouvert, échantillonnage du carré de commande (trace supérieure) par la sortie carrée (9) du 8038 ; résultat sur la trace du bas. Fréquence : 2 kHz ; carré : 200 Hz : 1 ms/division.

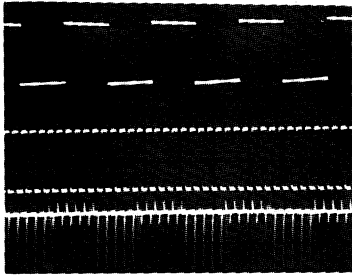
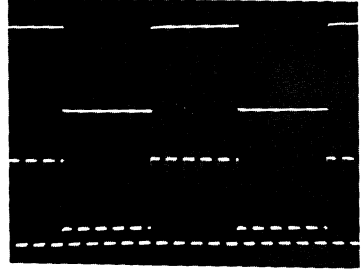
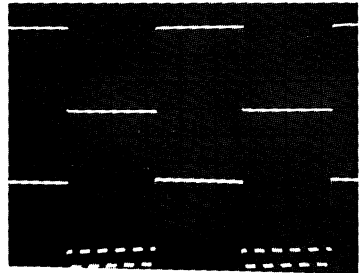


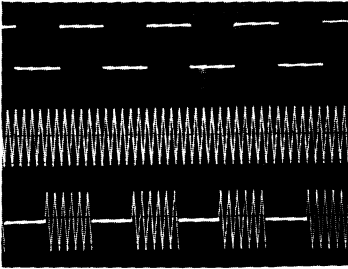
Fig. 12-101. — Idem à la figure 12-100 mais observation en B.

Fig. 12-102. — Idem à la figure 12-100 mais K1 fermé.



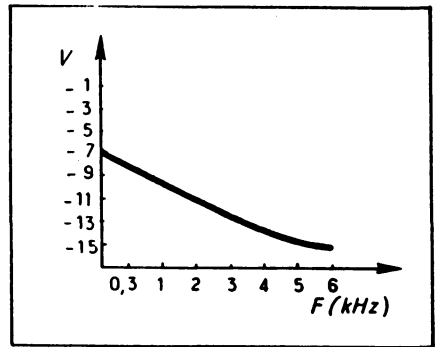
Tout d'abord K1 étant en l'air, l'oscillogramme de la figure 12-100 montre qu'il y a au point A échantillonnage du carré de commande par la sortie carrée du 8038 grâce aux deux diodes IN 914.

Si l'on observe le point B, l'oscillogramme 12-101 montre des impulsions (trace inférieure) qui résultent de l'échantillonnage précédent (trace du milieu), lequel est fonction du signal de commande (trace supérieure). Si maintenant on se reporte au point A et que l'on ferme le commutateur K1, la figure 12-102 montre que par rapport à la figure 12-100 il y a interruption de l'oscillation en synchronisme avec le signal de commande (trace supérieure).



◀ Fig. 12-103. — Borne 10 de la figure 12-95 ; trace supérieure signal de commande 200 Hz ; trace du milieu : K1 ouvert ; trace inférieure : K1 fermé.

Fig. 12-104. — Variation de la fréquence du C.I. 8038 en fonction de P1. ▶



Signal carré de commande	Fréquence d'accord du 8038	Rapport cyclique	Périodes
200 Hz	2 kHz	10 %	
		20 %	18
		30 %	16
		40 %	14
		50 %	12
		60 %	10
		70 %	8
		80 %	6
		90 %	4
100 Hz		10 %	34
		20 %	30
		30 %	26
		40 %	22
		50 %	18
		60 %	14
		70 %	10
		80 %	6
		90 %	2

Fig. 12-105. — Variation du nombre de périodes en fonction de la fréquence des carrés et de leur rapport cyclique.

Enfin, la figure 12-103 montre l'action de la coupure des oscillations (trace inférieure) en fonction des créneaux de commande (trace supérieure), la trace du milieu montrant une oscillation continue quand l'interrupteur K1 est en l'air et l'observation s'effectuant sur la borne 10 du 8038.

La fréquence centrale de ce générateur varie comme l'indique la courbe de la figure 12-104 et la figure 12-105 montre l'influence de la fréquence et du rapport cyclique du signal de commande sur le nombre de périodes transmises dans chaque salve, pour une même fréquence centrale générée par le VCO du 8038.

12-3.8. — ÉCRÊTAGE/TRANSFORMATION/MISE EN FORME

L'écrêtage est souvent utilisé pour limiter le niveau d'un signal, comme en modulation de fréquence (dans ce cas, la qualité de l'information contenue n'est pas affectée) ; on l'utilise également quelquefois pour obtenir des signaux carrés à partir d'une sinusoïde comme l'indique la figure 12-106. Il faut noter que dans ce cas, le spectre de fréquence, évoqué au chapitre 11, est considérablement modifié. Avec ce montage toute amplitude supérieure à la tension de zener est supprimée, il fonctionne correctement jusqu'à des fréquences d'environ 100 kHz. L'oscillogramme de la figure 12-107 montre l'effet d'une

Fig. 12-106. — Ecrêtage double alternance par diodes de zener.

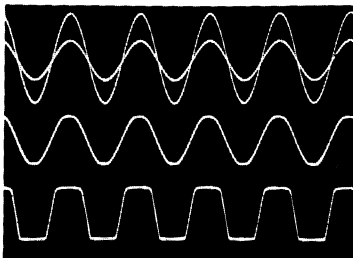
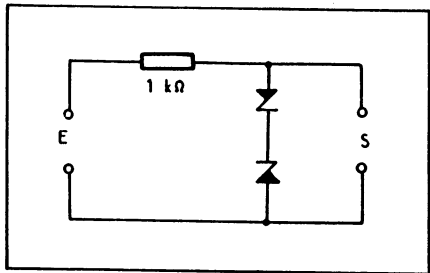
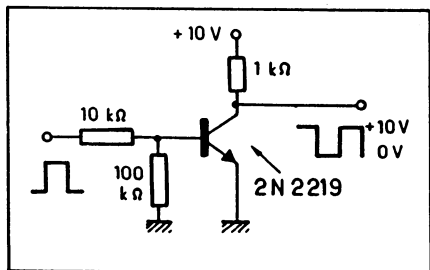
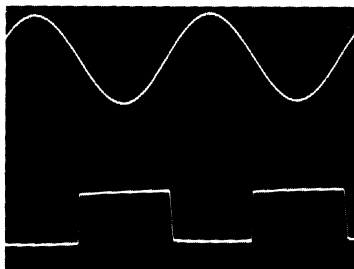


Fig. 12-107. — Oscillogramme de la figure 12-106. Signaux d'entrée (trace supérieure) ; signaux de sortie (deux traces inférieures) ; fréquence : 1 kHz ; 0,5 ms/division et 3 V/division.

Fig. 12-108. — Mise en forme par circuit à transistor.

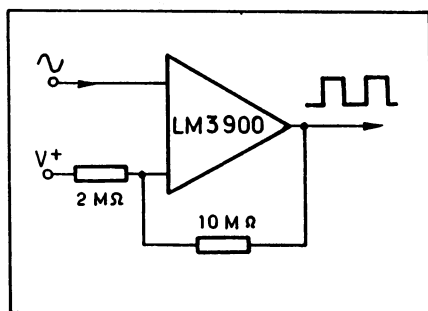


tension de 10 V et de 15 V_{cc} sur un zener de tension nominale de 6,2 V. Comme on le voit, même avec 15 V, les carrés sont loin d'être parfaits, même si l'on augmente encore la tension d'entrée.



◀ Fig. 12-109. — Ecrêtage par le transistor de la figure 12-108.

Fig. 12-110. — Mise en forme des signaux avec un LM 3900 monté en trigger de Schmitt.



C'est pourquoi l'on préfère souvent utiliser un montage à transistor tel que celui de la figure 12-108, qui donne des fronts plus raides et des niveaux ajustables de façon à être directement compatibles avec l'entrée des circuits logiques à commander, comme l'indique la figure 12-109. L'amplificateur opérationnel LM 3900 (1) monté en trigger de Schmitt, comme indiqué figure 12-110, est également très commode puisqu'il accepte des signaux de forme indifférente.

12-3.9. — DIFFÉRENCIATION

Le schéma de base est donné par la figure 12-111 : il ressemble à la liaison collecteur/base d'un amplificateur à transistor à la différence près, que dans ce cas, la constante de temps $\theta = RC$ est calculée de façon à être suffisamment grande pour que les fréquences les plus basses soient transmises sans affaiblissement. A noter que dans le cas d'onde sinusoïdale, une valeur trop faible de θ atténue les fréquences basses alors que dans le cas d'un signal rectangulaire, la forme du signal est considérablement modifiée puisque le spectre de fréquence du signal n'est pas intégralement transmis.

La figure 12-112 montre un circuit différentiateur mettant en œuvre un CI LM 3900 (1) monté en trigger de Schmitt.

(1) Le circuit intégré LM 3900 est décrit en annexe 20-12.

Fig. 12-111. — Principe du circuit différentiateur à RC.

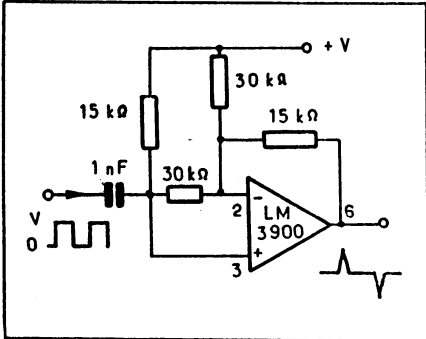
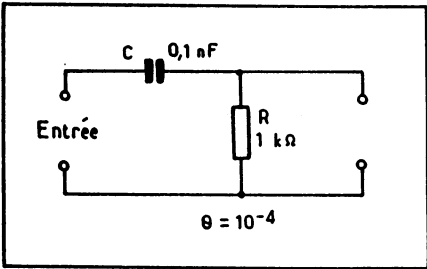


Fig. 12-112. — Circuit différentiateur avec C.I. LM 3900.

Fig. 12-113. — Signal rectangulaire. F = 100 kHz, différencié avec $\theta = 10^{-4}$.

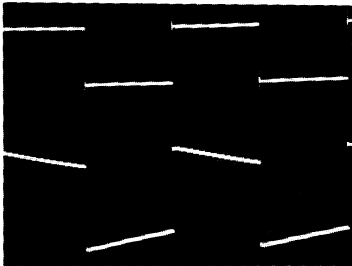
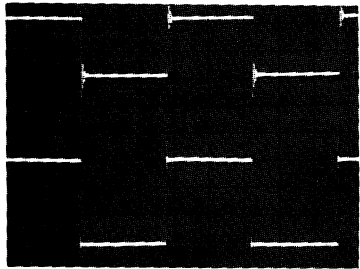
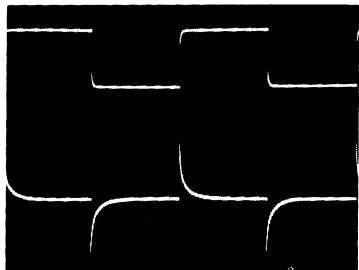


Fig. 12-114. — Signal rectangulaire F = 10 kHz différencié avec $\theta = 10^{-4}$.

Fig. 12-115. — Signal rectangulaire. F = 1 kHz différencié avec $\theta = 10^{-4}$.



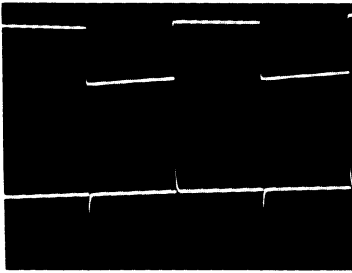
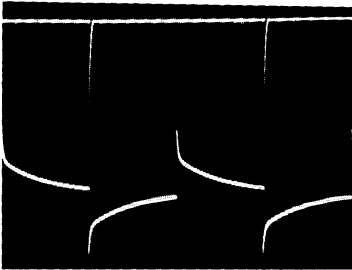
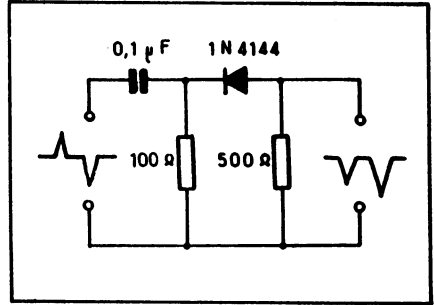


Fig. 12-117. — Principe de l'écrêtage d'impulsion.



◀ Fig. 12-116. — Signal rectangulaire. F : 100 Hz différencié avec $\theta = 10^{-4}$.



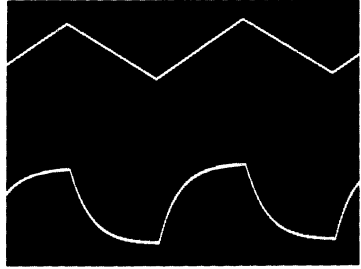
◀ Fig. 12-118. — Ecrêtage de l'oscillogramme de la figure 12-115. 0,2 ms/division.

En partant d'un signal à 1 kHz, auquel correspond une période de 1 ms. Les figures 12-113 à 12-116 montrent les résultats obtenus avec différentes fréquences pour un même RC de 10^{-4} . On voit que plus la constante de temps RC est faible devant la période T du signal, plus ce dernier est déformé, pour arriver à une véritable différenciation comme l'indique la figure 12-116. Ce circuit est souvent utilisé en électronique quand on désire disposer d'impulsions de déclenchement par exemple. La figure 12-117 indique un schéma de redressement utilisé si on désire des impulsions d'une seule polarité comme c'est souvent le cas et la figure 12-118 le résultat de ce redressement (trace supérieure).

Signal de départ	Différenciation obtenue
sinusoïde	autre sinusoïde déphasée de 90°
rectangle	impulsion positive et négative
dent de scie	impulsion de même polarité
triangle	rectangle

Fig. 12-119. — Différenciation d'ondes les plus courantes.

Fig. 12-120. — Différentiation d'un triangle.

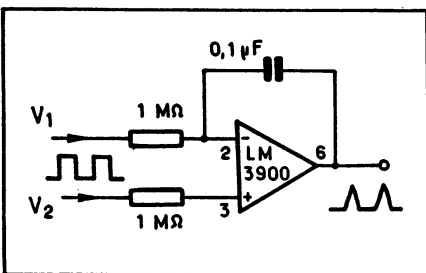
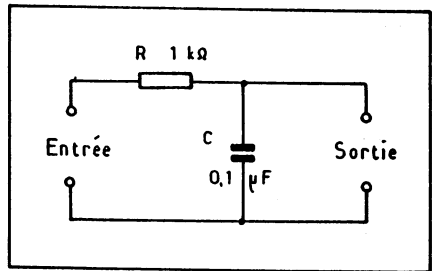


Remarque : Il est bien certain que n'importe quelle forme d'onde peut être différenciée, le tableau de la figure 12-119 indique le résultat obtenu en fonction de l'onde d'origine. La figure 12-120 montre la différenciation d'un triangle de 1 kHz avec un $\theta = RC$ de 10^{-4} ; il faudrait un θ plus petit pour obtenir un rectangle parfait.

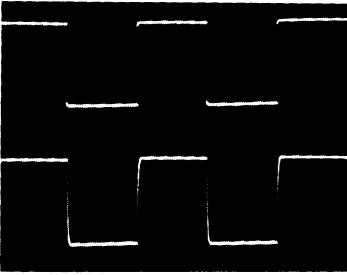
12-3.10. — INTÉGRATION

La figure 12-121 donne le principe de l'intégration ; c'est également un circuit couramment utilisé en électronique puisque c'est un filtre passe-bas qui sert au découplage des circuits d'alimentation, dans ce cas, $\theta = RC$ est choisi le plus grand possible. Par contre, pour l'intégration, θ sera choisi beaucoup plus faible puisque l'on désire mettre en évidence les composantes du signal. Cette opération peut également s'effectuer avec un circuit intégré comme l'indique la figure 12-122.

Fig. 12-121. — Principe de l'intégration RC. ▶

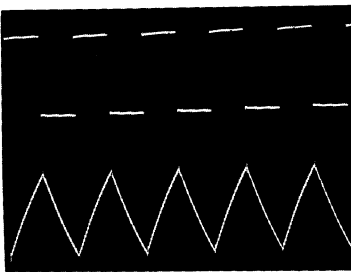
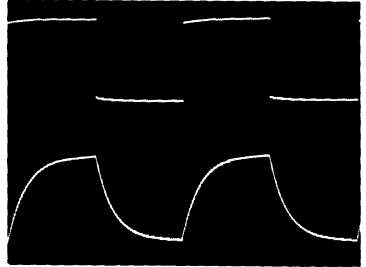


◀ Fig. 12-122. — Intégration à circuit intégré LM 3900.



◀ Fig. 12-123. — Intégration d'un signal rectangulaire de 500 Hz avec un $\theta = 10^{-4}$.

Fig. 12-124. — Idem à la figure 12-123 mais ▶ avec une fréquence de 10 kHz.



◀ Fig. 12-125. — Idem à la figure 12-123 mais avec une fréquence de 100 kHz.

Signal de départ	Intégration obtenue
sinusoïde	autre sinusoïde déphasée de 90°
rectangle	triangle
dent de scie	onde parabolique
triangle	paire de demi-périodes paraboliques

Fig. 12-126. — Intégration des formes d'onde les plus courantes.

Les figures 12-123, 125, donnent le résultat obtenu pour un θ de 10^{-4} et différentes fréquences ; on voit donc qu'il faut prendre $\theta = RC$ supérieur à la période T du signal pour avoir une bonne intégration.

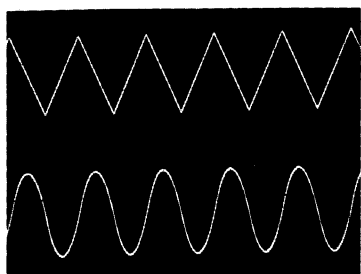
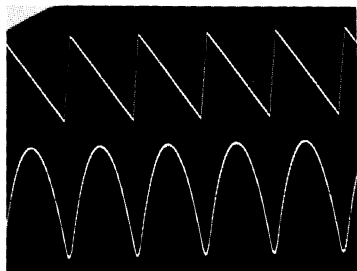


Fig. 12-128. — Intégration d'une dent de scie de 100 kHz pour $\theta = 10^{-4}$.

◀ Fig. 12-127. — Intégration d'un triangle de 100 kHz pour $\theta = 10^{-4}$.



Remarque : bien évidemment, on peut également intégrer n'importe quelle forme d'onde. Le tableau de la figure 12-125 montre les différents résultats obtenus. Par ailleurs, la figure 12-127 montre l'intégration d'un signal triangulaire et la figure 12-128 l'intégration d'une dent de scie.

12-3.11. — TENSION EN MARCHE D'ESCALIER

Cette forme d'onde est très souvent utilisée en électronique pour les mesures de caractéristiques de semi-conducteurs et dans les compteurs bas de gamme. Le principe en est très simple : il suffit de charger une capacité par paliers successifs, puis dès que l'on atteint un certain seuil, donc le nombre de marches désiré, de la décharger brutalement.

La figure 12-129 montre un circuit LM 3900 délivrant une telle forme d'onde à partir de signaux carrés chargeant une capacité de 1 μF , la décharge pouvant être provoquée par une impulsion de remise à zéro.

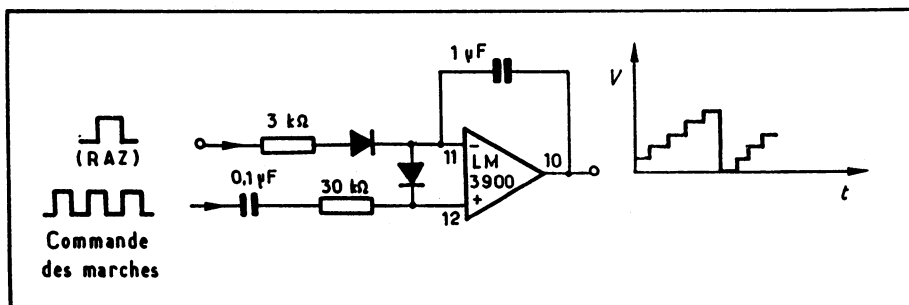


Fig. 12-129. — Principe de la génération d'une tension en marche d'escalier avec un LM 3900.

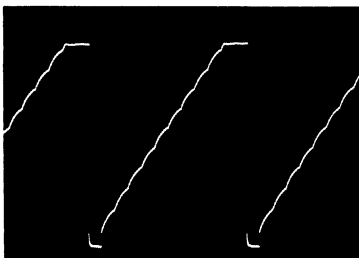


Fig. 12-131. — Oscillogramme obtenu avec le schéma de la figure 12-129 (7 marches).

Fig. 12-130. — Oscillogramme obtenu avec le schéma de la figure 12-129 (10 marches).

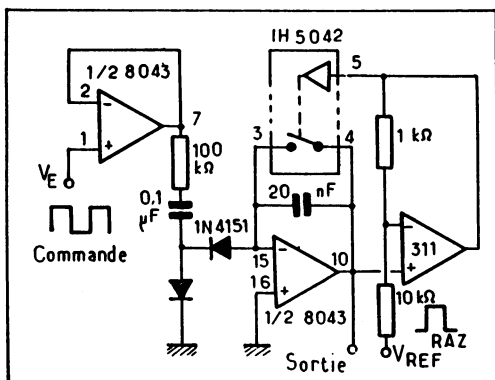
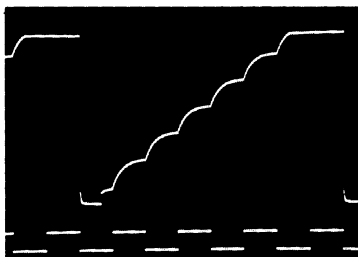


Fig. 12-132. — Générateur de marches d'escalier avec un 8043 et un amplificateur opérationnel.

Les oscillogrammes des figures 12-130 et 131 montrent ce que l'on obtient avec le schéma de la figure 12-129, 10 marches et 7 marches, en modifiant soit le rapport cyclique des créneaux de commandes, soit leur cadence. La figure 12-132 donne le schéma d'un générateur de tension en marche d'escalier utilisant un circuit type 8043 (2) associé à un commutateur analogique IH 5042. La capacité de $0,02 \mu\text{F}$ est chargée grâce au deuxième amplificateur et aux deux diodes, qui effectuent la génération des marches à partir d'un signal carré de commande attaquant le premier amplificateur. Dès que le niveau de tension atteint la valeur de référence du comparateur LM 311, le commutateur analogique IH 5042 met la capacité en court-circuit, un deuxième cycle peut alors commencer. Le comparateur possède une hystérésis importante, ce qui permet à la capacité une décharge complète pendant la période de remise à zéro.

Nota : Ce circuit de génération est également appelé « pompe à diode » puisque chaque diode permet la charge du condensateur pendant une alternance et élève ainsi progressivement le potentiel comme le ferait une « pompe à courant ».

(2) Le circuit intégré LM 8043 est décrit en annexe 20-13.

PRINCIPALES MESURES FAITES AVEC UN OSCILLOSCOPE

13-1. — CONTRÔLE DES PERFORMANCES DE L'OSCILLOSCOPE

Jusqu'à présent, l'oscilloscope nous est apparu comme un instrument permettant la visualisation d'un signal en fonction du temps, mais en partant de ce seul principe nous allons voir qu'il permet un grand nombre de types de mesure. Néanmoins, certaines précautions de base doivent être observées pour éviter des interprétations hâtives devant un résultat qui ne serait pas celui escompté.

- Bande passante de l'oscilloscope : elle doit être en rapport avec la fréquence des signaux à analyser (voir chapitre 2)
- Calibrage des amplificateurs verticaux : d'une façon générale, les mesures de niveau, compte tenu des différentes erreurs de lecture et de calibrage, sont de l'ordre de 3 % de la pleine échelle.
- Calibrage de la base de temps : là encore l'appréciation des temps se fait avec une imprécision de l'ordre de quelques pourcents.

Temps de montée, dans une certaine mesure il est lié à la bande passante, pour l'apprécier il faut disposer d'un signal à flancs très raides de l'ordre de quelques nanosecondes qui peut être fourni par un multivibrateur à diode tunnel comme celui de la figure 13-1.

La diode tunnel doit être montée le plus près possible de l'entrée verticale de l'oscilloscope (dans la BNC par exemple). On démontre que si :

$$I_p = \sqrt{\frac{L}{C}} \# 1 \text{ V}$$

L'énergie contenue dans la self L est suffisante pour déclencher le multivibrateur. Si cette condition est remplie le temps de montée du signal devient

$$T_m = \frac{C}{I_p}$$

soit par exemple pour $c = 40 \text{ pF}$, $I_p = 22 \text{ mA}$, le temps de montée $T_m = 1 \text{ ns}$.

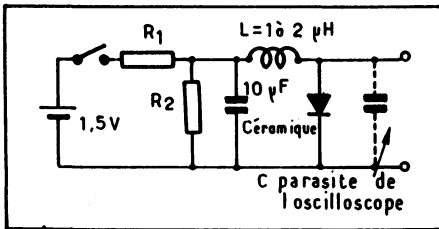


Fig. 13-1. — Principe d'un multivibrateur à diode tunnel.

Il faut noter que le temps de montée réel T_{mr} d'un signal correspond à :

$$T_{mr} = \sqrt{T_{ma}^2 + T_{mv}^2}$$

expression dans laquelle : T_{ma} = temps de montée de l'amplificateur vertical et T_{mv} = temps de montée visualisé, bien entendu si le T_{ma} est beaucoup plus petit que le temps de montée à visualiser on a : $T_m \neq T_{mv}$.

• Résistance d'entrée : si l'oscilloscope passe la composante continue, il suffit d'appliquer une tension continue à l'entrée et de noter la déviation « x », en intercalant en série avec la tension une résistance connue R, on note la nouvelle déviation « y », la résistance d'entrée de l'oscilloscope est alors déterminée par :

$$R_e = \frac{R \cdot y}{x - y}$$

si l'oscilloscope ne passe pas la composante continue, on peut utiliser une tension alternative de 50 Hz, selon la méthode précédente, en notant les tensions crête à crête.

• Capacité d'entrée : en attaquant l'entrée verticale par un signal carré à flancs bien nets de fréquence 10 kHz, avec la mise en série d'une résistance R de valeur 10 fois supérieure à la résistance d'entrée de l'oscilloscope R_e , on s'aperçoit que la capacité d'entrée C, intègre le signal comme le montre la figure 13-2.

La valeur de la constante de temps T_i : Permet de calculer C puisque :

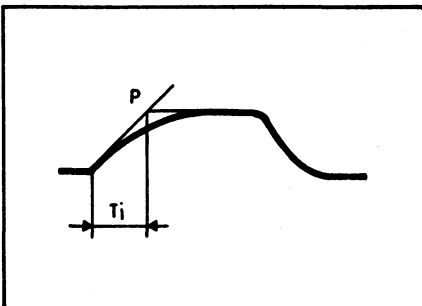


Fig. 13-2. — Mesure de la constante d'intégration de l'oscilloscope.

$$T_i = \frac{C R R_e}{R + R_e}$$

Cette mesure est grandement facilitée si l'on a la possibilité d'effectuer une photographie de l'oscillogramme, selon l'une des méthodes exposées chapitre 18.

- **Linéarité horizontale** : il suffit d'attaquer la déviation verticale de l'oscilloscope avec une tension de référence connue (oscillateur à quartz, par exemple) et de vérifier la régularité de l'espacement des traces horizontales.

- **Linéarité verticale** : en attaquant l'entrée verticale avec une tension en marche d'escalier, il suffit de vérifier la régularité des marches.

- **Alignement de la trace** : l'entrée verticale étant à la masse, s'assurer que la trace est parfaitement horizontale, qu'il n'y a ni déformation en forme de tonneau, ou de coussin, en déplaçant la trace verticalement de bas en haut.

- **Commutation des voies** : cette vérification s'effectue dans le cas d'un oscilloscope à deux voies disposant des modes « alterné » et « découpé » (ou chopped). Il faut utiliser une période de la base de temps assez faible, 0,5 s/division par exemple et une déviation verticale de l'ordre de 5 V/division.

- 1) Vérifier qu'en mode « découpé », les deux traces progressent ensemble sur l'écran et que leurs déplacements verticaux sont indépendants.

- 2) En mode « alterné » les deux traces sont alternativement présentes sur l'écran.

- **Réjection de mode commun** : certains oscilloscopes sont munis d'une entrée différentielle qui permet la visualisation de la différence ou de la somme des signaux présents à l'entrée des deux voies. La qualité du résultat obtenu dépend du taux de réjection en mode commun de cette entrée (CMRR). Pour l'apprécier, il suffit d'attaquer les deux voies A et B par un même signal carré et en phase de fréquence 1 kHz et d'amplitude 2 V, et d'utiliser une sensibilité verticale de 1 V/div. sur les deux voies A et B, la vitesse de balayage étant choisie de 1 ms/div., ensuite, il faut procéder comme suit :

- 1) Positionner les commandes adéquates pour avoir A + B, le signal doit occuper 4 divisions verticales sur l'écran (soit 4 V).

- 2) Effectuer A - B, seules les traces horizontales apparaissent.

- 3) Augmenter le signal d'entrée jusqu'à 10 V, la trace ne doit pas varier de plus d'une division, ce qui donne un CMRR d'environ 20 dB.

- **Déphasage du mode X - Y (ou LISSAJOUS).**

Attaquer les deux voies par le même signal sinusoïdal (donc en phase) de fréquence 50 kHz, et d'amplitude 50 mV ; positionner l'oscilloscope en mode « X - Y » ou « Lissajous », la trace doit être unique et sans « ouverture » notable au centre (< 0,4 division, soit 3°/50 kHz).

13-1-1. — COMMENT CHOISIR ET TESTER UN OSCILLOSCOPE EN 10 TESTS FONDAMENTAUX

Mis à part les tests que nous venons de voir, quelques contrôles préliminaires peuvent guider le choix d'un utilisateur futur. Les opérations qui sont décrites ici ont pour but d'aider l'utilisateur dans le choix de son oscilloscope et de le tester sans avoir recours à un matériel sophistiqué.

1^{re} étape :

La première des choses à faire est d'ouvrir l'instrument (en ayant, bien sûr, pris soin de le débrancher au préalable), ceci afin de juger la façon dont ce dernier a été construit. Pour une stabilité et fiabilité à long terme les cartes en fibre de verre sont préférables à celles qui utilisent des résines phénoliques. Les composants doivent être clairement identifiés. Le nombre de cartes doit être minimum ainsi que la quantité de câbles souples. Cer-

tains oscilloscopes permettent de vérifier rapidement l'ensemble de leurs alimentations. Il est évident que les règles habituelles de maintenance (accessibilité, interchangeabilité, réseau de SAV, support clientèle local...) sont à appliquer ici.

Les coûts de maintenance et d'entretien sont directement liés à ces paramètres. Bien que la fiabilité des tubes cathodiques ait été considérablement augmentée, il faut s'assurer de la garantie, toujours particulière, qui les couvre. Les grands constructeurs prévoient localement des systèmes automatiques de test et de calibration, qui permettent une vérification complète de l'instrument afin d'établir un procès-verbal de recette ou d'effectuer une maintenance préventive (surtout pour les oscilloscopes portables amenés à être utilisés sur le terrain).

2^e étape :

La deuxième étape consiste à refermer l'instrument, à le mettre sous tension et à positionner toutes ses entrées à la masse. Il s'agit alors de mettre le déclenchement sur la position automatique et d'ajuster la trace horizontale au centre de l'écran. Ce test doit faire apparaître une très faible déviation horizontale de la trace lorsque l'on passe en revue toutes les positions de l'atténuateur d'entrée.

La finesse de trace des oscilloscopes varie d'un modèle à un autre, mais l'ensemble des graticules possède à peu près la même largeur de graduations. Une vérification rapide consiste donc à évaluer la finesse de la trace en superposant cette dernière sur un trait horizontal du graticule interne. Avec les entrées à la masse et l'amplificateur vertical au maximum de sensibilité on peut ainsi visualiser le bruit interne de l'oscilloscope. Si la trace s'épaissit à hauteur de 1 à 2 dixième de division, le bruit interne est trop important.

3^e étape :

Ensuite la troisième étape, consiste à vérifier la non-linéarité horizontale en couplant à l'entrée de l'oscilloscope un générateur de temps par marqueurs (disponible chez les grands constructeurs). Les non-linéarités horizontales se manifestent au début du balayage et sont visualisées par des intervalles de temps non constants. (Déjà vu au chapitre précédent).

En déplaçant la trace de haut en bas du tube avec la commande de positionnement vertical, on vérifie ainsi que les intervalles de temps ne changent pas suivant la position verticale de la trace.

4^e étape :

La quatrième étape consiste à tester les fidélités de la représentation des formes d'ondes impulsionnelles et la qualité de la modulation de l'axe Z. On utilise pour ce test un générateur d'impulsions à haute fréquence et à temps de montée rapide (quelques nanosecondes). L'oscilloscope est mis à sa vitesse de base de temps maximum (ex : 5 ns/div.). Les aberrations dans la forme du signal carré apparaissent, principalement sur le front de montée de l'impulsion visualisée la plus à gauche, là où les bruits de non-linéarité de démarrage de la rampe de balayage sont les plus critiques.

Les aberrations sont agrandies si on utilise la commande d'expansion verticale " $\times 10$ " de la base de temps, quand elle existe.

Pour des vitesses de balayages très rapides avec des intensités lumineuses de la trace importantes, il est fréquent de voir le début du retour du spot. La modulation de l'axe Z est ainsi testée.

5^e étape :

Toujours en utilisant le même montage, c'est-à-dire un signal carré rapide sur l'écran, on va pouvoir procéder à la cinquième étape, qui consiste à vérifier que les conditions de déclenchement (trigger) sont indépendantes de la position de la trace sur l'écran. Pour ce

faire on va centrer le train d'impulsions et commuter l'entrée en position couplage continue (couple DC). On ajuste le niveau de déclenchement permettant une visualisation stable du signal sur l'écran. Le simple fait de déplacer la trace de haut en bas va nous permettre de déceler si le constructeur a bien placé le circuit de déclenchement au bon endroit. En effet, certains oscilloscopes voient leurs traces disparaître durant ce test, dès qu'on arrive en deçà du niveau de déclenchement sur l'écran.

6^e étape :

La troisième commande d'un oscilloscope la plus utilisée, après l'atténuateur et la base de temps, est certainement le niveau de déclenchement. Pour réaliser la sixième étape, on va visualiser un signal sinusoïdal sur l'écran. En jouant sur la commande de niveau de déclenchement, on doit être capable de déplacer la sinusoïde jusqu'à un quart de période. Si cela n'est pas réalisé, on peut être sûr que cet oscilloscope aura des difficultés à déclencher sur des fronts montants ou descendants.

En réalité, il ne sera capable de se déclencher que sur certaines portions de la sinusoïde, au moment du passage à zéro de celle-ci et non entre les maximas et minimas.

7^e étape :

Afin de pousser les circuits de déclenchement à la limite de leurs possibilités, on va procéder à une visualisation plein écran de la sinusoïde, de telle façon que celle-ci sorte des limites verticales.

En utilisant la commande de positionnement horizontal, on va ramener la valeur maximale de la sinusoïde dans les limites de visualisation de l'écran, cette opération ne doit pas faire disparaître momentanément ou complètement la trace.

Cette dernière manœuvre doit vous permettre également de vérifier l'amplitude du déplacement possible avec la commande de « position horizontale ». Certains oscilloscopes ne dépassent pas huit divisions alors que d'autres excèdent 10 divisions.

Une fois que le pic de la sinusoïde est isolé, on ajuste finement le niveau de déclenchement. Un bon circuit de déclenchement possède deux propriétés fondamentales, il déclenche correctement pratiquement jusqu'à l'endroit où la sinusoïde devient plate et lorsqu'il ne peut déclencher plus longtemps il s'arrête nettement. En fait, si le circuit de déclenchement a des performances moindres, il va sacrifier la sensibilité au bénéfice d'une coupure plus nette au déclenchement.

Ceci est très important, en effet si l'oscilloscope ne possède pas une coupure nette du déclenchement il peut sembler par exemple dans le cas d'étude de gigue d'un signal, que l'on visualise effectivement cette gigue alors qu'en fait c'est la gigue du circuit de déclenchement qui est visualisée.

8^e étape :

Utilisons maintenant l'oscilloscope lui-même afin de vérifier l'interaction entre ses circuits de balayage. Pour ce faire, on va ramener la sinusoïde à une amplitude de 4 à 5 divisions. Ensuite, mettre en action la surintensification de la deuxième base de temps recyclée sur sa plus grande vitesse. En déplaçant le potentiomètre 10 tours hélicoïdal de part et d'autre, l'intermodulation entre circuit de balayage va prendre la forme d'une modulation d'amplitude de la sinusoïde. Si les circuits de balayage ne sont pas correctement isolés, l'interférence due à la haute vitesse de la deuxième base de temps va amener la sinusoïde à changer de taille.

9^e étape :

La neuvième étape de ce test va nous permettre de mesurer les perturbations électromagnétiques. Bien sûr, ce test ne sera pas complet car dans ce domaine, les mesures précises demandent des appareils sophistiqués et une cage de Faraday. Nous utiliserons donc un récepteur portable accordé sur les grandes ondes, plus il sera bon marché meilleurs seront

les résultats. Il suffit de l'éteindre et de l'allumer en le déplaçant autour de l'oscilloscope, puis de comparer les effets obtenus. Pour améliorer leurs performances dans ce test, certains constructeurs préconisent l'emploi d'une grille très fine placée sur l'écran de l'oscilloscope à la place du filtre.

10^e étape :

La dixième et ultime étape de ce test consiste à regarder l'ergonomie de l'oscilloscope.

La première constatation est que les droitiers ont été privilégiés. Ceci est la constatation d'études en ergonomie montrant que la population est passée d'une répartition moitié-moitié au début du siècle entre droitier et gaucher à une répartition actuelle de 90 % de droitiers.

(A noter que ce phénomène affecte aussi les appareils photographiques d'oscilloscopes). De ce fait, la plupart des oscilloscopes actuels ont l'ensemble de leurs commandes positionnées à droite de l'écran. La disparition de nombreuses pièces mécaniques internes a d'ailleurs permis de regrouper d'une façon plus logique les commandes de l'oscilloscope, permettant ainsi à l'opérateur une utilisation plus facile. Il suffit de vérifier par exemple que si les commandes de l'amplificateur horizontale sont à gauche, le bras droit va masquer une bonne partie de l'écran.

L'ensemble de ces 10 tests ne se veut pas exhaustif, mais il va permettre de mieux choisir celui qui sera votre principal compagnon de travail pendant de nombreuses années.

Comme nous l'avons indiqué dans les chapitres précédents, il est important de bien identifier ces besoins en termes de :

- fréquence maximale de l'application
- phénomène unique ou répétitif
- visualisation avant le déclenchement
- nombre d'applications ou recherche d'instrument modulaire à tiroir
- environnement de l'utilisation (laboratoire ou terrain ?)
- nombre de traces nécessaires (en particulier pour applications en électronique numérique)
- mesure dans le domaine temps ou fréquence
- utilisation fréquente en XY ou Lissajous
- entrée 50 Ω indispensable ou non
- tension maximale utilisée
- sorties extérieures de l'oscilloscope, seront-elles utilisées pour commander d'autres instruments ?

Bien souvent les constructeurs sont conservateurs dans leurs spécifications, mais il faut tout de même vérifier les gammes de température voire d'altitude préconisées.

Les sondes doivent être résistantes. Une bonne sonde doit maintenir ces caractéristiques tout en tirant derrière elle l'oscilloscope !...

13-2. — PRÉLÈVEMENT DU SIGNAL À MESURER

Il faut utiliser un câble blindé, de façon à s'affranchir de signaux parasites extérieurs. L'utilisation d'une sonde évite de charger le point de contrôle par une capacité parasite. Il faut prendre garde au fait que la sonde divise la tension dans un certain rapport (généralement 10) et utiliser la bonne sonde en fonction du circuit à observer. (Voir chapitre 4).

• **Prise de masse :** elle est d'autant plus critique que le signal à observer est de fréquence et d'impédance élevées. Il faut qu'elle soit prise le plus près possible du point chaud où l'on capte le signal.

- Choix de l'impédance d'entrée de l'oscilloscope. Choisir l'entrée haute impédance (généralement $1\text{ M}\Omega/5\text{-}15\text{ pF}$) ou l'entrée basse impédance ($50\ \Omega$) en fonction du type de mesure à effectuer (voir § 3-12).

- Adaptation des sources : si l'on attaque un circuit par la sortie d'un générateur d'impédance Z , à l'aide d'un câble de même impédance caractéristique, il faut se rappeler que le générateur sera effectivement chargé sur son impédance caractéristique seulement si le câble est lui-même chargé sur cette même valeur d'impédance.

Cette remarque est d'autant plus vraie que les fréquences utilisées sont élevées. Sans cette précaution, la visualisation sera entachée d'erreurs dues au taux d'ondes stationnaires (TOS).

L'adaptation des sources est particulièrement importante car les résultats de l'observation peuvent être complètement faussés, par exemple la figure 13-3 montre un signal carré fourni par un générateur d'impédance caractéristique $50\ \Omega$ et attaquant l'entrée $1\text{ M}\Omega$ de l'oscilloscope, outre le fait que le niveau est le double de celui affiché sur le générateur, on constate une oscillation de dépassement (overshot) ; le fait de charger directement la sortie du générateur n'arrange pas grand chose, comme l'indique la figure 13-4, puisque si le niveau visualisé est correct, le dépassement subsiste. Enfin, si le câble est correctement chargé et que le prélèvement s'effectue sur cette charge, le signal visualisé est correct, comme l'indique la figure 13-5.

Fig. 13-3. — Signal carré fourni par un générateur sur une impédance élevée (entrée $1\text{ M}\Omega$).

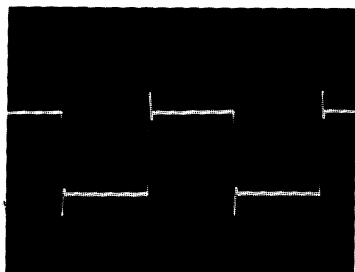
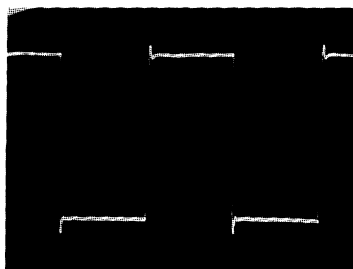
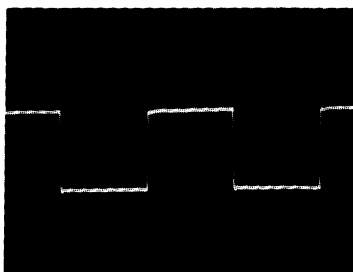


Fig. 13-4. — Idem à la figure 13-3 mais avec charge en sortie du générateur.

Fig. 13-5. — Idem à la figure 13-3 mais avec l'oscilloscope sur couplage $50\ \Omega$.



13-1-2. — RÉSUMÉ DES PRÉCAUTIONS PRÉLIMINAIRES

On peut résumer ce qui vient d'être dit de la façon suivante.

1) MESURES D'AMPLITUDE

Paramètres importants :

- fréquence de la source
- impédance de la source
- impédance d'entrée de l'oscilloscope + sonde
- sensibilité et bande passante de l'oscilloscope
- facteur de division de la sonde

Marche à suivre :

- utiliser la sonde qui possède l'impédance d'entrée la plus élevée à la fréquence de la source
- utiliser une source à faible impédance.

2) MESURES DE TEMPS DE MONTÉE

Paramètres importants :

- impédance de la source
- temps de montée de la sonde
- temps de montée de l'oscilloscope
- résistance et capacité d'entrée de l'ensemble oscilloscope-sonde
- terminaison de la source du signal
- charge résistive maximale acceptée par la source
- amplitude du signal

Marche à suivre :

- choisir un point de basse impédance pour placer la sonde
- choisir une sonde avec les plus faibles R_e et C_e
- la sonde doit permettre à une partie suffisante du signal d'entrer dans l'oscilloscope, de manière à pouvoir visualiser la montée de l'impulsion sur toute la hauteur de l'écran.

3) OSCILLOSCOPES AVEC ENTRÉE 50 OHMS

Certains types de mesures sont effectués de préférence par couplage capacitif, au lieu de couplage résistif. Ces mesures font partie du domaine de l'entrée 50 Ω , par exemple :

- temps de transition d'impulsion
- mesure de temps de propagation
- déphasage
- mesures d'amplitude d'ondes haute fréquence.

La résistance d'entrée peut être accrue, si nécessaire, à l'aide de sondes. L'entrée 50 Ω permet un faible taux d'ondes stationnaires et une réponse fidèle.

— **L'entrée 50 Ω de l'oscilloscope :**

elle nécessite une sonde active pour élever l'impédance d'entrée jusqu'à 1 M Ω . Si les sondes actives ont leurs avantages, elles présentent aussi quelques limitations.

- la tension d'entrée maximale sans sonde est relativement faible (5 à 10 V)
- on ne peut pas l'utiliser avec des sondes haute tension.

4) L'ENTRÉE 1 MEGOHM

- minimise les charges résistives, avec ou sans sonde
 - accepte des tensions d'entrée relativement élevées sans sonde
 - la capacité d'entrée peut être encore réduite en utilisant une sonde
 - bien adaptée aux mesures qui demandent une haute impédance d'entrée et qui ne sont pas sensibles aux charges capacitives (ex. ondulation des alimentations)
- par contre
- n'est pas une entrée optimale pour le fonctionnement en haute fréquence (mauvaise terminaison pour les sources 50 Ω à fréquence élevée, important taux d'ondes stationnaires)

Les effets de charge capacitive sont variables avec la fréquence et difficiles à cerner :

- atténuation de l'onde
- temps de transition plus lent, spécialement avec les sources haute impédance
- déphasage important quand deux sources ont des impédances internes différentes
- aux fréquences élevées, l'impédance d'entrée peut tomber au-dessous de 50 Ω .

13-3. — MESURE DE LINÉARITÉ EN MODE SINUSOÏDAL

Les signaux sinusoïdaux sont les plus couramment utilisés chaque fois qu'il s'agit d'effectuer des mesures de linéarité (amplificateur, filtre...), puisque, comme nous l'avons vu au chapitre 11, la sinusoïde ne comporte qu'une seule raie de fréquence. Si après passage dans un dispositif linéaire, la sinusoïde est déformée, c'est qu'il y a naissance de raies supplémentaires, donc le circuit présente des défauts de linéarité. Il y a de nombreuses sources de non linéarité dans les circuits électroniques dans les diodes et transistors, parce que le courant ne varie pas linéairement avec la tension ; également à cause de la limitation des bandes passantes et de la non linéarité des discriminateurs en FM...

Malgré son apparente simplicité, il y a quelques précautions à prendre en mode sinusoïdal :

- s'assurer que le signal à l'entrée du dispositif ne présente pas de défaut, bonne adaptation de la source tant en niveau qu'en impédance, s'assurer que si le signal croît à l'entrée il croît également sur l'écran de l'oscilloscope, dans ce cas la visualisation des deux traces facilite l'observation en utilisant soit le mode « alterné » soit le mode « haché » (voir chapitre 3). Avec l'un de ces deux modes, il faudra choisir le déclenchement optimal de façon à stabiliser les deux traces, (soit A, soit B, soit A et B).

- s'assurer qu'en l'absence de signal à l'entrée, rien n'apparaît en sortie, sinon le dispositif entre en oscillation spontanée, et il y a des résiduelles indésirables injectées dans l'alimentation...

- s'assurer que la sonde charge correctement la sortie du circuit à tester de façon à ce que le niveau observé sur l'écran corresponde à la réalité.

Remarque

Nous verrons au chapitre 14 que dans le cas d'une mesure de réponse aux transitoires, le mode sinusoïdal n'est pas suffisant et qu'on lui préfère le mode par salve (ou tone Burst).

13-4. — MESURE DE LINÉARITÉ EN MODE CARRÉ

Il est quelquefois intéressant même pour les circuits linéaires, d'utiliser des signaux carrés, du fait qu'ils comportent des raies de fréquences autres que la fondamentale (voir chapitre 11), de cette façon, la forme du signal donne un aperçu très rapide de la bande passante du circuit à tester, à condition, bien entendu de disposer de signaux carrés de bonne qualité. Il faut toutefois noter que dans le cas d'un signal isolé, le spectre de fréquence est d'autant plus grand que le temps de montée est bref et que le spectre est dit continu. Dans le cas d'un train d'impulsions, le spectre correspond aux harmoniques de la fréquence de répétition et le test ne s'effectue, bien entendu, qu'à ces dits harmoniques. Pour obtenir le mode de fonctionnement par impulsion isolée, la fréquence de récurrence doit être faible devant le temps de montée du signal, mais il faut se rappeler que les signaux carrés présentent beaucoup plus d'énergie à la partie inférieure de leur spectre et que la durée de l'impulsion utilisée doit être faible, par rapport à la période de la plus haute fréquence à transmettre par le circuit sous test.

En d'autres termes, plus la réponse en fréquence du circuit est grande, plus doit être faible la période du signal de test. Mais comme pour accroître l'énergie de ces fréquences basses du spectre de l'impulsion il faut augmenter son niveau, on risque de donner naissance au phénomène de dépassement (vu au chapitre 11) pour cette raison on préfère souvent utiliser les signaux carrés ou les signaux en marche d'escalier, on peut les fabriquer facilement à partir de l'un des montages décrits dans cet ouvrage, mais l'on peut également utiliser les générateurs d'impulsion ou de fonction du commerce, il en existe à tous les prix, en fonction de leurs performances. Comme avec des signaux sinusoïdaux, il y a quelques précautions à prendre, en particulier, il faut s'assurer que le niveau du signal carré n'est trop élevé et ne sature pas le circuit.

La principale raison de déformation des signaux carrés est due au déphasage de ses composantes, par rapport à la fondamentale, il y a lieu de vérifier si ce défaut est gênant dans l'application. Il n'est pas nécessaire et de faible intérêt, d'utiliser des signaux carrés de fréquences aussi faibles que la plus basse fréquence à transmettre, car dans ce cas, il s'écoule trop de temps entre deux fronts successifs, et non seulement la distorsion est difficile à voir sur l'écran à cause du balayage lent, entre autres, elle est inappréciable aux fréquences plus élevées à transmettre. Par exemple, une fréquence de 60 Hz sera suffisante pour un dispositif devant passer 1 à 2 Hz, par contre, si la fréquence des carrés est trop élevée et que les transitions du signal sont trop rapprochées par rapport à la bande à transmettre, il y a risque de dépassement du niveau (overshoot). Néanmoins, dans ce cas, la réponse reste facile à interpréter puisque seule la fondamentale et les harmoniques sont altérées en amplitude et en déphasage.

13-5. — MESURE DES TENSIONS

Différents cas de figures sont à envisager, selon que la tension est alternative et/ou continue, et que l'on désire connaître la valeur crête, moyenne... S'assurer tout d'abord que l'atténuateur de la voie verticale est sur la position étalonnée : généralement un voyant lumineux éteint indique cette position. Se reporter au § 13-1 pour s'assurer que l'on est dans de bonnes conditions de mesure.

Utiliser au moins 5 divisions du réticule entre chaque point de mesure, dans ce cas la précision obtenue est de l'ordre de $\pm 1\%$ de la pleine échelle.

13-5-1. — SIGNAL ALTERNATIF, MESURE CRÊTE À CRÊTE

Il faut tout d'abord choisir une ligne de référence, pour cela placer la commande de couplage d'entrée sur MASSE (GND) et positionner la trace en coïncidence avec une ligne horizontale ; ensuite la commande de couplage est mise sur la position alternative (AC) et l'atténuateur sur une position qui montre un signal sur environ 4 carreaux comme l'indique la figure 13-6, la valeur crête à crête est donnée par :

$$V_{cc} = \text{nombre de carreaux} \times \text{nombre de volts/divisions ici } 2 V_{cc} = 4 \times 0,5$$

13-5-2. — SIGNAL ALTERNATIF AVEC COMPOSANTE CONTINUE

Comme précédemment, le couplage d'entrée est mis à la masse et la trace en coïncidence avec une ligne de référence, pour faciliter l'observation, nous allons matérialiser cette référence par la trace de la voie inutilisée, les deux traces sont donc mises en coïncidence sur la même ligne horizontale. Le couplage d'entrée est placé sur continu (DC), ce qui donne l'oscillogramme de la figure 13-7, où l'on voit que si le signal crête à crête fait toujours 2 V, la présence de la composante continue de 0,5 V a décentré le signal d'autant et sa dynamique va maintenant de +0,5 V à +2,5 V, ce qui est important pour certaines applications, car la dynamique que peut accepter le circuit sous test doit tenir compte de ce décentrement.

Fig. 13-6. — Mesure d'une tension crête à crête. Ici, $0,5 \text{ V/division} \times 4 \text{ division} = 2 \text{ V}$ c. à c.

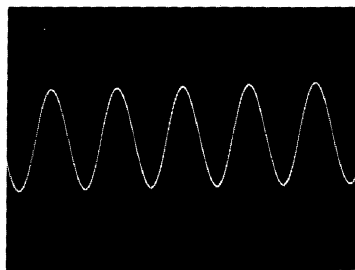
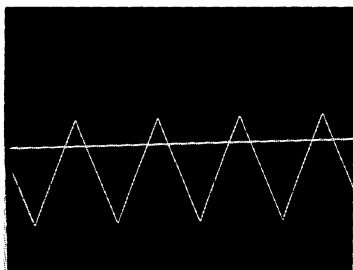
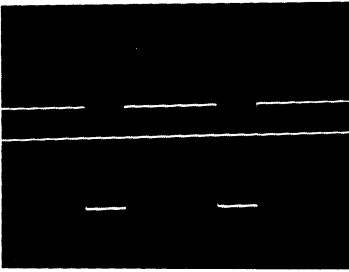


Fig. 13-7. — Mesure d'une tension avec composante continue de 0,5 V.

Nota : dans le cas où l'on désire éliminer la composante continue, il suffit d'effectuer directement la mesure avec l'entrée alternative de l'oscilloscope.

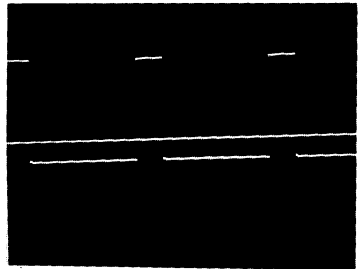
13-5-3. — MESURE D'UNE VALEUR MOYENNE

La ligne de référence est prise de la même façon que précédemment, mais le couplage d'entrée est mis sur alternatif (AC), ce qui donne l'oscillogramme de la figure 13-8, avec un rapport cyclique de 70 %, la valeur moyenne correspond à la distance entre la ligne de



◀ Fig. 13-8. — Mesure d'une valeur moyenne avec un rapport cyclique de 70 %. Soit $0,5 \text{ V/division} \times 0,9 \text{ division} = 0,45 \text{ V}$.

Fig. 13-9. — Mesure d'une valeur moyenne avec un rapport cyclique de 20 %. Soit $0,5 \text{ V/division} \times 2,9 \text{ divisions} = 1,45 \text{ V}$.



référence et le niveau inférieur du carré soit ici : $0,5 \text{ V/Division} \times 2,9 \text{ divisions} = 1,45 \text{ V}$. La valeur crête à crête est dans les deux cas : $0,5 \text{ V/Division} \times \text{divisions} = 2 \text{ V}_{cc}$. Comme nous l'avons vu au chapitre 11, cette valeur moyenne dépend du rapport cyclique et pour un rapport de 20 %, elle correspond à l'oscillogramme de la figure 13-9, soit environ : $0,5 \text{ V/Division} \times 0,9 \text{ division}$ soit $0,45 \text{ V}$.

13-5-4. — MESURE DE TENSION PAR COMPARAISON

Il faut disposer d'une tension de référence et dans ce cas la précision est indépendante de celle de l'oscilloscope, mais uniquement fonction de celle de la tension de référence (V_{ref}) utilisée. Tout d'abord la tension de référence attaque l'entrée verticale de l'oscilloscope et l'on s'arrange pour que la trace occupe exactement un nombre entier de divisions, en utilisant l'atténuateur calibré et le vernier ; il faut ensuite déterminer le facteur d'échelle (Fact) de la façon suivante :

$$\text{Fact} = \frac{\text{Niveau de référence } V_{ref}}{\text{Nombre de divisions} \times \text{Volt/division}}$$

Remplacer alors la tension de référence par la tension à mesurer et sans retoucher ce dernier, ajuster l'atténuateur pour obtenir une trace suffisante sur l'écran de : $Vos = \text{nombre de division} \times V/\text{division}$. Le produit de cette dernière valeur par le facteur d'échelle donne l'amplitude de la tension inconnue, soit par exemple :

$$V_{ref} = 40 \text{ v}$$

$$\text{Fact} = 1,3$$

$$Vos = 10 \text{ v (Vos correspond à la tension visualisée sur l'oscilloscope).}$$

$$\text{La tension inconnue est alors : } 1,3 \times 10 \text{ v} = 13 \text{ V}$$

13-5-5. — MESURE D'UN SIGNAL FLOTTANT

Il arrive quelquefois que le signal à mesurer ne soit pas référencé à la masse (sortie symétrique, par exemple), dans ce cas il faut utiliser l'entrée différentielle de l'oscilloscope. (A/B), voir § 13-5.

13-5-6. — MESURE DES TENSIONS CONTINUES

Il faut, là encore, déterminer la référence en plaçant le couplage d'entrée sur la position masse, ensuite, après avoir branché la tension à mesurer à l'entrée de l'oscilloscope, le placer sur continu, l'amplitude correspond donc au produit du nombre de divisions par la position de l'atténuateur (V/division).

13-6. — MESURES D'INTERVALLES DE TEMPS

Dans ce cas, c'est essentiellement l'axe horizontal et la commande du balayage qui va nous servir. D'une manière générale, ces mesures de temps sont effectuées avec une précision de l'ordre de $\pm 3\%$ de la pleine échelle, laquelle correspond à la position de la commande de la base de temps. Mais si l'on dispose d'un oscilloscope muni d'une base de temps retardée, cette précision peut être ramenée à moins de 1% , et si l'appareil utilisé comporte l'option « delta time » ou « intervalle de temps », la précision peut être de l'ordre de $\pm 0,6\%$ de la pleine échelle ; ces deux possibilités sont exposées respectivement aux §§ 5-2 et 3.

Dans ce qui suit, nous indiquerons les méthodes générales de mesures utilisées avec un oscilloscope courant.

13-6-1. — LARGEUR ET PÉRIODE D'UNE IMPULSION

Il faut se rappeler que ces mesures s'effectuent à mi-hauteur du signal comme l'indique la figure 13-10. Ceci est facilité par la ligne pointillée horizontale qui coupe l'écran en deux, on s'arrange donc pour positionner le milieu de l'amplitude sur cette ligne, la largeur de l'impulsion correspond donc à « t » et la période à « T » : ce qui donne :

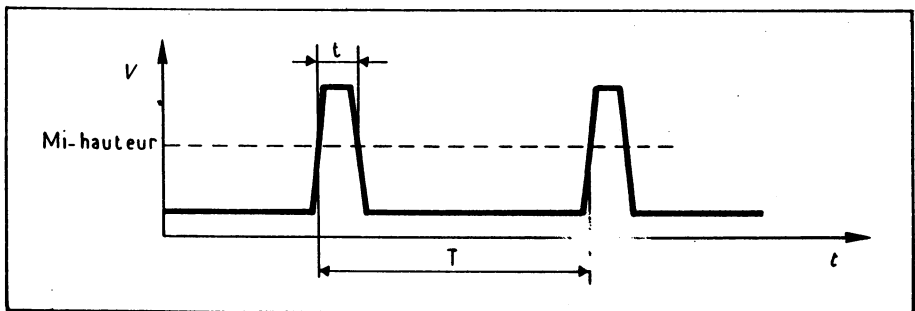


Fig. 13-10. — Longueur et période d'une impulsion.

« t » largeur = nombre des visions occupé est par « t » \times temps par division
 et « T » période = nombre de divisions occupé par $T \times$ temps par division.

De la période nous pouvons déduire la fréquence :

$$F = \frac{1}{T}$$

13-6-2. — LARGEUR ET PÉRIODE D'UN CARRÉ

Le principe est exactement le même, mais en plus on peut déterminer le rapport cyclique :

$$\text{rapport cyclique} = \frac{t}{T}$$

13-6-3. — MESURE DES TEMPS DE TRANSITION

Comme nous l'avons vu au chapitre 11, les temps de montée ou de descente se mesurent habituellement entre 10 % et 90 % de l'amplitude maximale. Il faut donc s'arranger pour faire coïncider le haut et le bas du signal, respectivement sur les repères 0 % et 100 % du réticule. Pour faciliter ce réglage il n'est pas nécessaire d'utiliser la commande « calibrée » de l'atténuateur, car il est plus facile d'utiliser le vernier. La visualisation sera facilitée en réglant la base de temps sur une vitesse qui permette une bonne représentation du front comme l'indique la figure 13-11. La durée du front est alors donnée par $T_m = \text{nombre de divisions} \times \text{position temps/division}$. Il faut se rappeler que si le temps de transition à mesurer est voisin de celui de l'oscilloscope ou tout au moins lui est 4 fois supérieur, il faut effectuer la correction :

$$T \text{ transition réelle} = \sqrt{t^2 \text{ mesure} - T^2 \text{ oscilloscope}}$$

par exemple, si le temps mesuré entre 10 % et 90 % est de 7,5 ns et celui de l'oscilloscope 3,5 ns, le temps de montée réelle de l'impulsion est :

$$\sqrt{7,5^2 - 3,5^2} = 6,6 \text{ ns.}$$

La figure 13-11 montre le temps de montée d'un carré de fréquence 1 MHz (0,05 ns/Division). Comme on le voit, il est très difficile d'apprécier avec précision ce

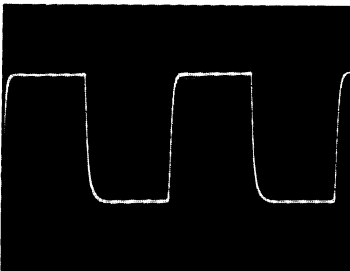


Fig. 13-11. — Temps de transition d'un signal de 1 MHz. 0,05 μ s/division.

Fig. 13-12. — Idem à la figure 13-11 mais avec l'expansion par 10.

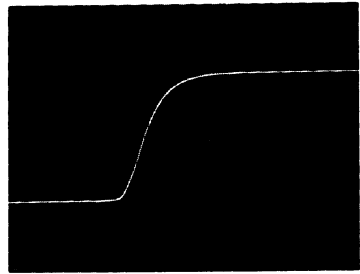
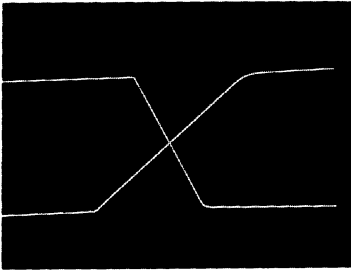


Fig. 13-13. — Idem à la figure 13-11 mais avec l'option « Δ time ».

temps que l'on peut estimer occuper environ 0,2 division entre 10 % et 90 % de la hauteur, ce qui avec $0,05 \text{ ns} \times 0,2 = 10 \text{ ns}$. Avec la représentation de la figure 13-12, c'est déjà plus facile, car on a utilisé l'expansion par 10 de la base de temps, cette fois l'on peut estimer que le temps de montée occupe 1,6 divisions soit : $1,6 \times 0,005 \text{ ns} = 8 \text{ ns}$. La figure 13-13, montre ce que l'on obtient en utilisant un oscilloscope comportant l'option « ΔTIME », (voir chapitre 5), dans ce cas le multimètre indique 8,42, ce qui procure encore une augmentation de la précision de 15 %.

13-6-4. — COMMUTATION DE TRANSISTORS

Il est intéressant de voir le retard qu'il y a entre le signal d'entrée et celui de sortie d'un transistor, bloqué ou saturé. Les figures 13-14 à 17 donnent les principes utilisés pour des transistors PNP et NPN et les figures 13-19 à 27 les oscillogrammes correspondants. A noter que dans le cas des PNP, le « 1 » logique est au potentiel négatif et le « 0 » au potentiel positif, on dit que la logique est inversée. En outre, les transistors NPN transmettent mieux les fronts négatifs et les PNP les fronts positifs. La figure 13-18 montre le montage réellement utilisé pour les relevés d'oscillogrammes. On voit que la résistance R_b

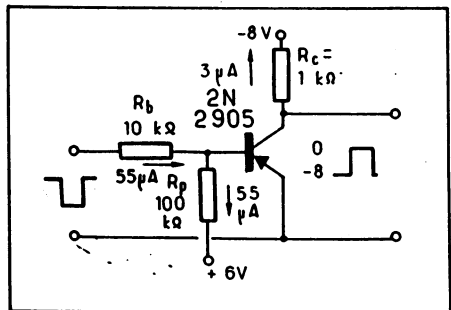


Fig. 13-14. — Inverseur à transistor p n p entrée 0 → bloqué → sortie 1.

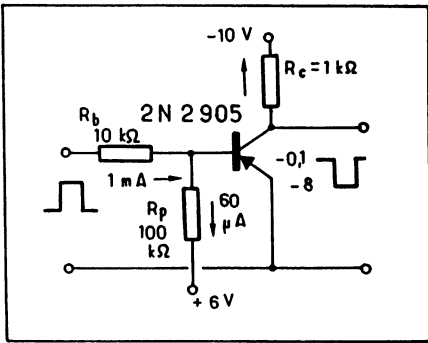


Fig. 13-16. — Inverseur à transistor *n p n* entrée 0 — bloqué — sortie 1.

Fig. 13-15. — Inverseur à transistor *p n p* entrée 1 — saturé — sortie 0.

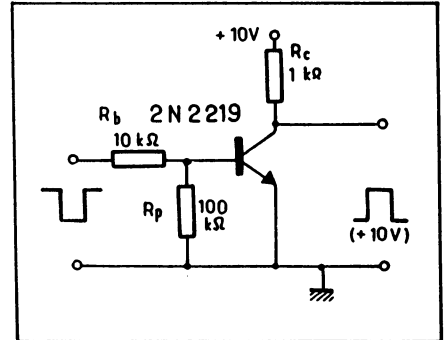


Fig. 13-17. — Inverseur à transistor *n p n* entrée 1 — saturé — sortie 0.

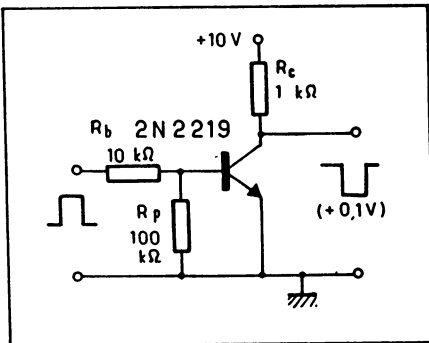


Fig. 13-18. — Montage pour la réalisation des figures 13-13 à 16.

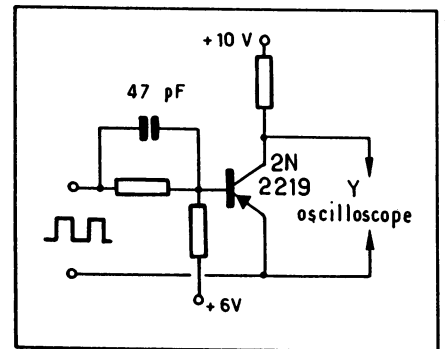


Fig. 13-19. — Fréquence d'entrée 30 kHz *p n p* trace supérieure ; synchro sur signal d'entrée, trace médiane ; *n p n* trace inférieure ; 0,5 ns/division.

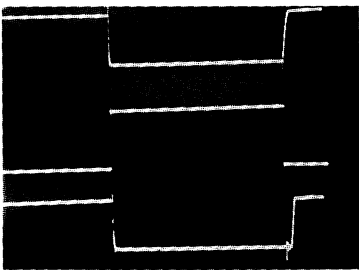
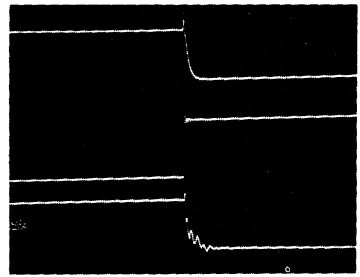
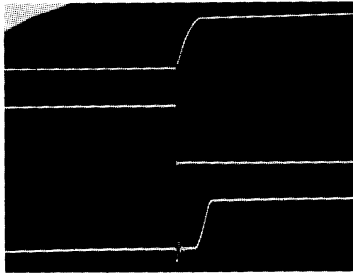
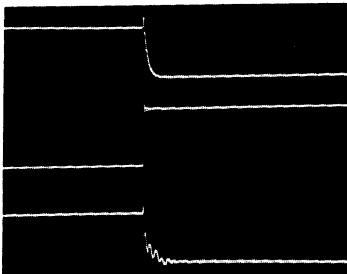
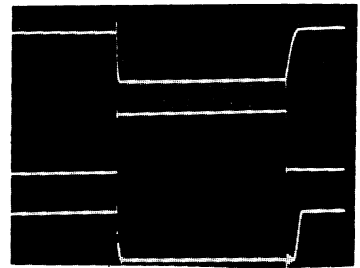


Fig. 13-20. — Identique à 13-19, mais détail du front de montée avec base de temps multipliée par 10. ▶



◀ Fig. 13-21. — Identique à 13-19, mais détail du front de descente.

Fig. 13-22. — Fréquence d'entrée 100 kHz. PNP trace supérieure. Synchro sur signal d'entrée, trace du milieu. NPN trace inférieure. 2 ns/division. ▶



◀ Fig. 13-23. — Identique à 13-22, mais détail du front de montée avec base temps multipliée par 10.

est shuntée par un condensateur de 47 pF de façon à faciliter l'établissement du courant de base, donc à améliorer le temps de montée du signal de sortie qui passe ainsi de 400 ns à 100 ns. Le temps de descente est d'autant plus long que le temps de recombinaison des porteurs de charge est important. Sur chacune des figures 13-19 à 27, la trace du milieu correspond à la visualisation du signal de déclenchement extérieur qui est le signal carré de commande et la trace supérieure, aux circuits PNP, la trace inférieure correspond aux NPN. Les figures 13-19 à 21 correspondent à un signal carré d'entrée de 50 kHz, on voit donc figure 13-19 que pour un signal de commande haut les deux sorties sont basses.

— La figure 13-20 montre le détail de la transmission du front de montée, il est d'environ 1 ns pour le PNP et négligeable pour le NPN.

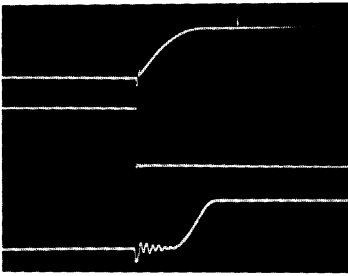


Fig. 13-25. — Effet de la capacité de base sur la transmission du front de descente. ▶

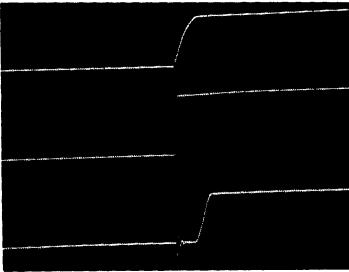
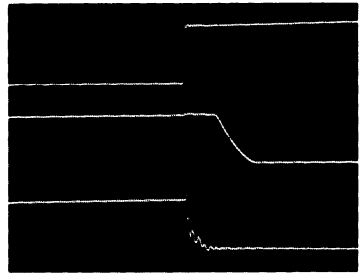
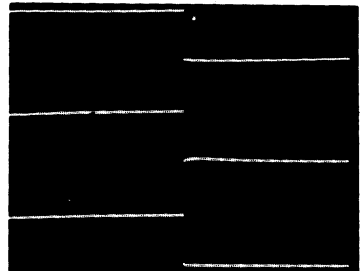


Fig. 13-27. — Effet d'une erreur de synchronisation sur la transmission du front de descente. ▶

◀ Fig. 13-24. — Identique à 13-23, mais détail du front de descente.



◀ Fig. 13-26. — Erreur de synchronisation sur la transmission du front de montée.



— La figure 13-21, donne le détail de la transmission du front de descente, il est de 2 ns pour le PNP et le NPN, mais dans le cas du NPN, il y a un retard d'environ 3 ns au déblocage du transistor, ce qui allonge la transmission de la transition. La figure 13-22 correspond à la transmission de signaux de fréquence 100 kHz. La figure 13-23 donne le détail de la transmission du front de montée, là encore le NPN le transmet plus rapidement. La figure 13-24 montre la transmission du front de descente, lequel s'effectue en 7 ns pour le PNP et 4 ns pour le NPN, mais là encore avec un certain retard que l'on peut réduire considérablement avec la capacité shuntant la résistance de base comme l'indique la figure 13-25. A noter deux anomalies sur cet oscillogramme :

1) — Synchronisation sur la sortie du NPN, au lieu du signal d'entrée, on constate donc un niveau bas en sortie de ce dernier, alors que le niveau est également bas sur son entrée.

2) Un mauvais réglage de la synchronisation qui fait apparaître un allongement du signal d'entrée. Par contre, la transmission des transitions est améliorée grâce à la capacité de 47 pF qui permet aux charges de se recombinaison plus rapidement. Les figures, 13-26 et, 27 montrent les mêmes anomalies de synchronisation puisque les sorties des transistors sont aux mêmes niveaux que les entrées correspondantes. Ceci montre qu'il faut faire très attention aux problèmes de synchronisation, ainsi qu'au décalage de la trace (Fig. 13-25) surtout si l'on passe en base de temps multipliée par 10.

13-6-5. — TEMPS DE RECOUVREMENT INVERSE D'UNE DIODE

Cette caractéristique est importante, car elle limite les performances des circuits utilisant des diodes (ponts, modulateur...). Une diode ne peut passer instantanément de l'état passant à l'état bloqué pour les mêmes raisons que celles évoquées pour les transistors (cf. § 6-4)). La figure 13-28 donne le principe du montage à réaliser pour mesurer ce temps et la figure 13-29, la forme d'onde. T_m , correspond au temps d'inversion de la tension de commande, et T_{rec} au temps nécessaire à la recombinaison des porteurs.

T_d est le temps nécessaire à la diode pour se bloquer, il dépend de sa capacité parasite. La somme de ces temps est le temps de recouvrement de la diode, il est de l'ordre de la microseconde, voire inférieur à la nanoseconde pour les diodes PIN et SCHOTTKY. Les figures, 13-30 et 31 montrent l'oscillogramme obtenu avec une diode signal et avec une diode de redressement de puissance.

Fig. 13-28. — Principe de la mesure du temps de recouvrement d'une diode.

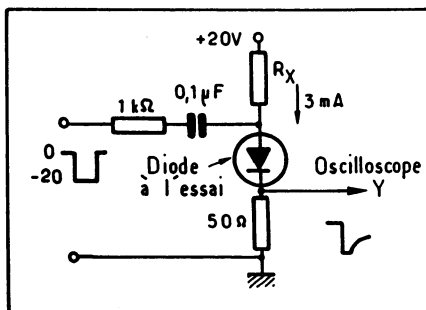
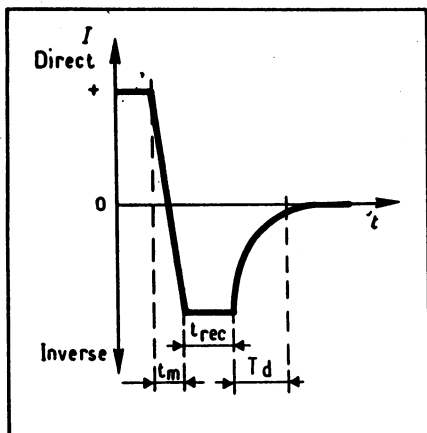
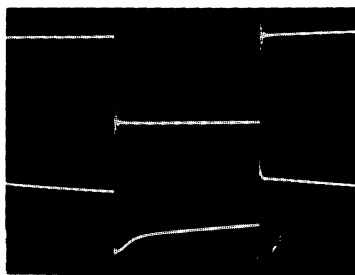


Fig. 13-29. — Chronogramme du temps de recouvrement.

Fig. 13-30. — Temps de recouvrement d'une diode signal pour une entrée de 125 kHz, 1 μs/division.



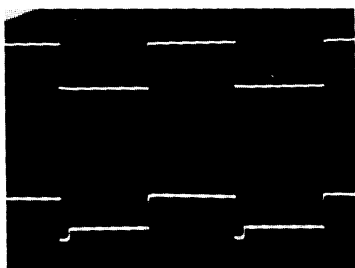


Fig. 13-31. — Temps de recouvrement d'une diode de puissance pour un signal d'entrée de 2 kHz, 0,1 ms/division.

T_d est le temps nécessaire à la diode pour se bloquer, il dépend de sa capacité parasite. La somme de ces temps est le temps de recouvrement de la diode, il est de l'ordre de la microseconde, voire inférieur à la nanoseconde pour les diodes PIN et SCHOTTKY. Les figures, 13-30 et 31 montrent l'oscillogramme obtenu avec une diode signal et avec une diode de redressement de puissance.

13-6-6. — TEMPORISATION

La figure 13-32, donne le principe d'un schéma simple de temporisation à l'enclenchement, le condensateur C se charge à travers R, ce qui détermine le retard $t = RC$, quand la tension atteint la valeur de zener, le transistor est saturé et le collecteur passe de $-V$ à 0. La figure 13-33 montre un retard à l'enclenchement d'environ 0,6 ns (trace inférieure), par rapport au signal de commande de la trace supérieure. La trace centrale montre la charge et la décharge du condensateur, on voit donc que la transition ne s'effectue qu'après la charge presque complète du transistor qui vient débloquent la diode zener. La figure 13-34 est une temporisation au désenclenchement, dans ce cas, à l'apparition d'une tension négative, C se charge très rapidement à travers R, à la disparition de la tension, le condensateur ne peut se décharger que dans la base du transistor, prolongeant ainsi son temps de saturation de $\theta = C_o (R + R_{base})$. La figure 13-35 montre un retard au déclenchement d'environ 0,9 ms (trace inférieure), par rapport au signal de commande, (trace supérieure). La trace centrale montrant le cycle de charge et de décharge du condensateur. Il faut noter que dans ces deux cas le rapport cyclique a été modifié. Si l'on désire disposer de temporisation plus évolués, on peut utiliser un circuit intégré, par exemple le 555 bien connu, comme le montre la figure 13-36 ; la temporisation est ajustable de 1 à 60 s par le potentiomètre et l'on peut connecter deux charges, indiquant chacune l'état du temporisateur.

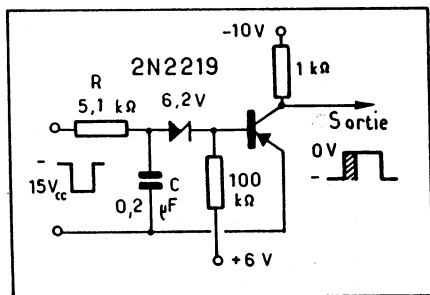


Fig. 13-32. — Temporisation à l'enclenchement.

Fig. 13-33. — Oscillogramme correspondant à la figure 13-32. Signal d'entrée, trace supérieure 1 kHz. Charge du condensateur, trace centrale. Transmission de la transition, trace inférieure. 0,2 ms/division.

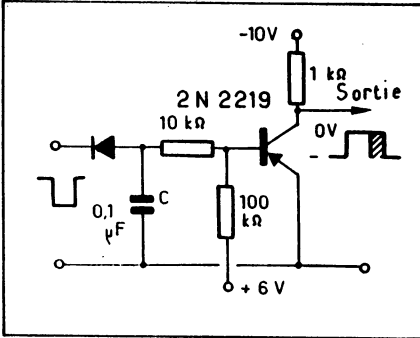
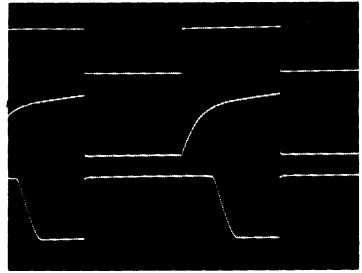


Fig. 13-34. — Temporisation au déclenchement.

Fig. 13-35. — Oscillogramme de la figure 13-34. Signal d'entrée, trace supérieure, 1 kHz. Charge et décharge du condensateur, trace centrale. Transmission de la transition, trace inférieure. 0,2 ms/division.

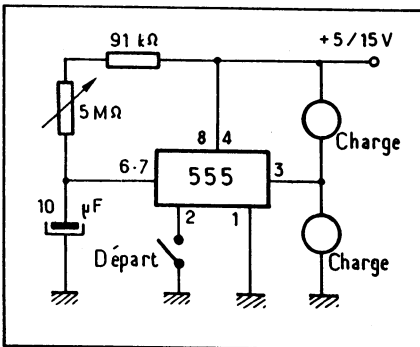
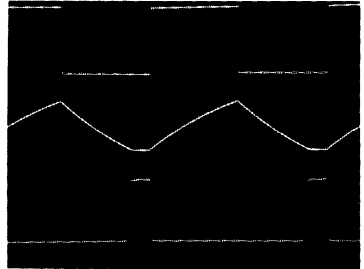


Fig. 13-36. — Temporisation à circuit intégré réglable de 1 à 60 s.

• **Mesure de la durée du retard d'un temporisateur.** La figure 13-37, montre le principe d'une telle mesure ; le déclenchement de l'oscilloscope se fera sur le front avant si le retard est à l'enclenchement et sur le front arrière si le retard est au désenclenchement. L'essai consiste à vérifier la variation du retard en fonction de l'amplitude du phénomène qui le commande (capteur, interrupteur...).

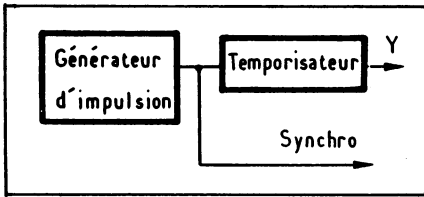


Fig. 12-37. — Mesure du retard d'un temporisateur.

• **Mesure de l'accumulation des retards.** Pour des fonctionnements répétés d'un temporisateur, il arrive que la durée du retard s'allonge, le montage de la figure 12-37 permet également de faire cette mesure. La temporisation étant ajustée à son maximum, on déclenche le fonctionnement avec des périodes de plus en plus courtes en notant chaque fois la durée.

13-7. — MESURE DE PHASE

Il y a deux méthodes pour faire des mesures de phase avec un oscilloscope :

1) Ou bien l'on utilise les deux voies verticales et par superposition des traces, on peut apprécier le déphasage, mais dans ce cas, il faut choisir la synchronisation sur l'un ou l'autre signal et si les sources sont différentes, il y a risque d'instabilité due à la rotation de la phase de l'une des sources par rapport à l'autre. Si l'on se synchronise sur les deux voies à la fois, l'on risque de remettre les deux signaux en phase, et il n'y a plus de mesure possible. Cette méthode de comparaison est plus souvent utilisée dans le cadre de circuits logiques, puisque dans ce cas, l'origine des différents signaux à comparer vient d'une horloge identique et l'inconvénient précédent n'est pas à craindre. Néanmoins, en stabilisant en phase les deux sources on peut effectuer une telle mesure, comme l'indique la figure 13-38, pour 0,5 ms/division, la période est d'environ $2,8 \times 0,5 \text{ ms} = 1,4 \text{ ms}$ pour 360° , le déphasage étant ici d'environ 0,2 division soit $0,2 \cdot 0,5 \text{ ms} = 0,1 \text{ ms}$, une simple règle de trois donne le déphasage

$$\frac{360^\circ \cdot 0,1}{1,4} = 25^\circ$$

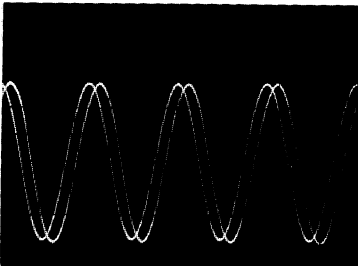


Fig. 13-38. — Déphasage voisin de 25° entre deux signaux. 0,5 ms/division.

2) La deuxième méthode utilise la méthode des figures de « LISSAJOUS », pour cela les deux sources attaquent, l'une l'entrée verticale et l'autre l'entrée horizontale de l'oscillos-

cope. Sur les instruments modernes comportant deux voies, il suffit de se brancher sur chacune d'elles et d'enclencher la commande de « LISSAJOUS » souvent indiquée « AvsB » (1). Dans ce qui suit, nous allons voir ce qui se passe en présence de signaux déphasés, pour cela il faut disposer de deux sources de signaux déphasables, l'une par rapport à l'autre, mais également stable l'une par rapport à l'autre.

Fig. 13-39. — Circuit de déphasage variable jusqu'à 180°.

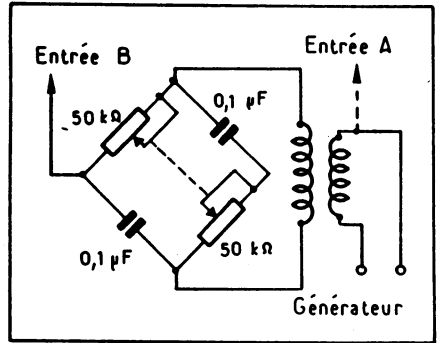


Fig. 13-40. — Circuit déphaseur limité à environ 90°. Pour R max., déphasage max.

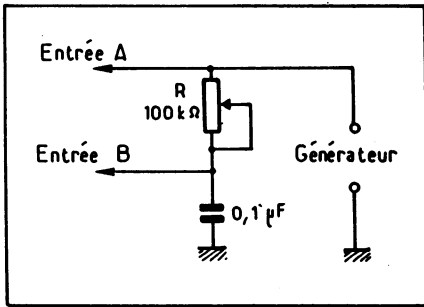
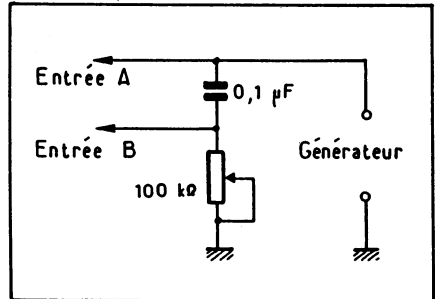
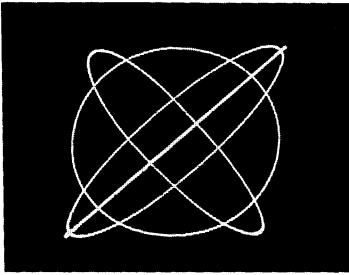


Fig. 13-41. — Circuit déphaseur limité à 90°. Pour R min., déphasage max.

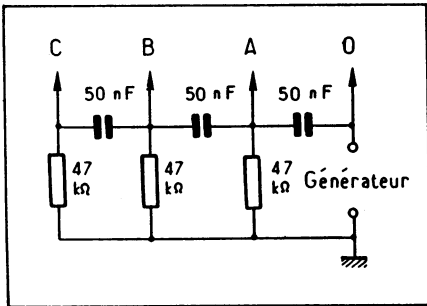


Bien qu'il existe des générateurs de fréquence délivrant des signaux déphasables, nous allons utiliser un montage très simple comme celui de la figure 13-39, ne mettant en œuvre que quelques composants ; ce montage a l'avantage de délivrer des signaux déphasés d'amplitude constante, ce qui n'est pas le cas des schémas plus simples des figures, 13-40 et 41 qui sont limités à des déphasages de l'ordre de 90°, mais ne nécessitent pas de transformateur ; ces montages peuvent être alimentés par un générateur de fréquence quelconque. Pour la figure 13-40, le déphasage maximum correspond à la résistance la plus élevée, alors que dans le cas du montage de la figure 13-41, celui-ci correspond à la résistance la plus faible. L'oscillogramme de la figure 13-42 montre les différents déphasages obtenus, il est à noter que sur cette figure il y a autant d'exposition du film photographique (voir § 4) qu'il y a de traces, mais le réticule ne doit être éclairé que pour une seule. Pour terminer, la figure, 13-43 montre un circuit déphaseur à trois cellules qui est souvent utilisé comme circuit de contre-réaction, pour transformer un amplificateur en oscillateur,

(1) AvsB = A versus B = A par rapport à B.

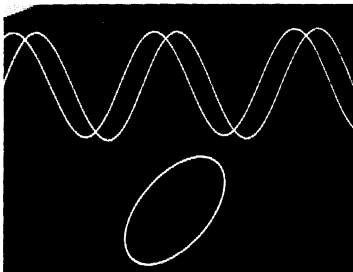
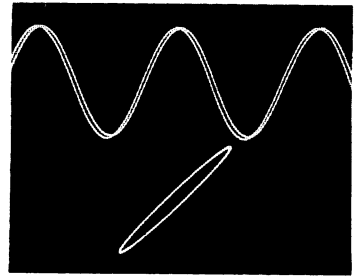


◀ Fig. 13-42. — Déphasage obtenu avec le circuit de la figure 13-39. Trace oblique : signaux en phase. 1^{re} ellipse : déphasage de 45°. Cercle : signaux en quadrature. 2^e ellipse : déphasage de 135°.



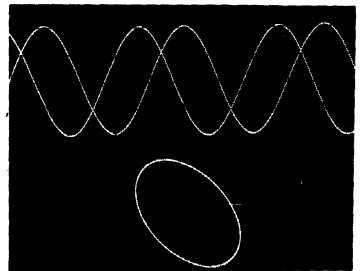
◀ Fig. 13-43. — Déphasage à 3 cellules.

► Fig. 13-44. — Déphasage entre O et A, environ 20°.



◀ Fig. 13-45. — Déphasage entre O et B, environ 70°.

► Fig. 13-46. — Déphasage entre O et C, environ 120°.



puisque la dernière cellule déphase d'environ 120° et fait entrer l'amplificateur en réaction à la fréquence qui amène le déphase à 180° (T voisin de R.C.).

Les oscillogrammes des figures 13-44 à 46 montrent les déphasages obtenus entre le signal d'entrée et les trois points A, B et C, la trace du haut compare les deux signaux, tandis que la trace du bas montre le Lissajous correspondant.

13-8. — MESURE DE TOS (OU VSWR) (1) TAUX D'ONDES STATIONNAIRES

Une ligne mal adaptée présente du TOS, c'est-à-dire que toute l'énergie transmise n'est pas absorbée par la charge, mais une partie est réfléchiée et retourne vers la source, ce qui provoque des perturbations. Ce taux est défini par :

$$\text{TOS} = \frac{V_{\text{mas}}}{V_{\text{min}}} \text{ c'est-à-dire } \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|}$$

expression dans laquelle ρ est le coefficient de réflexion lui-même défini par le rapport de l'onde réfléchiée sur l'onde directe, ce qui peut également s'exprimer par

$$\frac{Z - Z_c}{Z + Z_c} = \rho, \text{ expression dans laquelle } Z \text{ est l'impédance de charge de la ligne}$$

et Z_c son impédance caractéristique.

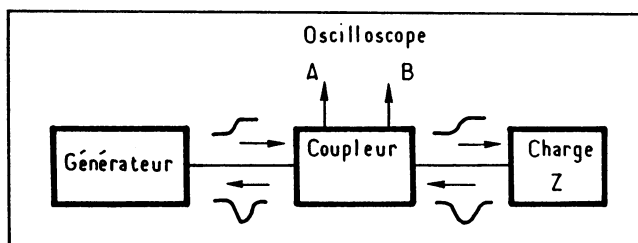


Fig. 13-47. — Mesure du taux d'ondes stationnaires.

Cette mesure rentre dans le cadre de la réflectométrie qui a été exposée au chapitre 7, néanmoins le principe d'une telle mesure est indiqué figure 13-47. Le coupleur à bolomètre est un dispositif sensible soit à l'onde aller, soit à l'onde retour.

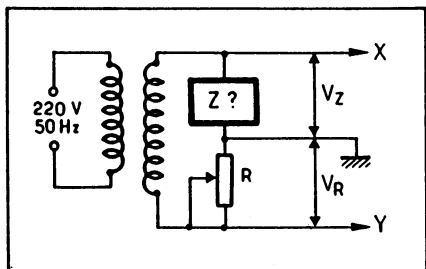
13-9. — MESURE D'IMPÉDANCE

La figure 13-48 donne le principe d'une telle mesure, qui est intéressante aux basses fréquences pour des fortes valeurs de capacité et de self. Il faut tout d'abord tarer les deux voies de l'oscilloscope en les réunissant sur le même point du secondaire du transformateur. Ensuite on superpose les deux traces, en jouant sur leurs réglages de gain et de positionnement, en passant en Lissajous, on obtient une droite parfaitement inclinée à 45° .

(1) VSWR = Voltage standing wave ratio = Taux d'ondes stationnaires

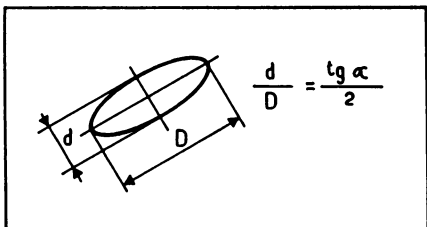
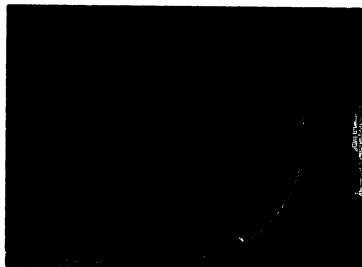
S'il y a un léger dédoublement de la trace au centre, cela signifie que les deux voies ne déphasent pas de la même valeur chacune. En mettant une self à la place de Z, nous obtenons une ellipse à grand axe horizontal ou vertical. Etant donné que, à 50 Hz, le facteur de perte de la capacité est négligeable, le déphasage entre les deux voies est de 90°. En faisant varier R, l'ellipse se transforme en cercle, comme l'indique la figure 13-49, et la valeur de C peut se déduire de

$$F = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ par exemple avec } R = 32 \text{ K on trouve } C = 0,1 \mu\text{F, puisque } F = 50 \text{ Hz.}$$



◀ Fig. 13-48. — Principe de la mesure d'impédance.

Fig. 13-49. — Ellipse avec un condensateur. ▶



◀ Fig. 13-50. — Ellipse avec une self-induction.

En remplaçant maintenant Z par une self, nous obtenons une ellipse inclinée comme l'indique la figure 13-50 ; en faisant varier R pour obtenir un cercle, la valeur de la self se déduit de $L\omega = R$, par exemple, avec $R = 2\,400 \Omega$, on trouve $L = 7,7 \text{ H}$, puisque $\omega = 2\pi F$, (avec $F = 50 \text{ Hz}$). La résistance ohmique « r » de la self, peut également être déterminée en faisant le rapport des deux axes de l'ellipse :

$$\frac{d}{D} = \frac{\text{Tg}\alpha}{2}, \text{ d'où l'on peut déduire } r, \text{ puisque } \text{tg}\alpha = \frac{Z}{r}, \text{ d'où } r = \frac{Z}{\text{tg}\alpha}.$$

Bien entendu, de telles mesures d'impédance sont plus faciles à réaliser au pont, mais ici l'on visualise simultanément les éléments résistifs et réactifs, ce qui est très commode pour effectuer des comparaisons de ces composants.

13-10. — MESURES DE FRÉQUENCE

Il faut disposer d'une fréquence étalon, de préférence un oscillateur à quartz en enceinte thermostatée qui présente une stabilité de fréquence de l'ordre de $10^{-9}/24$ H, ou bien d'un montage plus simple comme celui de la figure 13-51 qui lui, possède une stabilité de l'ordre de 10^{-5} et met en œuvre un amplificateur opérationnel LM 311 (1).

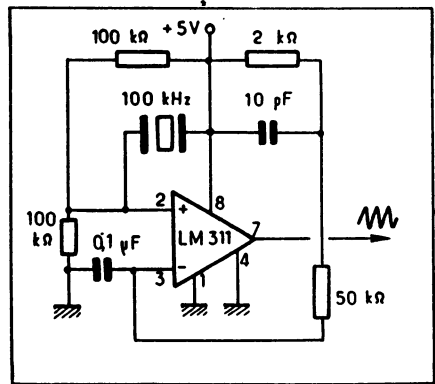


Fig. 13-51. — Oscillateur à quartz à circuit intégré LM 311.

Cet oscillateur présente l'inconvénient de ne fonctionner que sur une seule fréquence, l'idéal est donc de disposer d'un générateur synthétiseur de fréquence comme par exemple celui décrit au chapitre 15.

13-10-1. — MÉTHODE DU LISSAJOUS

Les deux fréquences sont appliquées aux deux voies de l'oscilloscope qui fonctionnent en mode Lissajous, la fréquence de référence étant en X et l'autre en Y. En comptant « n » le nombre de sommets obtenus sur la figure, on détermine le rapport entre les deux fréquences

$$n = \frac{\text{Finconnue}}{\text{Fréférence}}$$

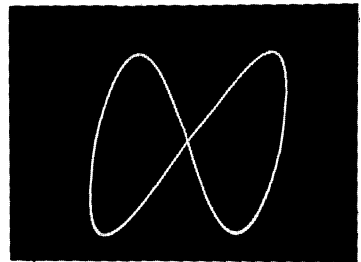
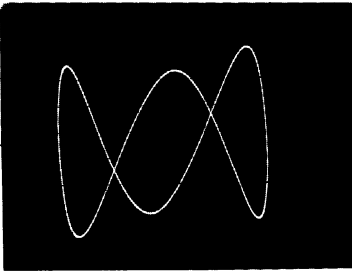


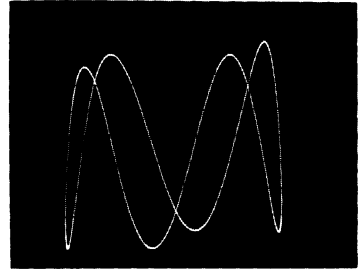
Fig. 13-52. — Deux fréquences de rapport $n = 2$.

(1) Le circuit LM 311 est décrit en annexe 20-14



◀ Fig. 13-53. — Deux fréquences de rapport $n = 3$.

Fig. 13-54. — Deux fréquences de rapport $n = 4$. ▶



◀ Fig. 13-55. — Deux fréquences de rapport $n = 5$.

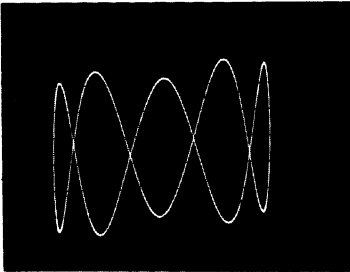
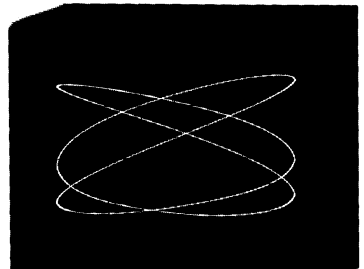


Fig. 13-56. — Deux fréquences de rapport $n = 2/3$. ▶



◀ Fig. 13-57. — Deux fréquences de rapport $n = 5/3$.

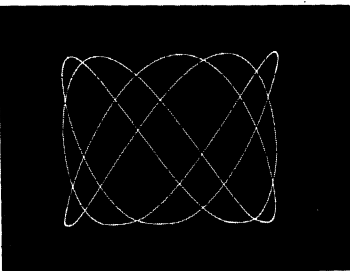
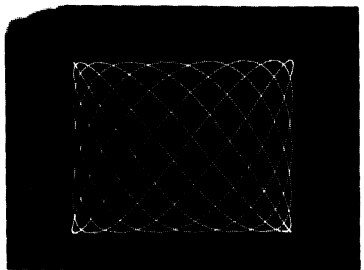


Fig. 13-58. — Deux fréquences de rapport $n = 8/5$. ▶



Cette mesure est relativement facile pour des rapports entiers ne dépassant pas 10, à condition que la phase des deux sources soit assez stable, comme l'indiquent les figures 13-52 à 58.

Pour des rapports de fréquences fractionnaires, il faut tracer une tangente horizontale et verticale sur la figure obtenue et effectuer le rapport :

$$\frac{F_{\text{inconnue}}}{F_{\text{référence}}} = \frac{\text{nombre de sommets horizontaux}}{\text{nombre de sommets verticaux}}$$

13-10-2. — CERCLE MODULÉ EN AMPLITUDE

Le montage est conforme à la figure 13-59. Un pont déphaseur tel que celui déjà utilisé au § 13-7 produit un cercle qui est modulé par la fréquence inconnue. Puisque appliqué à la deuxième diagonale du pont, ce qui déséquilibre ce dernier dans le rapport des deux fréquences.

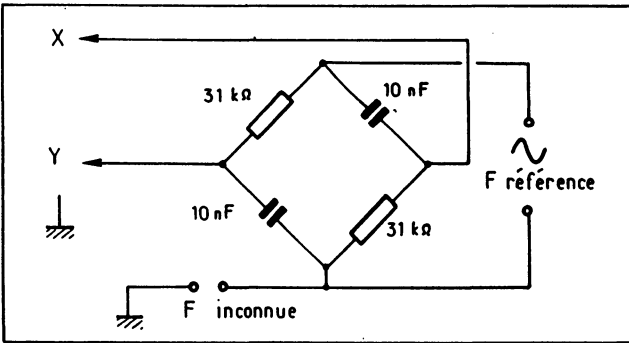
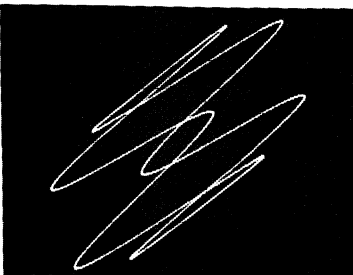
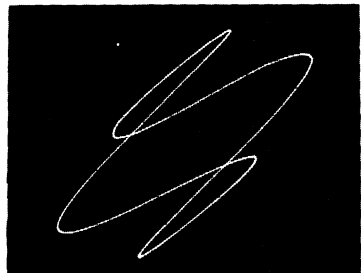
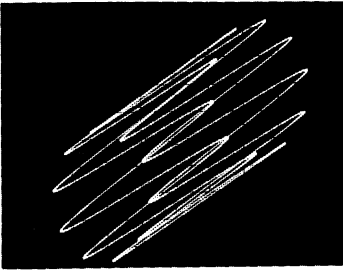


Fig. 13-59. — Principe du cercle modulé en amplitude.

Fig. 13-60. — Deux fréquences de rapport $n = 3$. ▶

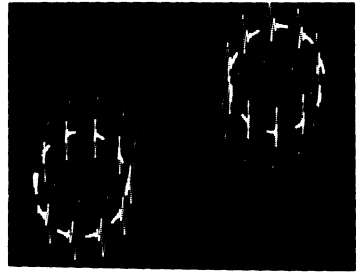


◀ **Fig. 13-61. — Deux fréquences de rapport $n = 5$.**



◀ Fig. 13-62. — Deux fréquences de rapport $n = 10$.

Fig. 13-63. — Deux fréquences de rapport $n = 10$, mais la fréquence inconnue est un signal carré. ▶



La figure ainsi obtenue ressemble à une roue à couronne comme l'indique les figures 13-60 à 62, le nombre des dents correspondant à :

$n = \frac{F_{\text{inconnue}}}{\text{Fréquence}}$; si l'on obtient plusieurs traces, il faut diviser « n » par le nombre de traces.

Si la fréquence inconnue est un carré, on obtient l'oscillogramme de la figure 13-63 avec ici $n = 10$.

13-10-3. — CERCLE MODULÉ EN INTENSITÉ

On utilise le même pont que la figure 13-59, mais la fréquence inconnue est appliquée sur le wehnelt du tube cathodique. Le résultat obtenu est conforme aux figures 13-64 à 66.

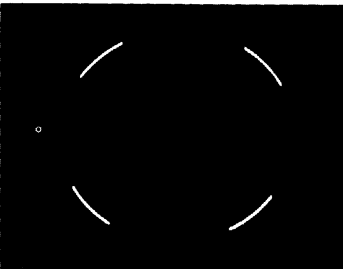
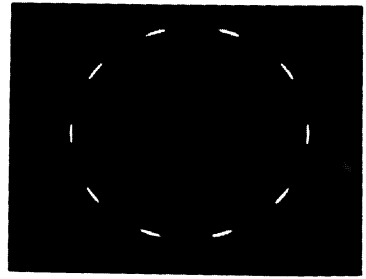
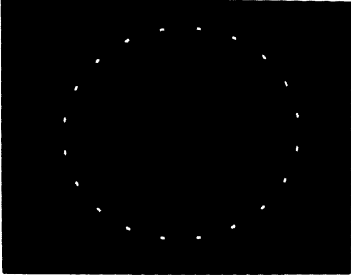


Fig. 13-64. — Cercle en intensité avec deux fréquences dans un rapport 4.

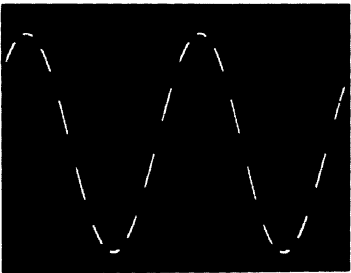
Fig. 13-65. — Identique à 13-64, mais avec un rapport 10. ▶



◀ Fig. 13-66. — identique à 13-64, mais avec un rapport 20.

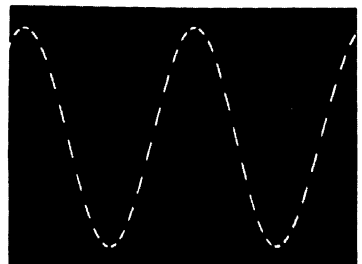
13-10-4. — MÉTHODE DU MARQUAGE

Ce principe est souvent utilisé pour déterminer le temps de montée d'un amplificateur. Le signal à marquer est appliqué sur l'une des voies x ou y, l'oscilloscope étant synchronisé correctement. Le wehnelt reçoit alors le signal de référence, ce qui donne l'oscillogramme des figures, 13-67 à 69, le nombre de tirets étant dans le rapport des deux fréquences. Pour une modulation du wehnelt de 1 MHz par exemple, chaque tiret est espacé de $1 \mu\text{s}$. Cette méthode a également l'avantage d'être valable pour n'importe quel type de forme d'onde, comme l'indique l'oscillogramme de la figure 13-69. Bien entendu le signal de marquage doit être aussi bref que possible, de façon à pouvoir en quelque sorte, « loger » un maximum de tirets sur l'onde, et augmenter ainsi la précision de la lecture.



◀ Fig. 13-67. — Sinusoïde de 1 kHz, marquée par du 10 kHz.

Fig. 13-68. — Sinusoïde de 1 kHz, marquée par du 20 kHz. ▶



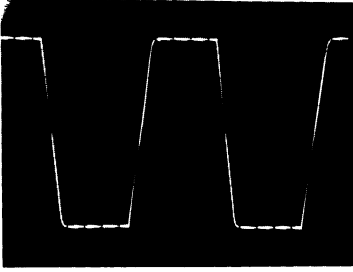


Fig. 13-69. — Carré de 1 kHz, marquée par du 10 kHz.

13-10-5. — MÉTHODE PAR COMPARAISON

Bien entendu, il est possible de comparer deux fréquences si l'on dispose d'un oscilloscope à deux voies, mais dans ce cas il faut se synchroniser sur l'une des traces et l'observation est délicate s'il y a rotation de phase des sources l'une par rapport à l'autre.

13-11. — MESURES DE DISTORSION

Généralement la distorsion concerne les signaux analogiques, c'est pourquoi dans ce qui suit nous ferons principalement appel aux signaux sinusoïdaux qui sont ceux qui s'en rapprochent le plus. Ceci ne veut pas dire que les carrés, ou toutes autres formes d'ondes, échappent à ce défaut, mais dans le cas de signaux analogiques la distorsion fait apparaître d'autres composantes que la fondamentale, comme nous l'avons vu au § 11-5. Tandis que dans le cas de signaux carrés par exemple, qui occupent déjà un certain spectre, la distorsion a pour effet de modifier la transmission, soit des fréquences basses, soit des fréquences hautes de son spectre. Ceci a pour résultat de modifier la forme du signal, comme nous le verrons au § 13-11-2.

13-11-1. — TEST SUR DES SIGNAUX SINUSOÏDAUX

Puisque par principe un circuit linéaire ne doit pas engendrer de signaux supplémentaires, la sinusoïde pure se prête particulièrement bien au contrôle de la linéarité ; à noter que les défauts de non linéarité peuvent être fonction du niveau d'attaque du signal, ce dernier point est particulièrement commode à vérifier en régime sinusoïdal puisque, d'une part la sortie de la plupart des générateurs de fréquence performants est sinusoïdale et que d'autre part les voltmètres, qu'ils soient à large bande ou sélectifs, sont le plus souvent calibrés en sinusoïdal.

D'une manière générale, les signaux sinusoïdaux sont très bien adaptés aux mesures de mise au point, ils permettent de fines investigations dans la recherche de défauts, de transmission.

Les principales distorsions sont :

- la distorsion harmonique
- la distorsion par intermodulation
- la distorsion de phase
- la distorsion de propagation
- la distorsion d'amplitude.

13-11-2. — DISTORSION HARMONIQUE

Comme nous l'avons vu précédemment, dans ce cas, il y a présence de composantes en plus de la fondamentale que l'on peut mesurer de deux façons :

1) **Mesure globale du taux d'harmonique « K »**, c'est la racine carrée de la somme quadratique des harmoniques de rang « 2 à r » c'est-à-dire :

$$K = \sqrt{k_2^2 + k_3^2 + \dots + k_r^2}$$

Comme nous l'avons vu au § 11-5, l'observation directe d'un signal sur l'écran de l'oscilloscope ne permet pas d'apprécier des taux inférieurs à 5 %. Pour de tels taux, on a recours au principe de mesure de la figure 13-70. Comme on le voit, le filtre a pour but d'éliminer aussi complètement que possible la fondamentale et l'oscilloscope visualisent tout ce qui reste, c'est-à-dire aussi bien le bruit que les éventuelles harmoniques. L'observation de la forme du signal résultant, permet de déterminer la nature de la distorsion en se reportant aux oscillogrammes des figures 13-73 à 86. Le filtre idéal pour ce genre de mesure est le filtre passe-bande à double T comme par exemple ceux de la figure 13-71, dont l'un est centré sur 400 Hz et l'autre accordable sur 1 kHz ; à noter que la fréquence exacte d'accord du filtre n'est pas critique puisque l'on peut toujours retoucher la fréquence du générateur de façon à bénéficier d'une atténuation maximale de cette dernière.

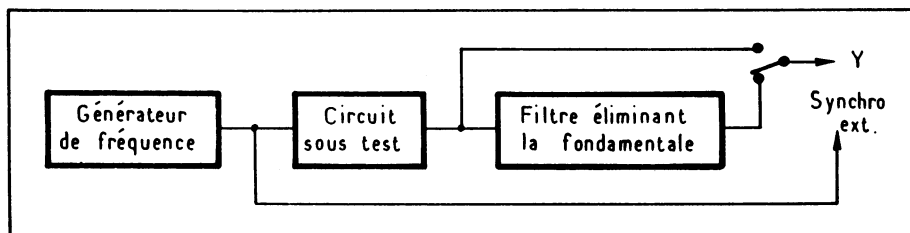


Fig. 13-70. — Principe de la mesure du taux global de distorsion.

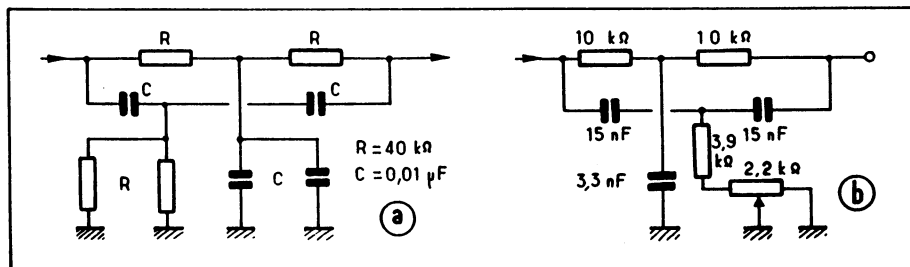


Fig. 13-71. — Filtres éliminateurs de fréquences. a/ centré sur 400 Hz. b/ accordable sur 1 kHz.

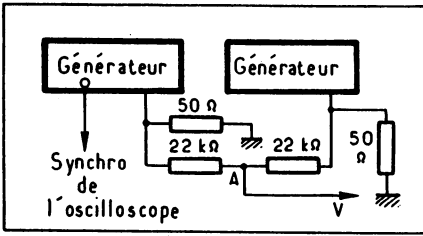


Fig. 13-72. — Principe utilisé pour réaliser les oscillogrammes 13-73 à 86.

Fig. 13-73. — 100 % d'harmonique 2.

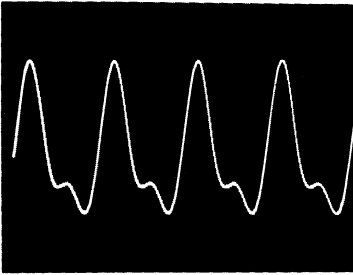
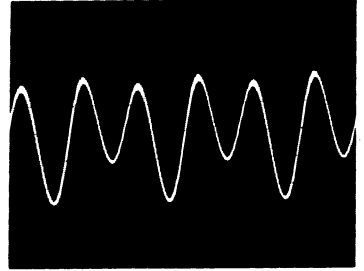


Fig. 13-74. — 50 % d'harmonique 2.

Fig. 13-75. — 30 % d'harmonique 2.

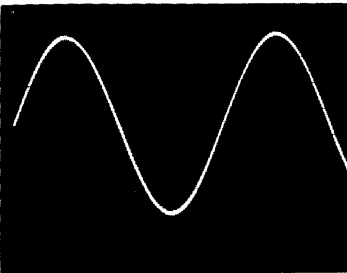
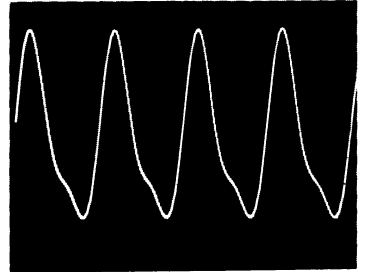
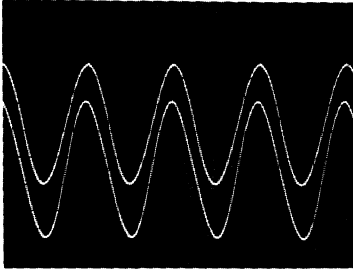
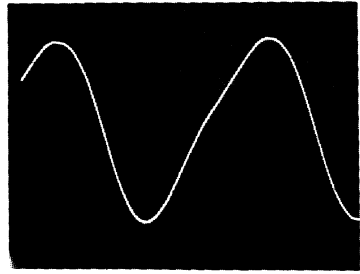


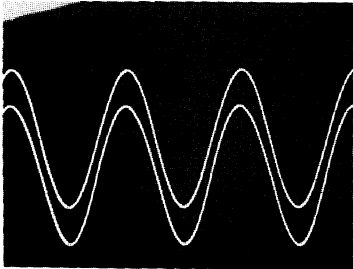
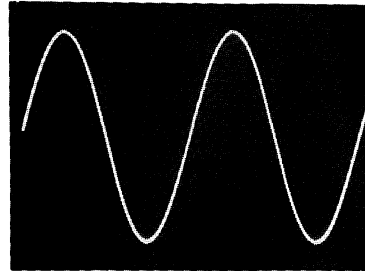
Fig. 13-76. — 15 % d'harmonique 2.

Fig. 13-77. — 15 % d'harmonique 2, phase différente de celle de 13-76. ►



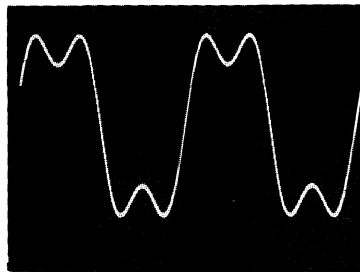
◀ **Fig. 13-78.** — 10 % d'harmonique 2 (trace du bas), comparée à une sinusoïde exempte de distorsion (trace du haut).

Fig. 13-79. — 5 % d'harmonique 2. ►



◀ **Fig. 13-80.** — 5 % d'harmonique 3 (trace du bas) comparée à une sinusoïde exempte de distorsion (trace du haut).

Fig. 13-81. — 100 % d'harmonique 3. ►



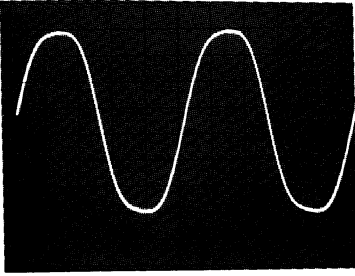


Fig. 13-83. — 15 % d'harmonique 3.

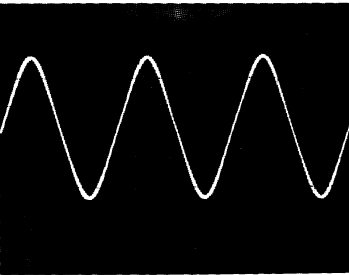


Fig. 13-85. — 10 % d'harmonique 3 (trace du bas), comparée à une sinusoïde exempte de distorsion (trace du haut).

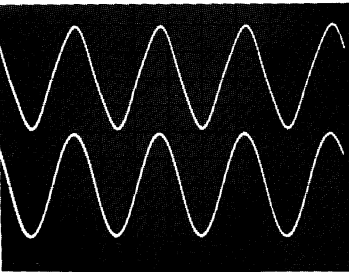


Fig. 13-82. — 30 % d'harmonique 3.

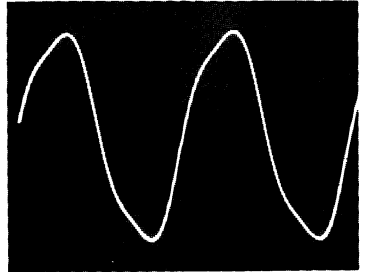


Fig. 13-84. — 15 % d'harmonique 3, phase différente de celle de 13-83.

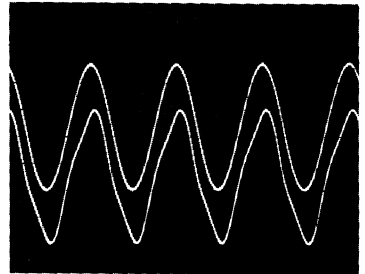


Fig. 13-86. — 5 % d'harmonique 3.

Par contre, les composantes du filtre doivent être appariés, de façon à obtenir une élimination bien nette de la fondamentale. La procédure est ensuite très simple, le filtre étant hors circuit on relève le niveau de la fondamentale, puis, le filtre étant en circuit, on relève l'amplitude des résiduels qui ramenée au niveau de la fondamentale déterminée précédemment, donne directement le taux global de distorsion harmonique « K ». A titre d'exemple, les figures, 13-73 à 86 montrent différents oscillogrammes obtenus à partir du montage de la figure, 13-72. Il faut disposer de deux générateurs de fréquence délivrant des sinusoïdes aussi pures que possibles, du reste nous verrons au § 13-11-1-5 comment apprécier cette pureté du signal délivrée par un générateur, l'un des générateurs fournit la fréquence à laquelle on désire effectuer la mesure, par exemple 1 kHz, et l'autre, l'harmonique de rang « r » désirée (par exemple 2 kHz ou 3 kHz...)

Il est important de connecter chaque sortie de générateur sur son impédance caractéristique, en général 50 Ω pour ne pas introduire de distorsion supplémentaire. Ensuite on relève le niveau du générateur qui délivre la fondamentale et l'on ajuste le niveau de celui qui fournit l'harmonique en fonction du taux désiré, soit par exemple : 1 v de fondamentale pour 0,15 v d'harmonique, soit 15 % de taux d'harmonique. Il faut également s'assurer que les deux résistances de 22 KΩ sont parfaitement appariées en vérifiant que pour 100 % d'harmonique, le niveau délivré en A est rigoureusement le même quand on coupe alternativement chacun de des générateurs.

- Les oscillogrammes 13-73 à 80 concernent l'harmonique du rang 2, on constate une dissymétrie de la distorsion sous la forme d'une « bosse » qui diminue au fur et à mesure que le taux diminue. A noter que cette « bosse », peut être positionnée indifféremment sur la sinusoïde en fonction de la rotation de la phase des deux générateurs, l'un par rapport à l'autre. Comme on le voit, 15 % d'harmoniques sont assez visibles, par contre 10 % le sont moins, et 5 % sont à peu près invisibles, comme le montre la figure 13-79, sauf si l'on compare le signal distordu à une sinusoïde sans distorsion comme l'indique la figure 13-80.

- Les oscillogrammes, 13-81 à 86, concernent les distorsions d'harmoniques de rang 3, on constate ici une symétrie dans la distorsion qui reste assez visible jusqu'à un taux de 5 % comme le montre la figure, 13-86.

Dans les deux cas, il faut noter que la phase relative de la fondamentale et de l'harmonique modifie quelque peu l'aspect de l'oscillogramme, comme le montrent les figures, 13-76 et 77 pour l'harmonique 2 et les figures 13-83 et 84 pour l'harmonique 3. Pour obtenir une trace photographiable, il faut que les deux générateurs soient stabilisés en phase, ce qui peut se faire grâce au principe exposé figure 12-8.

La méthode décrite présente l'inconvénient de ne pouvoir effectuer des mesures qu'à la fréquence d'accord du filtre, l'idéal est donc de pouvoir disposer d'une batterie de filtres, centrés sur les fréquences les plus courantes de mesure, c'est-à-dire 400 Hz, 800 Hz et 1 000 Hz. On peut également utiliser des filtres accordables dont la réalisation dépasse le cadre de cet ouvrage.

2) Mesure du taux de distorsion d'harmonique discrète

Si l'on désire connaître le taux de distorsion « K » de chaque harmonique de rang « n », il faut pouvoir les sélectionner en disposant de filtres accordés sur chacune d'elles et effectuer le rapport

$$K = \frac{V_n}{V_f}$$

V_f étant le niveau de référence de la fondamentale, l'idéal est de disposer de filtres commutables et accordables ce qui est le cas des distorsiomètres.

13-11-1-2. — MESURES D'INTERMODULATION

Cette mesure permet de contrôler la non linéarité d'un dispositif (filtre, mélangeur, amplificateur...) ; ce défaut fait que deux fréquences présentes simultanément à l'entrée d'un dispositif se mélangent entre elles de différentes manières, ce qui provoque différents défauts en fonction de la valeur réciproque des fréquences entre elles, le résultat pouvant être, ou ressembler à une modulation d'amplitude de l'un des signaux par l'autre, ou donner naissance à des signaux parasites obtenus par battement. Pour effectuer cette mesure, il faut disposer de deux générateurs très stables et de préférence asservis en phase (comme nous l'avons vu figure 12-8), de façon à obtenir une trace stable sur l'écran. Le montage peut être celui de la figure 13-87, ou le système sous test est l'amplificateur de la figure 13-88.

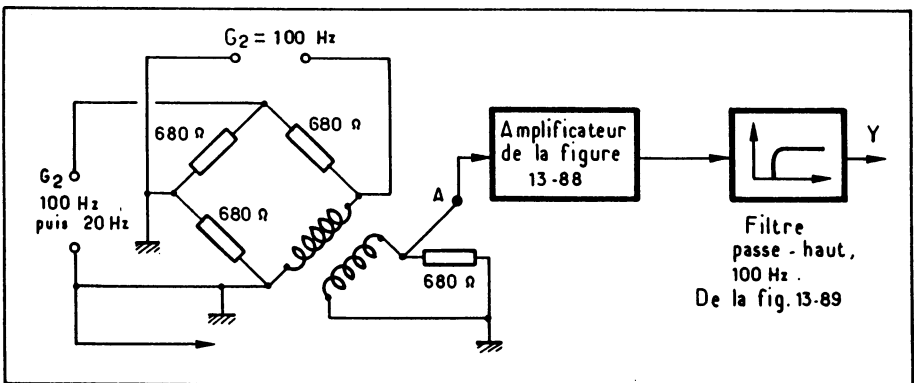


Fig. 13-87. — Mesure du taux d'intermodulation.

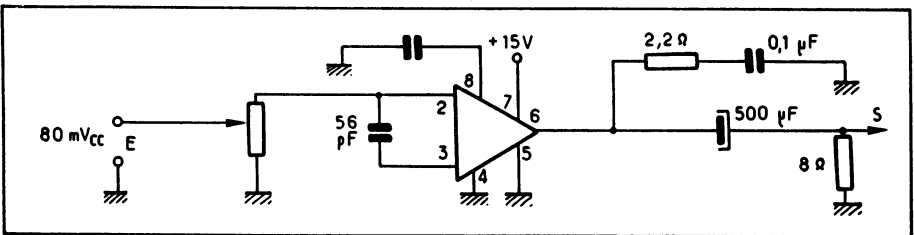


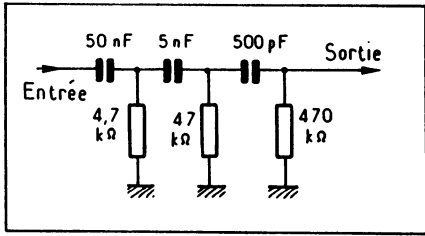
Fig. 13-88. — Amplificateur à C.I. LM 380 utilisé pour les essais des figures 13-93 à 95.

Dans le cas d'une modulation, le taux d'intermodulation se calcule comme pour un taux de modulation AM (cf. § 2.1), dans les autres cas, il faut effectuer le rapport des signaux indésirables ramenés aux signaux d'entrée.

La figure 13-88 donne le schéma d'un amplificateur utilisant un LM 380 (1) que l'on a utilisé pour ces essais de mesure de taux d'intermodulation, et la figure 13-89 donne le

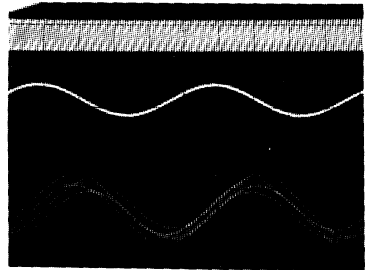
(1) Le circuit LM 380 est décrit en annexe 20-16

schéma du filtre passe-haut coupant la composante à 100 Hz de façon à bien mettre en évidence l'intermodulation de l'amplificateur.

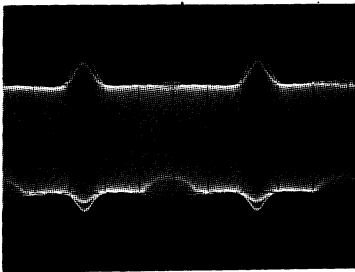


◀ Fig. 13-89. — Schéma du filtre passe-haut ;
Fc = 100 Hz.

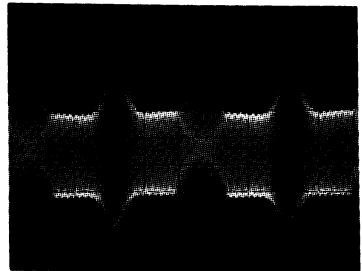
► Fig. 13-90. — Signaux présents au point A de la figure 13-87. Trace du haut G1 seul (10 kHz). Trace centrale G2 seul (100 Hz). Trace du bas : G1 + G2.



◀ Fig. 13-91. — Intermodulation en sortie du filtre de la figure 13-87 pour G1 = 10 kHz (environ 20 %).



► Fig. 13-92. — Idem 13-91 Pour G1 = 20 kHz (environ 50 %).



L'oscillogramme de la figure 13-90 visualise les signaux délivrés au point A de la figure 13-87 : trace du haut, 10 kHz seul, délivré par le générateur G1 ; trace du milieu, 100 Hz seul, délivré par le générateur G2 ; trace inférieure, le signal composite délivré par les deux générateurs.

Les oscillogrammes des figures 13-91 et 92 montrent l'intermodulation obtenue en sortie du filtre à 100 Hz, pour 10 kHz et 20 kHz délivré par G1, soit des taux d'intermodulation d'environ 20 % et 50 % ; à noter qu'il ne faut pas prendre en compte les pics qui sont dus à des accrochages, que l'on peut réduire par une contre-réaction.

13-11-1-3. — DISTORSION DE PHASE

Généralement, cette distorsion n'est pas gênante en basse fréquence, tout au moins tant qu'il s'agit de retransmettre des sons (radio, Hi-Fi...), elle peut devenir gênante dans le cas d'asservissement par exemple et en vidéo elle peut quelquefois donner naissance à des décalages de lignes ou de trames.

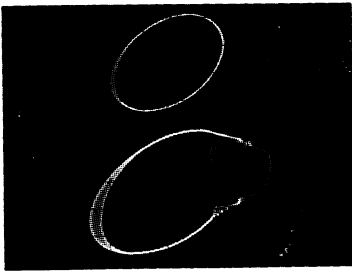


Fig. 13-93. — Distorsion de phase de l'amplificateur de la figure 13-88. Trace du haut sans surcharge. Trace du bas avec surcharge.

La mesure à l'oscilloscope revient à mettre en œuvre ce qui a été exposé au § 13-7, en reliant l'entrée de l'amplificateur en X et sa sortie en Y, on obtient une ellipse de forme plus ou moins tourmentée comme l'indique l'oscillogramme de la figure 13-93, dont la trace du haut montre une distorsion acceptable, alors que la trace du bas dénote, outre une distorsion importante, un accrochage dû à une surcharge provoquée par un niveau d'entrée excessif (ici 120 mV_{cc}).

13-11-1-4. — DISTORSION DE PROPAGATION (OU D'ENVELOPPE)

Elle affecte également la phase, mais le déphasage est fonction de la fréquence du signal ; de plus, il y a élargissement du spectre, cette distorsion est particulièrement gênante dans le cas des transmissions téléphoniques à courants porteurs, elle peut conduire à une complète déformation de l'information à transmettre ; dans les amplificateurs, elle a pour effet d'aboutir à un filtrage de certains harmoniques, sa mesure revient également à une mesure de déphasage que l'on effectuera aux fréquences critiques.

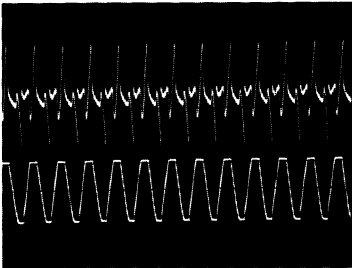
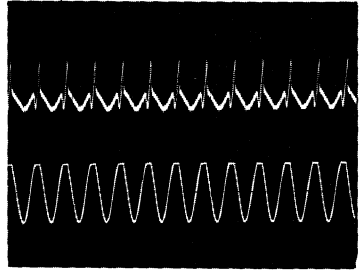
13-11-1-5. — DISTORSION D'AMPLITUDE

Toutes les fréquences ne bénéficient pas du même gain, ce qui a pour conséquence de ne pas respecter la dynamique du signal d'entrée.

Le choix du signal à utiliser peut être dicté soit par la nature de la mesure à effectuer, soit par la nature des signaux pour lesquels le circuit a été conçu, ou bien encore, ce peut être un compromis entre ces deux aspects du problème, ce qui est souvent le cas lors de la mise au point de circuits électroniques. Cette mesure est le plus couramment effectuée en sinusoïdal. Elle revient à faire des mesures d'amplitude pour différentes fréquences, comme cela a été exposé au § 13-5.

Par ailleurs, il faut noter qu'un écrêtage d'une seule alternance engendre des harmoniques de rang pair, comme l'indique la figure 13-94, tandis qu'un écrêtage des deux alternances produit des harmoniques de rang impair comme l'indique la figure 13-95. Ces

Fig. 13-94. — Ecrêtage d'une alternance, harmonique pair. ▶



◀ Fig. 13-95. — Ecrêtage des deux alternances, harmoniques impairs.

oscillogrammes ont été relevés en utilisant l'amplificateur de la figure 13-96 et le filtre en T de la figure 13-71b. Cette mesure est plus facile à réaliser avec un traceur automatique de fonction de transfert, comme nous le verrons au § 13-13, ce qui est plus rapide qu'un relevé point par point.

13-11-1-6. — MESURE DU TAUX GLOBAL D'HARMONIQUE D'UN GÉNÉRATEUR OU D'UN AMPLIFICATEUR

Pour fixer les idées, nous avons mesuré des taux de distorsion en pourcentage et en décibel.

1) Générateur utilisé dans le montage de la figure 13-87 avec le filtre de la figure 13-71b, le résultat est visualisé sur la figure 13-97, la trace inférieure correspond à 10 v et la trace supérieure à 0,04 v, ce qui donne

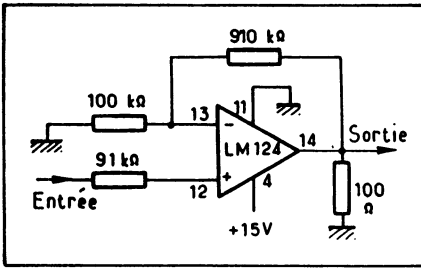
$$\frac{0,04}{10} = 4 \% \text{ soit environ } 48 \text{ dB}$$

alors que le constructeur de ce générateur donne un taux global de 40 dB, ce qui est très bon.

2) Amplificateur de la figure 13-96 également avec le filtre en T et le générateur dont nous avons mesuré le taux précédemment. La figure 13-98 montre une résiduelle de 0,05 V, trace inférieure, pour une valeur de la fondamentale de 0,5 V,

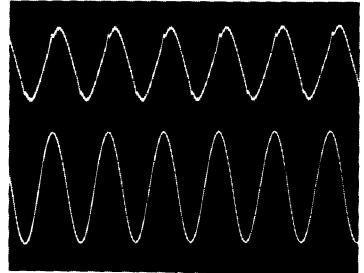
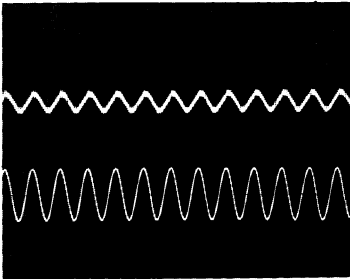
$$\text{soit } \frac{0,05}{0,5} = 10 \% \text{ ou } 20 \text{ dB ;}$$

contrairement au générateur précédent qui présentait principalement des harmoniques de rang impair, cet amplificateur semble surtout affecté de distorsion de rang pair.

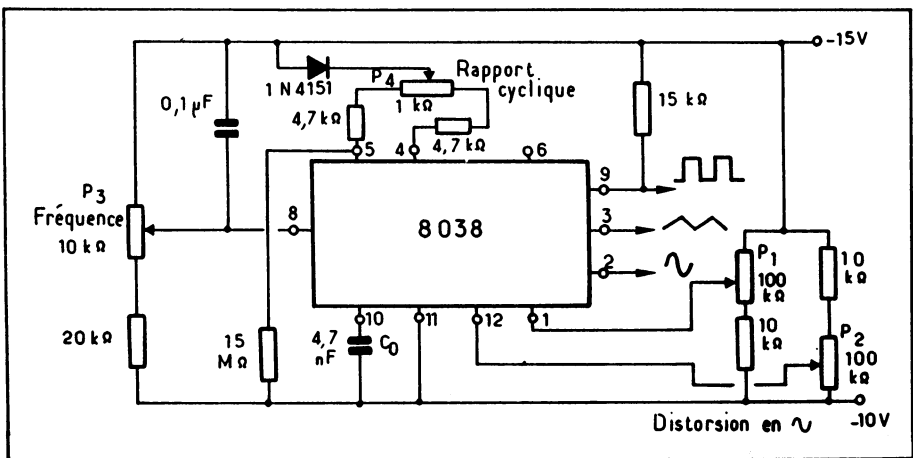


◀ Fig. 13-96. — Amplificateur de gain 10 avec un C.I. LM 124.

► Fig. 13-97. — Mesure du taux de distorsion global du générateur G1 de la figure 13-87 (46 dB).



◀ Fig. 13-98. — Mesure du taux de distorsion global de l'amplificateur de la figure 13-96 (20 dB).



► Fig. 13-99. — Générateur de fonction avec un C.I. 8038, réglable en distorsion.

Fig. 13-100. — Réglage correct de la distorsion du générateur de la figure 13-99. Carré : 1 V/division. Sinusoïde et triangle 0,5 V/division. 0,2 ms/division.

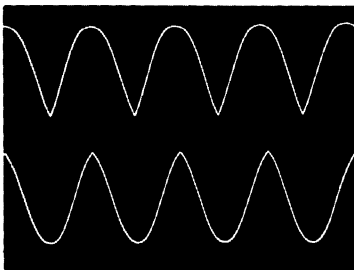
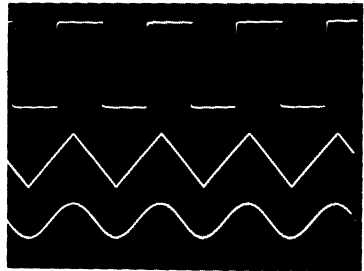
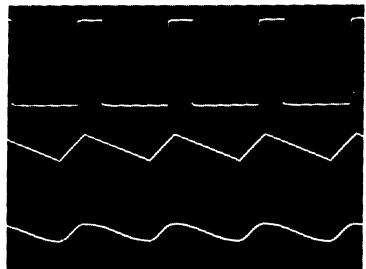


Fig. 13-101. — Effet du réglage de P1 (trace du haut) et de P2 (trace du bas).

Fig. 13-102. — Effet du réglage de P4, ici rapport cyclique 20 %.



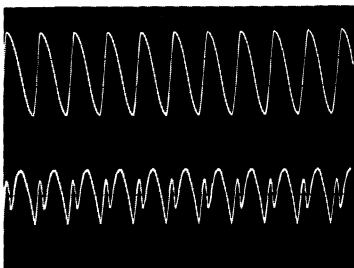
3) Générateur de fonction de la figure 13-99 utilisant un CI 8038. Ce générateur du type VCO, dispose d'un réglage du rapport cyclique par P4 et de deux réglages de distorsion en mode sinusoïdale, par P1 pour les alternances négatives et P2 pour les alternances positives. En outre, la fréquence est ajustable par P3 de 500 Hz à 20 kHz avec les valeurs mentionnées de P3 et de Co.

La figure 13-100 montre un réglage correct des potentiomètres P1, P2 et P4, ce qui donne les trois signaux de l'oscillogramme pour une fréquence de 2 kHz. La figure 13-101 montre les effets du réglage des potentiomètres P1 trace du haut, et P2 trace du bas.

La figure 13-102 montre les effets du réglage du potentiomètre P4 pour un rapport cyclique d'environ 20 % sur les 3 formes d'ondes disponibles sur le VCO.

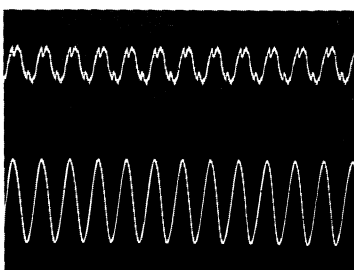
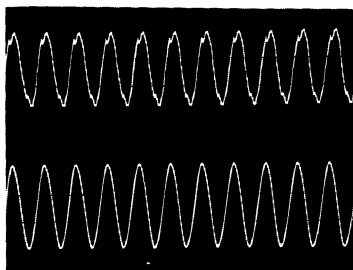
La figure 13-103 montre la mesure du taux de distorsion pour un rapport cyclique de 20 % d'une sinusoïde soit :

$$\frac{2 \times 0,5 \text{ mV}}{3 \times 2 \text{ mV}} = \text{environ } 17 \% \text{ soit } 16 \text{ dB.}$$



◀ Fig. 13-103. — Taux de distorsion pour un rapport cyclique de 20 %. Trace du haut 0,5 mV/division. Trace du bas 2 mV/division. Soit un taux de 17 % ou 16 dB.

► Fig. 13-104. — Taux de distorsion, réglage optimal de P1, P2 et P4, mais masse sur l'entrée de l'amplificateur. Trace du haut 2 mV/division. Trace du bas 0,2 mV/division. Soit un taux de 9 % ou 20 dB.



◀ Fig. 13-105. — Identique à 13-104, mais masse directement sur le filtre, soit un taux de 3,8 % ou 28 dB.

La figure 13-104 montre la mesure du taux de distorsion pour un réglage optimum mais avec une mauvaise masse, ce qui donne

$$\frac{2,8 \times 0,2 \text{ mV}}{3,1 \times 2 \text{ V}} = 9 \% \text{ ou } 20 \text{ dB}$$

tandis que la figure 13-105 donne avec une masse correcte $\frac{1,2 \times 0,2 \text{ v}}{3,1 \times 2} = 3,8 \% \text{ ou } 28 \text{ dB}$,

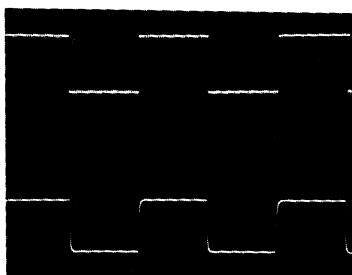
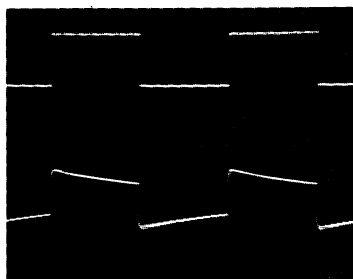
soit un gain de 8 dB, ce qui montre une fois de plus l'intérêt de soigner la prise de masse, qui dans le premier exemple était prise sur le câble de liaison générateur/Amplificateur, et dans le deuxième exemple, directement sur la masse du filtre.

Remarque : Plus le taux de distorsion en pourcent est faible, plus la valeur en décibels correspondante est élevée, car elle correspond au niveau des signaux indésirables par rapport à la fondamentale, donc, plus cette différence est importante plus la distorsion est faible.

13-11-2-2. — Test avec signaux carrés

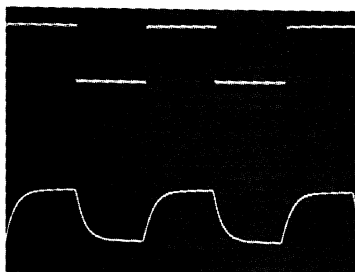
Comme nous l'avons vu au chapitre 3, les signaux carrés sont principalement utilisés pour tester les circuits numériques (portes logiques, compteur...) qui seront traités au chapitre 16. Néanmoins, il est intéressant d'effectuer des mesures sur des circuits linéaires avec des signaux carrés, car du fait même de leur nature, ils permettent des tests dynamiques de réponse aux transitoires, en observant la transmission des fronts, ainsi que des tests globaux de bande passante en observant la déformation des plateaux du signal. Pour les essais qui suivent, nous utiliserons l'amplificateur à circuit intégré de la figure 13-88. L'oscillogramme de la figure 13-106 correspond à la transmission d'un carré de 100 Hz, on note une déformation des plateaux, correspondant à un affaiblissement dans la transmission des fréquences basses.

Fig. 13-106. — Transmission de signaux carrés de fréquence 100 Hz par l'amplificateur de la figure 13-88. ▶



◀ **Fig. 13-107. —** Identique à 13-106 mais avec des signaux carrés de fréquence 1,25 kHz.

Fig. 13-108. — Identique à 13-106 mais avec des signaux carrés de fréquence 12,5 kHz. ▶



Sur la figure 13-107, la transmission du carré de fréquence 1,25 kHz est à peu près correcte ; par contre, sur la figure 13-108 la transmission de signaux carrés à 12,5 kHz s'accompagne d'une intégration montrant un défaut de transmission dans les fréquences élevées.

13-11-2-1. — Test dynamique

Il s'agit d'observer la bonne transmission du temps de montée du signal comme nous l'avons indiqué au § 13-6-3. Cette mesure est plus facile à réaliser si l'on utilise la méthode de marquage exposée au § 13-10-4, dans ce dernier cas on utilisera une référence extérieure de 1 MHz, qui donnera des intervalles d'une durée de $1 \mu\text{s}$. Il faut donc disposer de signaux carrés possédant un temps de montée de l'ordre de quelques nanosecondes. La figure 13-69 montre un tel exemple de marquage.

Fig. 13-109. — Trace du haut : entrée de l'amplificateur de la figure 13-88 avec 5 périodes de 12,5 kHz toutes les 0,6 ms. Trace du bas : signal en sortie.

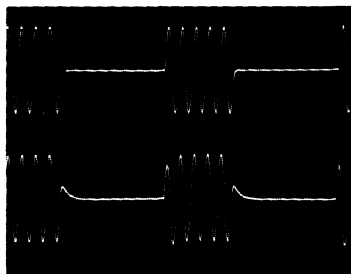
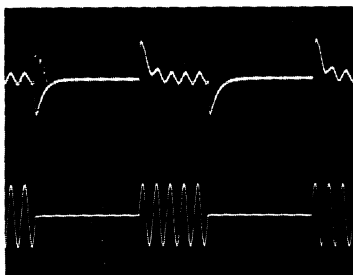


Fig. 13-110. — Identique à 13-109 mais en sortie du filtre de la figure 13-71.

L'utilisation d'un générateur de salves est également intéressante pour effectuer des tests dynamiques. On se reportera au § 13-3-7 pour cette technique. La figure 13-109 montre un exemple de test dynamique concernant l'amplificateur de la figure 13-88, la trace du haut visualise les salves à l'entrée. Celle du bas, leur restitution par l'amplificateur. On constate un défaut qui correspond à une mauvaise récupération de ce dernier. La figure 13-110 concerne la réponse aux salves du filtre en T de la figure 13-71.

13-12. — MESURE DE BRUIT

Ce type de mesure a fait couler beaucoup d'encre, c'est dire la complexité du problème. Tout système physique est le siège de fluctuations aléatoires qui engendrent du bruit de nature très différente en fonction de son origine (agitation thermique, mouvement des porteurs libres...). Selon son niveau, le bruit est plus ou moins gênant. Pour généraliser sur sa nature, on peut dire que le bruit est l'équivalent d'un très grand nombre de générateurs de tension à variations aléatoires quant au niveau, à la fréquence et à la phase. De ce fait, les mathématiques qui s'attachent à caractériser le bruit, font largement appel au calcul des statistiques et des probabilités. L'expérimentation montre que si l'on

essaye de prélever des échantillons de même nature, leur accumulation se distribue selon certaines lois dont la plus courante est gaussienne et qui a l'aspect de la figure 13-111, cela signifie que si l'on multiplie à l'infini le nombre d'échantillons, la courbe obtenue reste centrée autour de la valeur U_B et garde l'aspect de la courbe en cloche, dite de Gauss. Le développement mathématique montre que 40 % des composants du bruit ont une amplitude voisine de U_B . En fonction du contenu du spectre de fréquences occupé par le bruit, on en distingue plusieurs sortes.

BRUIT BLANC. Théoriquement, son spectre comprend toutes les fréquences, ce qui évidemment ne peut se produire dans la réalité. Néanmoins on parle de bruit blanc dans le cas d'un bruit gaussien, en ne considérant qu'une bande de fréquence donnée de densité spectrale constante.

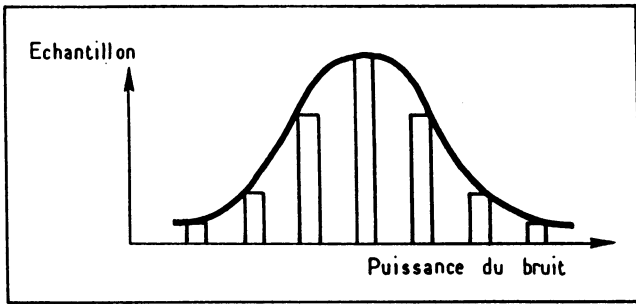


Fig. 13-111. — Distribution gaussienne du bruit.

BRUIT COLORÉ. Dans ce cas, on admet que certaines fréquences sont absentes. En outre, si les fréquences basses du spectre sont prépondérantes sur les fréquences élevées, le bruit est dit rose. Inversement si les fréquences élevées dominent le bruit est dit bleu.

Nota : ces analyses viennent de la lumière puisqu'une lumière blanche comprend toutes les longueurs d'ondes, si l'on filtre les longueurs d'ondes les plus basses, donc les fréquences élevées, on enlève du bleu et la lumière prend une coloration rose, de même le filtrage des longueurs d'ondes les plus élevées (fréquences basses) donne une coloration bleue.

13-12-1. — CARACTÉRISATION DU BRUIT

Sans entrer dans le détail de la théorie du bruit ; il nous paraît indispensable de préciser quelques données de base sur la façon dont le bruit est caractérisé, donc mesuré.

Valeur efficace moyenne du bruit blanc

La moyenne dans le temps d'un bruit blanc de densité spectrale indépendante de la fréquence et à distribution gaussienne est nulle ; mais si une tension de bruit est présente aux bornes d'une résistance R, il s'y développe une puissance quadratique de bruit qui s'exprime par

$$P = \sum \frac{\vec{u}^2 + \text{eff}}{R}$$

et qui correspond à la somme des carrés des valeurs efficaces des composantes de fréquences $F, F^2 \dots F_n$, comprises dans la bande de fréquence $B = F_{\text{max.}} - F_{\text{min.}}$

Plus la bande passante B est grande, plus la puissance de bruit est importante, elle correspond à la surface du spectre de puissance comprise entre F_{\max} et F_{\min} . La démonstration mathématique montre que la valeur efficace du bruit correspond à : $U_{\text{eff}} = k \sqrt{B}$, donc proportionnelle à la racine carrée de la bande passante.

PUISSANCE SPECTRALE

Nous l'avons déjà évoqué au § 11-5, elle renseigne sur l'étendue du spectre de fréquences occupé et se mesure en Watts ou en (Volts)² et peut se déterminer à l'analyseur de spectre.

DENSITÉ SPECTRALE DE PUISSANCE

La densité spectrale est utilisée pour définir une puissance de bruit dans une certaine limite de bande de fréquence et s'exprime en V^2 par Hertz ou $V \sqrt{\text{Hz}}$, ce genre de mesure met en œuvre des techniques très sophistiquées comme les transformées rapides de Fourier, les fonctions de corrélation...

13-12-1-1. — Générateurs de bruit

Il existe de nombreuses façons de générer du bruit, résistance, diode à vide ou à gaz... Mais dans ce qui suit, nous ne parlerons que de la génération par diode zener, dont le principe est donné par la figure 13-112. Pour de très faibles courants inverses, de l'ordre de quelques micro-ampères, le courant I_z subit des fluctuations aléatoires comme l'indique la figure 13-113. Le niveau de bruit est d'autant plus grand que la tension de zener est élevée (de l'ordre de 30/40 v), et le réglage du courant I_z permet d'obtenir un bruit sensiblement gaussien. Avec les valeurs indiquées sur la figure 13-112, le niveau de bruit est de $20 \text{ mV}_{\text{eff}}$ dans la bande 10 Hz à 1,5 MHz, ce qui fait environ $16 \mu\text{V} \sqrt{\text{Hz}}$

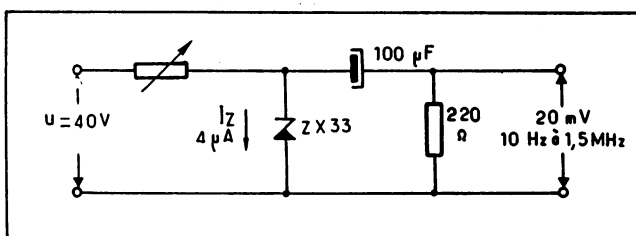


Fig. 13-112. — Génération de bruit avec diode zener.

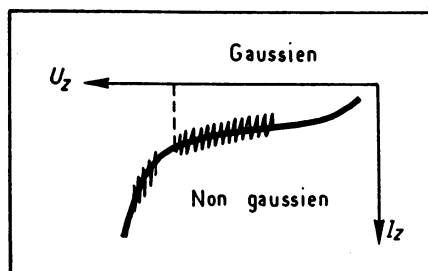


Fig. 13-113. — Nature du bruit obtenu sur la caractéristique de transfert de la diode.

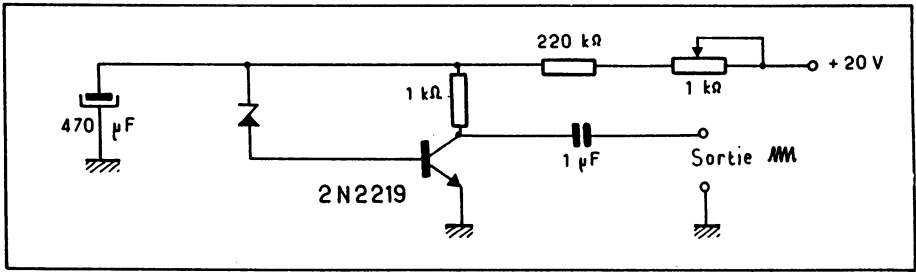
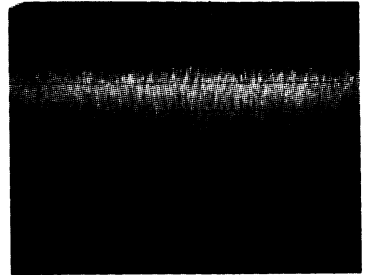
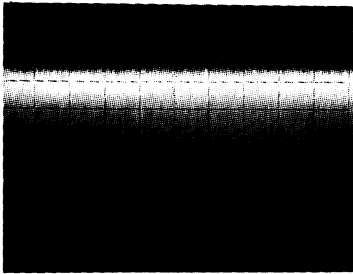


Fig. 13-114. — Générateur de bruit blanc.

Fig. 13-115. — Sortie du générateur de la figure 13-114. ▶



◀ Fig. 13-116. — Identique à 13-115, mais avec un réglage différent de la luminosité.

Le schéma de la figure 13-114 met en œuvre un très classique transistor 2 N 2219 pour augmenter le niveau de bruit à 0,5 v et pour un spectre s'étendant jusqu'à 30 MHz.

Les oscillogrammes des figures 13-115 et 116 montrent la sortie de ce générateur pour deux réglages différents de la luminosité du spot. Vu les fluctuations permanentes du bruit, il faudrait effectuer une prise de vue au 1/1000^e de seconde avec un film très rapide comme par exemple le 666 de Polaroid, qui présente une sensibilité de 20 000 ASA (voir chapitre 18).

13-12-1-2. — Mesure du bruit à l'oscilloscope

Comme nous l'avons vu précédemment, la mesure du bruit peut s'effectuer par différentes méthodes autres que l'oscilloscope, mais l'utilisation de ce dernier possède de nombreux avantages. La première méthode de mesure qui vient à l'esprit consiste à brancher tout simplement la source de bruit à l'entrée verticale, on observe alors un oscillogramme comme celui des figures 13-115 et 116. On observe un oscillogramme d'amplitude V_y , qui paraît constante pour n'importe quelle vitesse de balayage et qui semble correspondre à la valeur crête à crête du bruit V_{cc} .

Mais dans le cas du bruit, il n'existe pas de relation simple (c'est-à-dire de facteur de crête) entre V_{cc} et la valeur efficace moyenne recherchée V_{eff} , alors que par exemple pour une sinusoïde, ce facteur de crête est égal à :

$$U_{eff} = \frac{U_{cc}}{2\sqrt{2}} = 0,3535$$

Néanmoins on peut trouver un facteur de crête empirique se situant entre 0,125 et 0,2 soit une incertitude d'environ 4 dB,

$$(20 \log \frac{0,2}{0,125} = 4 \text{ dB}).$$

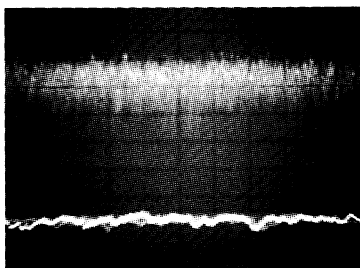
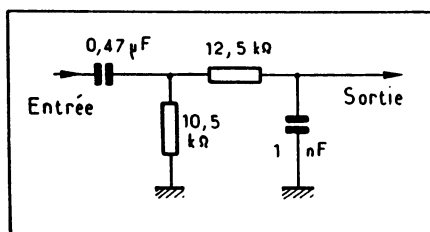


Fig. 13-118. — Filtre 20 Hz/20 kHz.

◀ Fig. 13-117. — Filtrage du bruit par le filtre de la figure 13-118.



Une autre source d'erreur réside dans l'observation elle-même, puisque les crêtes sont réparties au hasard et que leur visibilité dépend du réglage de luminosité comme le montre les oscillogrammes des figures 13-115 et 116. Dans les cas extrêmes, l'erreur peut être de 50 % et l'on ne peut plus parler de mesure mais de « visualisation qualitative ». En outre le résultat sera encore différent en fonction de la bande passante de l'oscilloscope, car plus elle sera réduite plus le filtrage du bruit sera important, à la limite pour une bande passante très étroite, le bruit aura tendance à se sinusoïdaliser comme l'indique la figure 13-117, où le bruit a été filtré par le filtre 20 Hz/20 kHz de la figure 13-118. La sonde utilisée est également à prendre en considération, il faut que sa capacité soit la plus faible possible, car avec seulement 10 pF on limite la bande passante à environ 30 MHz.

MÉTHODE TANGENTIELLE

La méthode que nous allons décrire évite un certain nombre des inconvénients précités. Cette méthode, particulièrement simple et spectaculaire, est basée sur le fait que : deux distributions gaussiennes identiques peuvent être combinées de manière à donner une

courbe résultante à un seul maximum, sans creux, lorsque ces deux distributions sont exactement séparées par deux fois l'écart-type. La figure 13-119 résume ce principe.

Fig. 13-119. — Principe de la méthode de surbrillance tangentielle.

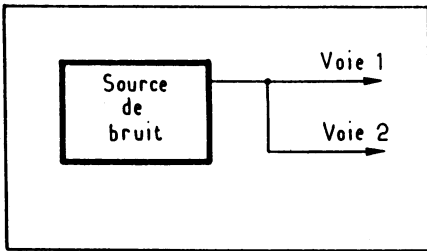
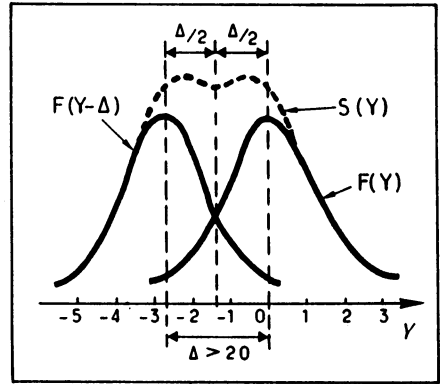


Fig. 13-120. — Raccordement pour la méthode tangentielle.

Fig. 13-121. — Visualisation du bruit sur les deux voies.

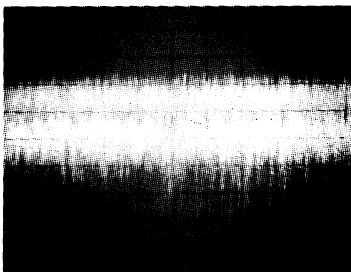
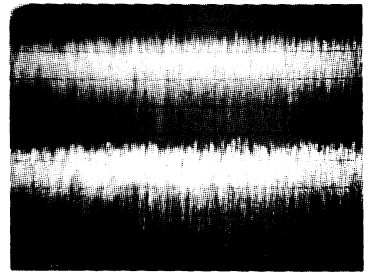


Fig. 13-122. — Rapprochement des deux traces.

Le mode opératoire est conforme à la figure 13-120, il suffit de raccorder la source à l'entrée des deux voies de l'oscilloscope, le mode de balayage étant en « alterné ». L'oscillogramme obtenu est alors conforme à celui de la figure 13-121, les deux bandes de bruit étant séparées par une bande noire.

Il suffit d'effectuer le recouvrement des deux traces jusqu'à la presque disparition de la bande noire comme l'indique la figure 13-122. On déconnecte la source de bruit et l'on

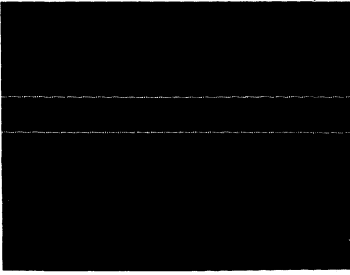


Fig. 12-123. — Suppression du bruit sur les deux voies.

mesure la distance « Δ » entre les deux traces, comme l'indique la figure 13-123, la valeur efficace moyenne du bruit est alors égale à la moitié de la tension correspondant à la distance Δ . La précision obtenue avec cette méthode est de l'ordre de 5 % en ce qui concerne le recouvrement des traces et la précision globale se situera aux environs de 1 dB.

Nota : sur certains oscilloscopes il suffit de positionner sur masse (GND), les atténuateurs des amplificateurs verticaux de l'oscilloscope sans être obligé de déconnecter les deux entrées.

13-13. — TRACÉ AUTOMATIQUE DES CARACTÉRISTIQUES DES SEMI-CONDUCTEURS

Plutôt que de relever point par point des caractéristiques de diodes ou de transistors, il est beaucoup plus facile de les obtenir à partir d'un traceur automatique, dont le principe est indiqué figure 13-124 et 125. Le générateur de fonction peut être, par exemple, celui décrit figure 13-99, et le générateur de marches d'escalier celui décrit figure 13-129. La tension de la rampe alimentant le collecteur du transistor en essai doit correspondre à la tension maximale de collecteur désirée. Les signaux carrés déclenchent la tension en marche d'escalier, qui polarise la base du transistor. Chaque marche mesure environ 20 mV.

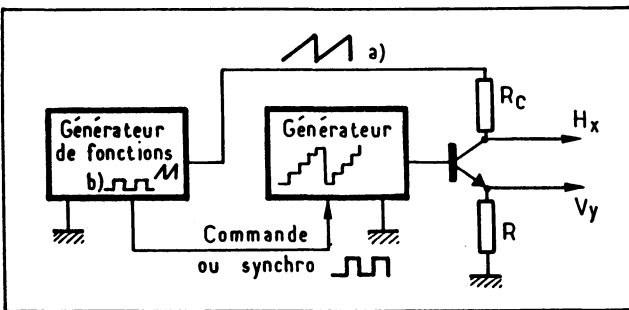


Fig. 13-124. — Principe du relevé automatique des caractéristiques des transistors.

La voie horizontale reçoit donc la tension de collecteur et la voie verticale le courant de collecteur mis en évidence par une faible résistance incorporée dans le retour de l'émetteur. L'oscillogramme de la figure 13-126 montre la trace d'un transistor du type

Fig. 13-125. — Chronogramme correspondant au principe de la figure 13-124.

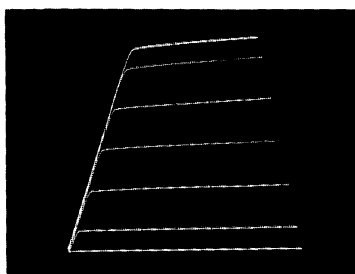
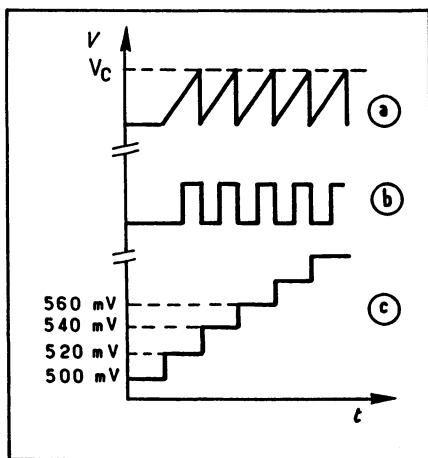


Fig. 13-127. — Tension en marche d'escalier utilisée dans le montage de la figure 13-124.

Fig. 13-126. — Tracé des caractéristiques d'un 2N2219.

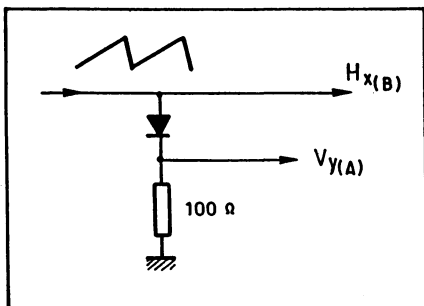
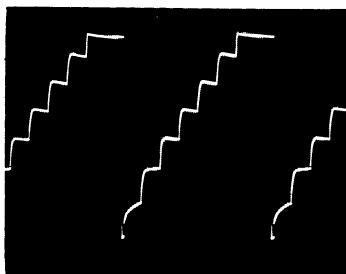
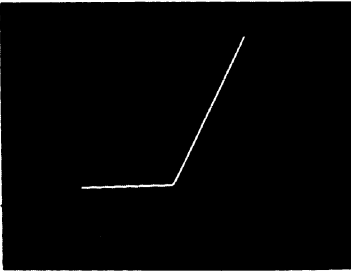
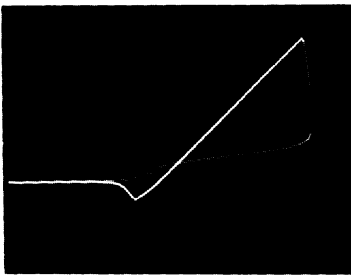
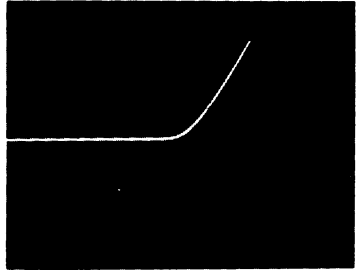


Fig. 13-128. — Principe du relevé des caractéristiques d'une diode.



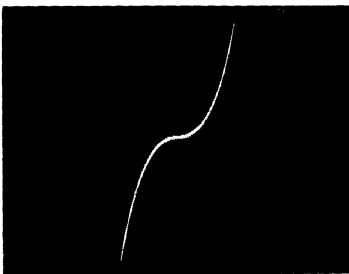
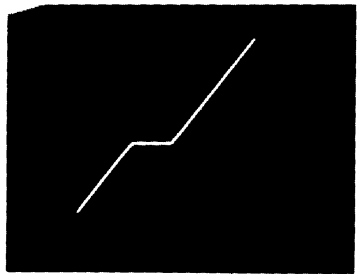
◀ Fig. 13-129. — Caractéristique d'une diode signal.

Fig. 13-130. — Détail du coude de la figure 13-129. ▶



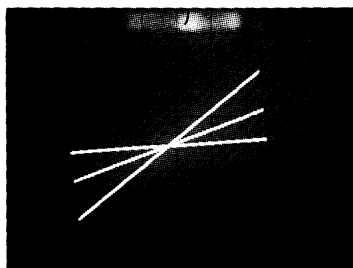
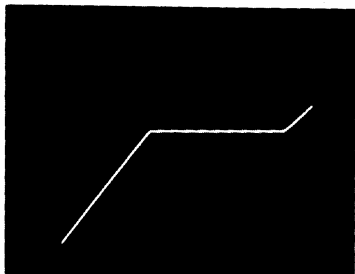
◀ Fig. 13-131. — Même diode qu'en 13-127 mais à 600 kHz.

Fig. 13-132. — Caractéristique d'une zener. ▶



◀ Fig. 13-133. — Caractéristique d'une VDR.

Fig. 13-134. — Caractéristique d'une LDR. ▶



◀ Fig.13-135. — Caractéristique d'une LED.

2N 2219, l'irrégularité de l'espacement des traces s'explique par les hauteurs différentes des marches de la tension appliquée sur la base du transistor, comme le montre la figure 13-127. Ce montage est également utilisable pour effectuer des relevés en base ou collecteur commun, il suffit de brancher le transistor en conséquence et de veiller aux bonnes polarisations.

La figure 13-128 montre le principe de relevé des caractéristiques d'une diode, dans ce cas seule la rampe est utilisée. La figure 13-129 montre le relevé d'une diode signal courante de type 1N 4151, la figure 13-130 le détail du coude, et la figure 13-131 montre ce qui se passe pour une fréquence de 600 kHz.

La figure 13-132 correspond à une diode zener, on voit très bien la région de zener. La figure 13-133 correspond à une résistance du type VDR* et la figure 13-134 à une résistance du type LDR* pour différents éclairages. La figure 13-135 concerne une diode électroluminescente (L.E.D.), les deux coudes correspondent chacun à des seuils d'éclairage différents.

13-14. — RELEVÉ AUTOMATIQUE DE FONCTION DE TRANSFERT (WOBLATION)

On peut effectuer cette mesure manuellement en injectant à l'entrée du système sous test (amplificateur, filtre...), un niveau constant à différentes fréquences, et en mesurant pour chacune d'elles le niveau en sortie ; il suffit ensuite de reporter chaque valeur sur du papier millimétré et la réunion des points donne alors la fonction de transfert $V = f(F)$; mais il est beaucoup plus simple d'avoir recours au principe de la figure 13-136.

La sortie d'un générateur du type VCO (voltage controlled oscillator) dont la fréquence peut varier en fonction d'une tension extérieure, ici une rampe, attaque l'entrée du système sous test, dont la sortie est connectée à l'entrée verticale de l'oscilloscope.

*VDR : Variation de la résistance en fonction de la tension.

*LDR : Variation de la résistance en fonction de la luminosité.

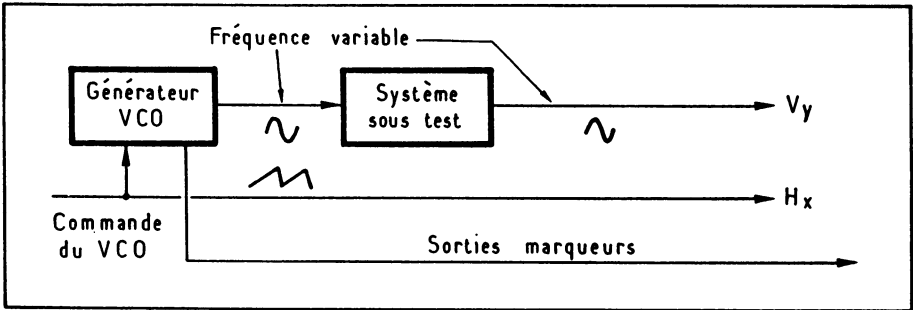
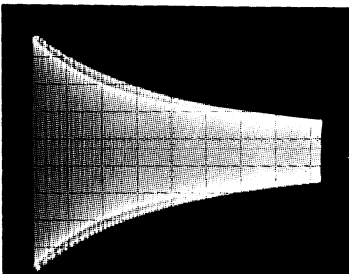


Fig. 13-136. — Principe du relevé automatique de fonction de transfert.

En même temps, la rampe de commande attaque l'entrée horizontale de l'oscilloscope. Dans ce cas, la position de chaque point de l'oscillogramme correspond à la somme vectorielle de la rampe et du niveau présent en sortie du système sous test, cela revient à faire automatiquement ce que l'on aurait fait manuellement. La commande en fréquence du générateur peut être soit interne, soit externe, selon le modèle utilisé. Là encore on peut utiliser le générateur décrit figure 13-99, lequel peut être commandé par le générateur de rampe de la figure 15-1.

Certaines précautions sont à observer dans l'interfaçage des différents instruments.

1) La rampe doit être à vitesse variable, généralement de 20 ms à 2 s, son niveau de sortie doit être suffisant pour obtenir le balayage en fréquence désirée, sinon l'excursion de fréquence est incomplète et l'on n'observe qu'une partie de la bande passante comme l'indique la figure 13-137 qui représente la wobulation de l'amplificateur de la figure 13-88. En effet, ici l'excursion de fréquence ne donne que la gamme de 1,7 à 8,2 kHz, il manque donc toutes les basses fréquences. En outre, elle ne doit pas présenter de défaut de symétrie, sinon l'on obtient l'oscillogramme de la figure 13-139. Par contre, la figure 13-138 représente la wobulation correcte du filtre de la figure 13-89.



◀ Fig. 13-137. — Wobulation insuffisante de l'amplificateur de la figure 13-90, excursion de 1,7 à 8,2 kHz.

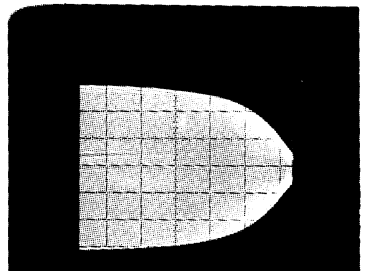
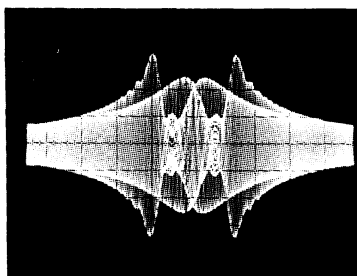


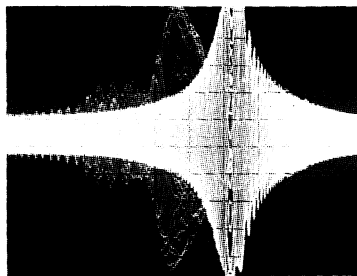
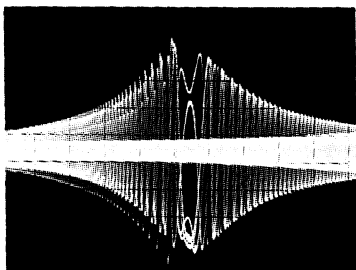
Fig. 13-138. — Wobulation du filtre passe-haut de la figure 13-89. ▶

Fig. 13-139. — Wobulation avec une rampe présentant des défauts de symétrie. ▶



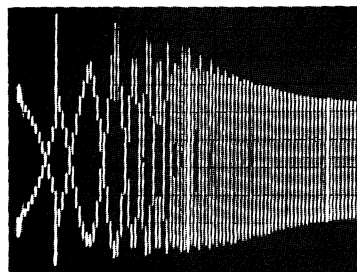
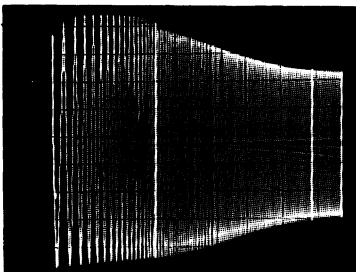
2) Il faut disposer d'un VCO wobulable dans la gamme désirée, sans trou et sans décrochage, sinon l'on obtient les oscillogrammes des figures 13-140 et 141. L'oscillogramme de la figure 13-142 montre la wobulation de l'amplificateur de la figure 13-88 avec un balayage trop rapide de 10 ms, et la figure 13-143 montre la même wobulation avec une vitesse correcte de 50 ms. Les figures 13-144 et 145 donnent deux exemples de wobulation des filtres des figures 13-118 et 13-71b.

Fig. 13-140. — Wobulation trop rapide avec un VCO non linéaire. ▶



◀ **Fig. 13-141. — Wobulation d'un VCO récupérant mal au changement de pente de la rampe.**

Fig. 13-142. — Wobulation de l'amplificateur de la figure 13-88. Balayage trop rapide : 10 ms. Fréquence départ 100 Hz. Fréquence arrivée 15 kHz. ▶



◀ **Fig. 13-143. — Identique à 13-142 mais balayage 30 ms.**

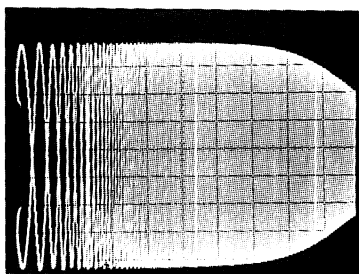
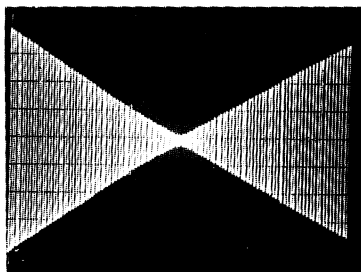


Fig. 13-145. — Wobulation du filtre de la figure 13-71b. Fréquence départ : 500 Hz. Fréquence arrivée : 3 kHz. Vitesse 11 ms.

Fig. 13-144. — Wobulation du filtre de la figure 13-118 : 20 Hz/20 kHz. Fréquence départ : 10 Hz. Fréquence arrivée : 30 kHz. Vitesse 50 ms.



La wobulation peut s'effectuer de deux façons :

- 1) Comme indiqué sur la figure 13-136, c'est-à-dire en mode « Lissajous » ; dans ce cas le déplacement horizontal de l'oscilloscope est assumé par la rampe de wobulation.
- 2) En connectant la rampe de wobulation à l'entrée « synchro ext » de l'oscilloscope et en fonctionnant avec la base de temps interne ; ce qui permet de libérer la deuxième voie pour y connecter la sortie marqueur du générateur (quand elle existe). Mais dans ce cas il faut ajuster la vitesse de balayage de l'oscilloscope en fonction de la vitesse de la wobulation et il est préférable de fonctionner en mode déclenché pour obtenir une trace stable.

Nous verrons, au chapitre 14, différents exemples.

13-14-1. — CAS PARTICULIERS DES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

La fonction de transfert d'un amplificateur opérationnel est riche d'enseignement sur ses qualités. Elle peut être relevée très rapidement à partir du schéma de la figure 13-146 qui, avec les valeurs de composants indiquées concerne un LM 3900. Pour d'autres circuits, il faut prévoir d'autres composants, généralement indiquées par le constructeur dans sa documentation, qui inclut souvent des applications typiques de ses produits.

La résistance d'entrée R est à déterminer en fonction du niveau de sortie du générateur et du niveau acceptable par l'amplificateur à tester.

Avant tout chose, il faut tarer l'oscilloscope en connectant ses deux entrées à la masse (position GND ou MASSE) et en ajustant les positionnements verticaux et horizontaux de façon à amener le faisceau bien au centre de l'écran.

L'amplificateur à tester est ensuite mis sous tension et l'on voit apparaître une courbe comme celle de la figure 13-147, que l'on interprète comme indiqué figure 13-148 :

- 1) **Gain en boucle ouverte pour de forts signaux.** Il correspond au rapport $\frac{Y \text{ volt}}{X \text{ volt}} \cdot 1000$.

Fig. 13-146. — Relevé de la fonction de transfert d'un amplificateur opérationnel avec un LM 3900.

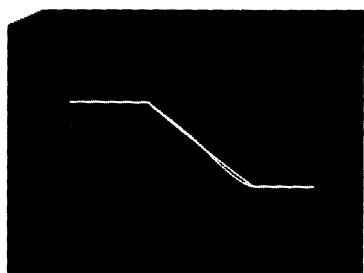
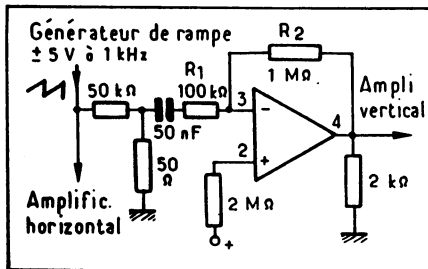


Fig. 13-147. — Fonction de transfert du montage de la figure 13-146.

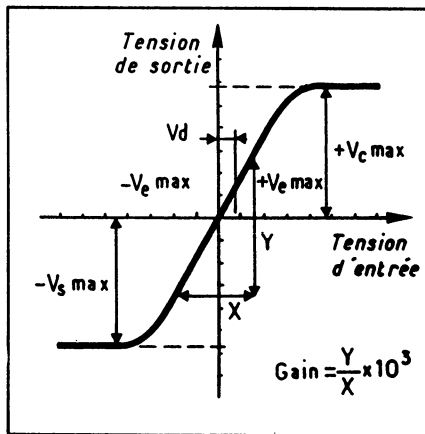


Fig. 13-148. — Interprétation de la courbe de la figure 13-147.

La multiplication par mille intervient pour tenir compte du diviseur d'entrée $\frac{50 \text{ K}}{50 \Omega} = 1000$.

2) **Tension de décalage** : elle est indiquée par V_d directement en millivolts lus sur l'écran. Elle correspond au décentrement du milieu de la partie linéaire de la courbe, par rapport au centre du réticule, puisqu'au départ, nous avons procédé au tarage du faisceau, au milieu de l'écran.

3) **Valeur maximale de la tension différentielle d'entrée**, elle est également lue directement en millivolts directement sur l'abscisse de la courbe « $-V_e \text{ max}$ et $+V_e \text{ max}$ ».

4) Excursion maximale en sortie « + V_s max et - V_s max », toujours lus directement en volts sur l'écran.

5) Linéarité de la fonction de transfert, elle se déduit de la régularité de la pente.

Nota : la figure 13-149 rappelle les différentes configurations d'un amplificateur opérationnel.

a) Inverseur (Fig. 13-149a) il est habituel de prendre $R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$.

Mais si l'application ne nécessite pas d'avoir une tension de décalage en sortie trop faible R_3 peut être nulle et l'entrée « + » mise directement à la masse.

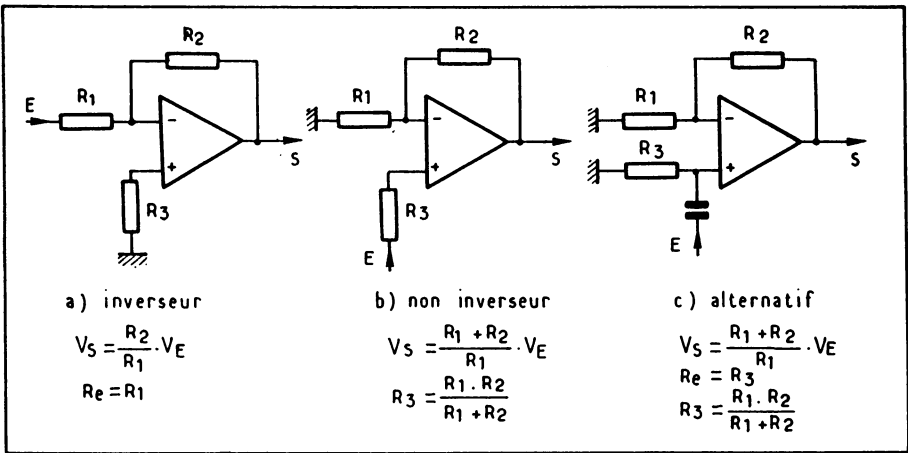


Fig. 13-149. — Montages d'un amplificateur opérationnel.

b) Non inverseur (Fig. 13-149b) ici R_3 fait partie de l'impédance de source qui souvent est inconnue, ce qui ne permet pas d'optimiser la tension de décalage de sortie. Si l'impédance de source est faible, on peut faire

$$R_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

c) Alternatif (Fig. 13-149c) la résistance R_3 est indispensable pour délivrer un courant à l'entrée « + » de l'amplificateur.

13-15. — UTILISATION DES ENTRÉES DIFFÉRENTIELLES DE L'OSCILLOSCOPE

Certains oscilloscopes disposent de la possibilité d'inverser l'un des signaux par rapport à l'autre (A + B et A - B), ce qui est très commode pour vérifier la présence de tel ou tel bruit venant perturber le signal utile. Ceci ne peut être réalisé que si l'on a la possibilité de

Fig. 13-150. — Simulation de la fonction A - B.

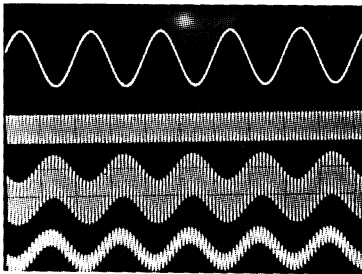
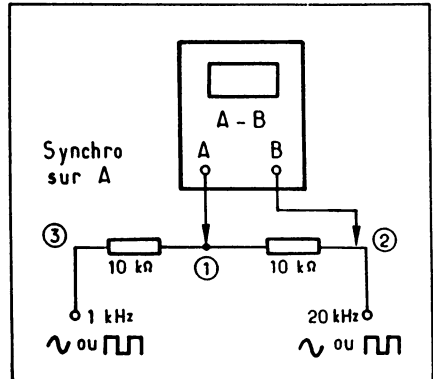


Fig. 13-151. — Sinusoïde 1 kHz perturbé par du 20 kHz.

Fig. 13-152. — Signal carré à 20 kHz perturbé par une sinusoïde à 1 kHz.

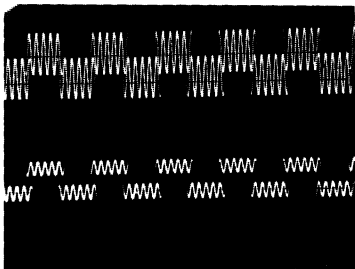
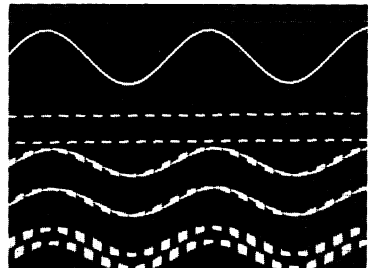


Fig. 13-153. — Signal carré à 1 kHz perturbé par une sinusoïde à 20 kHz.

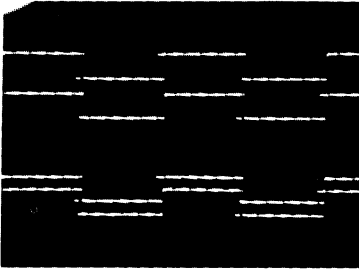


Fig. 13-154. — Signal carré à 20 kHz perturbé par un autre signal carré à 1 kHz.

pouvoir prélever en un quelconque endroit du circuit, le signal indésirable ; comme par exemple, dans le cas de ronflement du secteur ou d'interférence avec d'autres signaux, dont on connaît la source. Le montage de la figure 13-150 permet de simuler cette possibilité. Tout d'abord, le signal utile est prélevé en 1 et le signal à atténuer en 2. Les trois traces supérieures de la figure 13-151 montrent du 1 kHz perturbé par du 20 kHz et la résultante qui fait donc 0,25 division d'amplitude, le fait d'enclencher A – B ramène la perturbation à un niveau environ 3 fois plus faible (trace du bas). La figure 13-152 montre le même phénomène, mais le 20 kHz est ici un signal carré et c'est la sinusoïde qui est soustraite en branchant B en 3 de la figure 13-150.

La figure 13-153 montre un signal carré de 1 kHz perturbé par du 20 Hz sinusoïdal, (ces deux signaux ne sont pas représentés sur l'oscillogramme), la fonction A – B (trace du bas) diminue la perturbation à 20 Hz.

La figure 13-154 (trace du haut) montre l'effet d'un carré de 20 kHz perturbé par un carré de 1 kHz (non représentés) et l'effet de la fonction A – B (trace du bas).

CIRCUITS ANALOGIQUES PASSIFS

Nous nous proposons d'étudier à l'oscilloscope, quelques circuits analogiques dits « passifs », puisque « subissant » en quelque sorte un signal extérieur. Il s'agit donc le plus souvent de relever une fonction de transfert ou d'étudier le comportement du circuit dans les conditions d'utilisation prévues par le constructeur.

Si, dans certains cas la classification analogique ou numérique est évidente (amplificateurs linéaires ou non, détecteur de zéro,...), il n'en est pas de même pour certains montages comme les convertisseurs numérique/analogique, ou analogique/numérique, ou certains circuits délivrant une tension analogique à partir de composants logiques, comme les oscillateurs à portes par exemple.

14-1. — FILTRES

Il existe une grande variété de filtres. Nous en avons déjà utilisé certains au chapitre 13, qui étaient du type passif, car ne comprenant que des composants passifs, c'est-à-dire, résistances et capacités.

La figure 14-1 montre un filtre actif passe-bas, utilisant un amplificateur opérationnel LM 302 (1) dont la fréquence de coupure se situe à 10 kHz. La wobulation en mode « X - Y » de ce filtre est représentée figure 14-2 avec une excursion de fréquence allant de 3 kHz à 15 kHz et une vitesse de balayage de 50 ms.

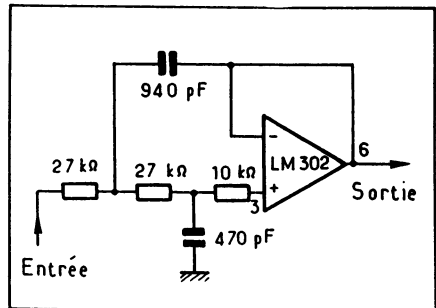


Fig. 14-1. — Filtre actif utilisant un LM 302.
Fréquence de coupure = 10kHz.

(1) Le circuit LM 302 est décrit dans l'annexe 20-17.

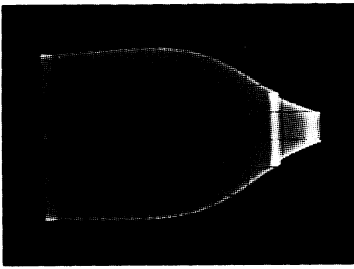


Fig. 14-3. — Détecteur.

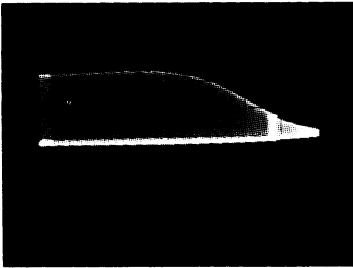


Fig. 14-5. — Effet de la détection avec le condensateur.

Fig. 14-2. — Wobulation du filtre de la figure 14-1. Fréquence départ : 3 kHz. Fréquence arrivée : 15 kHz. Vitesse 50 ms.

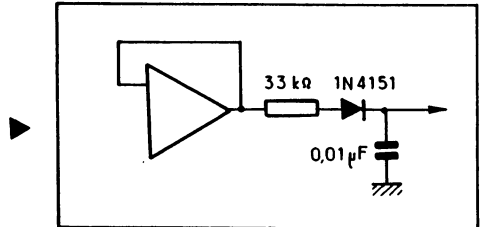
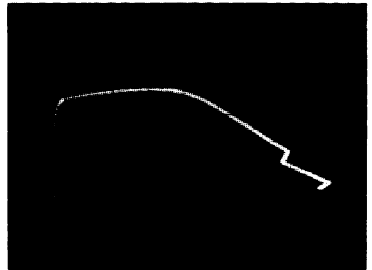


Fig. 14-4. — Effet de la détection sans le condensateur.



La figure 14-5 montre une autre représentation de la wobulation de ce même filtre, utilisant le détecteur de la figure 14-3, dont les valeurs de résistance et de capacité sont optimisées pour ces conditions de wobulation. En effet, la capacité doit être suffisamment grande pour éliminer les fréquences élevées, mais pas trop, pour suivre les variations d'amplitude du dispositif sous test. Ce sont du reste les mêmes remarques que pour une détection classique de modulation d'amplitude, comme nous l'avons vu au chapitre 12. Du reste, la figure 14-4 montre le résultat obtenu sans le condensateur. Cette représentation « détectée » peut donner une meilleure idée de la fonction de transfert et mettre en évidence certains détails de la modulation, comme l'espèce de « zig-zag » apparaissant

près de la fréquence de coupure haute du filtre. Dans le cas présent, ce détail était à peine visible sur la figure 14-4, ou tout au moins il était difficilement explicable. Il s'agit ici d'une particularité du woblateur utilisé qui wobule par décade, et ce que l'on observe concerne le recouvrement de deux décades consécutives.

En wobulant ce même filtre (Fig. 14-6), avec la base de temps de l'oscilloscope, en mode « déclenchement extérieur » et avec une vitesse de 5 ms/division, ce détail est encore plus visible puisque l'on est passé d'une wobulation avec rampe logarithmique à un balayage avec rampe linéaire. Le marqueur se situant à 9 kHz (front montant du créneau). Ces quelques exemples montrent que le résultat obtenu lors d'une manipulation surprend quelquefois de prime abord, et l'explication dépend souvent des conditions du mode opératoire mis en œuvre, et des caractéristiques des instruments utilisés. C'est pourquoi devant un résultat qui n'est pas celui attendu, il est bon de raisonner en utilisant les principes physiques simples.

Fig. 14-6. — Même oscillogramme qu'en 14-2, mais avec base de temps de l'oscilloscope et marqueur à 9 kHz ; 5 ms/division.

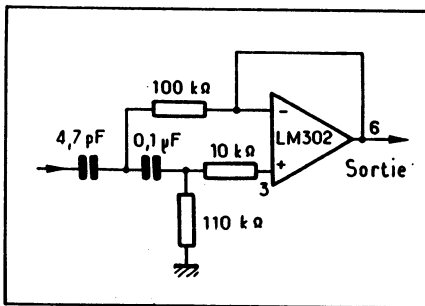
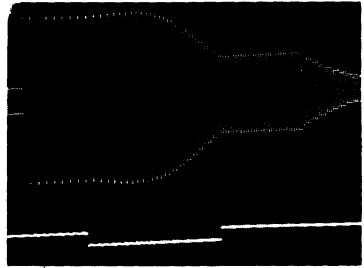
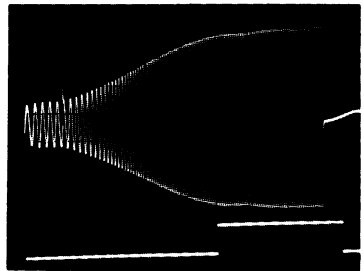


Fig. 14-7. — Filtre passe haut ; coupure 10 kHz ; 5 ms/division. Fréquence départ : 100 Hz. Fréquence arrivée 30 kHz.

Fig. 14-8. — Oscillogramme correspondant à la figure 14-7. 5 ms/division. F. départ : 100 Hz. F. arrivée : 30 kHz. Balayage : 150 ms.



La figure 14-7 montre un autre filtre actif, mais passe-haut, utilisant le même circuit opérationnel mais avec cette fois une fréquence de coupure basse se situant à 10 kHz. L'oscillogramme de la figure 14-8 montre la wobulation de ce filtre avec les conditions indiquées dans la légende.

Pour en terminer avec les filtres actifs mettant en œuvre un amplificateur opérationnel. La figure 14-9 montre un filtre actif passe-bande centré sur 1 kHz et utilisant cette fois deux amplificateurs du type LM 124 (1).

Sa wobulation est donnée par la figure 14-10, avec une vitesse de wobulation particulièrement lente de 500 ms, ce qui permet une bonne représentation de la fonction de transfert, mais nécessite une ouverture du diaphragme de plusieurs secondes pour la photo.

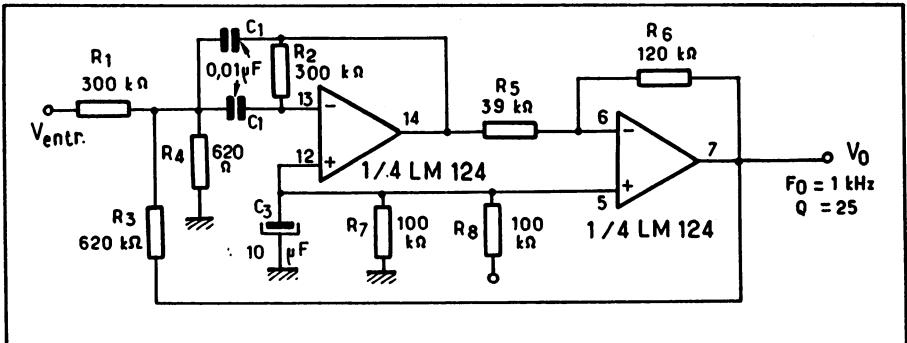
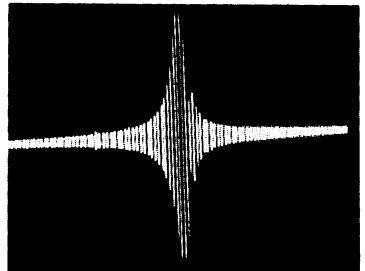


Fig. 14-9. — Filtre passe-bande centré sur 1 kHz.

Fig. 14-10. — Oscillogramme de la figure 14-9. ►
F. départ : 500 Hz. F. arrivée : 3 kHz.
Durée : 500 ms.



Des filtres actifs peuvent également être réalisés à partir de circuits intégrés spécialement conçus à cet effet, comme par exemple le MF 10 de NATIONAL SEMICONDUCTOR : c'est un filtre à commutation de capacité par horloge interne ou externe, dont le principe est donné à la figure 14-11. En fait, il se compose de deux filtres pouvant être utilisés en cascade ou séparément, procurant des filtres du 2^e ou 4^e ordre, la fréquence d'accord étant fonction de la fréquence de l'horloge divisée par 50 ou 100 selon le type de filtre : Butterworth ; Tchébyscheff ; Bessel ou Cauer ; passe-bande ; éliminateur de bande ; passe-bas ou passe-haut. Comme on le voit, ce circuit est vraiment très souple d'utilisation.

Une horloge contrôle le temps d'intégration de deux amplificateurs-intégrateurs qui fonctionnent sans inversion. Le contrôle s'effectue en commutant périodiquement l'entrée de l'intégrateur de façon à charger la capacité d'entrée, puis à transférer sa charge dans une seconde capacité, un peu à la manière de la pompe à diode étudiée précédem-

(1) Le circuit intégré LM 124 est décrit dans l'annexe 20-7

ment. Ces commutations successives reviennent à modifier la constante d'intégration, donc à favoriser ou non le passage de certaines fréquences comme nous l'avons vu au § 12-3. Bien entendu les capacités sont comprises dans l'intégration du circuit et de ce fait particulièrement précises.

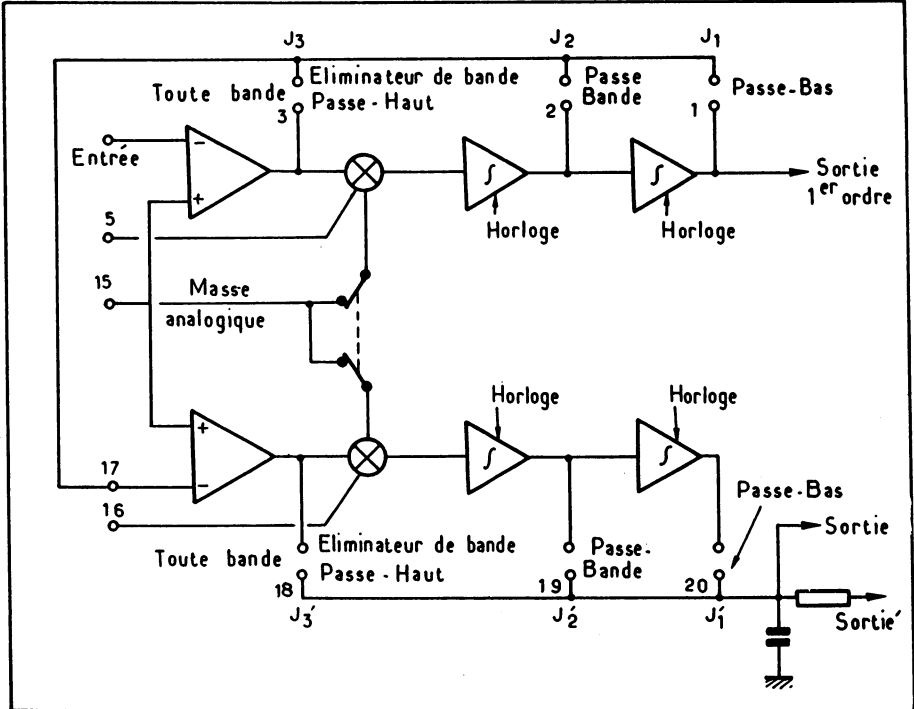
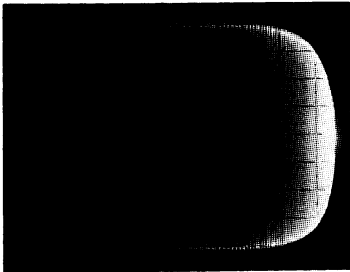


Fig. 14-11. — Principe du filtre actif MF 10.



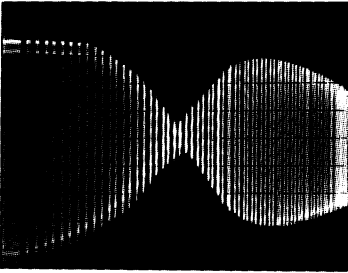
◀ Fig. 14-12. — Oscillogramme d'un filtre passe-bas.

N.B. Pour plus de détails sur les filtres, se reporter à l'ouvrage de J.C. REGHINOT et J.C. PIANEZZI « Cours-pratique d'électronique », chez SECF-Editions Radio.

Pour chaque demi-section du filtre, la sélection du type de filtre s'effectue par court-circuit :

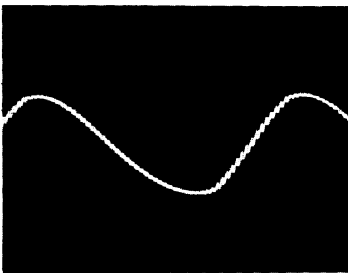
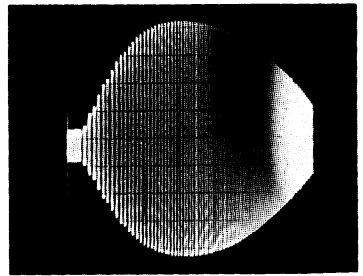
- F3 et F3' pour les filtres éliminateurs de bande, toute bande et passe-haut,
- F2 et F2' pour les filtres passe-bande
- F1 et F1' pour les filtres passe-bas.

La fréquence d'horloge peut aller jusqu'à 1,5 MHz et sa division par 50 ou 100 détermine la fréquence de résonance du filtre. De ce fait, la stabilité de l'accord dépend seulement de la stabilité de l'horloge, tandis que la bande passante et le facteur de qualité sont optimisés par des résistances extérieures (R_1 et R_3) de la figure 14-16.



◀ Fig. 14-13. — Oscillogramme d'un filtre éliminateur de bande.

Fig. 14-14. — Oscillogramme d'un filtre passe-bande. ▶



◀ Fig. 14-15. — Détail du signal de sortie.

Le constructeur de ce filtre propose d'autres modèles de filtres et une documentation très détaillée pour la réalisation des filtres désirés.

Les figures qui suivent montrent quelques exemples d'utilisation de ce filtre.

La figure 14-12 est un filtre passe-bas, la figure 14-13 un filtre éliminateur de bande et la figure 14-14 un filtre passe-bande.

La figure 14-15 montre le détail du signal de sortie échantillonné à la fréquence de commutation de l'intégrateur, donc de la fréquence d'horloge utilisée.

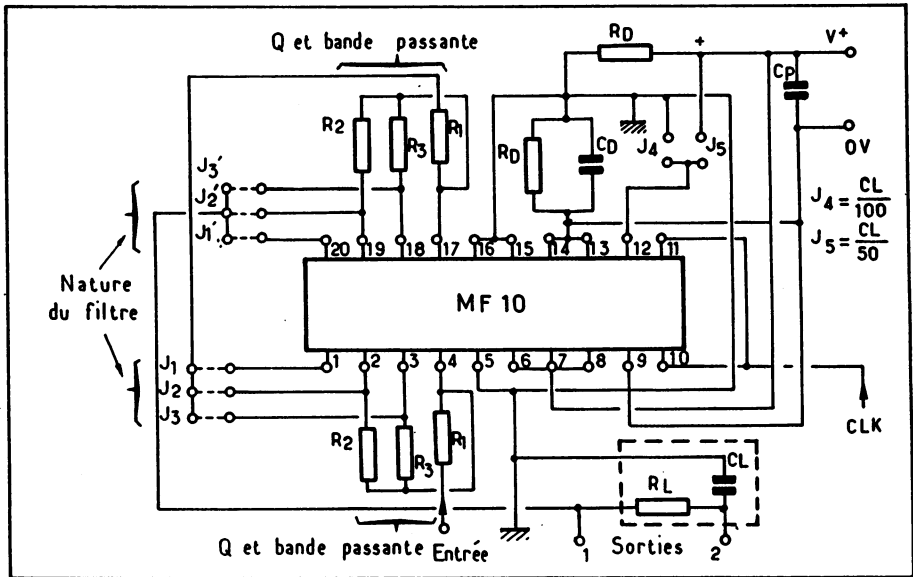


Fig. 14-16. — Connexions du filtre actif MF 10.

14-2. — AMPLIFICATEURS

Nous avons déjà vu un certain nombre d'amplificateurs dans les chapitres précédents, notamment au chapitre de la distorsion, mais il paraît intéressant de voir plus en détail ce que permet l'oscilloscope dans le cas d'amplificateur RIAA, push pull à transistors et à circuits intégrés monté en pont, ainsi que dans le cas du très célèbre préamplificateur dit de « Baxandall ».

Jusqu'à présent, la plupart des circuits utilisés étaient à circuits intégrés. Pour des questions de facilité, de mise au point — une fois n'est pas coutume — nous allons utiliser ici 3 amplificateurs à transistors.

14-2-1. — AMPLIFICATEUR RIAA

La figure 14-17 montre un tel amplificateur à deux voies, la cellule de correction étant montée en contre-réaction collecteur T2/émetteur T1. Cet amplificateur accepte un niveau d'entrée très faible, de l'ordre du millivolt, ce qui est pratiquement impossible à obtenir avec un circuit intégré. La figure 14-18 montre la wobulation de ce filtre et on voit qu'il est difficile de reconnaître la courbe théorique de correction RIAA de la figure 14-19. C'est là une des limites de la wobulation, car pour obtenir des détails dans la transmission des signaux il faut balayer lentement (ici 200 ms). Dans le cas présent, cette vitesse est trop voisine de la période des fréquences les plus basses à transmettre (50/100 Hz) ; on assiste à une sorte de traînage du signal. Dans ce cas il vaut mieux utiliser la méthode

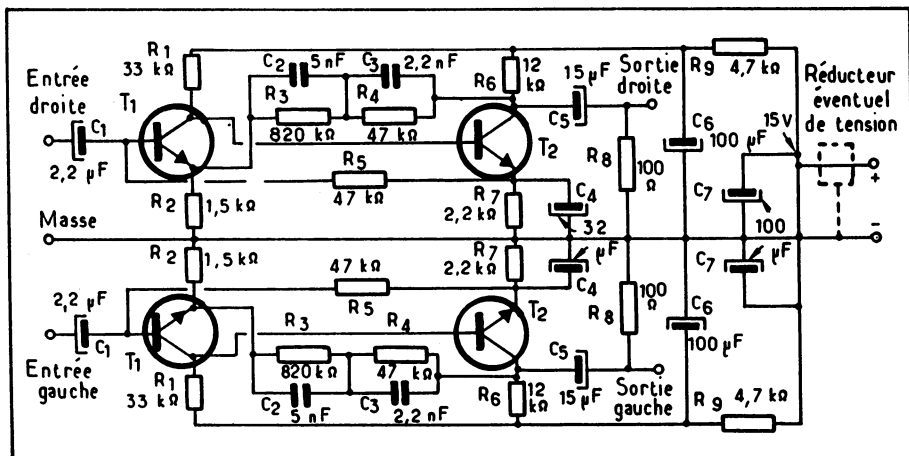
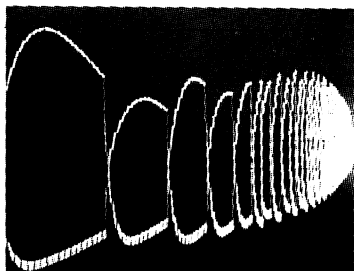


Fig. 14-17. — Amplificateur R.I.A.A.



◀ Fig. 14-18. — Wobulation de l'amplificateur de la figure 14-17.

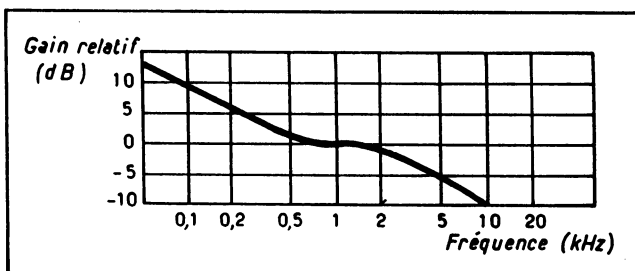


Fig. 14-19. — Courbe théorique R.I.A.A.

point à point qui donne le résultat de la figure 14-20 où l'on reconnaît mieux la classique fonction de transfert de l'amplificateur RIAA.

Il faut noter que ce type d'amplificateur n'étant pas linéaire puisque ne transmettant pas toutes les fréquences avec le même niveau, son attaque en signaux carrés n'est pas significative puisqu'il y a intégration comme le montre la figure 14-21 pour des signaux carrés de 50 Hz, 100 Hz et 200 Hz.

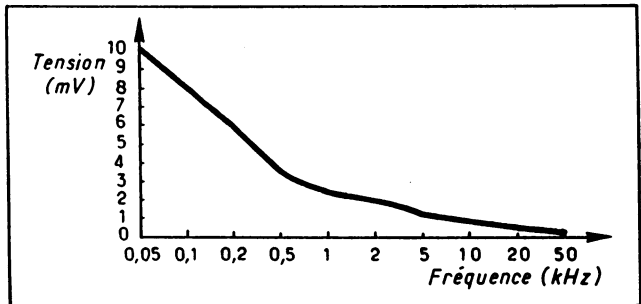


Fig. 14-20. — Courbe relevée point à point de l'amplificateur de la figure 14-17.



Fig. 14-21. — Attaque en signaux rectangulaires de l'amplificateur de la figure 14-15. Trace supérieure 50 Hz. Trace du milieu : 100 Hz. Trace inférieure 200 Hz.

14-2-2. — AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EN PONT

La figure 14-22 montre un tel amplificateur mettant en œuvre un circuit intégré LM 2896 (1) comprenant deux amplificateurs dans le même boîtier, ce qui permet soit une utilisation séparée de chaque amplificateur pour une application stéréophonique avec 2,5 W par canal sous 12 V, soit un montage en pont comme celui de la figure 14-22 qui peut délivrer 9 W également sous 12 V et qui ne nécessite pas de condensateur de couplage.

L'amplificateur 1 possède un gain fixé par le rapport $\frac{1+R_5}{R_2}$, il attaque l'amplificateur « 2 »,

monté en inverseur et qui possède un gain unité. Du fait de l'inversion de phase, le montage possède un gain de 6 dB soit

$$\frac{V_{\text{sortie}}}{V_{\text{entrée}}} = 2\left(1 + \frac{R_5}{R_2}\right).$$

(1) Le circuit intégré LM 2816 est décrit dans l'annexe 20-19

La capacité CB de $0,1 \mu\text{F}$ bloque toute composante continue et limite la fréquence la plus basse transmise à :

$$F = \frac{1}{2 RB.CB}$$

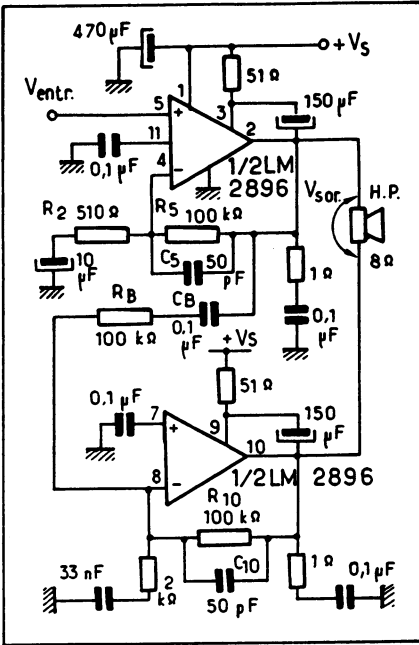


Fig. 14-22. — Amplificateur en pont avec un circuit intégré LM 2896.

Dans ce type de montage, il faut se rappeler qu'une impédance de 8Ω est vue comme une impédance de 4Ω par le montage, puisque chaque amplificateur délivre des tensions en opposition de phase, comme le montre la figure 14-23.

La puissance de sortie maximale est donnée par l'expression

$$P = \frac{V_{\text{alim}}^2}{20 RC} \times 2, \text{ soit avec 6 Volts d'alimentation et } 8 \Omega \text{ de charge :}$$

$$P = \frac{6^2}{20,4} \times 2 = 0,9 \text{ W. Pour 12 Volts, cette puissance passe à } 3,6 \text{ W.}$$

La bande passante de chaque section du pont est déterminée par $R_5.C_5$ et $R_{10}.C_{10}$, qui constituent deux filtres en série, et la bande passante à 3 dB de la fréquence la plus basse transmise est donnée par :

$$\text{bande passante} = \frac{0,707}{2\pi RC}$$

Pour effectuer les mesures de tension et de puissance de sortie, il faut utiliser une entrée différentielle de l'oscilloscope, car la mise à la masse prolongée d'une sortie risque de

détruire le circuit par élévation de sa température due à une mise à la masse de l'une des deux sorties du pont.

Comme dans un amplificateur à sortie complémentaire, la tension continue, présente en sortie de chacune des branches du pont, est la moitié de la tension d'alimentation totale utilisée, mais ici, elle est fixée automatiquement à cette valeur.

Fig. 14-23. — Déphasage de deux branches du pont. 0,5 V/division sur les deux voies.

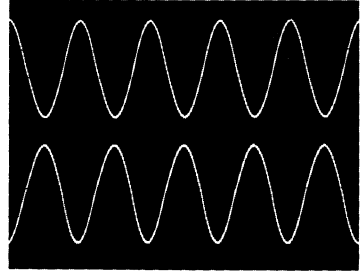
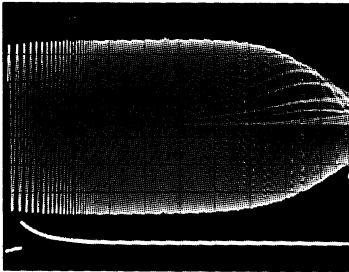


Fig. 14-24. — Wobulation de l'amplificateur de la figure 14-20. F. départ : 50 Hz. F. arrivée : 20 kHz. Marqueurs : 50 Hz et 20 kHz. Vitesse : 200 ms/division. 0,05 ms/division.

Fig. 14-25. — Sinusoïde en sorties différentielles de l'amplificateur de la figure 14-20. Niveau d'entrée 10 mV_{cc} (A - B).

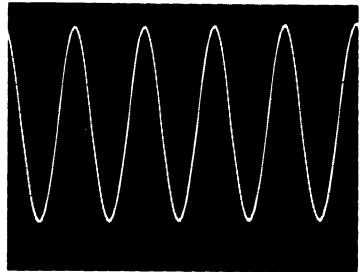
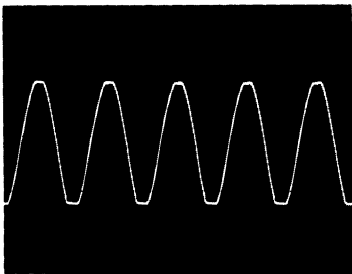


Fig. 14-26. — Idem 14-25, mais écrêtage symétrique avec 70 mV_{cc} à l'entrée (A - B).

Enfin, l'impédance d'entrée est relativement élevée, de l'ordre de $100\text{ K}\Omega$, et la tension d'entrée de l'ordre de 10 mV_{eff} pour obtenir la puissance nominale.

La figure 14-24 montre la wobulation de cet amplificateur dans la gamme de 50 Hz à 20 Hz avec des marqueurs à 50 Hz et 20 kHz.

La figure 14-25 montre le signal de sortie aux bornes de la charge. On utilise l'entrée différentielle A - B de l'oscilloscope pour une tension d'entrée de 10 mV. La figure 14-26 montre un écrêtage parfaitement symétrique pour 70 mV_{eff} de signal d'entrée.

La figure 14-29 montre un courant insuffisant de collecteur des transistors de sortie donc un mauvais recouvrement des deux demi-alternances (trace du haut), la trace du bas donne également la distorsion harmonique totale qui est plus élevée :

$$\frac{0,2 \text{ V/division} \times 1 \text{ division}}{0,5 \text{ V/division} \times 3,2 \text{ divisions}} \times 100 = \frac{0,2 \text{ V}}{16 \text{ V}} \times 100 = 12,5 \%$$

révélant la présence d'harmonique de rang pair. L'oscilloscope ne permet guère d'autre contrôle si ce n'est celui de la vérification de la présence ou non du niveau du signal, sur les différents transistors.

Fig. 14-28. — Distorsion avec I_c suffisant. Tension en sortie avec I_c suffisant et distorsion correspondante ; même réglage de sensibilité : 0,25 %.

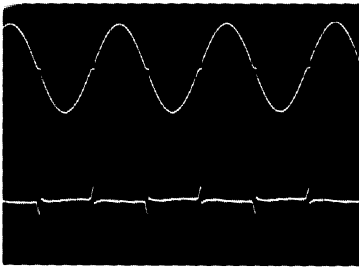
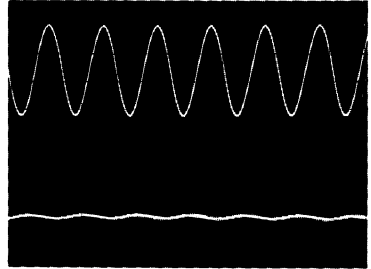


Fig. 14-29. — Tension en sortie avec I_c insuffisant et distorsion correspondante. 0,5 V/division et 0,2 V/division, soit 12,5 %.

Les deux premiers transistors Q1 et Q2 fonctionnent en classe A et procurent le gain en tension du montage. Ils montrent un signal sinusoïdal sur les collecteurs, soit par rapport à la masse, soit par rapport au point milieu. Par contre, les transistors Q3, Q4 et Q5 d'une part, et Q6, Q7 et Q8 d'autre part, sont chacun chargés de l'amplification d'une alternance avec un gain unité puisque montés en collecteur commun.

Remarque :

On obtient un résultat différent, selon que la masse est prise sur le point milieu ou sur la masse générale du montage, c'est-à-dire le moins de l'alimentation.

Dans le premier cas, chaque branche fait apparaître une demi-sinusoïde et dans l'autre cas, une sinusoïde complète, les niveaux étant sensiblement identiques sur chaque transistor.

Lors de contrôles sur ce genre d'amplificateur à liaison continue de l'entrée jusqu'à la sortie. Il faut faire très attention à ne pas effectuer de fausse manipulation, comme la mise à la masse intempestive d'un point chaud ou le débranchement d'une contre-réaction, car il y aussitôt une destruction en chaîne des transistors, et il est difficile de localiser l'élément défectueux.

Dans ce cas, l'oscilloscope fait apparaître une demi-alternance en sortie aux bornes de la charge et le point milieu correspond à la totalité de la tension d'alimentation, soit positive par rapport à la masse, soit négative par rapport au plus de l'alimentation, ce qui permet la localisation de la branche défectueuse. Généralement, c'est la branche du PNP (2905), qui comporte un transistor en court-circuit émetteur/collecteur et dans ce cas, le point milieu est positif par rapport à la masse.

14-2-4. — CORRECTEUR BAXANDALL

Là encore la figure 14-30 montre un montage très classique du correcteur Baxandall, qui par définition n'est pas linéaire, puisque chargé de transmettre inégalement tout le spectre acoustique.

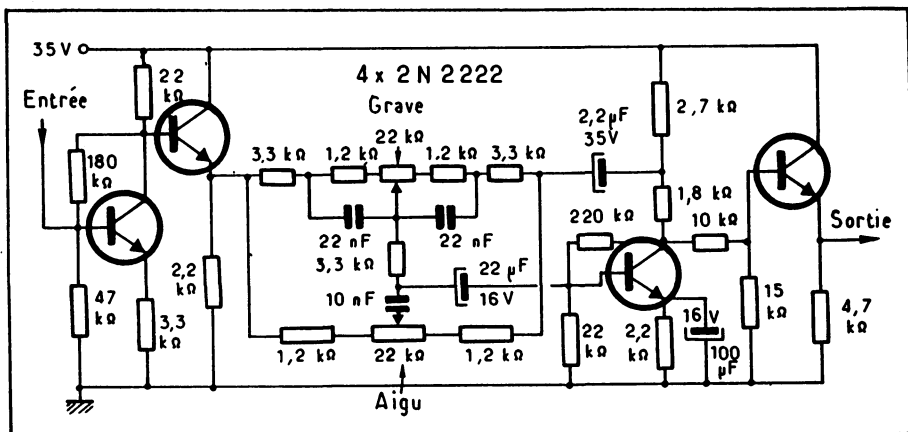


Fig. 14-30. — Préamplificateur avec correcteur Baxandall.

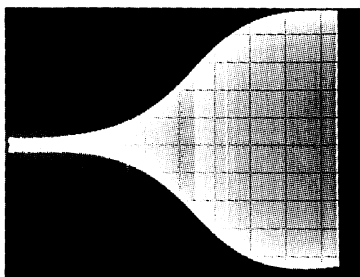


Fig. 14-32. — Aigus minimum et graves maximum. Mêmes conditions qu'en 14-31.

◀ Fig. 14-31. — Graves minimum et aigus maximum. F. départ : 50 Hz. F. arrivée : 100 kHz. Vitesse : 200 ms.

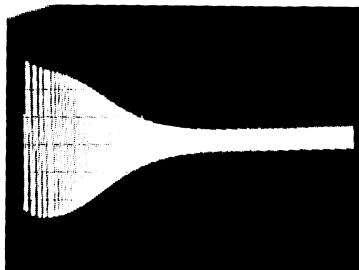
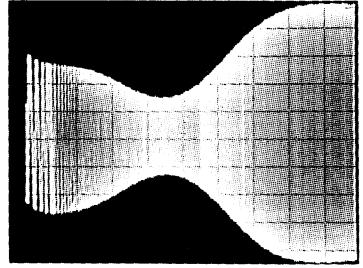


Fig. 14-33. — Graves et aigus maximum.
Mêmes conditions qu'en 14-31.



Les figures 14-31 à 33 correspondent chacune à la wobulation de ce montage, successivement avec les graves au minimum, et les aigus au maximum, puis les aigus au minimum et les graves au maximum, et enfin les graves et les aigus au maximum. Bien entendu, une position intermédiaire procure une réponse linéaire.

Il faut noter qu'ici, bien que la vitesse de balayage soit lente (200 ms), la transmission des fréquences basses est plus correcte que dans le cas de l'amplificateur RIAA de la figure 14-17. Ceci fait penser que le Baxandall possède une meilleure réponse aux transitoires, ou un meilleur temps de recouvrement.

14-2-5. — REMARQUES À PROPOS DES AMPLIFICATEURS COMMANDÉS EN COURANT OU TENSION

Le mode de commande des transistors en courant ou en tension, influe fortement sur la forme du signal observé. En effet, la caractéristique tension de collecteur/tension de base est moins linéaire que la caractéristique tension de collecteur/courant de base, comme le montrent les figures 14-34 et 35.

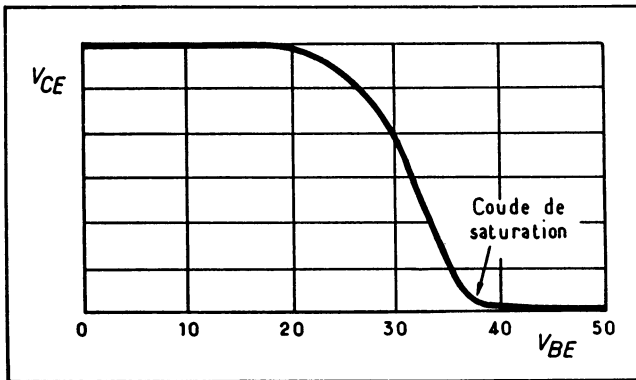


Fig. 14-34. — Caractéristiques V_{CE}/V_{BE} d'un transistor.

Sur la figure 14-34, la saturation est atteinte lorsque le courant de collecteur devient égal au courant maximal que la source d'alimentation peut fournir dans la résistance de charge.

Dans le cas de la figure 14-35, elle se manifeste dès que $\beta I_c + I_{co}$ devient supérieur à $\frac{V_a}{R_c}$ avec : β gain en courant du transistor.

I_{co} courant collecteur/émetteur à base ouverte

V_a tension d'alimentation

I_c courant de collecteur

R_c résistance de charge.

Il y a commande en tension quand la résistance du générateur est inférieure à l'impédance d'entrée de l'amplificateur, et commande en courant dans le cas contraire.

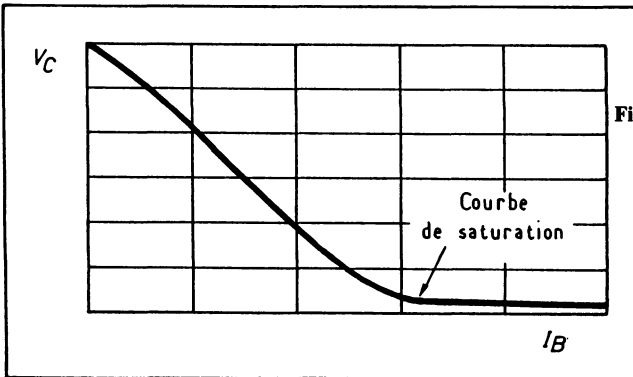


Fig. 14-35. — Caractéristiques V_c/I_B d'un transistor.

Fig. 14-36. — Attaque en tension d'un générateur F. générateur < F. amplificateur. ►



En commande par tension, on peut négliger la résistance interne de source et le courant collecteur a pour expression $I_c = S V_b$, c'est-à-dire qu'il est fonction de la pente S du transistor et de la tension de base V_b . Dans ce cas, pour une tension d'attaque faible (quelques millivolts), ce qui correspond à la partie linéaire de la caractéristique V_{ce}/V_{be} , la tension de collecteur est sinusoïdale. Par contre, si on augmente la tension d'entrée, on aborde la partie non linéaire, et la forme observée est celle de la figure 14-36. Avec un NPN, ce sont les alternances positives qui sont les plus arrondies puisqu'elles correspondent au minimum de I_c , donc au minimum de la pente S . En augmentant encore la tension d'attaque du transistor, les alternances négatives sont écrêtées puisque l'on aborde le niveau de saturation, et les alternances positives viennent alors bloquer le transistor ($I_c = 0$).

En commande par courant, la forme du signal reste sinusoïdale tant que l'on travaille dans de bonnes conditions de polarisation. Un écrêtage peut apparaître par saturation ou blocage, ce dernier phénomène survenant si la tension de base s'inverse.

Par contre, si l'on observe la forme du signal sur la base du transistor attaqué par un courant suffisamment important pour arriver à la saturation, on observera un signal distordu bien qu'il semble correct sur le collecteur.

C'est là une autre des limitations de l'oscilloscope en tant qu'instrument pour la mesure des distorsions, comme nous l'avons vu au § 13-11.

Pour conclure, il est préférable de commander un transistor en courant jusqu'à des fréquences de l'ordre de 100 à 500 kHz, mais au-delà le gain du transistor diminuant, il est préférable de le commander en tension.

SATURATION ET ACCROCHAGE

Généralement, en poussant la tension d'attaque d'un amplificateur, il y a écrêtage comme nous l'avons vu précédemment, mais on peut constater un phénomène d'accrochage avant l'écrêtage, comme l'indique la figure 14-37. Dans ce cas, il est probable que l'amplificateur a déjà tendance à l'instabilité soit par une contre-réaction insuffisante, soit par une alimentation mal découplée.

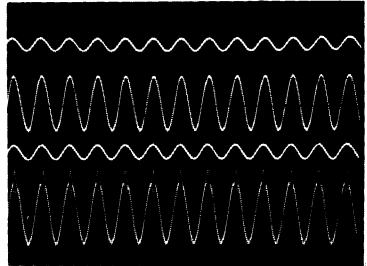


Fig. 14-37. — Accrochage d'un amplificateur. Traces supérieures : entrée 80 mV, sortie correcte. Traces inférieures : entrée 95 mV, sortie avec accrochage.

14-3. — AMPLIFICATEUR DE FRÉQUENCES INTERMÉDIAIRES

L'oscilloscope associé à un wobulateur permet l'alignement des amplificateurs à fréquence intermédiaire (F.I.).

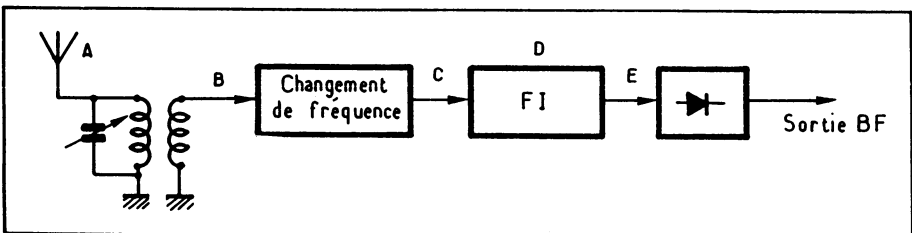


Fig. 14-38. — Synoptique d'un amplificateur F.I.

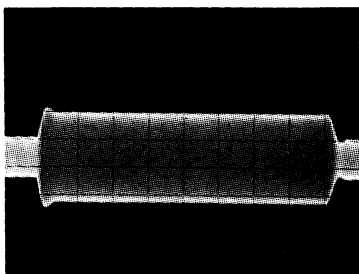
La figure 14-38 rappelle le principe d'un récepteur de radiodiffusion. Qu'il soit à modulation d'amplitude ou de fréquence ne change pas ce principe. Seules les fréquences et le mode de détection sont différents. (Voir §§ 12-2 et 3).

14-3-1. — FI DE MODULATION D'AMPLITUDE

Généralement l'accord de ces amplificateurs s'effectue dans la gamme de 455 kHz-480 kHz. Devant un amplificateur inconnu, il convient de déterminer cette fré-

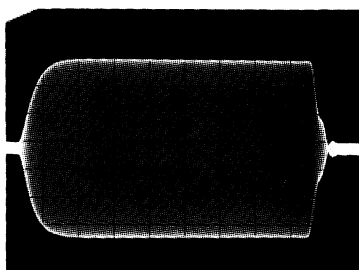
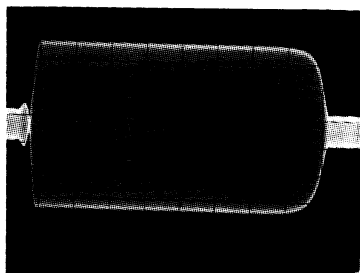
quence, par exemple en utilisant un signal modulé en amplitude que l'on fait varier manuellement dans la gamme précitée. L'oscilloscope branché auprès la détection fera apparaître un maximum à l'accord. Ensuite, la wobulation sera réglée autour de la fréquence trouvée avec une excursion de +3 kHz, par exemple.

La figure 14-39 montre la wobulation d'un amplificateur désaccordé et la figure 14-40 le même amplificateur après accord correct. Dans ces deux cas, le wobulateur est branché en B de la figure 14-38 et l'oscilloscope en E. Moyennant certaines précautions, il est possible d'effectuer cette même wobulation en branchant le wobulateur au point A, c'est-à-dire directement sur l'antenne, ce qui fera sans doute bondir les puristes, mais en fait ne changera pas le résultat.



◀ Fig. 14-39. — Wobulation presque bonne d'une F.I. en modulation d'amplitude.

Fig. 14-40. — Wobulation correcte d'une FI en modulation d'amplitude. ▶



◀ Fig. 14-41. — Wobulation complète de la partie HF + FI d'un récepteur à modulation d'amplitude.

Il faut quand même insérer entre le générateur et l'antenne une résistance de quelques milliers d'ohms en série avec un condensateur d'environ 1 nF pour ne pas amortir les circuits d'entrée.

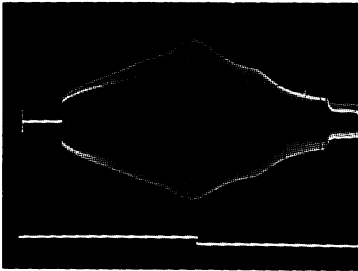
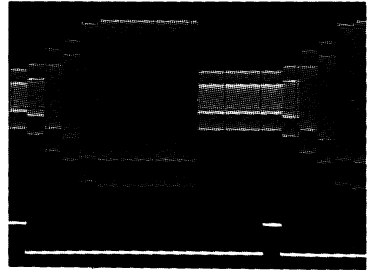
Il convient alors de positionner le bouton de recherche des stations sur la position qui procure un signal de sortie maximum, généralement en grandes ondes vers les fréquences les plus faibles.

Ce procédé permet ainsi un test global de la partie HF du récepteur, incluant les circuits d'accord, le mélangeur et la FI. L'oscillogramme de la figure 14-41 montre le résultat obtenu avec le même circuit que celui utilisé pour les figures 14-39 et 40.

14-3-2. — FI DE MODULATION DE FRÉQUENCE

La figure 14-47 montre la wobulation d'un tel amplificateur complètement désaccordé. Dans ce cas l'utilisation de la base de temps de l'oscilloscope permet l'observation de deux balayages consécutifs qui, avec la visualisation des marqueurs, permet le repérage de l'accord (ou plutôt du désaccord, dans le cas présent). Les paliers obtenus sont, là encore, dus au wobulateur utilisé qui balaye par décade.

Fig. 14-42. — Wobulation d'une F.I. à modulation de fréquence complètement désaccordée. Marqueur à 10,3 MHz.



◀ Fig. 14-43. — Wobulation de la F.I. de la figure 14-42 après accord. Marqueur à 10,7 MHz. 1 ms/division. Excursion 10,4 à 11,7 MHz.

La figure 14-43 montre ce même amplificateur après accord. On note dans le cas de la modulation de fréquence une « platitude » de la réponse qui semble moins bonne qu'en modulation d'amplitude, mais il faut garder à l'esprit l'échelle des fréquences mises en œuvre dans les deux cas : ± 3 kHz en AM et ± 300 kHz en FM. Une dilatation du sommet de la figure 14-43 montrera une meilleure réponse que dans le cas de la figure 14-40, ramenée à la même échelle de fréquence.

14-4. — MESURE DE LA DURÉE DE L'ÉCLAIR D'UN FLASH

Cette mesure illustre parfaitement les possibilités d'un oscilloscope associé à un appareil photo, pour mesurer des phénomènes fugitifs comme un rebondissement de relais, une commutation de transistor, etc. Le principe utilisé présentement est conforme au schéma de la figure 14-44.

On utilise les propriétés d'une résistance du type LDR (voir § 13-13), traversée par un courant de quelques milli-ampères, selon le modèle, l'amplificateur vertical de l'une des voies étant branché à ses bornes.

Le flash est déclenché par la sortie de synchronisation de l'appareil photographique et l'on obtient l'oscillogramme de la figure 14-45. Cette photo est assez délicate à réaliser

étant donné la rapidité de l'éclair. En effet, le flash utilisé, d'un modèle courant, donne une durée d'éclair de $1/1000^{\text{e}}$ de seconde en manuel, pouvant aller jusqu'à $1/50000^{\text{e}}$ de seconde en automatique, selon l'éclairement ambiant.

Dans le cas présent, la durée doit être d'environ $1/10000^{\text{e}}$ de seconde et les composants du montage présentant des éléments réactifs à cette fréquence, se conduisent un peu comme un circuit LC avec une résistance importante, ce qui explique l'aspect pseudo-périodique de l'oscillation, qui rend visible le phénomène.

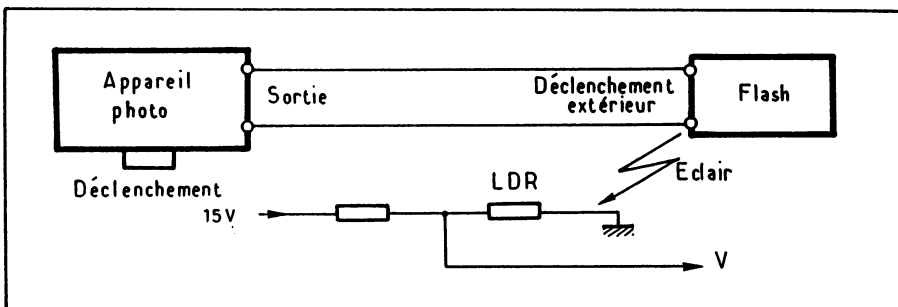
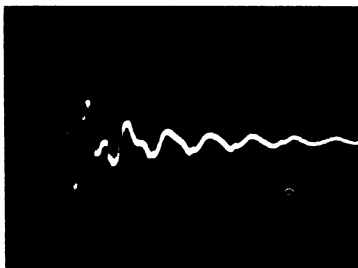


Fig. 14-44. — Mesure de la durée d'un éclair de flash.



◀ Fig. 14-45. — Oscillogramme correspondant à la figure 14-44.

Le film utilisé est ici du 20 000 ASA de Polaroid et l'ouverture de l'appareil photo est à son maximum, c'est-à-dire que $F = 1,8$.

Malgré ces conditions, on voit que l'on dépasse la vitesse d'écriture de l'ensemble appareil photo, film et oscilloscope, puisque le début de l'oscillation est pratiquement invisible (voir chapitre 18). Un analyseur de transitoire à 20 MHz permet la visualisation d'un tel phénomène.

14-5. — DÉTECTEUR DE PASSAGE À ZÉRO

Il existe différents montages pour détecter le passage à zéro d'un signal. Nous avons retenu le montage de la figure 14-46, qui utilise un ampli opérationnel LM 393 (1). On utilise ici les propriétés de comparateur de ce circuit intégré. La figure 14-47 montre la détection du passage à zéro d'une sinusoïde sans composante continue, alors que la figure

(1) Le circuit LM 393 est décrit dans l'annexe 20-20.

Fig. 14-46. — Détecteur de zéro.

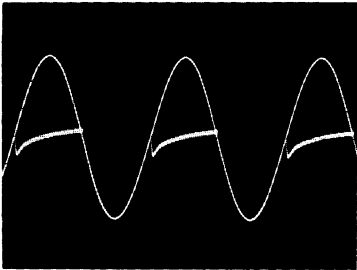


Fig. 14-48. — Détection de zéro d'une sinusoïde avec composante continue positive de 1 volt.

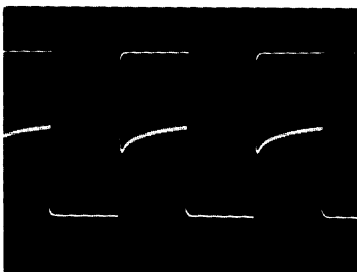


Fig. 14-50. — Détection de zéro d'un triangle.

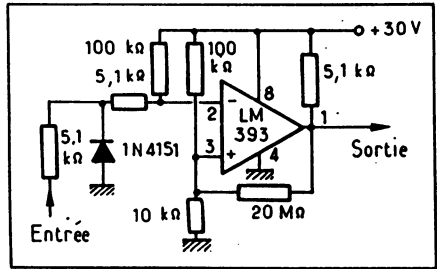
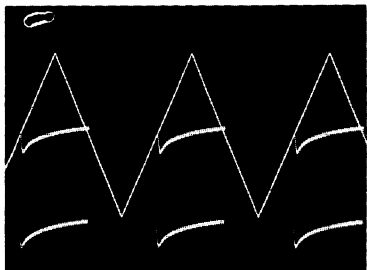


Fig. 14-47. — Détection de zéro d'une sinusoïde.



Fig. 14-49. — Détection de zéro d'un carré.



14-48 montre cette même détection en présence d'une composante continue de +1 V. On voit que l'impulsion de détection ne se produit évidemment plus au même endroit de la sinusoïde.

Les figures 14-49 et 50 représentent cette même détection dans le cas de signaux carrés et triangulaires.

14-6. — CONVERTISSEURS VOLT EFFICACE/VOLT CONTINU

Bien que la visualisation d'une tension continue sur l'écran de l'oscilloscope ne soit pas très spectaculaire, il est quand même intéressant de voir la relation entre une valeur de crête à crête et la tension efficace correspondante. Dans le cas de signaux périodiques la valeur efficace se déduit facilement de leur décomposition en série de Fourier, puisqu'elle correspond à la somme quadratique des différentes composantes du signal :

$$V_{\text{efficace}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T [f(t)]^2 dt}$$

puisque le spectre de fréquences est fini.

Par contre, dans le cas de signaux non périodiques, le spectre étant continu, la valeur efficace du signal est particulièrement difficile à déterminer. C'est pourquoi la plupart des instruments de mesure effectuent une mesure de valeur moyenne et sont souvent calibrés en valeur efficace, ce qui se fait par une mesure de valeur moyenne équivalente (MAV, pour mean average value), et en appliquant un coefficient multiplicateur (généralement de 1,11). Si cet ajustement est satisfaisant dans le cas de signaux sinusoïdaux, les autres cas de mesures sont entachés d'erreurs importantes car le facteur de crête (1) est inconnu. Il existe différents moyens pour effectuer une mesure de tension efficace :

- thermique, par thermocouple,
- par calculateur en élevant la tension au carré, en l'intégrant, puis en extrayant la racine carrée.

Mais il est plus simple d'utiliser un circuit intégré spécialement conçu à cet effet, comme le LH0091 (2) dont l'interconnexion est donnée par la figure 14-51.

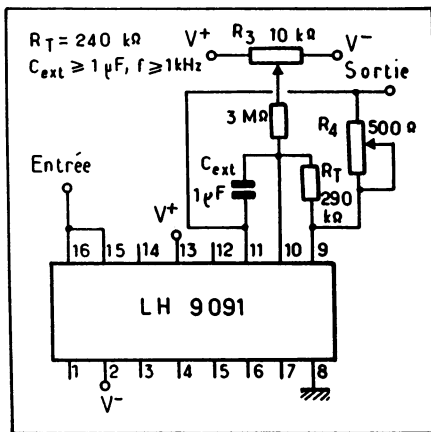


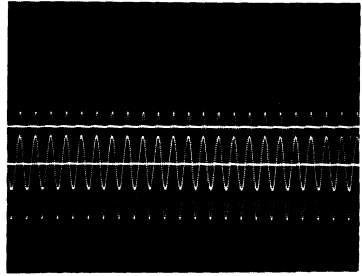
Fig. 14-51. — Principe d'un convertisseur volt efficace/volt continu.

(1) Note : le facteur de crête correspond au rapport $\frac{V_{\text{crête}}}{V_{\text{efficace}}}$.

Il est de 1,414 dans le cas des sinusoïdes et de 1,73 pour les signaux triangulaires. Un train d'impulsions de rapport cyclique de 1 % possède un facteur de crête de 10.

(2) Le circuit LH 0091 est décrit dans l'annexe T-21.

Fig. 14-52. — Petite sinusoïde : $2 V_{cc}$ — référence 1,4 V continu = 1,4 efficace. Grande sinusoïde : $4 V_{cc}$ — 2,8 V continu = 2,8 V efficace



L'oscillogramme de la figure 14-52 montre la relation entre une valeur crête et efficace pour $2 V_{cc}$ et $4 V_{cc}$.

14-7. — REMARQUES SUR UN CIRCUIT OSCILLANT SÉRIE

Nous avons déjà utilisé un tel circuit oscillant au chapitre 8, ce qui nous avait donné l'oscillogramme 8-3 — en partant du montage de la figure 14-53. En fait, cet oscillogramme avait été réalisé en utilisant comme self induction, le primaire d'un transformateur de fréquence intermédiaire avec une capacité de 33 pF en série et une résistance d'amortissement de 30 kΩ aux bornes de la self induction.

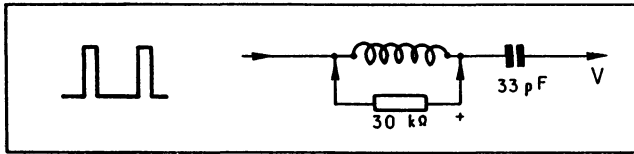
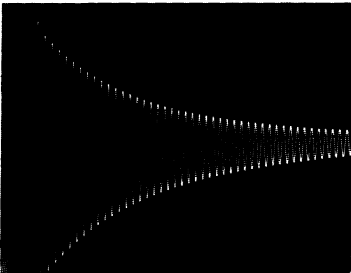


Fig. 14-53. — Circuit LC d'essai.



◀ Fig. 14-54. — Oscillogramme obtenu à partir du montage de la figure 14-53.

L'absence de cette résistance d'amortissement donne l'oscillogramme 14-54. Dans les deux cas, la fréquence du train d'impulsions est de 4,7 kHz et leur largeur de 900 ns.

La décroissance de l'amplitude des oscillations est de la forme $u = Ve^{-\frac{t}{\theta}} \cos \omega t$, avec :

u = tension instantanée

V = tension initiale

e = décrément logarithmique = 2,71828

t = temps écoulé

$\theta = RC$, R étant la résistance de la self induction et C la capacité en série.

Le circuit de la figure 14-53, sans la résistance d'amortissement présente une résistance self induction faible donc un coefficient de surtension « Q » élevé, ce qui lui procure une bonne sélectivité.

$$(Q = \frac{L\omega}{R})$$

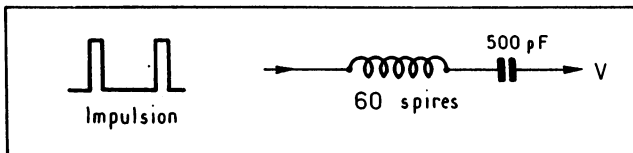
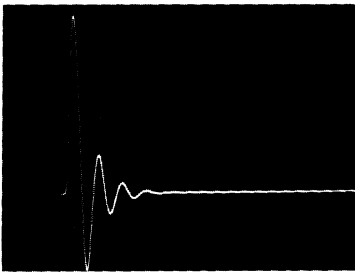
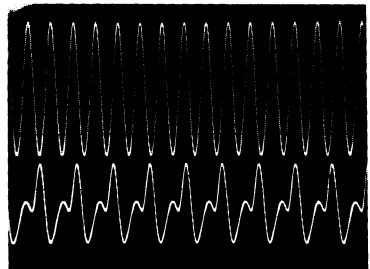


Fig. 14-55. — Autre circuit LC d'essai.



◀ Fig. 14-56. — Oscillogramme d'une onde sinusoïdale amortie obtenue avec le montage de la figure 14-55. Fréquence : 500 kHz. Largeur d'impulsion : 10 ns. 0,05 $\mu\text{s}/\text{div}$.

Fig. 14-57. — Circuit de la figure 14-55 excité par du 15 MHz (trace du bas) et du 25 MHz (trace du haut). Vitesse de balayage 0,05 $\mu\text{s}/\text{division}$. ▶



Ce résultat n'est pas étonnant puisque le transformateur de fréquence intermédiaire utilisé ici comme self induction, doit être justement sélectif (± 3 kHz environ par rapport à 455/480 kHz).

La figure 14-55, donne un autre exemple de circuit oscillant série, dont la self induction est constituée par environ 60 spires de fil émaillé de 8/10^e, bobinées sur la tige d'un petit tournevis. L'oscillogramme de la figure 14-56 correspond donc à des oscillations pseudo-périodiques délivrées par ce circuit quand il est excité par un train d'impulsions de 500 kHz et de largeur 10 ns. Comme on le voit sur cet oscillogramme, ce circuit est très amorti du fait que la résistance est élevée devant $L\omega$, puisque la self induction est bobinée en l'air.

Si l'on augmente la fréquence du train d'impulsion, ce circuit se comporte alors comme un filtre.

La figure 14-57 montre qu'à 15 MHz, il n'y a plus d'oscillation et qu'à 25 MHz le signal de sortie est parfaitement sinusoïdal, puisque le filtre ne laisse passer que les composantes sinusoïdales du train d'impulsions entrant dans sa bande. A noter que pour ces fréquences, la forme du signal d'entrée ne change pas le résultat.

14-8. — COMPAREUR DE PHASE

Il existe de nombreux principes de compareur de phase. Nous nous proposons de décrire deux montages : l'un à rampe interrompue, très utilisé dans les générateurs synthétiseurs de fréquence, et l'autre utilisant un « OU EXCLUSIF ». C'est celui utilisé dans le présent ouvrage, chaque fois que l'on a eu besoin de disposer de deux signaux asservis en phase.

14-8-1. — COMPAREUR À RAMPE INTERROMPUE

Son schéma de principe correspond à la figure 14-58.

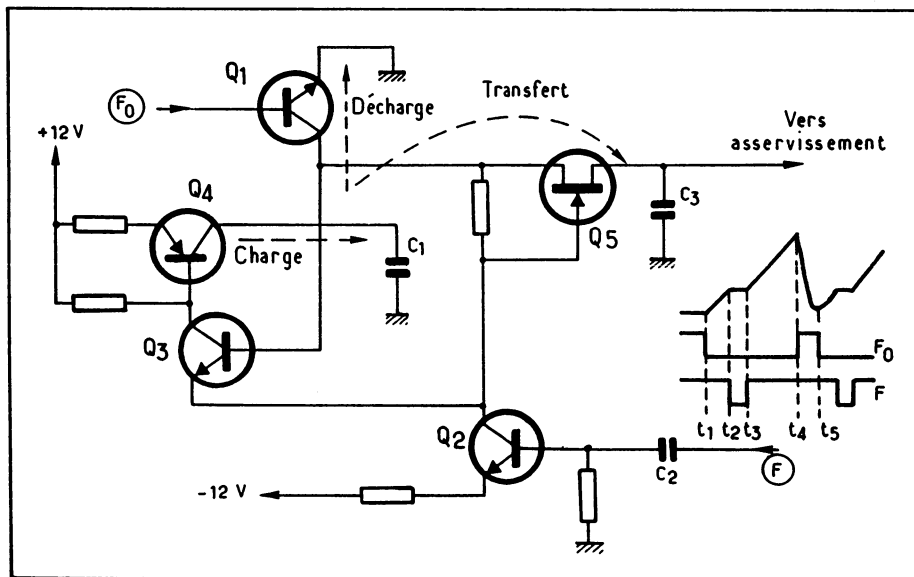
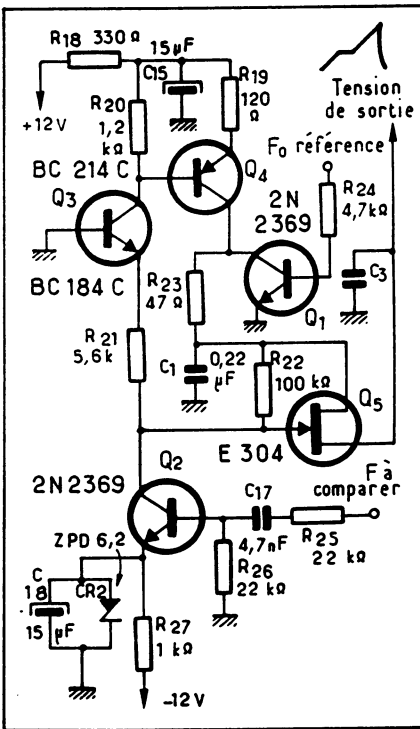


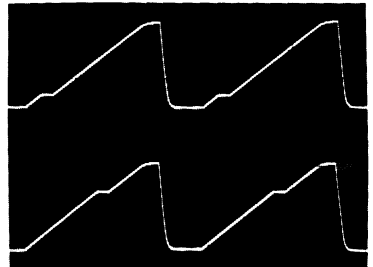
Fig. 14-58. — Principe du compareur de phase à rampe interrompue.

La figure 14-59 donne le détail. La figure 14-60 correspond à l'oscillogramme relevé en sortie du transistor à effet de champ Q5, pour deux valeurs de la fréquence à comparer, ce qui fait apparaître une modification de l'emplacement de la marche.



◀ Fig. 14-59. — Schéma du comparateur de phase à rampe.

▶ Fig. 14-60. — Rampe interrompue du comparateur de la figure 14-59 pour deux valeurs de la fréquence F. Balayage 0,3 ms/division.



14-8-2. — COMPAREUR DE PHASE À « OU EXCLUSIF »

Le principe de ce comparateur repose sur les propriétés du OU exclusif, qui délivre un signal seulement si l'une des entrées, « mais pas les deux » est au niveau 1 » d'où son expression : $F1 \oplus F2$ (lire F1 à l'exclusion de F 2).

1) Pour des signaux en phase, comme F1 et F2 sont toujours « l'un et l'autre à l'entrée », la sortie du OU exclusif reste au niveau « bas ».

2) Pour des signaux en opposition de phase, on peut dire que l'on a F1 et F2 présents alternativement à l'entrée, donc toujours « l'un ou l'autre » et la sortie est au niveau « haut ».

3) Pour des signaux en quadrature, on peut s'appuyer sur les deux raisonnements précédents, ou bien dire que l'on a alternativement « l'un ou l'autre » ou bien « l'un et l'autre », en conséquence de quoi, la sortie du « OU exclusif » correspond à une suite de créneaux de rapport cyclique égal à 50 %.

— En intégrant la sortie du « OU exclusif » par un intégrateur alimenté en ± 15 V par exemple, on disposera d'une tension analogique de -5 V pour des signaux en phase de 0 V pour des signaux en quadrature et $+5$ V pour des signaux en opposition de phase.

Le schéma de la figure 14-61 donne le principe d'un « OU exclusif ». Utilisant deux circuits intégrés 7400 qui contiennent chacun 4 portes logiques. Le principe en est très simple :

— la porte E1 reçoit F_1 et F_2 ce qui donne en sortie $\overline{F_1 \cdot F_2}$, qui selon le théorème de de Morgan devient $F_1 \oplus F_2$.

— la porte G2 reçoit $\overline{F_1}$ et $\overline{F_2}$ et délivre sur sa sortie, $\overline{\overline{F_1} \cdot \overline{F_2}}$ qui se transforme en $F_1 + F_2$.

— Ces deux signaux sont présentés sur la porte H1, dont la sortie commande la porte J2 et qui fournit à son tour les signaux correspondant à l'expression $F_1 \oplus F_2$. La figure 14-62 montre le cas de deux signaux en phase présentés à l'entrée du « OU exclusif » et la sortie de la porte H1, qui est au niveau « haut » soit $F_1 \oplus F_2$, dans le cas de signaux en opposition de phase la sortie de cette porte serait donc au niveau « bas » et correspondrait également à $F_1 \oplus F_2$. Le cas de deux signaux déphasés de 90° par exemple est un peu plus complexe.

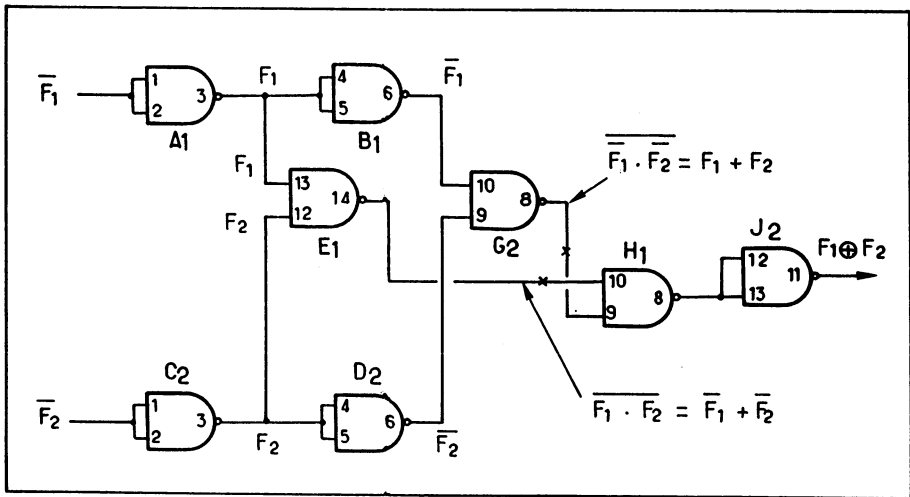
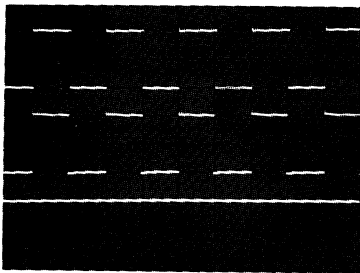


Fig. 14-61. — Principe du comparateur de phase à OU exclusif.



◀ Fig. 14-62. — Signaux en phase F_1 et F_2 (traces du haut) et sortie de la porte H1 ($F_1 \oplus F_2$).

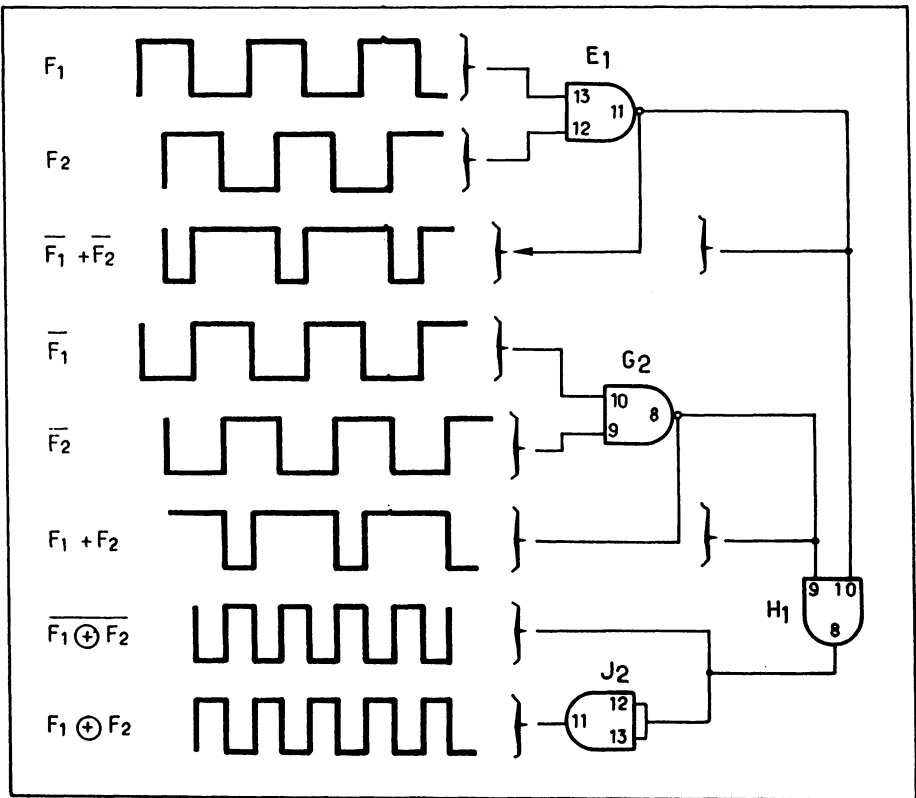
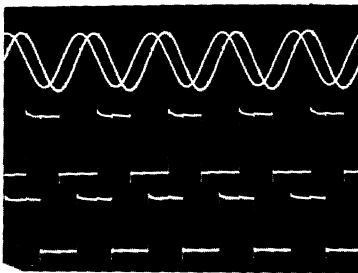
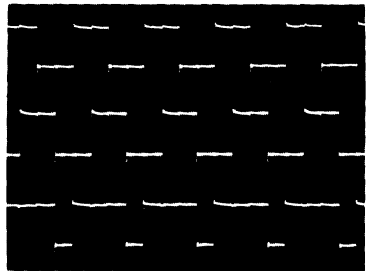


Fig. 14-63. — Chronogramme pour F1 et F2 en quadrature.



◀ Fig. 14-64. — Sinusoides déphasées de 90° et signaux carrés après mise en forme.



► Fig. 14-65. — Signaux déphasés de 90°. Traces supérieures : entrée de la porte E1. Trace du bas : sortie de la porte E1.

Nous allons voir en détail ce qui se passe. La figure 14-63 donne le chronogramme complet de ce fonctionnement. La figure 14-64 montre deux sinusoïdes déphasées de 90° et les signaux carrés correspondants après mise en forme. La figure 14-65 correspond à ces deux signaux carrés présentés à l'entrée de la porte E1 (traces du haut) et la sortie qui en résulte (trace du bas), est présentée à son tour sur l'entrée 10 de la porte H1. Cette dernière reçoit la sortie de la porte G2, les signaux sont identiques mais déphasés de 90° . La sortie de H1 délivre un train d'impulsions de rapport cyclique 50 % qui après inversion par J2 et intégration, donneront une tension analogique de 0 V. Bien entendu un déphasage quelconque donnera une tension analogique se situant entre +5 V et -5 V. La figure 14-66 donne le schéma d'un intégrateur possible, la valeur du condensateur C étant à déterminer en fonction du rattrapage de phase à effectuer.

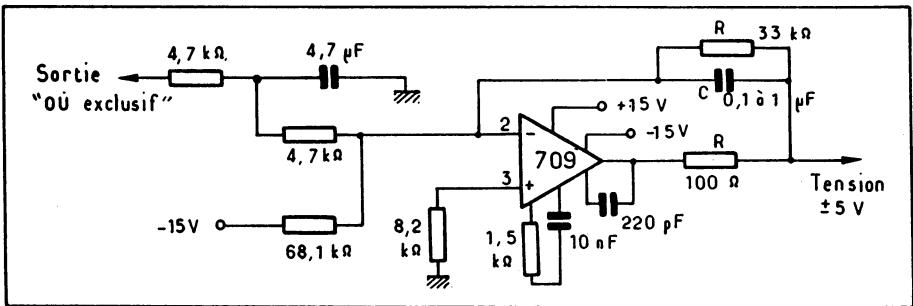


Fig. 14-66. — Schéma d'un intégrateur.

Remarque : Bien entendu, l'oscilloscope est très utile pour constater l'absence ou la présence des signaux aux différents points du montage ainsi que leur forme. Par contre, en ce qui concerne leur relation de temps, et comme l'on ne peut généralement voir que deux traces à la fois (quelquefois 4), le fonctionnement est difficile à suivre. C'est pourquoi nous avons préféré faire figurer le chronogramme de fonctionnement sous forme de dessin, réalisé selon un raisonnement logique, s'appuyant sur le schéma de principe, l'oscilloscope nous permettant ensuite de vérifier la présence des signaux à l'entrée et à la sortie de telle ou telle porte. On voit là une des premières limitations de l'oscilloscope qui correspond donc au nombre maximal de traces que l'on peut observer simultanément. Heureusement d'autres instruments de mesure peuvent prendre la relève des oscilloscopes et les compléter, ce sont les analyseurs logiques « temps et états ».

14-8-3. — AUTRES COMPARATEURS DE PHASE

Bien d'autres circuits peuvent mettre en évidence une différence de phase entre deux signaux. Un mélangeur par exemple peut faire office de comparateur puisqu'il délivre un signal correspondant à la différence des deux fréquences présentes sur ses entrées. Il y a également les comparateurs de phase/fréquence qui se comportent tout d'abord en comparateurs de fréquence loin de l'asservissement, puis en comparateurs de phase dès le verrouillage établi (1).

(1) Pour plus de détails, se reporter à l'ouvrage de J.-P. Oehmichen « Signaux et circuits électroniques » chez SECF-Éditions Radio.

14-9. — MÉLANGEUR ANALOGIQUE

Le technicien rencontre souvent dans la pratique le problème du mélange de deux signaux de fréquence différentes. On peut le résoudre de différentes façons : par hétérodynage : par modulateur en anneau ou par mélange pur et simple dans un élément non linéaire.

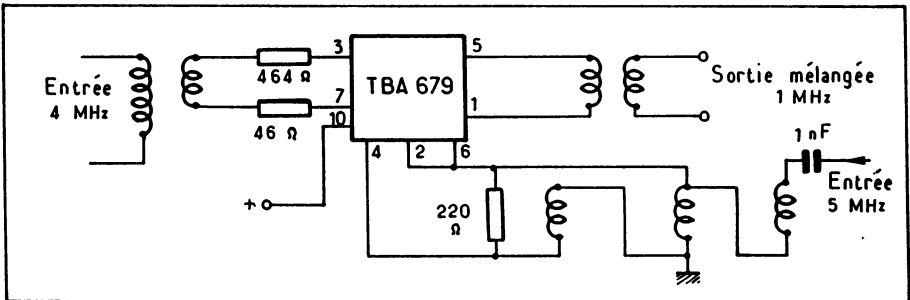


Fig. 14-67. — Mélangeur analogique 415 MHz.

Fig. 14-68. — Entrée 5 MHz (trace supérieure) et 4 MHz (trace du milieu) du mélangeur de la figure 14-67. Sortie à 1 MHz (trace du bas). Balayage : $0,5 \mu\text{s}/\text{division}$.

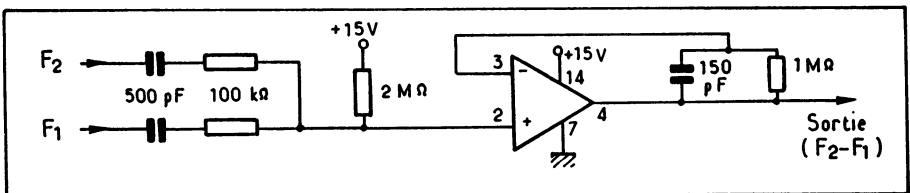
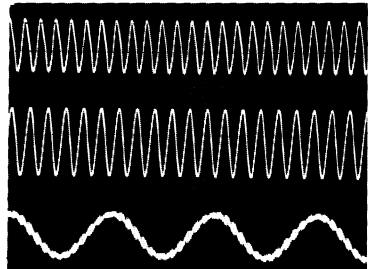


Fig. 14-69. — Mélangeur avec un amplificateur opérationnel LM 3900 pour basse fréquence.

Le circuit TBA 673 se prête particulièrement bien au mélange de signaux HF, comme le montre la figure 14-67 et l'oscillogramme 14-68. Cet oscillogramme montre les deux signaux se mélangeant, le 5 MHz (trace du haut) et le 4 MHz (trace du milieu), ainsi que le résultat du mélange, c'est-à-dire 1 MHz sur la trace du bas. Ce signal résultant, montre une résiduelle HF qu'il convient ensuite de filtrer.

La figure 14-69 donne un autre exemple de mélangeur utilisant un amplificateur opérationnel LM 3900 (1) qui est particulièrement intéressant pour des fréquences de quelques dizaines de kilohertz.

14-10. — MULTIPLEXEURS ANALOGIQUES

Nous avons déjà étudié ce genre de circuit au chapitre 12 (modulateur en anneau par exemple). Mais il existe également des circuits intégrés comprenant des éléments actifs, spécialement étudiés pour effectuer des opérations arithmétiques avec d'excellentes linéarités, et bénéficiant d'un facteur multiplicateur K , ajustable.

La figure 14-70 rappelle le principe d'un multiplieur 4 quadrants. Il existe une tension en sortie, quelle que soit la polarité de l'une des entrées, par exemple pour $V_y = -2$ V et $V_x = +6$ V, la sortie est à environ -1 V. Ces circuits possèdent de nombreuses applications : toutes opérations arithmétiques ; addition ; multiplication ; racine carrée ; détecteur de phase ; modulateur/démodulateur équilibré etc.

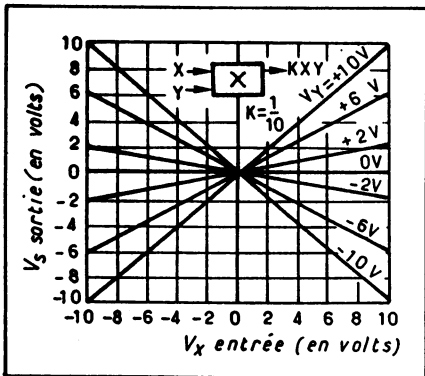


Fig. 14-70. — Abaque d'un multiplieur 4 quadrants.

L'application décrite ci-dessous concerne un AD 534, utilisé ici pour la mesure de puissance active d'amplificateur ou de lampe à incandescence.

La figure 14-71 donne le principe de fonctionnement de ce circuit. Le pont $18\text{ k}\Omega/10\text{ k}\Omega$ ramène la tension de sortie à 10 V maximum, correspondant à la gamme de tension de ce circuit (dans le cas d'une source délivrant 100 W sous 28 V).

Les deux entrées X du multiplieur, reçoivent donc une tension proportionnelle à la tension existant aux bornes de la charge, à noter qu'ici la puissance absorbée par le pont est négligeable (environ $1/3500$ de la puissance totale).

Le courant circule dans la résistance de $0,1\ \Omega$ et la chute de tension ne représente que $1/80^e$ de la tension totale. L'amplificateur opérationnel AD 301 adapte le « signal courant », au niveau compatible de l'entrée V .

La tension de sortie du montage correspond donc à :

$$V_s = \frac{(V_{y1} - V_{x2}) \cdot V_y}{10}$$

(1) Le circuit LM 3900 est décrit dans l'annexe 20-12.

qui représente bien l'expression d'une puissance, puisqu'aux entrées X correspond une tension, et à l'entrée Y un courant.

A noter que la précision de la mesure n'est pas affectée par le pont diviseur de tension puisque la mesure s'effectue en différentiel, donc avec une grande précision.

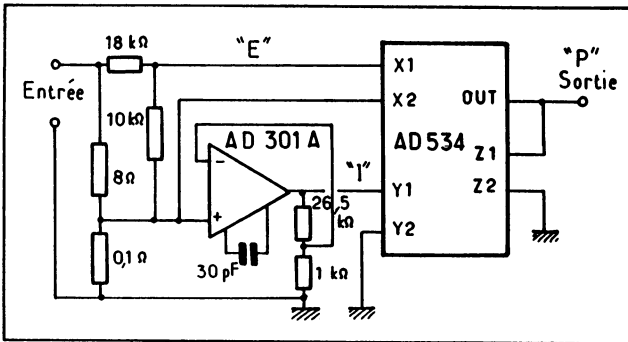


Fig. 14-71. — Principe de la mesure de la puissance active avec un AD534.

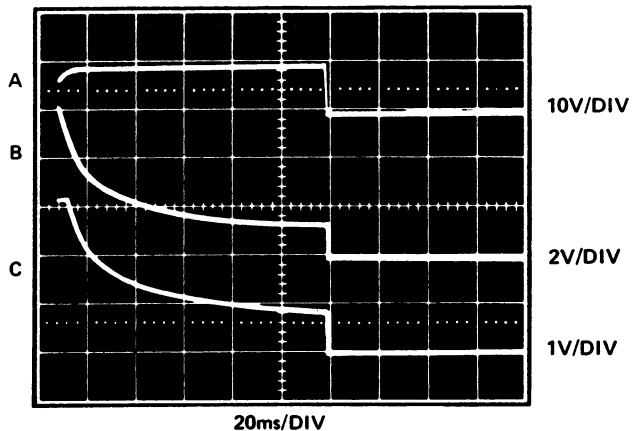


Fig. 14-72. — Puissance absorbée à la mise sous tension.

En remplaçant la charge de $8\ \Omega$ par une lampe à incandescence et un interrupteur à transistor, on peut mesurer la puissance absorbée à la mise sous tension comme l'indique la figure 14-72.

La trace supérieure représente la tension, la trace du milieu, le courant, et la trace du bas, la puissance absorbée. On voit que la puissance absorbée à la mise sous tension est 2,5 fois supérieure à celle existant en régime établi.

La figure 14-73 montre les mêmes paramètres (tension, courant et puissance), en polarisant le filament juste à la limite de l'éclairement avec une résistance en parallèle sur l'interrupteur. La puissance absorbée à la mise sous tension est ainsi considérablement diminuée, prolongeant la durée de vie du filament.

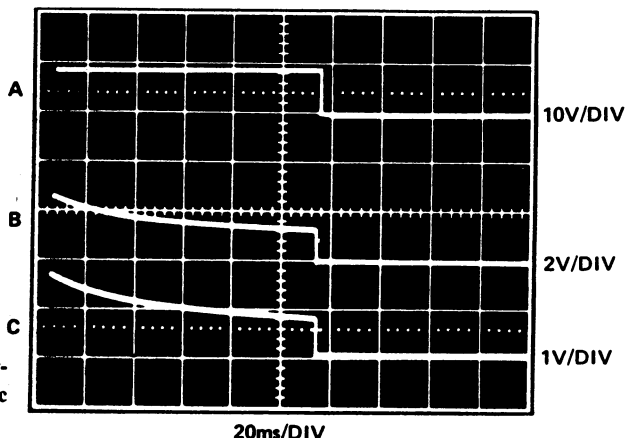


Fig. 14-73. — Puissance absorbée à la mise sous tension avec préchauffage.

14-11. — ALIMENTATION À DÉCOUPAGE

La figure 14-74 donne le principe général d'une telle alimentation. L'interrupteur K commute selon une certaine cadence la tension continue non stabilisée et le condensateur C intègre la puissance transmise à l'utilisation. La tension étant constante, l'intensité varie alors proportionnellement à la puissance délivrée. L'amplificateur A fournit un signal d'erreur entre une tension de référence « V_{ref} » et la tension de sortie « V », le circuit de commande fait varier le rapport cyclique des impulsions commandant le commutateur.

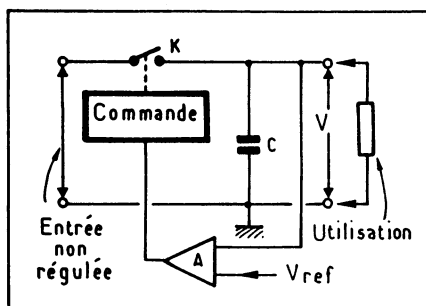
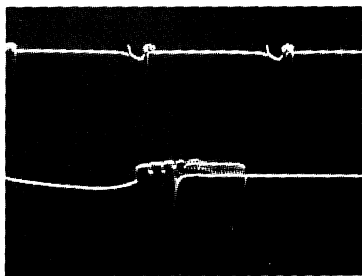


Fig. 14-74. — Puissance d'une alimentation à découpage.

Il existe des variantes de ce principe : à récupération ou « flyback », à transfert direct d'énergie ou « Forward », symétrique ou « push-pull », possédant chacune des avantages et des inconvénients*.

La commutation s'effectuant à des fréquences de l'ordre de 100 kHz, les circuits sont le siège de signaux quelque peu tourmentés du fait qu'il y a des composants réactifs comme l'indiquent les figures 14-75 et 76 qui montrent le courant de base du transistor pour deux débits différents du courant de sortie (1).



◀ Fig. 14-75. — Courant de base d'un transistor de commutation pour une charge de 1 A. Vitesse : 0,2 ms/division.

Fig. 14-76. — Identique à la figure 14-75, mais avec Une charge de 10 A. Vitesse 1 ms/division. ▶

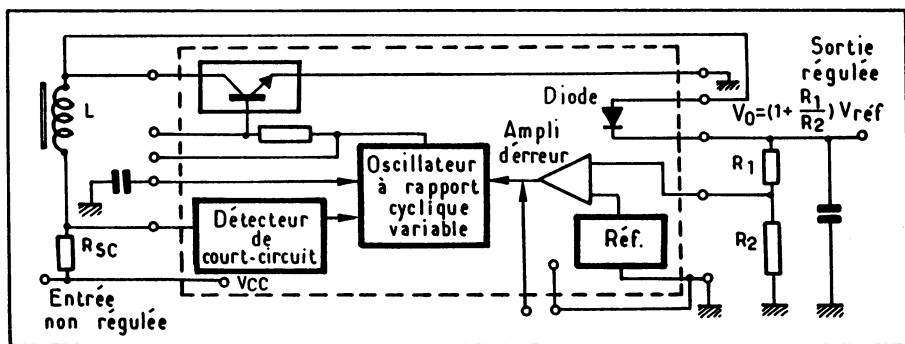
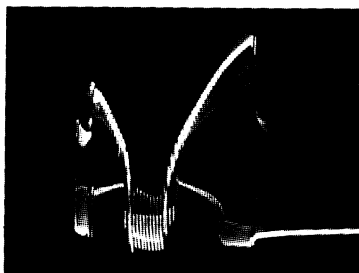


Fig. 14-77. — Principe du circuit intégré T.

On voit que le changement du rapport cyclique, s'accompagne de signaux harmoniques de l'oscillateur pouvant rayonner à l'extérieur, ce qui est encore à l'heure actuelle le problème de ces alimentations malgré les excellents rendements qu'elles procurent par rapport aux alimentations à transformateurs ballast.

La figure 14-77 montre le principe d'un circuit intégré spécialement étudié pour les alimentations à découpage. On reconnaît les principaux circuits dont il a été fait mention figure 14-74.

(1) Pour plus de détails sur les alimentations à découpage voir le livre : « Alimentations électroniques » de C. Gagne et R. Damaye chez SECF-Editions Radio.

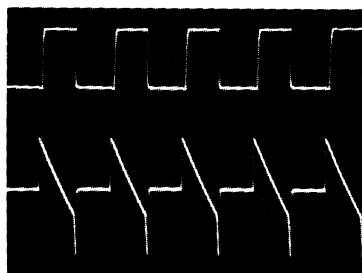
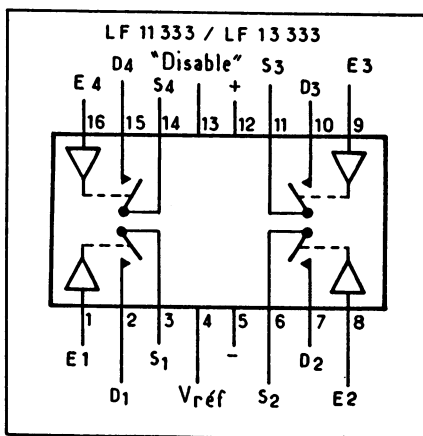
14-12. — COMMUTATEUR ANALOGIQUE

Jusqu'à ces dernières années, chaque fois que l'on pensait commutation de signaux, ce qui venait à l'esprit immédiatement était transistor ; relais ; etc. Les progrès de la micro-électronique ont permis de réaliser des commutateurs analogiques possédant une faible résistance de transfert et pouvant être commandés par des signaux logiques classiques.

En fait, ce sont des transistors à effet de champ commandés par des signaux logiques.

La figure 14-78 montre le circuit LF 13333 qui comprend 4 commutateurs dans le même boîtier, dont deux sont ouverts pendant que les deux autres sont fermés. Ce circuit fonctionne correctement pour des fréquences analogiques allant jusqu'à 50 MHz et avec des impulsions de commande de l'ordre de 200 ns.

Fig. 14-78. — Commutateur analogique LF 13333.

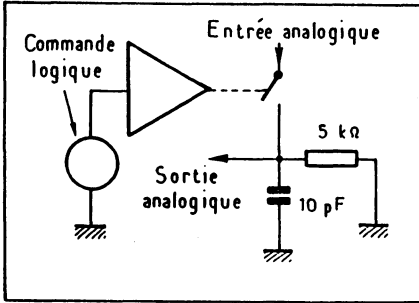


◀ Fig. 14-79. — Rebondissement à 100 kHz sans charge et sans capacité (trace du bas). Signal à 100 kHz (trace du haut).

En outre, ce circuit comporte une fonction de contrôle « DISABLE » qui peut commander les commutateurs indépendamment des signaux logiques de chacun d'eux et une tension de référence commande le seuil de la commutation.

La commutation s'accompagne d'un phénomène de rebondissement visible sur la sortie analogique. Ce phénomène est dû aux capacités parasites drain/source de l'effet de champ. La figure 14-79 montre ces transitoires, (trace du bas), pour une fréquence de commande de 100 kHz, (trace du haut).

On peut atténuer ce défaut en optimisant la charge et en ajoutant une capacité comme l'indique la figure 14-80. Ceci améliore le résultat comme le montre la figure 14-81. La trace du haut correspond à une commutation sans charge et sans capacité. Celle du bas avec, et ce pour une fréquence de commande de 10 kHz.



◀ Fig. 14-80. — Atténuation du rebondissement.

Fig. 14-81. — Rebondissement à 10 kHz (trace du haut) et sans (trace du bas).

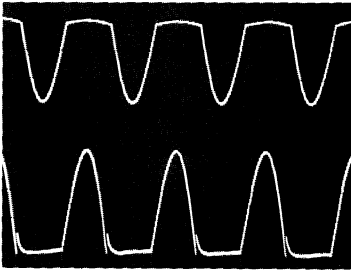
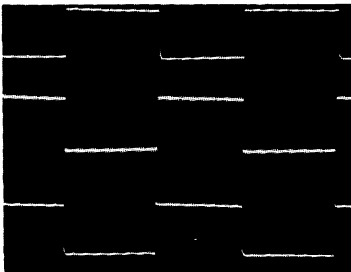
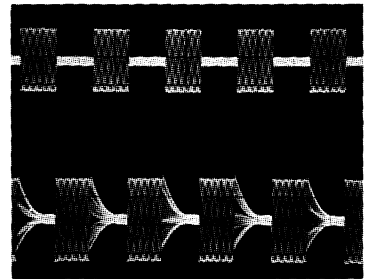


Fig. 14-83. — Commutation d'une sinusoïde à 15 kHz par un signal logique à 10 kHz.



◀ Fig. 14-82. — Commutation d'une sinusoïde à 2 kHz par un signal logique également à 2 kHz.



◀ Fig. 14-84. — Commutation d'une tension continue de 4,5 V par un signal logique à 200 Hz.

La figure 14-82 montre la commutation par signaux logiques, d'un signal analogique sinusoïdal de même fréquence, c'est-à-dire 2 kHz, la trace du haut correspond au commutateur fermé par la tension de commande et la trace du bas à celui s'ouvrant par une tension de commande. Dans ce cas, on assiste à une sorte de redressement du signal mais avec rebondissement plus important dans le cas du deuxième commutateur.

La figure 14-83 montre la commutation d'une fréquence analogique de 15 kHz par un signal logique de 10 kHz : la trace du haut correspond également au commutateur fermé par la tension logique et la trace du bas à l'autre commutateur.

La figure 14-84 montre le découpage d'une tension continue de 4,5 V par un signal logique de 200 Hz. Les traces haute et basse correspondent également aux deux commutateurs précités. La trace du milieu correspond au signal logique de commande à partir duquel s'effectue la synchronisation de l'oscilloscope. Ce commutateur analogique peut donc trouver d'intéressantes applications en tant que « découpeur ou chopper ».

14-13. — FIBRE OPTIQUE

Les fibres optiques outre leurs applications dans le domaine des télécommunications pour la transmission d'information (transmission de donnée informatique, téléphonique, etc), trouvent de nombreux débouchés dans l'industrie pour la commande de dispositifs industriels en milieu perturbé (commande de relais, de vanne, etc). Il existe différents modes de propagation dans une fibre optique : monomode, multimode, ... qui ne changent pas le principe de la transmission représenté sur la figure 14-85. Par rapport à une transmission par câble les principales différences sont :

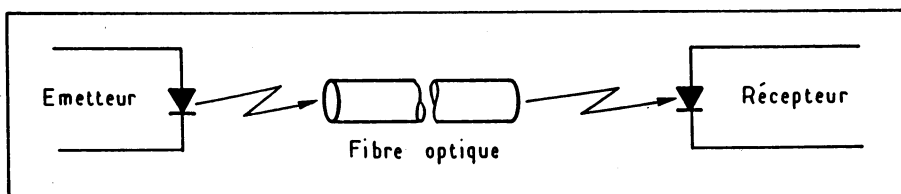
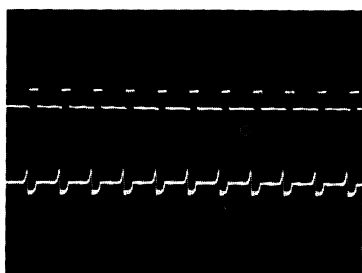


Fig. 14-85. — Principe d'une liaison à fibre optique.



◀ Fig. 14-86. — Transmission obtenue avec une fibre optique (trace du bas) d'un train d'impulsions de 11 kHz, de largeur 70 μ s.

- une transmission d'énergie très faible (inférieure au milliwatt),
- une bande passante inversement proportionnelle à la longueur, (au lieu du carré de la longueur pour un câble coaxial). Par exemple, pour une liaison de 100 m, la bande passante à 3 dB est de 22,5 MHz pour un câble ; et de 120 MHz pour une fibre optique,
- sécurité et secret de la transmission...

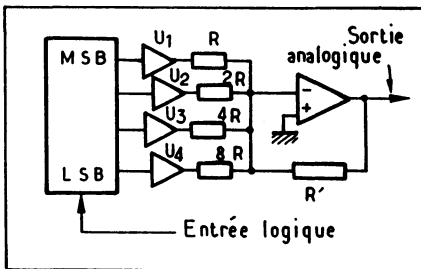
Généralement l'émetteur est constitué par une diode électroluminescente travaillant dans l'infrarouge et le récepteur est une diode PIN. La transmission étant essentiellement impulsionnelle, il convient de reconstituer le code initial (RZ ; NRZ ; biphase ; etc).

De nombreux constructeurs proposent des « kits d'évaluation ». La figure 14-86 montre le résultat obtenu avec le Kit GFOD/E (de GENERAL ELECTRIC). La trace du haut correspond aux impulsions de commande de 11 kHz et de largeur 70 ns, et la trace du bas à la transmission obtenue.

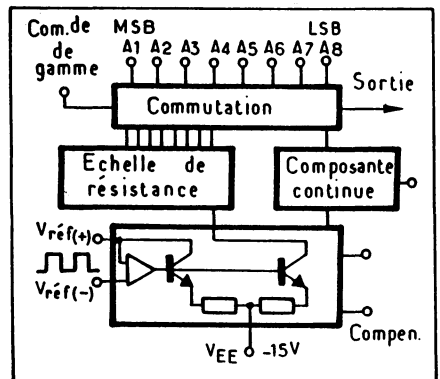
14-14. — CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE/ANALOGIQUE

On aborde ici un circuit permettant d'effectuer une conversion d'information numérique en son équivalent analogique. La figure 14-87 rappelle son principe de fonctionnement.

Cet exemple concerne un convertisseur à 4 bits, lesquels sont présentés dans un registre à décalage avec le bit le plus significatif en tête (MSB, most significant bit). Les amplifica-



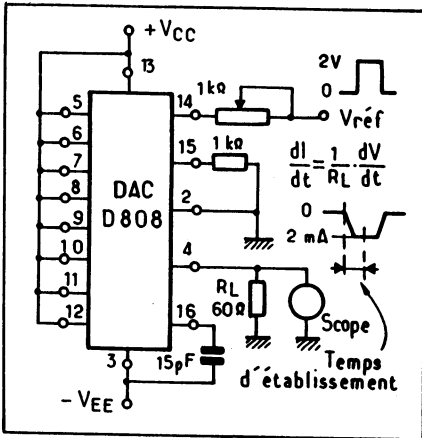
◀ Fig. 14-87. — Principe d'un convertisseur numérique/analogique.



► Fig. 14-88. — Principe du convertisseur digital/analogique DAC 0808.

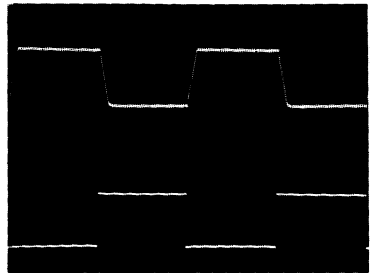
teurs définissent un niveau analogique (U1 à U4), en fonction de leur niveau logique d'entrée et les différentes résistances pondèrent chaque sortie. L'amplificateur opérationnel somme ces différentes tensions et sa sortie délivre bien une tension analogique proportionnelle à l'information logique d'entrée.

La figure 14-88 montre le principe de fonctionnement du convertisseur DAC 0808 (1). On reconnaît le registre d'entrée, ici d'accès parallèle, et commandé par un signal logique de référence, qui détermine un travail de conversion positif ou négatif.



◀ Fig. 14-89. — Principe du test d'un convertisseur digital/analogique. Vitesse de balayage 10 μs/division.

Fig. 14-90. — Oscillogramme du test de la figure 14-89. ▶



La figure 14-89 donne le principe du test de ce circuit, toutes les entrées logiques sont au niveau 1 puisque reliées au + de l'alimentation. Ce test réunit les conditions d'utilisation les plus sévères pour un convertisseur et permet entre autres de mesurer son temps d'établissement, la figure 14-90 montre le résultat obtenu avec une commande de référence de 20 kHz. Le temps d'établissement correspond à

$$\frac{1}{RL} \cdot \frac{dv}{dt} = \frac{di}{dt}$$

, il est typiquement d'environ 0,1 ns, avec RL la résistance de charge,

V la dérivée de la tension de référence, i le courant de référence.

(1) Le circuit DAC 0808 est décrit dans l'annexe 20-22.

Le test d'un tel convertisseur peut également s'effectuer en utilisant la sortie « programmation » d'un fréquencemètre relié à l'entrée parallèle du convertisseur. Si l'on attaque le fréquencemètre par une rampe de niveau connu, la sortie du fréquencemètre délivre un code correspondant au niveau de la rampe. On peut ainsi réaliser un test global du convertisseur.

14-15. — CONVERTISSEUR ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE

Il existe différents principes de conversion d'une tension analogique en son équivalent logique. Par exemple : les convertisseurs à boucle de contre-réaction ; à simple ou double rampe, suivis ou non d'un comptage, ce dernier devenant le plus répandu.

Rappelons que pour convertir une tension variant de V_A à V_B par exemple, il faut découper cette différence de potentiel en 2^P intervalles égaux, (ou nombre de points), chaque intervalle de rang n (n variant de 0 à $2^P - 1$) est compris entre

$$V_B + (n - 1) \frac{V_A - V_B}{2^P} \text{ et } V_B + n \frac{V_A - V_B}{2^P}$$

L'affichage lié au convertisseur doit donc afficher un nombre n en P bits, quand la tension d'entrée est comprise dans l'intervalle de rang n .

1) Méthode à simple rampe (voir figure 14-91)

Un oscillateur cadence l'ensemble du processus de conversion. Il déclenche un générateur de rampe qui démarre d'un niveau légèrement négatif pour croître jusqu'à une tension supérieure à celle à convertir. Cette rampe est appliquée à deux comparateurs de tension, l'un détecte le passage à zéro, l'autre compare le niveau de la rampe à la tension

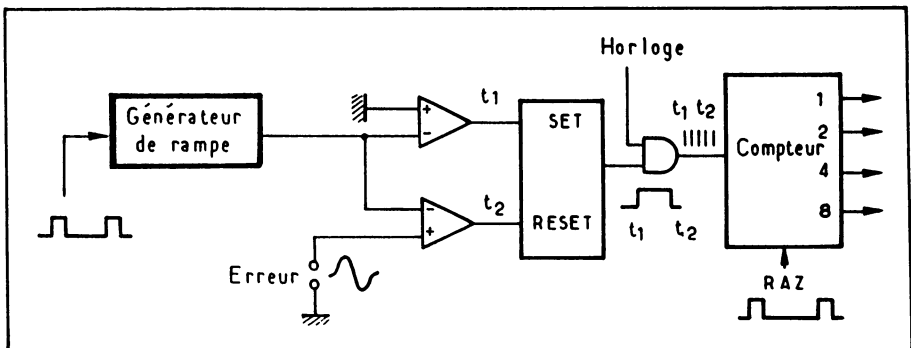


Fig. 14-91. — Principe du convertisseur analogique/numérique à simple rampe.

d'entrée à convertir. Ces deux comparateurs basculent chacun un bistable qui délivre ainsi un créneau de durée proportionnelle à la tension d'entrée. Ce créneau est présenté à l'entrée d'une porte ET qui reçoit par ailleurs un signal d'horloge. Il suffit alors de compter le nombre de coups dans un compteur dont le décodage délivre une information logique.

2) Méthode à double rampe

La figure 14-92 montre le chronogramme de fonctionnement d'un convertisseur ICL 7106. Les figures 14-93 et 94 présentent respectivement le principe des parties analogiques et numériques de ce convertisseur. Le fonctionnement en est le suivant :

a) Phase d'auto zéro « AZ »

Pendant cette phase de fonctionnement, les entrées haute et basse (in_{H_i} et in_{L_o}) sont déconnectées de l'extérieur et commutés d'une façon interne au commun analogique, la capacité de référence (C_{ref}) est chargée à la tension de référence. La boucle de réaction de l'intégrateur est fermée pour charger la capacité de mise à zéro automatique ($C.AZ$), qui commute automatiquement les tensions de décalage des amplificateurs constituant l'intégrateur.

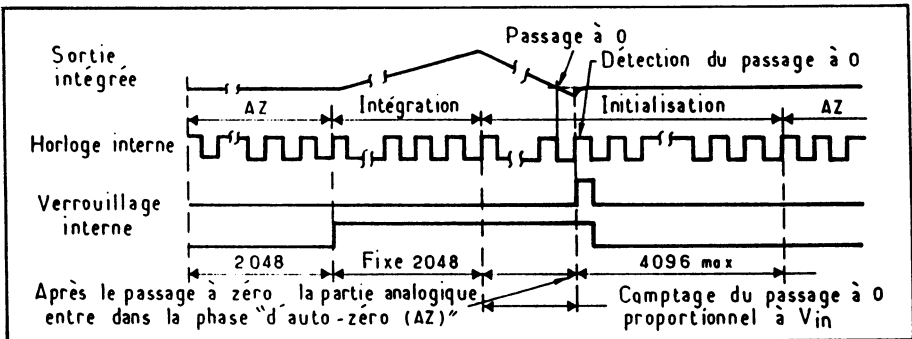


Fig. 14-92. — Chronogramme de fonctionnement du convertisseur ICL 7106.

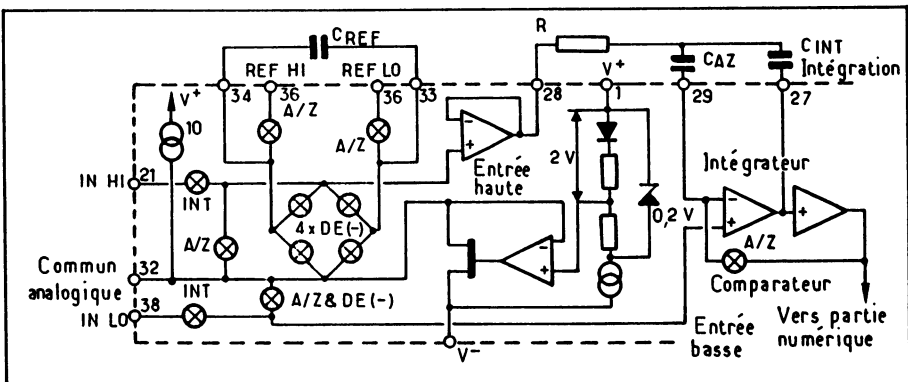


Fig. 14-93. — Principe de fonctionnement de la partie analogique du convertisseur ICL 7106.

(1) Le circuit ICL 7106 est décrit dans l'annexe 20-23.

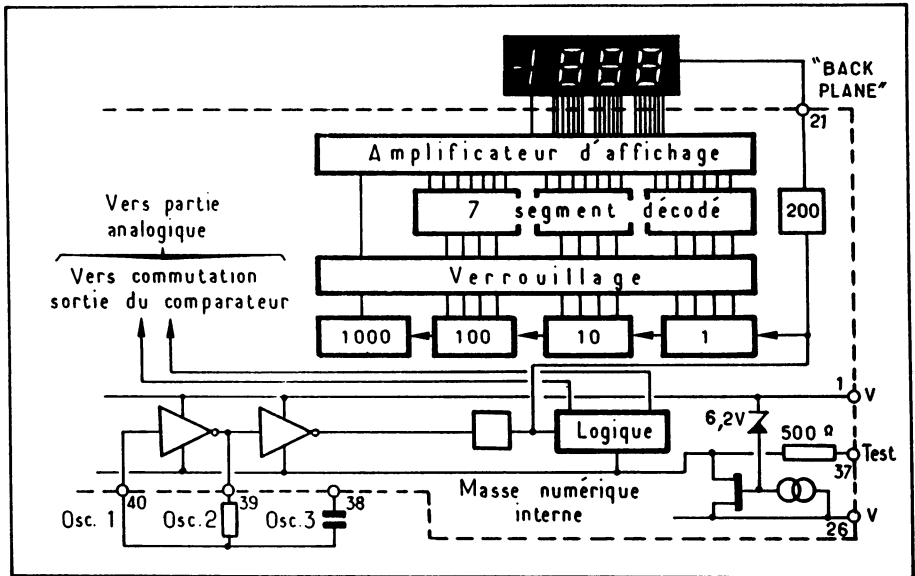


Fig. 14-94. — Principe de fonctionnement de la partie numérique du convertisseur ICL 7106.

b) Phase d'intégration

Pendant cette période, la boucle de zéro automatique est ouverte et les entrées haute et basse (in L_o , in H_i), connectées à l'extérieur. Le convertisseur intègre la différence de potentiel existant entre les deux entrées (« L_o et H_i »), pendant une période donnée de 2048 coups d'horloge. A la fin de cette phase, l'intégrateur a également déterminé la polarité de la tension (détection de zéro). A la fin de la période d'intégration, le comparateur délivre un signal proportionnel à la tension d'entrée (in H_i - in H_o), puisqu'il reçoit sur ses deux entrées différentielles, d'une part la charge du condensateur proportionnelle au potentiel de l'entrée « in H_i » et d'autre part l'entrée « in L_o ». Celle-ci peut être réunie au commun analogique. Ce signal attaque l'unité de contrôle logique de la partie numérique.

c) Phase d'initialisation

La dernière étape du convertisseur consiste à préparer le convertisseur à une deuxième conversion ; l'entrée « L_o » est mise au commun analogique et l'entrée H_i à la capacité de référence de façon à ce que l'intégrateur retourne bien à zéro.

d) Partie digitale

La sortie de l'intégrateur commande une logique de contrôle qui reçoit par ailleurs un signal d'horloge à 48 kHz venant de l'oscillateur local. Le fonctionnement s'apparente ensuite de celui de la simple rampe : les impulsions de comptage attaquent des compteurs dont le décodage est présenté aux unités d'affichage, (ici un affichage à cristaux liquides).

L'observation à l'oscilloscope de l'ensemble du fonctionnement d'un tel convertisseur n'est pas évidente, puisque l'on se trouve en présence de phénomènes dont les cycles de

reproduction sont dans des échelles de temps très différentes : une horloge à 48 kHz et 3 conversions par seconde. En outre, les différentes corrections de niveau, de linéarité, d'auto zéro... effectuées d'une façon interne, modifient quelque peu la forme des signaux théoriques. Les figures 14-95 et 96 montrent les signaux visibles sur les sorties « intégration » et « auto zéro » pour deux tensions d'entrées différentes.

A noter qu'ici la masse de l'oscilloscope est prise sur le commun analogique du convertisseur. Il faut un oscilloscope se synchronisant correctement pour obtenir une trace se reproduisant toujours au même endroit de l'écran, ce qui est indispensable. En effet, il faut passer environ 2 secondes pour impressionner le film, alors que la base de temps est réglée sur 0,05 ms/division, soit environ 4 passages pendant l'ouverture du diaphragme de l'appareil photo. La figure 14-97 correspond au signal d'intégration et à la tension présente sur la sortie du condensateur de référence, ici la vitesse de balayage est de 0,1 s. On voit très bien là, l'effet de compensation de cette tension sur la charge du condensateur.

Fig. 14-95. — Signal d'auto zéro (trace du haut) et signal d'intégration (trace du bas).
Vitesse de balayage : 0,05 ms/division.

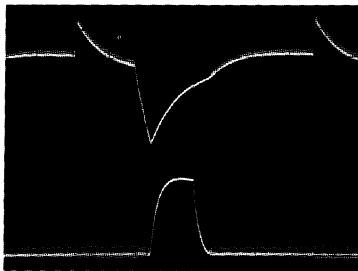
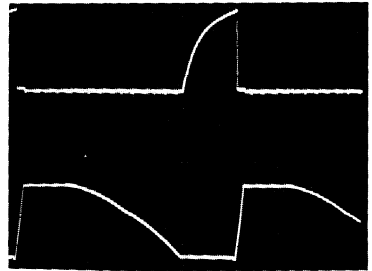
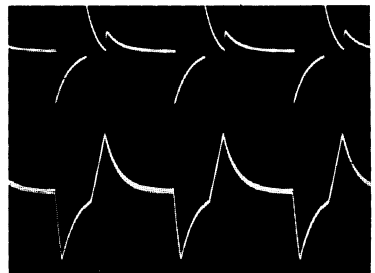


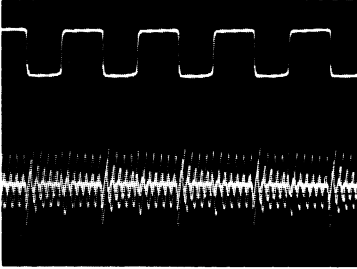
Fig. 14-97. — Signal d'intégration (en bas) et signal de référence (en haut). Vitesse de balayage 0,1 s/division.

Fig. 14-96. — Même expérience qu'en 14-95 mais pour une tension d'entrée différente (les traces haute et basse sont inversées par rapport à 14-95).



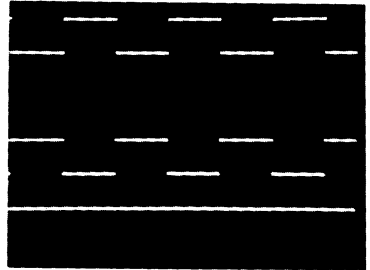
La figure 14-98 montre sur la trace du haut, le signal d'horloge à 48 kHz, et le signal de référence de l'entrée « in H_1 » sur la trace du bas. Ce signal permet de fixer, au choix, la référence de la pleine échelle de la conversion pour toujours bénéficier du comptage de 2 048 coups. Il permet donc de faire varier le facteur d'échelle existant entre l'entrée et l'affichage. Ici la masse de l'oscilloscope est prise sur le moins de l'alimentation et la vitesse de balayage est de 0,01 μ s/division. Ce signal de référence montre très bien l'effet

de commutation exposé précédemment. En effet, il y a une sorte de « pompage » du signal, 3 fois par seconde, rendu visible ici, par l'effet de surbrillance au centre de la trace. Dans le cas où le convertisseur attaque un affichage à cristaux liquides, comme cela est le cas avec le modèle ICL 7106, le convertisseur doit délivrer un signal de « moyennage » à zéro appelé « BACK PLANE ». Ce signal est nécessaire à ce genre d'afficheur, car la moyenne de la tension qui lui est appliquée doit être nulle.



◀ Fig. 14-98. — Signal d'horloge à 48 kHz (en haut) et signal de référence à l'entrée « in Hi » (en bas). Vitesse 0,01 ms/division.

► Fig. 14-99. — Signal de Back plane (en haut).
Signal appliqué sur un segment (au milieu).
Moyenne nulle (en bas).



La figure 14-99 montre sur la trace du haut ce signal de « BACK PLANE », et sur la trace du bas la tension appliquée sur un segment de l'afficheur, en utilisant la fonction différentielle de l'oscilloscope « A-B ». On constate bien sur la trace du bas, que la moyenne de la tension est nulle.

Nota : comme nous l'avons mentionné au chapitre 13, l'addition ou la soustraction de signaux logiques est ici plus facile, du fait que tous les circuits sont pilotés par une horloge commune, ici l'oscillateur à 48 kHz. Il n'y a pas de problème de mise en phase ou d'asservissement de phase.

Dans le cas de signaux triplexés le « BACK PLANE » est beaucoup plus complexe, puisqu'à 3 niveaux, comme l'indique la figure 14-100. Chaque afficheur comporte 3 communs et 3 lignes verticales X, Y et Z. Chaque commun et chaque ligne étant adressés en fonction du nombre à afficher, il y a donc 3 séquences multiplexées $\emptyset 1$, $\emptyset 2$ et $\emptyset 3$. La figure 14-104 donne l'exemple de la ligne Y et des segments b, a, g, d. La figure 14-101 indique l'organisation des lignes et communs d'un afficheur triplexé.

La tension appliquée à chaque segment varie donc de V^+ à V affichage, la moyenne devant être nulle.

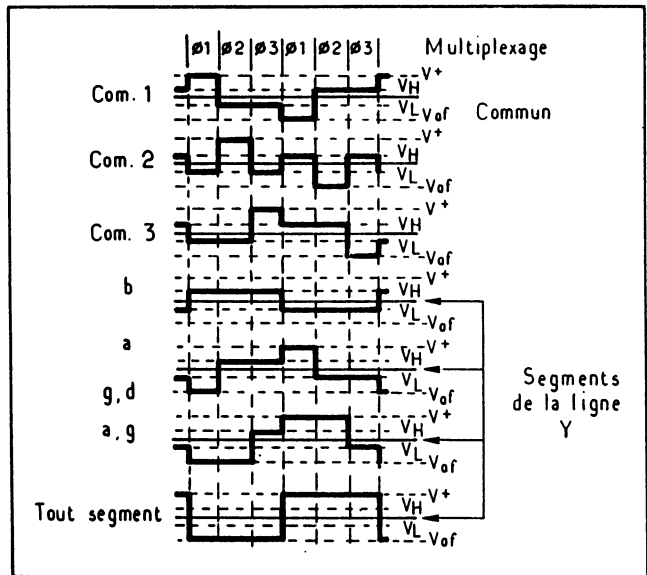


Fig. 14-100. — Signaux appliqués à un affichage triplexé.

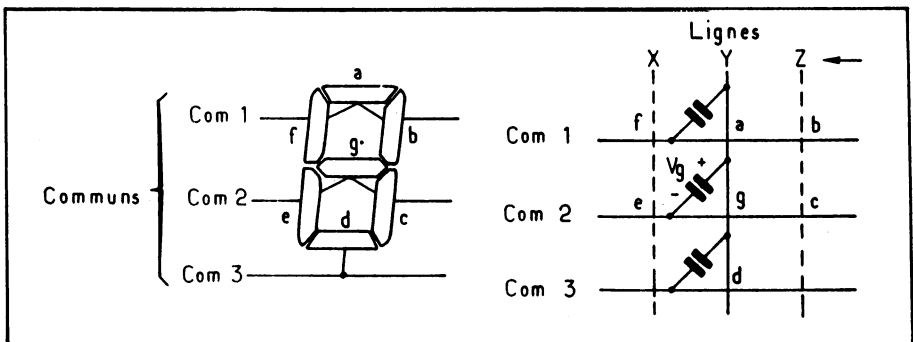


Fig. 14-101. — Organisation des lignes et communs d'un afficheur triplexé.

14-16. — LA TÉLÉVISION ET L'OSCILLOSCOPE

De nombreux ouvrages existent sur la télévision. Chacun d'eux fait mention en détail de la trame, des niveaux du noir et des tops de synchronisation, et tous ces signaux sont visibles avec n'importe quel oscilloscope. Il nous paraît plus intéressant d'aborder un aspect moins connu des signaux de télévision que sont les lignes « mesure » ou de « test », contenues dans la trame telle que celle représentée figure 14-102.

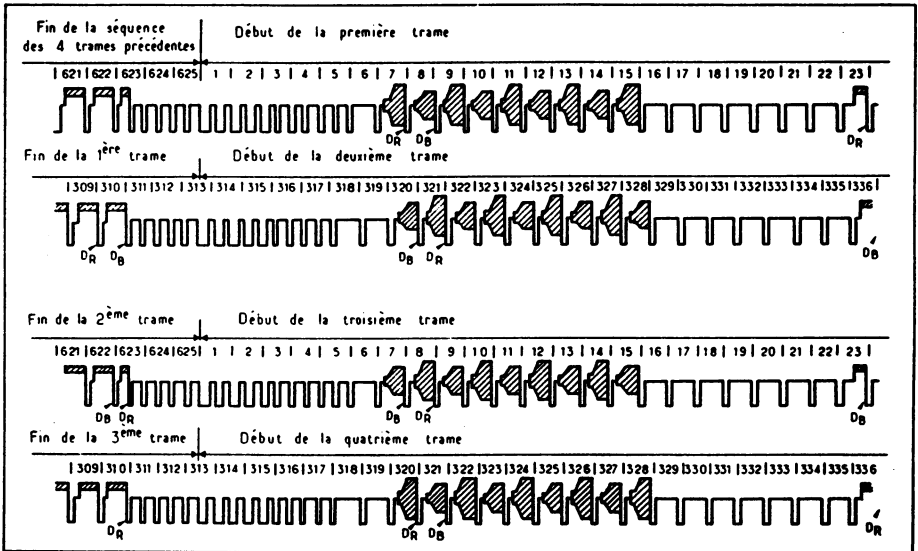


Fig. 14-102. — Trame de télévision.

Le balayage des 625 lignes s'effectue à partir de 4 trames comportant un certain nombre d'informations, en plus du signal d'image proprement dit.

Ces lignes de test et de mesure qui permettent une transmission de l'image avec le minimum de défaut, en contrôlant en permanence les voies de transmission et les équipements d'émission. Ces lignes sont au nombre de 4, ce sont les lignes 17 et 18 pour les trames impaires, et les lignes 330 et 331 pour les trames paires. Elles permettent les mesures de distorsion linéaire et non linéaire pendant une transmission, avec un oscilloscope spécifique dit de « profil » (1). Cet appareil, un peu spécial, comporte des filtres qui isolent certaines fréquences destinées aux mesures avec une précision de l'ordre de 0,5 %, donc avec un oscilloscope possédant une précision d'au moins 0,2 %. Les oscilloscopes conventionnels ne permettent l'observation que des amplitudes et des temps avec une précision de l'ordre de 1 à 3 %, ce sont surtout des appareils de maintenance. En outre, l'oscilloscope doit avoir une excellente réponse impulsionnelle de façon à ne pas apporter de dégradation au signal observé. Il faut un appareil de bande passante très plate de 0,5 % jusqu'à 10 MHz et de seulement quelques décibels à 20 MHz. De même, pour sélectionner les différentes lignes de mesure, il doit posséder d'excellentes qualités de synchronisation, être insensible aux signaux de luminance et du noir.

La luminosité de son écran doit être exceptionnelle, puisque chaque ligne sélectionnée ne revient qu'à la cadence correspondant à 25 Hz, par exemple, pour mesurer la réponse impulsionnelle sur le signal 2 T (ligne 17 et 330), il faut généralement balayer à 100 ns/division.

De telles qualités d'écran nécessitent un tube sans grille, un faisceau très fin, un phosphore lumineux et une grande vitesse d'écriture.

(1) Les oscillogrammes de ce chapitre ont été réalisés sur un oscilloscope TEKTRONIX de la série 1480

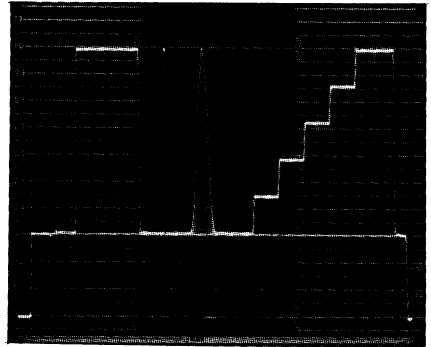
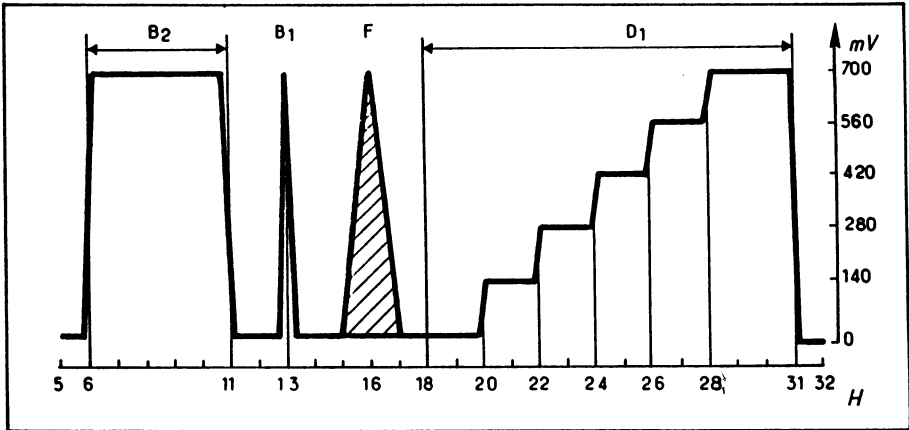


Fig. 14-103. — Détails de la ligne test N17.

Chaque trame comporte :

- un top de synchronisation,
- 6 lignes d'égalisation (lignes 1 à 6),
- 9 lignes d'identification de trames ou lignes bouteilles (7 à 15),
- 7 lignes pour le test (lignes 16 à 22) dont deux seulement sont actuellement utilisées, ce sont les lignes 17 et 18, pour la trame impaire et les lignes 330 et 331 pour la trame paire, il y a donc de la place pour transmettre d'autres informations comme Antiope ; des signaux horaires et pour effectuer des mesures de bruit..., d'autant plus que dans l'avenir les lignes « Bouteille » seront supprimées.

La figure 14-103 représente la ligne de test 17 qui comporte différents signaux :

Le signal B2 qui permet des mesures de temps de montée et de descente, en observant la transmission du signal barre supérieur.

Le signal B1 pour la mesure de réponse impulsionnelle.

Le signal F dit « 20T modulé » pour les mesures de luminance et de chrominance et de temps de groupe.

Le signal D1 qui comporte 5 Marches pour la mesure de linéarité basse fréquence, (la différenciation des marches accentue la résolution de la mesure).

La figure 14-104 correspond au test d'une trame complète, on reconnaît au centre deux lignes de test qui sont 623 et 23 ou 310 et 336 selon la trame et les marches d'escalier au centre supérieur, qui sont réduites à l'état de point étant donné la vitesse de balayage utilisée ici pour voir une trame complète.

Le top de trame est également visible au centre inférieur de l'oscillogramme. La figure 14-105 correspond à la ligne test 330, c'est en fait un détail de la figure 14-104 puisque l'on voit les lignes 310 (à gauche) et la ligne 336 (à droite). Verticalement à gauche on reconnaît les 5 Marches d'escalier et complètement dans le bas des points lumineux qui correspondent aux tops de trame. L'amplitude du niveau va de -300 mV à $+700\text{ mV}$, soit 1 V_{cc} .

La figure 14-106 montre en détail les lignes 330 et 331 de la figure 14-105. Enfin la figure 14-107 visualise en détail le signal B1 de la figure 14-103.

14-17. — VECTEUR SCOPE

Il s'agit d'un oscilloscope à représentation XY d'excellente qualité qui possède un réticule gradué en représentation polaire.

Il est destiné à vérifier la qualité du codage des couleurs dans les différents standards de télévision couleur NTSC ; PAL et SECAM.

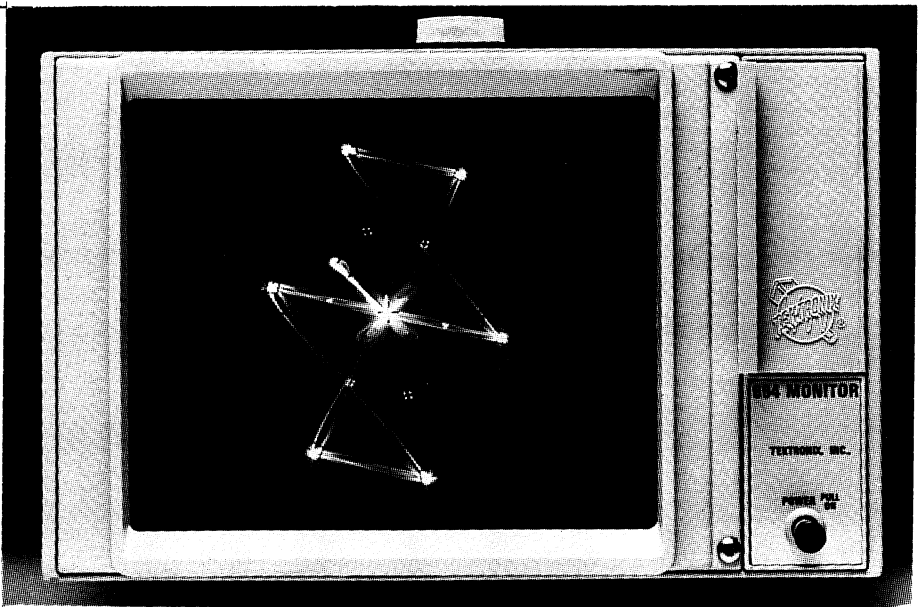
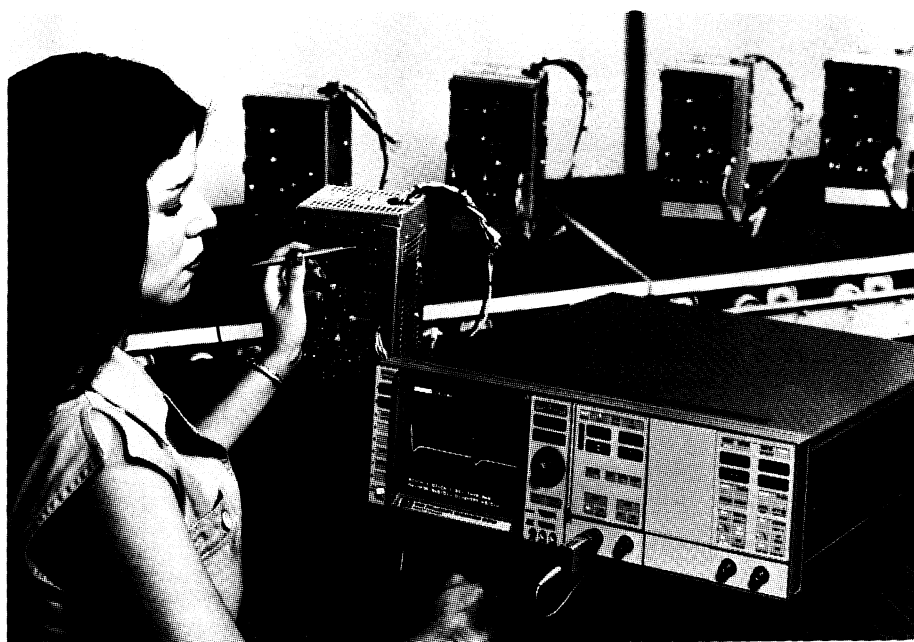


Fig. 14-108. — Barres de couleur PAL.

A titre d'exemple, sur la figure 14-108, l'amplitude des vecteurs indique la saturation des couleurs correspondant à la mise à barres normalisées, et l'angle de chacun d'eux par rapport à un secteur de référence appelé « BURST » indique la teinte.

Nota : la photo 14-108 a été réalisée à partir du vecteur scope Tektronix type 604 excité par un générateur type 145.



L'oscilloscope-système HP 1980 permet de réaliser des mesures automatiquement sous contrôle d'un ordinateur. Il est surtout utilisé dans les applications de test automatique en production.

CIRCUITS ANALOGIQUES ACTIFS

Ce sont essentiellement des oscillateurs et des générateurs de rampe, que nous avons déjà abordé aux chapitres 112 et 13. Néanmoins, il paraît intéressant de revenir un peu sur ce sujet pour examiner d'autres circuits de ce type.

15-1. — GÉNÉRATEUR DE RAMPE

Ce générateur est idéal pour balayer un oscillateur du type VCO et effectuer une wobulation de filtre ou d'amplificateur, c'est du reste ce générateur que nous avons souvent utilisé dans cet ouvrage. Le schéma de la figure 15-1 n'attire pas de commentaires particuliers. Le premier amplificateur est monté en astable. Sa sortie rectangulaire est intégrée par le deuxième amplificateur câblé en intégrateur à constante d'intégration, variable de

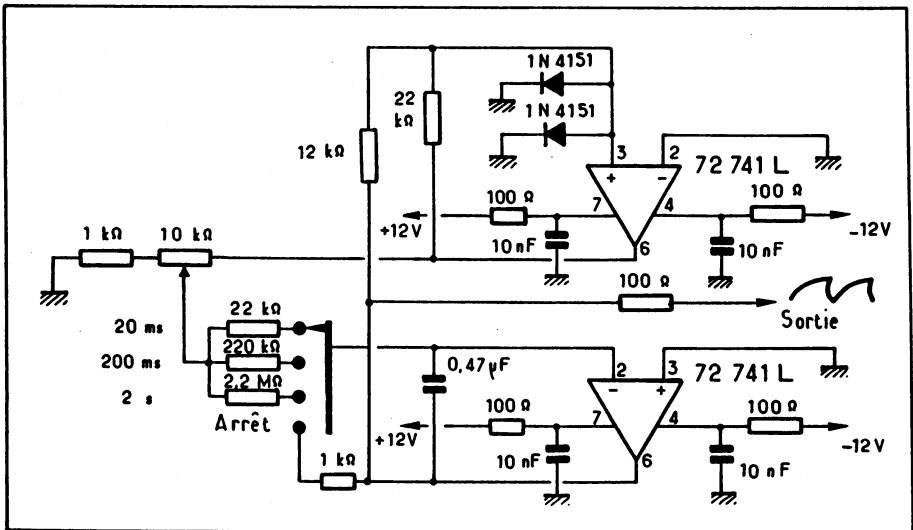


Fig. 15-1. — Générateur de rampe de durée variable de 20 ms à 2 s.

2 s à 20 ms, qui délivre ainsi la rampe correspondant à la figure 15-2. On remarquera que le flanc montant est exponentiel, ce qui permet une wobulation pseudo-logarithmique du générateur.

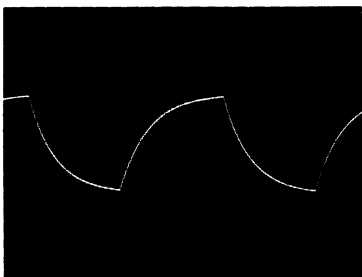


Fig. 15-2. — Rampe délivrée par le générateur de la figure 15-1. Vitesse 0,5 s/division.

Notons que pour réaliser cette photographie il nous a fallu poser six secondes (au lieu d'une habituellement, tout en réduisant la luminosité du faisceau, pour éviter un halo autour de la trace.

15-2. — MULTIVIBRATEUR (BISTABLE)

En principe un multivibrateur délivre des signaux que l'on peut qualifier d'analogiques et un bistable des signaux logiques. Ici nous avons à faire à un circuit qui comporte les deux fonctions. La figure 15-3 concerne donc un circuit intégré LM 3900 qui comporte deux entrées une « SET » et une « RESET ». En attaquant l'entrée « SET » par un train d'impulsions, par exemple à 6,5 kHz, on obtient les signaux de la figure 15-4 trace supé-

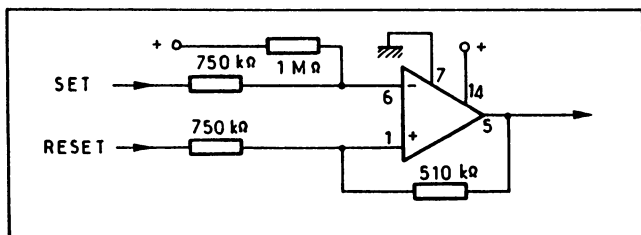
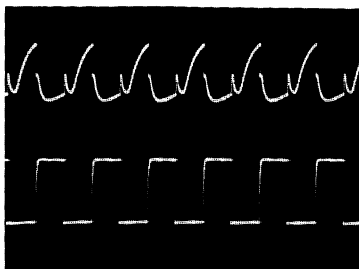


Fig. 15-3. — Bistable/multivibrateur avec un LM 3900.

Fig. 15-4. — Signal de sortie de la figure 15-3 avec un « SET » de 6,5 kHz. Vitesse 0,01 ms/division.



rière. La trace inférieure représente les carrés excitant le circuit, c'est la fonction multivibrateur. Maintenant si l'on présente à l'entrée « RESET » un signal tel que celui de la figure 15-5 (trace inférieure), il y a une remise à zéro en synchronisme avec ce signal, donc suppression des oscillations, c'est la fonction bistable.

Ici les signaux de remise à zéro possèdent une période de 5 ms et une durée de 1 ms. Il existe bien d'autres circuits du type bistable, généralement à circuit intégré, nous en verrons quelques-uns au chapitre 16.

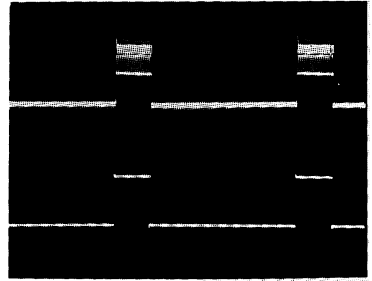


Fig. 15-5. — Idem figure 15-4, mais avec un signal de « RESET » de période 5 ms et de largeur 1 ms. Vitesse 1 ms/division.

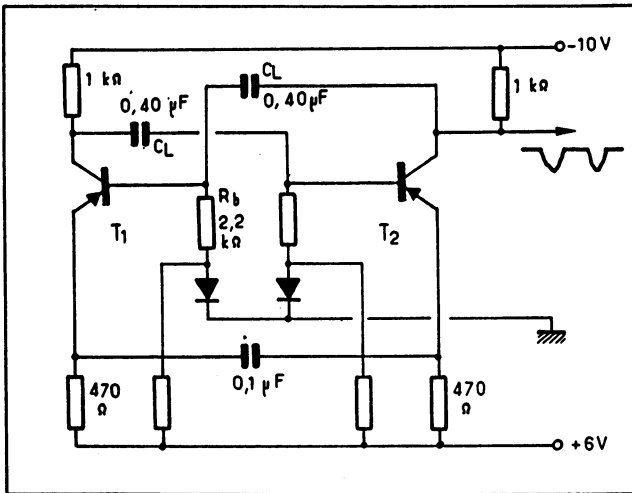


Fig. 15-6. — Version transistorisée du multivibrateur de Abraham et Bloch.

Néanmoins, il nous paraît intéressant de rappeler ici le très classique schéma du multivibrateur à transistors dérivé du montage de ABRAHAM et BLOCH, lequel est représenté figure 15-6. A la mise sous tension, les deux étapes n'étant pas symétriques, l'un des transistors, T1 par exemple, est amené à la conduction avant T2. Son potentiel de collecteur diminue et cette variation est transmise à la base de T2 par la capacité de liaison CL provoquant ici son blocage provisoire. Mais la capacité CL, se charge à travers R_b jusqu'à rendre négatif le potentiel de base de T2, le rendant ainsi conducteur à son tour. Ceci pro-

voque l'apparition sur son collecteur du front positif transmis sur la base de T1 et l'amène au blocage. Comme pour T2, la capacité CL se charge jusqu'à le rendre de nouveau conducteur et le cycle recommence. Le temps de blocage de chaque transistor est donné par ; $t = 0,69 R_b \cdot CL$.

Les diodes permettent un fonctionnement à des fréquences de l'ordre de 0,1 Hz.

Il existe bien d'autres variantes de ce multivibrateur, comme par exemple l'adjonction de diodes en série avec les capacités CL qui permettent l'obtention de fronts très raides de l'ordre de 0,2 ns au lieu de 3 ns.

15-3. — AUTRE MULTIVIBRATEUR

La figure 15-7 est une variante du multivibrateur de la figure 15-6. Il a la particularité de délivrer des signaux presque rectangulaires avec une période variable de 0,15 à 5 s.

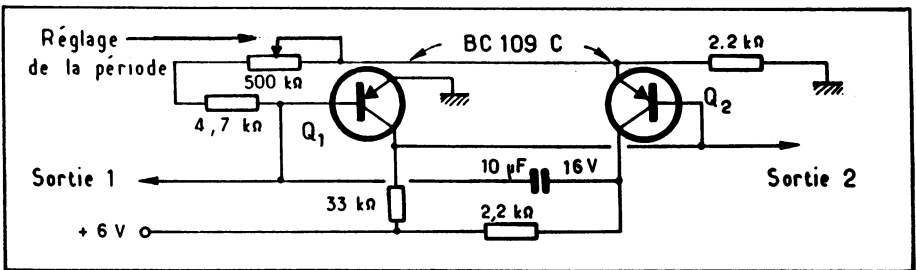
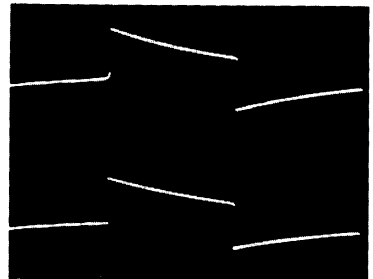


Fig. 15-7. — Multivibrateur à période variable de 0,15 à 5 s.

Fig. 15-8. — Signaux disponibles sur la base de Q1 (trace supérieure) et sur son collecteur (trace du bas). 0,01 s/division.



La figure 15-8 montre les signaux disponibles sur la base de Q1 (trace du haut) et sur son collecteur (trace du bas).

15-4. — OSCILLATEUR A COMMANDE PAR DIODE À CAPACITÉ VARIABLE

La figure 15-9 donne le schéma d'un oscillateur à transistors dont la fréquence variable de 16 à 20 MHz peut être commandée par une tension analogique. Le circuit oscillant est monté en contre-réaction entre la base et l'émetteur de Q1 (montage du type PIERCE), et la tension analogique de commande vient polariser les diodes à capacité variable, au nombre de 4, montés en pont.

Fig. 15-9. — Oscillateur 16-20 MHz commandé par des diodes à capacité variable.

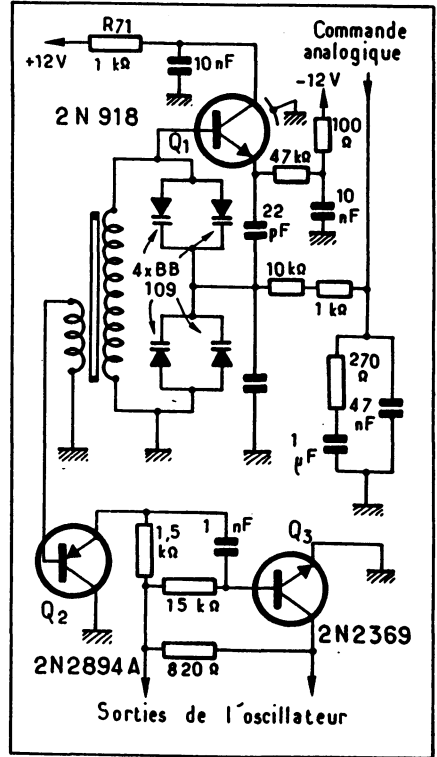
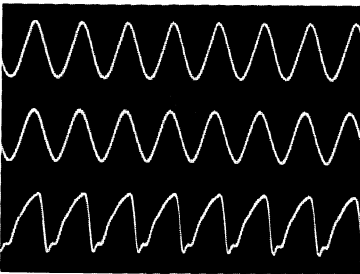


Fig. 15-10. — Signal délivré par l'oscillateur de la figure 15-9. Point commun des diodes (trace supérieure). Base de Q1 (trace du milieu). Collecteur de Q3 (trace du bas).
Vitesse : 0,05 μ s/division



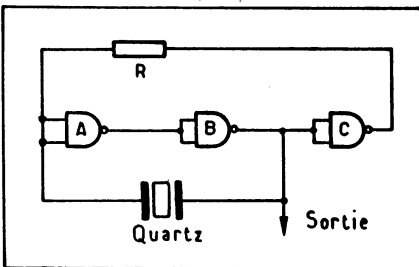
La sortie de l'oscillateur est amplifiée par Q2 et Q3, et l'on dispose ainsi d'une sortie symétrique susceptible d'attaquer un bistable pour obtenir des signaux carrés.

La figure 15-10 montre quelques formes d'ondes relevées sur ce montage.

15-5. — OSCILLATEURS À PORTES LOGIQUES

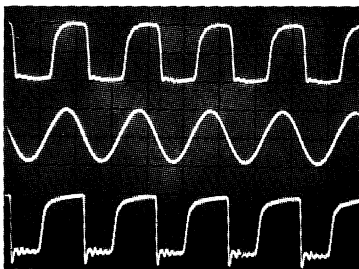
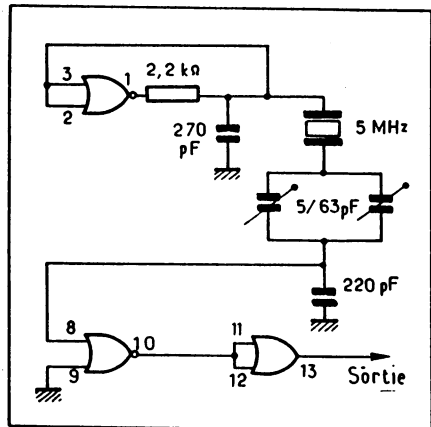
Jusqu'à des fréquences de quelques mégahertz, il est très facile de réaliser des oscillateurs en utilisant des portes logiques, qui en fait sont des amplificateurs.

Le principe en est donné figure 15-11, la fréquence délivrée correspond à la fréquence d'accord du quartz utilisé. Il y a bien réaction puisque la sortie de la porte B est en phase avec l'entrée de la porte A. Quant à la porte C, elle maintient le potentiel d'entrée de la porte A, afin d'éviter la saturation ou le blocage de sa sortie. Son niveau d'entrée doit correspondre au potentiel d'équilibre entre ces deux états.



◀ Fig. 15-11. — Principe d'un oscillateur à porte NAND.

► Fig. 15-12. — Réalisation pratique d'oscillateur à porte NOR.



◀ Fig. 15-13. — Oscillogrammes relevés sur l'oscillateur de la figure 15-12. Borne 1 (en haut). Borne 3 (milieu). Bornes 10 à 13 (en bas).

La figure 15-12 montre la réalisation pratique d'un tel oscillateur.

Le quartz est connecté en sortie de la porte A, l'oscillation est assurée par la liaison réunissant la borne 3 au quartz. Ce montage, variante de l'oscillateur Colpitts voit son circuit oscillant placé dans le collecteur. Les oscillations sont mises en forme par les deux portes B et C. La figure 15-13 montre quelques oscillogrammes relevés sur ce montage.

15-6. — REMARQUES SUR LA COMMANDE DES OSCILLATEURS

Commandes en tension (VCO)

Nous avons déjà utilisé de nombreux oscillateurs de ce type en particulier le 8038* de la figure 15-4 (1), qui peut délivrer simultanément trois formes d'ondes, sinusoïdale, carré et triangulaire. Ce montage fonctionne correctement de 20 Hz à 20 kHz et nous l'avons déjà utilisé en générateur de salve au § 12-3-7. La figure 15-15, montre la relation qui existe entre la fréquence de l'oscillateur (bornes de C_0) trace du haut, et l'une des sorties de l'oscillateur trace du bas. La figure 15-16, donne les relations de phase entre les trois sorties, carré, sinusoïdale et triangle de ce même oscillateur.

Fig. 15-14. — Circuit 8038 utilisé en générateur audio 20 Hz/20 kHz.

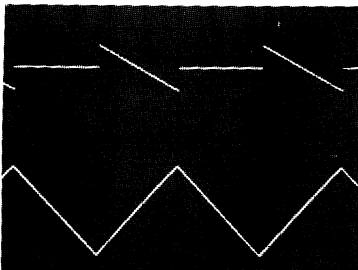
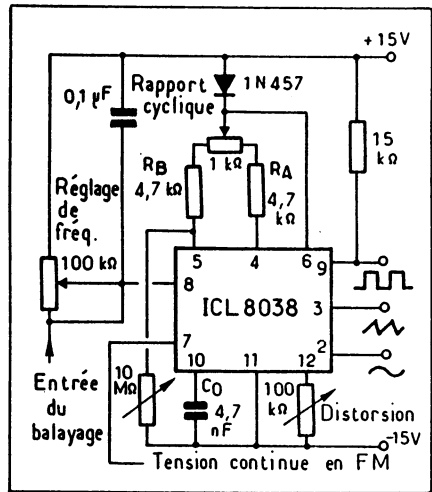
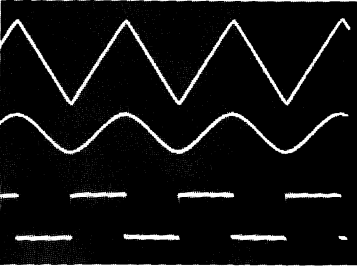


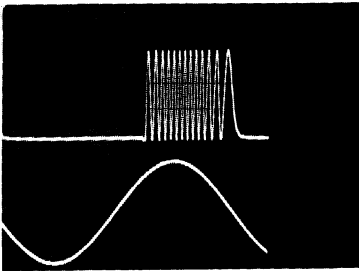
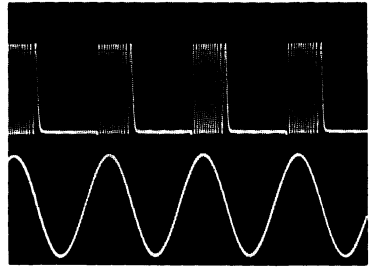
Fig. 15-15. — Relation entre la tension aux bornes du condensateur C et la sortie triangulaire.

(1) Le circuit 8038 est décrit en annexe 20-11.



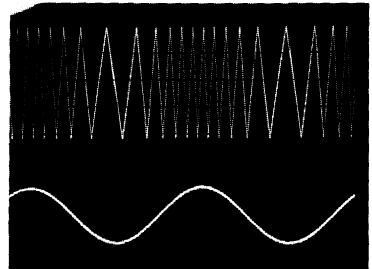
◀ Fig. 15-16. — Relation entre les trois sorties : sinus ; carré et triangle.

Fig. 15-17. — Balayage avec une sinusoïde comportant une composante négative. ▶



◀ Fig. 15-18. — Détail de 15-17 avec « X10 ». ▶

Fig. 15-19. — Wobulation complète à partir d'une sinusoïde. ▶



La figure 15-17 correspond à une commande du VCO, par une sinusoïde dotée d'une composante négative qui limite l'excursion de fréquence. La figure 15-18, montre le détail grâce à la fonction « X10 » de la base de temps. La figure 15-19 montre une wobulation correcte, c'est-à-dire que la composante continue des figures 15-17 et 18 a été supprimée.

CIRCUITS LOGIQUES

A l'apparition des premiers circuits logiques l'oscilloscope était le seul instrument de mesure capable d'en qualifier les signaux. Mais les circuits devenant de plus en plus complexes, il faut bien avouer que dans bien des cas on lui préfère l'analyseur logique, l'analyseur paramétrique ou le système de développement quand il s'agit de microprocesseur. Néanmoins, l'oscilloscope rend encore de grands services en logique, chaque fois qu'il s'agit de vérifier des temps de montée ou de descente, des synchronismes, des temporisations...

Comme il existe d'excellents ouvrages (par exemple Circuits intégrés numériques par H. LILEN et Circuits de logiques par R. DAMAYE chez SECF-Editions Radio) sur la logique, nous nous proposons dans ce chapitre de ne passer en revue que quelques circuits parmi les plus utilisés, et surtout de montrer leur forme d'onde et les relations de temps qui existent entre les différents signaux d'un même circuit. Plutôt que d'oscillogrammes, nous parlerons souvent de « chronogramme des temps ».

16-1. — LA DÉCADE

Jusqu'à l'avènement des circuits intégrés il y a eu de nombreux circuits capables de compter par 10, la décade et surtout la décade *ROCHAR* due à M. CHARBONNIER. La figure 16-1 montre l'une des décades les plus utilisées, la fameuse 7490, qui comporte 4 bistables, dont le premier est indépendant des trois autres. C'est un compteur asynchrone puisque le déclenchement s'opère sur l'étage de tête, le basculement des autres étages se faisant de proche en proche et la sortie de la bascule de rang « n » étant appliquée sur l'entrée « clock pulse » de la bascule (n + 1).

Cette décade peut être configurée de façons différentes :

- a) Compteur DCB à 10 positions, l'impulsion d'horloge est appliquée sur l'entrée A et la sortie de ce bistable est reliée à l'entrée BD.
- b) Diviseur de fréquence par 10 avec signal de sortie symétrique, la sortie D est reliée à l'entrée A et le signal de sortie parfaitement symétrique est disponible en A.
- c) Si la remise à zéro est commune au bistable de tête et au 3 autres, on peut utiliser séparément le compteur par 2 et celui par 5.

Dans tous les cas, la remise à 0 ou à 9 s'effectue par application du niveau logique « 1 » sur les deux entrées R0 (1), R0 (1), R9 (2).

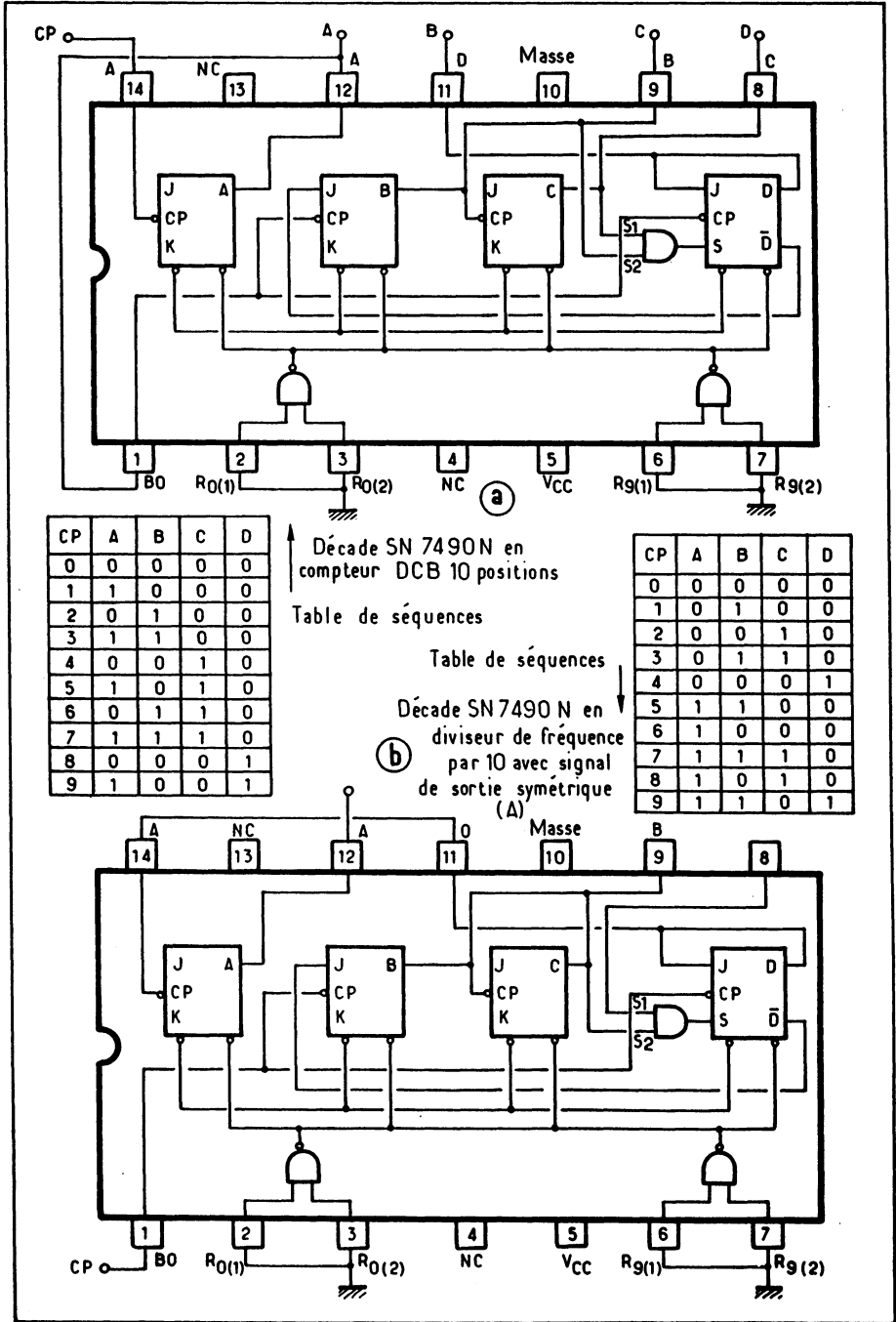
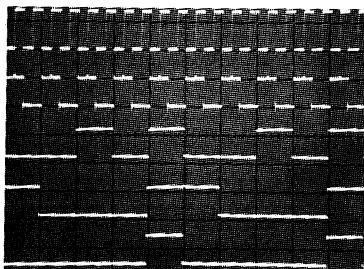
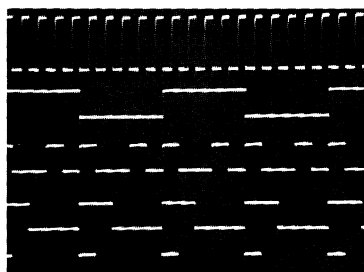


Fig. 16-1. — Principe de la décade 7490 configurée en compteur DCB à 10 positions (en a), et en diviseur de fréquence par 10 (en b).

La figure 16-2 correspond aux oscillogrammes relevés sur les 4 sorties d'une décade configurés en diviseur par 10 (figure 16-1b). La trace supérieure montre les signaux à 100 kHz attaquant le premier étage, la deuxième trace correspond à la sortie A qui délivre les signaux d'entrée divisés par 10, il faut noter que les signaux sont parfaits, bien que leur entrée soit quelconque puisque chaque étage de la décade change d'état sur les transitions (logique TTL).

Les autres traces correspondent respectivement aux sorties B, C et D, qui ne constituent pas, à vrai dire des sorties divisées par 5 ou 6, vu la nature des rapports cycliques, ce qui peut être gênant pour quelques applications, mais elles sont néanmoins utilisées. Dans certains cas, on peut également s'arranger pour faire compter une décade par 6 ou 7 en combinant la remise à zéro (R0 ou R9), de façon à ce qu'elle se produise dès que le taux désiré est atteint. Par ailleurs, on peut constituer des compteurs à taux de comptage élevés, en utilisant plusieurs décades.

Fig. 16-2. — Chronogramme d'une 7490 configuré en diviseur par 10. ▶



◀ Fig. 16-3. — Chronogramme d'une 7490 configurée en séquenceur (1-2-4-8).

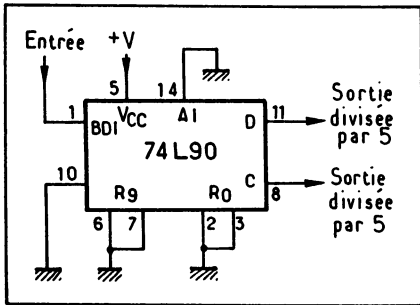
La figure 16-3 correspond à la décade 7490 configurée en compteur DCB — 1-2-4-8, la trace supérieure étant toujours le 100 kHz d'horloge et les 4 autres traces montrent les sorties A, B, C, et D, on constate ici que chaque étage fait basculer le suivant et qu'au niveau de chaque sortie correspond un nombre précis de périodes d'horloge :

1 pour la sortie A ; 2 pour la sortie B ; 4 pour la sortie C ; 8 pour la sortie D.

Ces sorties présentées sur un circuit de décodage permettent toutes sortes d'applications, affichage, séquençage..., pour un taux de comptage donné ($1+2=3$ ou $4+2=6...$).

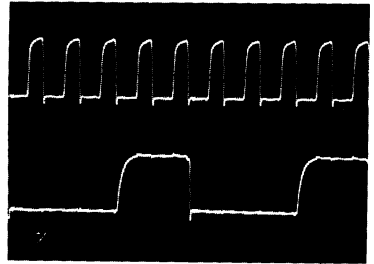
16-1-1. — DIVISEUR PAR 5

La figure 16-4 montre une 7490 configurée en compteur par 5 et la figure 16-5 le chronogramme correspondant. Pour 5 périodes d'entrée, nous obtenons une période sur la



◀ Fig. 16-4. — Décade 7490 configurée en diviseur par 5.

► Fig. 16-5. — Chronogramme de la figure 16-4. Entrée 5 MHz ; sortie 1 MHz : balayage : 0,2 μ s/division.



sortie. Ce chronogramme ressemble à celui de la figure 16-2 (4^e trace), mais on voit ici que la forme du signal d'horloge possède des transitions moins nettes que dans le cas de la figure 16-2. De ce fait les signaux de sorties s'en trouvent affectés. Pour les remettre en forme, il suffit de les faire passer à travers une porte logique.

16-2. — BISTABLES

Il existe de nombreux types de bistables (J - K maître esclave, type D...), qui présentent des performances différentes selon l'application à laquelle ils sont destinés. Le plus souvent ils sont utilisés pour remettre en forme un signal ; pour disposer de sortie symétriques et complémentaires ; mais également pour effectuer des comptages.

A titre d'exemple, la figure 16-6 donne le schéma d'un diviseur par 4 utilisant deux bistables 4027, montés en diviseur synchrone puisque l'horloge attaque simultanément les deux entrées d'horloge (CP).

La figure 16-7, montre l'entrée (trace du haut) attaquant ce compteur, qui est à une fréquence de 4 kHz. La trace du bas correspond à la sortie « Q » du deuxième bistable, il y a donc bien division par 4, et cette sortie comporte un rapport cycle de 50 %. Par contre, si l'on désire disposer d'un rapport cyclique différent pour, par exemple, venir échantillonner un circuit avec des impulsions, on peut présenter les sorties « Q » de chacun des deux bistables sur une porte « NAND », avec le signal d'horloge pour respecter le comptage synchrone ; c'est ce qui est représenté sur la figure 16-6 (porte A), la porte B assurant la mise en forme et surtout permet d'améliorer le « Fan out » (facteur pyramidal de sortie).

La figure 16-8, correspond donc aux trois signaux présents à l'entrée de la porte A, les deux sorties Q de chaque bistable et le signal d'horloge.

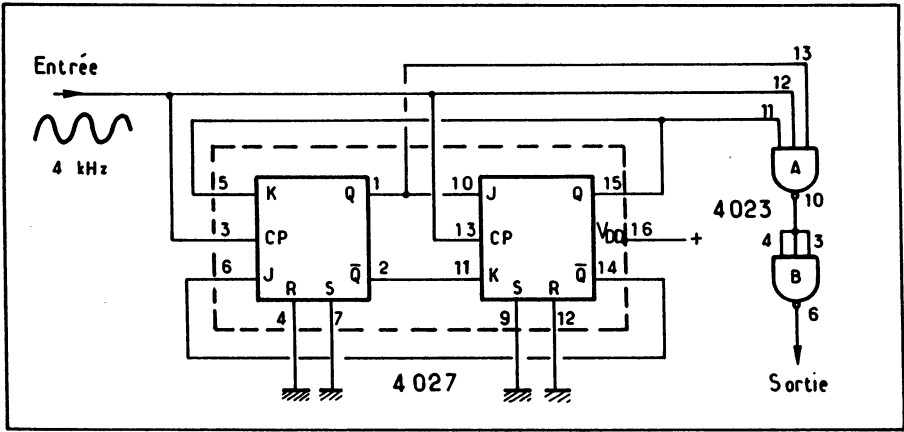
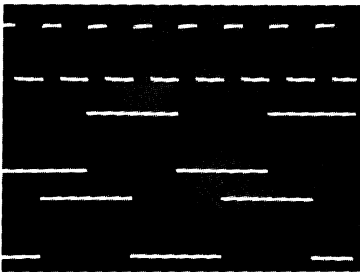
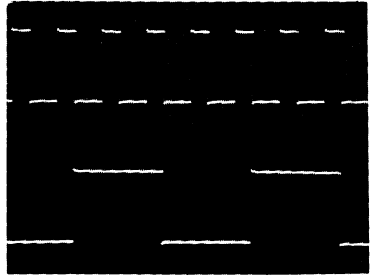


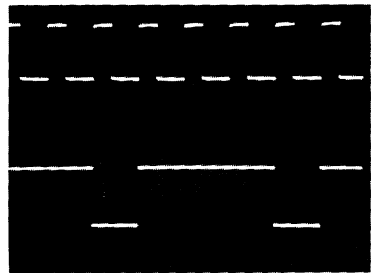
Fig. 16-6. — Compteur synchrone à deux bistables.

Fig. 16-7. — Entrée et sortie du compteur de la figure 16-6. ▶



◀ Fig. 16-8. — Entrées de la porte A de la figure 16-6.

Fig. 16-9. — Sortie de la porte B de la figure 16-6. ▶



La figure 16-9 (trace du bas), correspond à la sortie de la porte B. Sur ces trois oscillogrammes, nous avons fait figurer, sur la trace du haut, le signal d'horloge qui sert de référence et sur lequel il est conseillé de se synchroniser si l'on utilise les deux voies de l'oscilloscope. Dans le cas contraire, au moment où l'on change la sonde de place pour faire figurer la troisième trace et si la synchronisation s'effectue sur ce dernier signal, on risque de perdre la concordance des temps entre les différentes traces ; nous avons déjà vu cette particularité au § 13-6.

16-2-1. — DIVISEURS ASYNCHRONES PAR 4

La figure 16-10 donne un exemple de compteur asynchrone par 4, constitué de deux bistables 74 LS112, la figure 16-11 montre les signaux obtenus en sortie « Q » du premier bistable (division par 2), ainsi que la sortie Q du deuxième bistable, (division par 4).

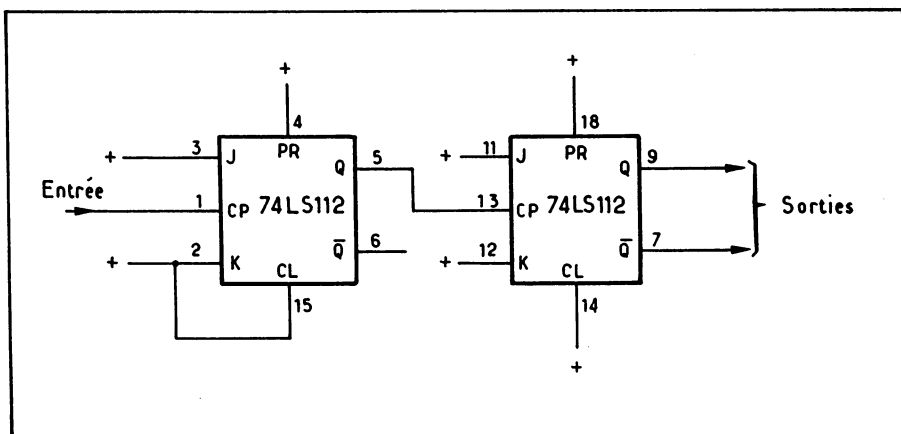
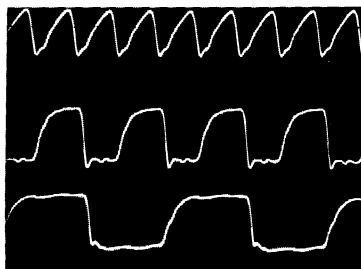


Fig. 16-10. — Compteur par 4 asynchrone.

Fig. 16-11. — Entrée (en haut), sortie (au milieu) du premier bistable et sortie (en bas) du second bistable.

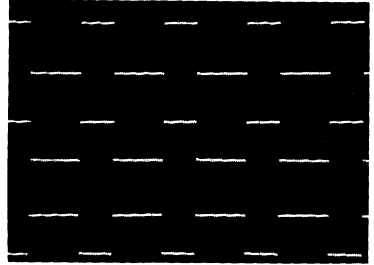


16-2-2. — MISE EN FORME

Comme nous l'avons vu précédemment, la mise en forme peut s'effectuer en utilisant des portes logiques, dans ce cas l'amélioration des signaux s'exerce surtout sur leur palier, comme l'indique la figure 16-12. La trace du haut correspond à la sortie C de la décade

7490, où l'on constate un « dépassement » au centre du niveau « haut », lequel a disparu après passage dans deux portes (traces du bas). En ce qui concerne l'amélioration des

Fig. 16-12. — Mise en forme par porte logique (en haut) ; sortie C d'une décade 7490 (au milieu). En bas, signaux mis en forme.



fronts, il vaut mieux faire appel à un circuit spécial, à transistor, si cela s'avère nécessaire ; mais nous avons vu dans ce chapitre que la plupart du temps, quand il s'agit de comptage ou de séquencement, la forme des signaux n'est pas critique. Elle le devient en particulier aux fréquences plus élevées, quoique dans certains cas les portes rapides puissent très bien remplir ce rôle, comme nous allons le voir au § suivant.

16-3. — COMBINAISON DE SIGNAUX LOGIQUES

Il est intéressant de pouvoir combiner des signaux logiques pour, par exemple, effectuer une différence ou une transposition de fréquence. La figure 16-3, donne l'exemple d'une telle transposition, dans lequel une fréquence fixe de 4 MHz est combinée avec une fréquence de $4 \text{ MHz} \pm \Delta F$, le ΔF pouvant être une information que l'on désire mettre en évidence par exemple. La figure 16-14 indique les deux signaux présentés à l'entrée des

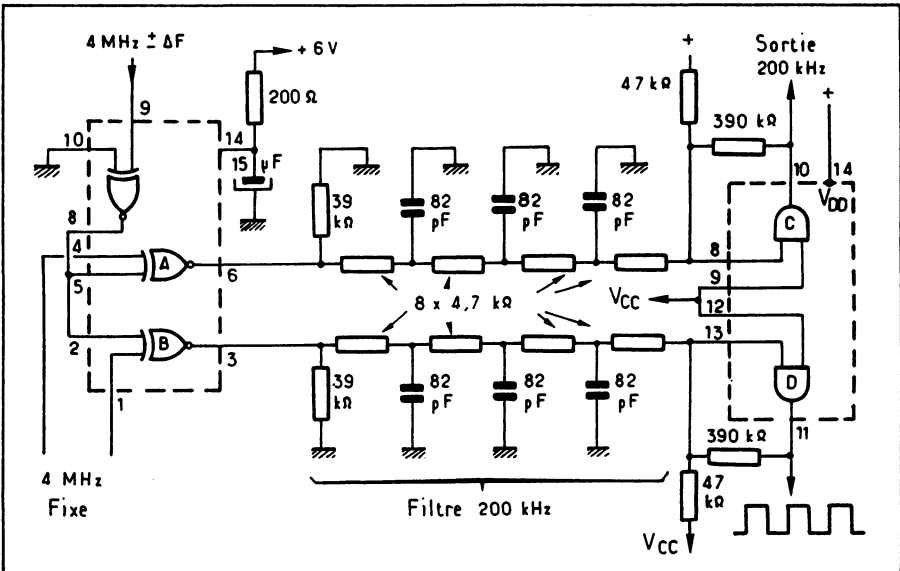


Fig. 16-13-. — Principe d'une transposition de fréquence de signaux logiques.

portes A et B, on voit que la trace du bas possède une période légèrement plus grande que celle du haut, c'est le 4 MHz, la vitesse de balayage étant de $0,1 \mu\text{s}/\text{division}$. La figure 16-15 montre, sur la trace supérieure, la sortie des portes A et B qui sont du reste identiques ; comme il s'agit d'un circuit « OU EXCLUSIF », la période du signal observée, contient ΔF puisque l'expression de ce circuit correspond à $A + B$. La vitesse de balayage est ici de $0,1 \text{ ms}$ par division ; ce signal est filtré par un filtre RC centré sur 200 kHz, ce qui donne la trace du milieu de la figure 16-15, puis après mise en forme par les portes C et D. Ce signal est conforme à la trace inférieure. Les résistances de $47 \text{ k}\Omega$ sont des résistances de tirage, fournissant un courant suffisant aux portes TTL de façon à bénéficier d'un niveau logique haut de $+5 \text{ V}$.

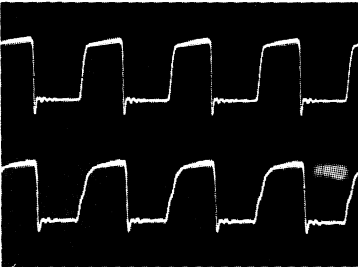


Fig. 16-15. — Sortie des portes A et B (en haut). Sortie des filtres 200 kHz (au milieu). En bas, sortie des portes C et D.

Fig. 16-14. — Signaux présentés à l'entrée des portes A et B de la figure 16-13. Vitesse : $0,1 \mu\text{s}/\text{div}$.

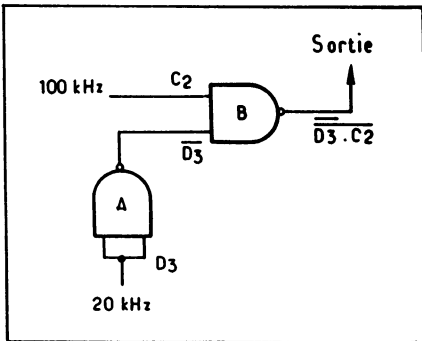
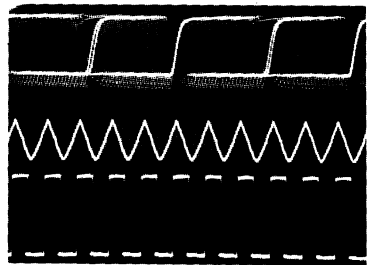
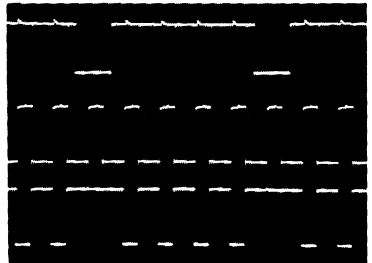


Fig. 16-17. — Signaux correspondants à la figure 16-16. 100 kHz, C2 (en haut). 20 kHz, D3 (au milieu), $100 + 20 \text{ kHz}$, $\overline{D3.C2}$ (en bas).

Fig. 16-16. — Mélange de deux signaux de 100 kHz et 20 kHz.



La figure 16-16 montre une autre façon de combiner des signaux logiques, la porte B reçoit C2 à 100 kHz et D3 à 20 kHz, de cette façon, la sortie de la porte B contient à la fois du 100 kHz et du 20 kHz, comme l'indique la figure 16-17, qui visualise : trace du haut, le 20 kHz, trace du milieu le 100 kHz et trace du bas la sortie de la porte B.

16-4. — MONOSTABLE

Ce circuit permet de délivrer un créneau de largeur ajustable par le choix d'une capacité, quand il est déclenché par une impulsion extérieure dite de déclenchement (ou trigger). La figure 16-18 indique le schéma du circuit intégré LM 555 (1), monté en monostable. La capacité extérieure C est maintenue déchargée jusqu'à l'apparition de l'impulsion de déclenchement (entrée 2), dont l'amplitude doit faire au minimum $1/3$ de la tension d'alimentation soit ici 5 V ; le bistable interne bascule, amenant la sortie 3 au niveau haut, tout en autorisant la charge de la capacité. La capacité se charge exponentiellement avec une période correspondante à $t = 1,1 R_A \cdot C$; à la fin de ce temps, son potentiel atteint $2/3$ de V_c soit ici 10 v ; le comparateur de tension interne refait basculer le bistable qui provoque la décharge de la capacité, tout en amenant la sortie 3 au niveau bas. La temporisation peut être interrompue par l'application d'une impulsion négative sur l'entrée 4 (RESET).

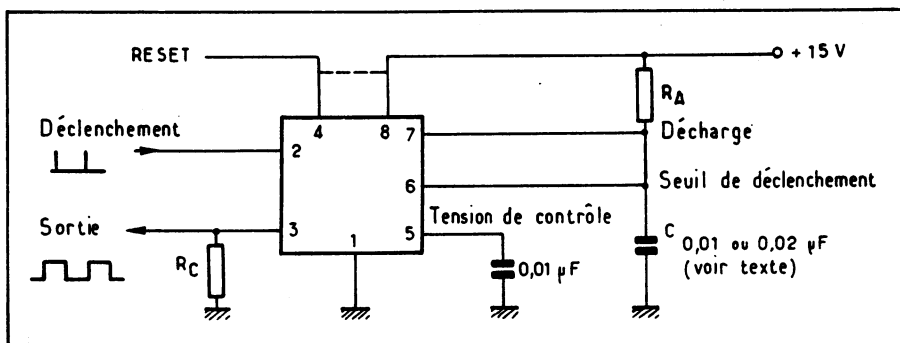


Fig. 16-18. — Monostable utilisant un LM 555.

Fig. 16-19. — Chronogramme de fonctionnement du monostable.

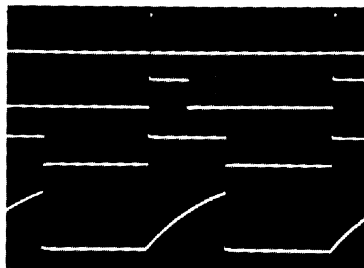
Déclenchement (1^{re} trace).

Avec $C = 0,01 \mu\text{F}$ (2^e trace).

Avec $C = 0,02 \mu\text{F}$ (3^e trace).

Charge de C (4^e trace).

Vitesse 0,1 ms/division.



(1) Le circuit LM 555 est décrit dans l'annexe 20-18.

C'est pourquoi il est préférable de la relier au plus de l'alimentation, si elle n'est pas utilisée.

La figure 16-19 montre les formes d'ondes ainsi obtenues.

On voit que conformément à la formule donnant la durée de la temporisation, en doublant la capacité l'on double également la temporisation.

16-5. — ASTABLE

C'est un circuit délivrant un train de signaux logiques, selon une période également ajustable par un R.C. extérieur.

La figure 16-20 indique le schéma du LM 555, configuré en astable, l'entrée de déclenchement (Borne 2), étant reliée à la borne 6 (seuil de déclenchement), le bistable interne bascule automatiquement dès que la tension de seuil atteint le niveau de déclenchement, un peu à la manière d'un multivibrateur à transistor. Sa capacité C se charge à travers RA + RB et se décharge à travers RB, de cette façon le rapport cyclique peut être ajusté à la demande en jouant sur le rapport RA/RB ; comme pour le monostable du § 16-4, la charge et la décharge de la capacité s'effectue entre les deux seuils $1/3 V_c$ et $2/3$ de V_c (soit entre 5 et 10 V).

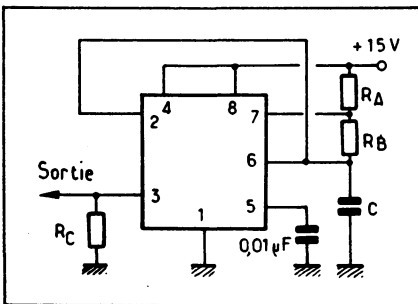


Fig. 16-20. — Astable utilisant un LM 555.

Fig. 16-21. — Chronogramme de fonctionnement de l'astable.

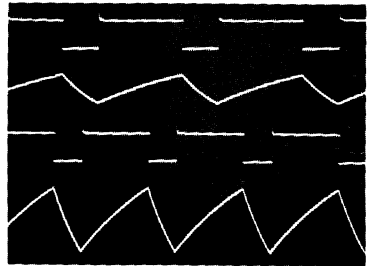
Avec $C = 0,01 \mu\text{F}$ (1^{re} trace).

Charge et décharge de $C = 0,01 \mu\text{F}$ (2^e trace).

Avec $C = 0,01 \mu\text{F}$ (3^e trace).

Charge et décharge de $C = 0,02 \mu\text{F}$ (4^e trace).

Balayage : 0,05 ms/division.



La charge s'effectue donc selon la relation $t_1 = 0,693 (R_A + R_B) C$ et la décharge : $t_2 = 0,693 (R_B \cdot C)$, ce qui donne une période totale de $T = t_1 + t_2 = 0,693 (R_A + 2 R_B) C$ et le rapport cyclique correspond à :

$D = \frac{R_B}{R_A + 2 R_B}$. La figure 16-21 correspond aux diverses formes d'ondes de cet astable :

1^{re} trace, avec $C = 0,01 \mu\text{F}$ et, 2^e trace, charge et décharge du condensateur.

3^e trace avec $C = 0,02 \mu\text{F}$ et 4^e trace, charge et décharge du condensateur.

16-6. — MULTIVRIBRATEUR À HYSTÉRÉSIS OU « TRIGGER DE SCHMITT »

C'est un circuit qui a la particularité d'avoir deux seuils de déclenchement, un seul haut et un seul bas. C'est-à-dire que si la tension de déclenchement croît, la sortie passe au niveau haut (ou bas) pour un niveau V_1 , mais quand elle décroît, la sortie passe au niveau bas, pour $V_2 < V_1$, il y a donc un phénomène d'hystérésis caractérisé par une courbe dite « cyclogramme », comme l'indique la figure 16-22.

Fig. 16-22. — Cyclogramme du trigger de Schmitt.

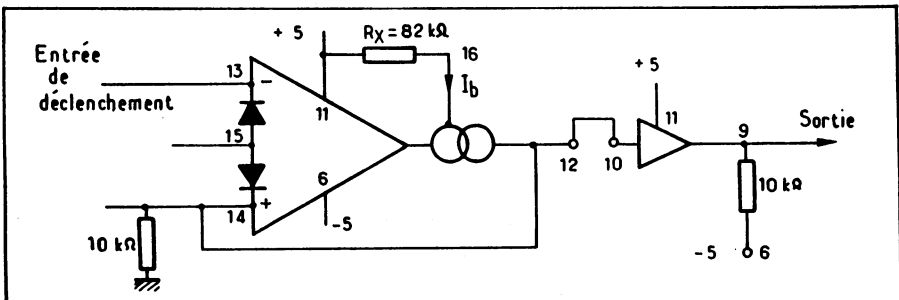
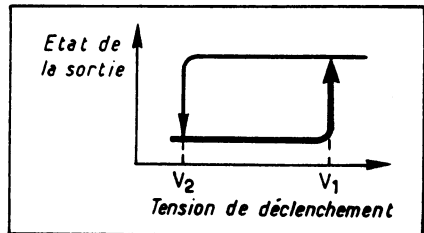
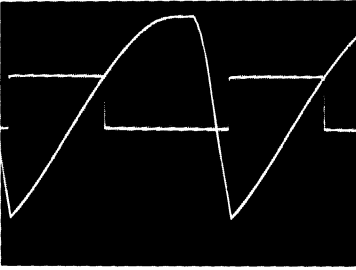


Fig. 16-23. — Trigger de Schmitt avec C.I. LM 13700.

La figure 16-23 donne l'exemple d'un trigger de Schmitt utilisant un circuit LM 13700 (1) et la figure 16-24 la sortie du trigger de la figure 16-22, pour une tension d'entrée pseudo-analogique, fabriquée à partir d'un générateur de fonction. On obtient les caractéristiques suivantes : période $300 \mu\text{s}$, rapport cyclique 50 %, temps de montée $210 \mu\text{s}$, temps de descente $60 \mu\text{s}$, amplitude de l'alternance positive 4 V et de l'alternance négative 10 V. L'atténuateur des amplificateurs verticaux de l'oscilloscope étant sur 2 V/division et le niveau du 0 V ayant été calibré sur la 7^e division du réticule, on voit que le premier déclenchement s'effectue à 0 V alors que le deuxième s'effectue à 10 V, ce qui correspond à un hystérésis de 10 V soit deux fois la tension d'alimentation de 5 V. Dans le cas de ce montage l'hystérésis est donné par $V = 2 R_x I_b$, ou peut donc déterminer I_b ;

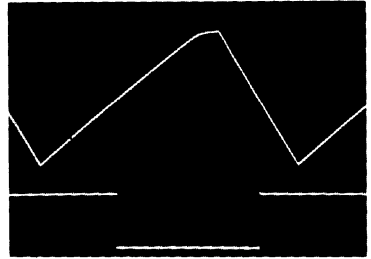
$$I_b = \frac{10}{82 \text{ k}\Omega} \neq 0,1 \text{ mA.}$$

(1) Le circuit LM 13700 est décrit en annexe 20-4.



◀ Fig. 16-24. — Formes d'onde du trigger de Schmitt.

Fig. 16-25. — Suppression de l'hystérésis en omettant la liaison 12-14 de 16-23. ▶



A noter que si l'on supprime la liaison « 12/14 », il n'y a plus d'hystérésis comme l'indique la figure 16-25, le montage se transforme en bistable, se déclenchant sur un seuil déterminé.

16-7. — COMPTEUR PROGRAMMABLE

Il existe de nombreux modèles de compteurs programmables, c'est-à-dire que leur taux de comptage est prédéterminé en fonction d'une valeur de consigne.

La figure 16-26, donne un tel exemple de compteur utilisant un XR 2240, dans une application de synthétiseur de fréquence. Les harmoniques de rang M de la fréquence extérieure F_R , synchronisent la base de temps sur la valeur M . Il y a donc multiplication par un taux M . La valeur de M étant ajustée par la résistance R . Par ailleurs, le compteur peut diviser cette fréquence par un taux variable « $N + 1$ » N étant déterminé en connectant l'une des sorties 1 à 8 au réseau de remise à zéro. De cette façon la fréquence de sortie est :

$$F_s = F_R \cdot \frac{M}{1 + N}$$

avec M compris entre 1 et 10 et N entre 1 et 255 on a la possibilité de générer 2550 fréquences discrètes. En l'absence de fréquences de référence, $M = 1$ et le terme F_R correspondant à la fréquence libre de la base de temps F_0 , laquelle est ajustée par R , c'est-à-dire que :

(1) Le circuit XR 2240 est décrit en annexe 20-24

$$F_0 = \frac{1}{RC} \text{ et la fréquence de sortie : } F_s = F_0 \frac{1}{1+N}.$$

Le fonctionnement de ce synthétiseur, est très simple, le facteur de multiplication étant choisi par la résistance « R », qui positionne la période de la base de temps $T = RC$. Le taux de division N est déterminé par un court-circuit établi entre l'une des sorties du compteur et le réseau de remise à zéro et de déclenchement.

Les valeurs de ce réseau de retard ne sont pas critiques puisqu'il a pour rôle essentiel de maintenir un signal de sortie périodique. Le signal de sortie est un train d'impulsions de largeur $t = RC$ et de période $T_0 = (N + 1) RC$, C pouvant être compris entre $0,005 \mu\text{F}$ et $0,1 \mu\text{F}$ et R entre $1 \text{ k}\Omega$ et $1 \text{ M}\Omega$.

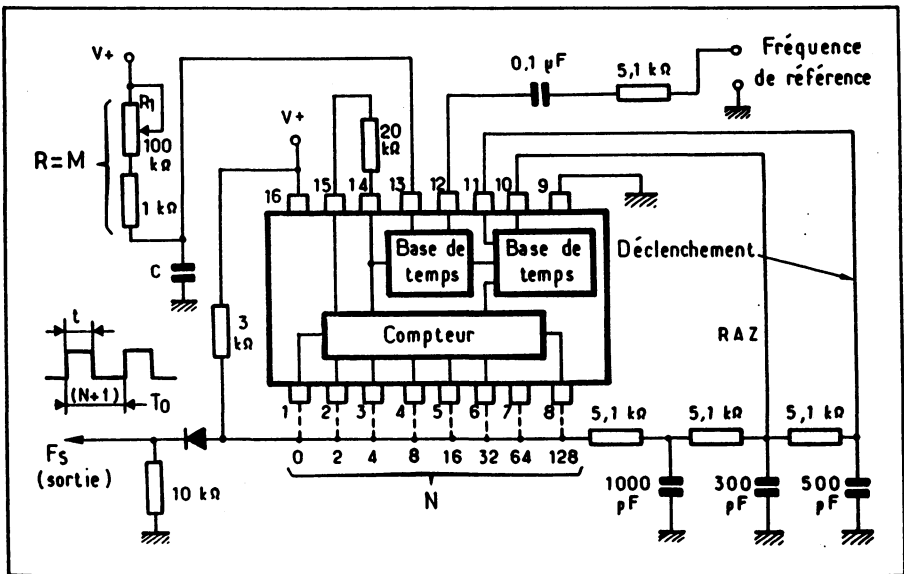
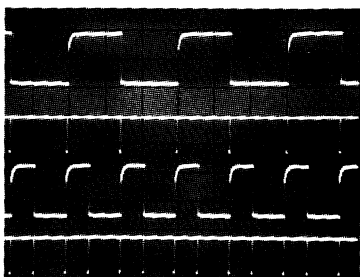


Fig. 16-26. — Synthétiseur de fréquence utilisant un XR 2240.

La fréquence maximale de sortie est de 200 kHz, et la fréquence F_R doit être un train d'impulsions de rapport cyclique compris entre 30 et 80 %, avec une amplitude de $3 V_{CC}$. Ce synthétiseur peut, par exemple, générer des fréquences asservies sur la fréquence F_R du réseau à 50 Hz soit, avec :

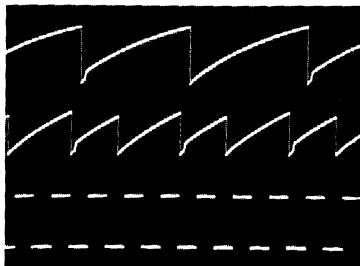
$$M = 10 \text{ et } N = 4 \text{ on obtiendra ; } F_s = F_R \frac{M}{1+N} \text{ soit } 50 \cdot \frac{10}{1+4} = 100 \text{ Hz}$$

La figure 16-27, montre les signaux de sortie de ce synthétiseur, sans fréquence de référence F_R (deux traces du haut) et avec un signal de référence de période de $100 \mu\text{s}$ (deux traces du bas), on voit donc une augmentation de la fréquence de la base de temps donc du signal de sortie par le rapport M.



◀ Fig. 16-27. — Signal de sortie sans fréquence de référence (deux traces du haut) et avec (deux traces du bas). Balayage 0,2 ms/division.

► Fig. 16-28. — Cycle de charge du condensateur C sans fréquence de référence (trace du haut), et avec (trace du milieu). En bas fréquence de référence. Balayage 0,1 ms/division.



La figure 16-28, montre la tension aux bornes du condensateur C, sans fréquence de référence (trace du haut et avec la fréquence de référence précitée trace du milieu, la trace du bas représentant la fréquence de référence FR.

Nota : pour ces deux oscillogrammes la capacité C correspond à 0,01 μ F et R1 à 100 k Ω .

EXEMPLE PRATIQUE EN GUISE DE CONCLUSION

Si l'oscilloscope est un outil d'investigation incomparable dans le domaine des signaux analogiques, il voit ses limites en ce qui concerne les circuits logiques.

En effet, chaque fois que nous avons voulu faire figurer plus de 2 traces sur la même photo il nous a fallu tout d'abord faire autant de pose que de trace moins une (puisque notre oscilloscope est à deux voies), prendre garde de n'exposer le réticule qu'une seule fois, décaler chaque trace pour éviter les chevauchements, veillez à la synchronisation...

En outre, comme nous l'avons vu, il est difficile de faire figurer plus de 4 ou 5 traces sans nuire à la lisibilité. Dans l'exemple qui suit nous allons voir une autre limite de l'oscilloscope dans le cas où les changements d'états logiques sont dans des échelles de temps assez longues (temporisation) ou, quand il y a des relations de temps pas trop différents, temporisation plus impulsions de remise à zéro.

La figure 17-1, est une alarme, (ce schéma est dû à M. ALIAS, rédacteur en chef de la revue « Electro Négoce »), dont l'explication est la suivante :

PHASE 1 mise sous tension : l'entrée (2) déclenchement du monostable 3, est au niveau « 1 », puisque le commutateur 2A reçoit un « 0 » sur sa commande ; le commutateur 2B reçoit un +15 V sur sa commande, de ce fait la résistance R9 crée une chute de tension qui maintient l'entrée reset (4) du monostable 3 à « 0 » ; le commutateur 2C, maintient la capacité de temporisation de sortie C2 à zéro, et le commutateur 5A court-circuite la temporisation d'entrée, puisqu'ils reçoivent chacun un niveau de +15 V sur leur commande.

PHASE 2 armement de l'alarme : elle s'effectue par l'ouverture du commutateur K1 ; l'entrée (4) reset du monostable 3, vient au niveau « 1 », puisque la résistance R9 n'est plus à la masse.

Le commutateur 5B reçoit du +5 V, sur sa commande et allume le voyant DS1, puisque le commutateur 5D supprime la masse de la résistance R4 ; le commutateur 2C est maintenant ouvert et la capacité C2 se charge selon un temps déterminé par R2. De ce fait, tant que le point 5 de la porte 1A n'est pas au niveau « 1 », sa sortie 4 ne peut changer d'état et reste au niveau 1, même si une alarme intervient aux entrées 16 ou 18, ce qui empêche donc le monostable de démarrer un cycle d'alarme.

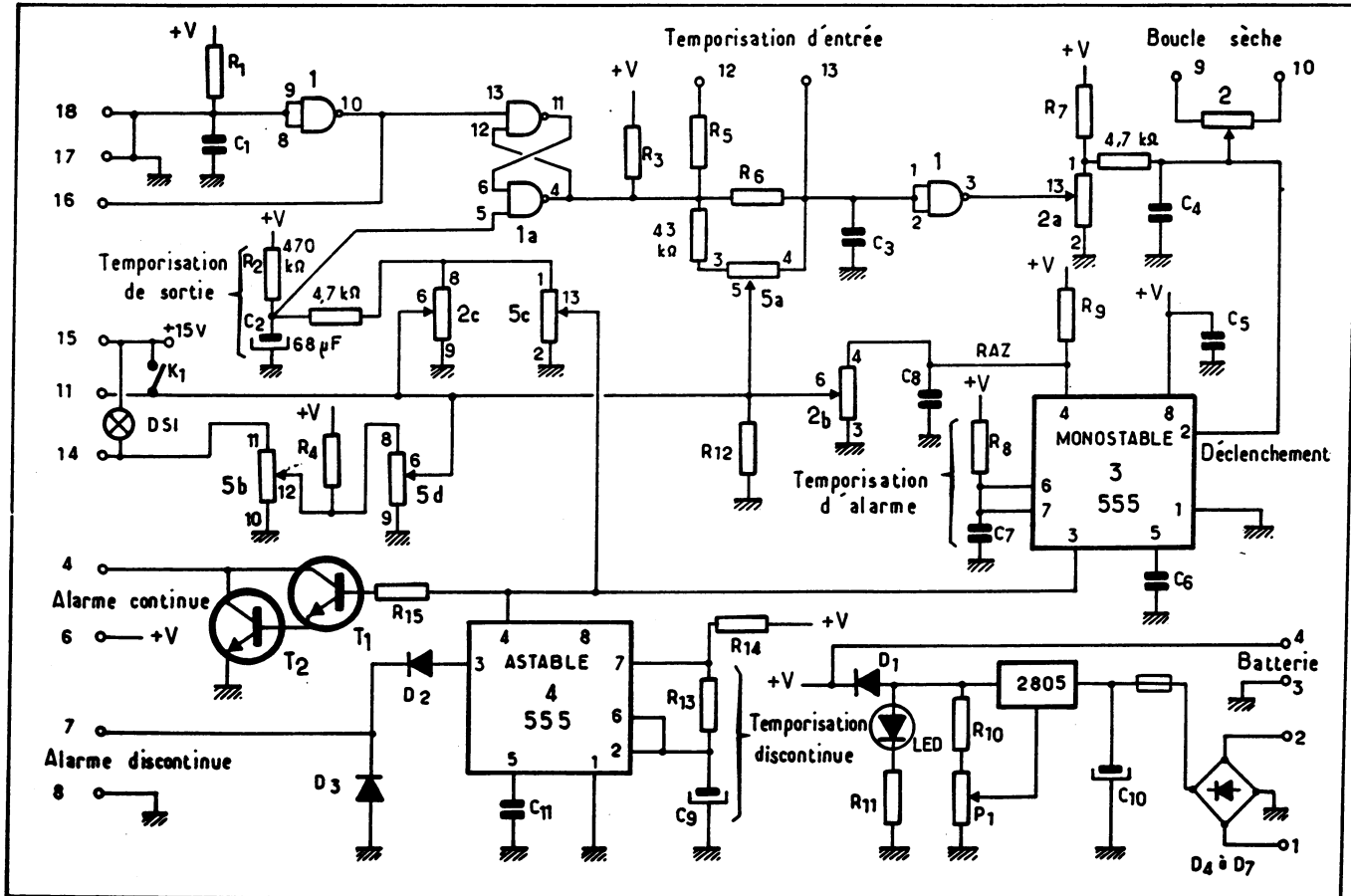


Fig. 17-1. — Circuit d'alarme ALS 15.

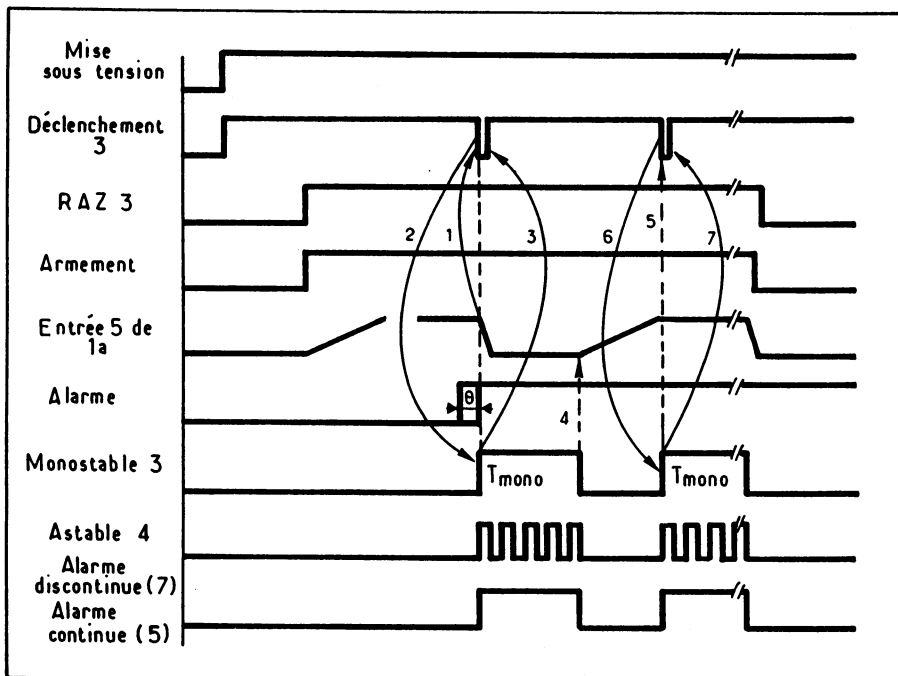


Fig. 17-2. — Chronogramme de fonctionnement de l'alarme ALS 15.

PHASE 3 déclenchement d'une alarme : elle peut s'effectuer de deux façons, par un court-circuit 16-17 ou par l'ouverture de la liaison 17-18, dans les deux cas la sortie 4 de la porte 1A descend au niveau « 0 » ; le commutateur 2A se ferme, ce qui provoque une impulsion négative et déclenche le monostable 3, sa sortie (3) monte au niveau « 1 », ferme le commutateur 5C, ce qui décharge la capacité C2, fait monter la sortie 4 de la porte 1A au niveau « 1 », ouvre le commutateur 2A et de ce fait remet le déclenchement du monostable 3 au niveau « 1 ». Ce monostable reste au niveau « 1 » pendant une période correspondant à R8-C7, il a déclenché l'astable 4, délivrant ainsi une alarme discontinue sur la sortie 7 et une alarme continue sur la sortie 5 du circuit. Au bout d'un temps R8-C7, la sortie du monostable retombe à « 0 », le commutateur 5C s'ouvre autorisant la charge de C2 ; dès que la capacité est chargée, l'entrée 5 de la porte 1A est au niveau « 1 », sa sortie 4 vient à « 0 », fermant le commutateur 2A qui comme précédemment provoque une impulsion négative de déclenchement du monostable 3 et le cycle des alarmes recommence.

Ce programme se reproduit indéfiniment tant que le commutateur K1 n'est pas fermé et même si la course de l'alarme est rétablie.

Remarque :

A la mise sous tension le commutateur 5A court-circuite la temporisation d'entrée R6.C3, de façon à bien fixer, immédiatement, le potentiel de déclenchement du monostable 3 et éviter tout démarrage intempestif du monostable par un parasite.

Dès l'armement de l'alarme (phase 2), le commutateur 5A étant ouvert, cette temporisation est supprimée, elle peut être rétablie en court-circuitant les entrées du circuit 12 et 13. La période de fonctionnement de l'astable est déterminée par R13-C9.

A titre d'exemple les différentes valeurs de R et C donnent les temporisations suivantes :

- 1) temporisation de sortie 470 k Ω et 68 μ F \approx 20 s
- 2) temporisation d'entrée 470 k Ω et 22 μ F \approx 10 s
- 3) temporisation d'alarme 1,2 M Ω et 22 μ F \approx 35 s.

Il est pratiquement impossible de suivre à l'oscilloscope, le fonctionnement de ce circuit tel qu'il vient être décrit, tout au plus on peut en vérifier les niveaux, la durée des temporisations qui se traduisent par le fait que la trace lumineuse monte lentement jusqu'au potentiel voulu, (ce qui ne donne rien d'intéressant sur une photographie).

En outre, pour ne pas perdre le fil du raisonnement il faudrait un oscilloscope possédant au moins une dizaine de voies, car comme le montre la figure 17-2 qui donne le chronogramme simplifié du fonctionnement de cette alarme, il faut déjà 9 voies pour avoir un aperçu du fonctionnement.

Pour une idée précise du fonctionnement de ce genre de circuit, il vaudrait mieux disposer d'une table de vérité donnant sous forme d'une suite de 1 et de 0, l'état logique des différents circuits, et cela sans limitation du nombre de voies. C'est pourquoi sont nés les analyseurs d'états logiques qui donnent entre autres ce genre de présentation.

CHAPITRE 18

LA PHOTOGRAPHIE DES OSCILLOGRAMMES

La photographie d'un oscillogramme paraît beaucoup plus aisée que la photographie classique. En effet, le sujet est toujours du même type les conditions d'éclairage identiques et la mise au point constante. Toutefois, l'image à photographier est très proche de la plaque à sensibiliser et du fait que l'oscillogramme est formé d'un trait brillant sur fond sombre, il reste à déterminer l'exposition (temps de pose et ouverture du diaphragme), pour une intensité et une convergence (focus), données.

Comme nous l'avons vu précédemment, il s'agit de mémoriser un point lumineux se déplaçant à une vitesse variant en fonction de la base de temps choisie et de la fréquence du phénomène à observer. Il existe différentes techniques pour photographier un oscillogramme. Nous commencerons par décrire celle qui utilise un appareil « 24×36 » courant.

18-1. — UTILISATION D'UN APPAREIL DE FORMAT « 24×36 »

Le schéma de principe d'un tel appareil est donné par la figure 18-1. La visualisation d'un oscillogramme sur le film à l'intérieur de la chambre noire obéit aux lois de l'optique : $p \times p' = f^2$. En standard, un appareil « 24×36 » possède une distance focale de 50 mm. Si l'on place l'ensemble oscillogramme/appareil photo à 20 cm l'un de l'autre, on a

$$p' = 2 \frac{f^2}{p} = \frac{2500}{200} = 12,5 \text{ mm}$$

Ce réglage est malheureusement impossible dans la pratique. La butée de mise au point interdit toute photographie à moins de 50 mm. On va donc avoir recours aux accessoires types du photographe, c'est-à-dire bagues allonge, soufflets et bonnettes. La bonnette étant en fait une lentille divergente ayant pour but de réduire la distance focale f . Une

bonnette de puissance 5 transforme un objectif de focale 50 mm en 17 mm. Le champ va par contre se trouver réduit. La mise au point se fait dans le viseur, sauf pour les appareils nécessitant un verre dépoli que nous évoquerons plus loin.

Le cadrage est à réaliser avec précision. L'axe optique doit être confondu avec l'axe du tube image.

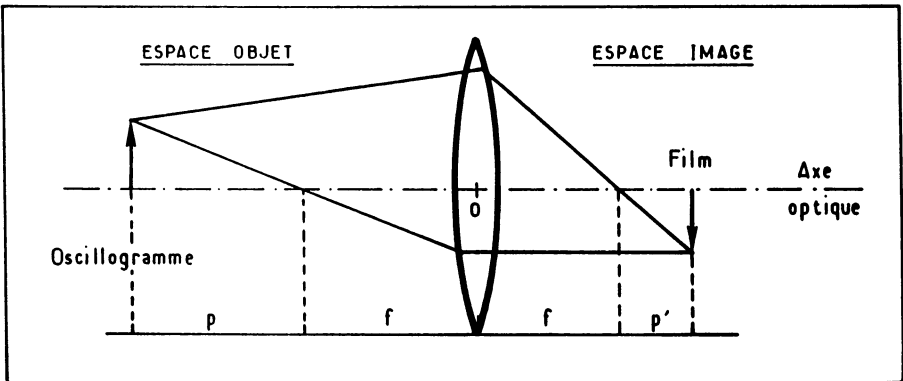


Fig. 18-1. — Schéma de principe d'un appareil photographique pour oscilloscope.

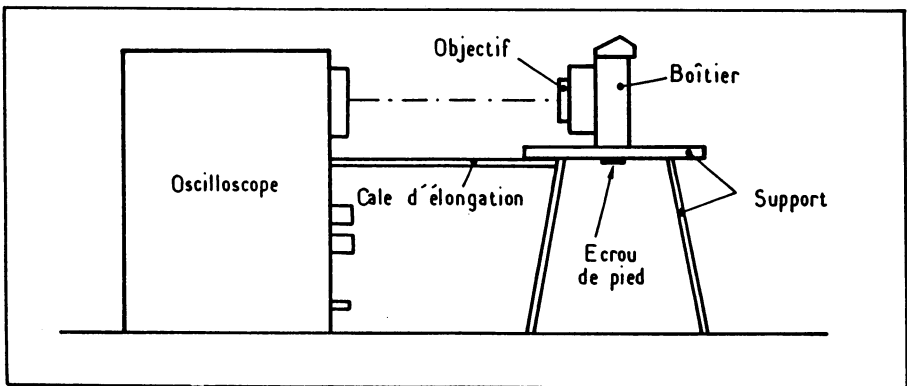


Fig. 18-2. — Réalisation pratique et économique de photographie d'oscillogrammes.

Avec un oscilloscope traditionnel, le montage de la figure 18-2 montre comment on peut réaliser à peu de frais la photographie d'oscillogramme en utilisant un appareil « 24 × 36 » avec les accessoires adaptés à la prise de vue « courte distance ». Le support en contreplaqué est percé de telle façon qu'on bloque le « 24 × 36 » avec son écrou de pied. Une cale d'élongation maintient l'ensemble à la même distance définie une fois pour

toutes en plaçant un papier calque à la place du film le dos de l'appareil étant ouvert et en s'assurant aussi de la bonne mise au point.

Le film utilisable n'est pas nécessairement d'une haute résolution vue l'épaisseur de la trace d'un oscilloscope. Pour une luminosité moyenne, un film ISO 400/270 est suffisante. Le temps de pose ne pouvant être déterminé par un posemètre (cellule), on adoptera les valeurs suivantes en première approche :

- diaphragme de $f/5,6$ à $f/8$
- durée d'exposition de $1/15$ à $1/8$ de seconde.

Un tirage avec contraste poussé à son maximum du film 24×36 , négatif (TRI-X) ou diapositif (Polagraph), sur papier brillant du format 9×12 à 13×18 convient parfaitement.

18-2. — QUELQUES CONSEILS GÉNÉRAUX POUR RÉALISER DE BONNES PHOTOS

Le temps de pose est en général fonction de la quantité de lumière nécessaire pour obtenir une photographie de qualité. Or n'oublions pas qu'ici nous ne photographions pas un phénomène fixe, mais un spot lumineux en mouvement. La relation entre le temps de pose et la vitesse de balayage est à prendre en considération pour des balayages lents.

Prenons un écran d'oscilloscope de 10 divisions avec un balayage de 10 ms/div. Si le temps indiqué sur l'obturateur est fixé à 33 ms ($1/300$), on ne va visualiser sur le film qu'un tiers de l'écran. En fait nettement moins, puisqu'il faut prendre en compte le temps nécessaire au départ du balayage.

Pour éviter ce phénomène, le coefficient de sécurité à appliquer se situe entre 4 à 5 fois le temps mis par le spot pour parcourir l'écran complètement. Dans le cas décrit ici, il faut donc fixer l'obturateur sur $1/2$ seconde. Il devient alors nécessaire de diaphragmer (diminution de l'ouverture) pour éviter une surintensification de la trace du film.

De même que pour toute prise de vue, il est souhaitable d'enlever le filtre se trouvant devant le tube. Ceci a pour effet d'augmenter le contraste en éliminant l'absorption de lumière due au filtre polarisé.

18-3. — DE L'AMATEUR AU PROFESSIONNEL

Nous avons montré comment on peut réaliser à partir d'un équipement photographique existant un système de prises de vue d'oscillogrammes économique. Il est toutefois indispensable dans cette technique de faire développer en laboratoire le film des oscillogrammes (exception faite du film diapositif Polagraph de Polaroid) et le contrôle de leur qualité se fait a posteriori. De plus il faut noter avec précision le nombre de prises de vues et les conditions expérimentales de chacune sans en omettre une seule afin de ne pas avoir un décalage des légendes. Une des solutions les plus modernes et pratiques est la solution apportée par l'utilisation d'appareils photographiques instantanés du type « POLAROID » spécialisés en prises de vues oscilloscopiques. En plus de l'avantage que procure le contrôle en temps réel, cliché par cliché, de la qualité de l'oscillogramme photographié, on peut documenter immédiatement les conditions expérimentales sur la photo à la pointe sèche avant laquage (film type 107) ou au dos de la photo obtenue (film 667 sans laquage), avec un feutre doux sans appuyer ; ce qui peut se faire, pour gagner du temps, pendant le temps nécessaire au développement (15 s à 1 minute, selon la température ambiante).

Une large gamme (d'une sensibilité allant de ISO 75/19° à ISO 20000/44°) associée à différents types de conditionnement (packs, roll-film) apporte la solution à la plupart des problèmes rencontrés pour la prise de vues d'oscillogrammes.

Le type le plus standard est le « 667 » de Polaroid, d'une sensibilité ISO 3000/36° couvrant la plupart des applications oscilloscopiques. Il ne nécessite pas de laquage contrairement au « 107 ».

18-4. — PRÉCAUTIONS D'EMPLOI

La première précaution à prendre concerne le chargement du film et l'expérience montre qu'il s'agit pour beaucoup d'utilisateurs, d'un problème. En fait, il faut porter ceci au crédit des constructeurs qui n'expliquent pas clairement dans leur notice d'utilisation comment effectuer ce chargement. Cette manœuvre est pourtant très facile, comme l'indique la figure 18-3. Il suffit d'ouvrir le chargeur et de faire pivoter le couvercle sur son axe. On enfle ensuite le pack dans le logement situé à gauche dans la partie fixe de l'appareil photo. Le chargeur est ensuite refermé en s'assurant que toutes les languettes de papier sont bien à l'extérieur. On verrouille ensuite le clips, puis on enlève la feuille noire qui dépasse, l'ensemble est alors prête pour la première photo.

En plus des conditions de réglage habituelles, il y a lieu ici de régler en premier le facteur d'agrandissement de l'image (caméra, réduction ratio). Une réduction de l'image permet d'augmenter la vitesse d'écriture de l'ensemble oscilloscope/appareil photo.

Le rapport maximum doit être de l'ordre de 4.

La résolution des photos instantanées (22 paires de lignes/mm pour les types 667 et 611 — 20 paires pour les types 667 et 667) est identique à la résolution moyenne des tubes cathodiques (typiquement 20 paires de lignes au mm) l'œil humain n'atteignant d'ailleurs pas ce niveau de résolution.

Le temps minimum recommandé par le constructeur doit être respecté, mais la durée maximale n'est pas critique et peut aller jusqu'à 10 minutes.

Si votre application ne nécessite pas de films spéciaux, l'usage du 667 de Polaroid est très pratique car il évite la fastidieuse manipulation de laquage du film. Le laquage consistant à passer sur l'épreuve positive, dès qu'elle a été séparée du négatif, un tampon imbibé d'une solution qui a pour but de fixer l'image, condition essentielle à une longue conservation, et de glacer le papier.

Par contre, le film Polaroid 107 qui nécessite un laquage permet un repérage direct sur la photo (avec une pointe à tracer fine), avant de procéder au laquage.

Pendant les 10 minutes qui suivent le développement, la photo instantanée reste fragile. Il faut donc la manier avec précaution. Passé ce laps de temps, leur résistance interdit toute dégradation de la photographie.

Film positif/négatif

Il existe pour réaliser des photographies de très haute qualité avec des négatifs/positifs de haute résolution, des films particuliers (ex : Polaroid 665). Les résolutions sont les suivantes :

- Négatifs 160-180 lignes/mm
- Positifs 14-20 lignes/mm

Ce film a la particularité de délivrer à la fois un positif et un négatif qui peut à son tour reproduire autant de positifs que l'on désire, par contre le positif doit être laqué.

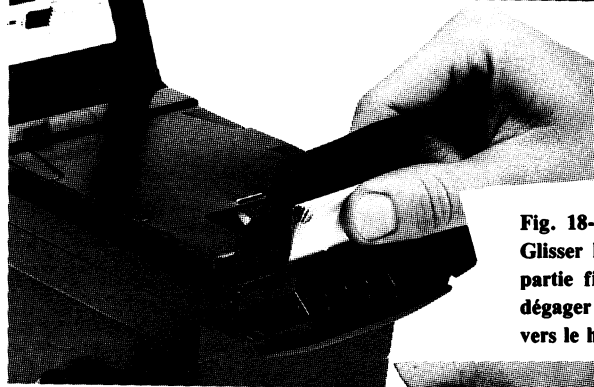
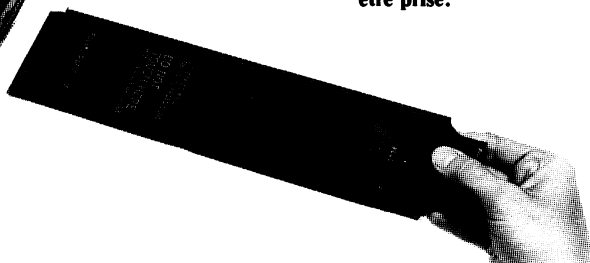


Fig. 18-3. — Chargement du dos Polaroid. Glisser la cartouche dans le logement de la partie fixe du dos. Plaquer la cartouche et dégager doucement les languettes de papier vers le haut.



Fermer la partie mobile du dos en laissant dépasser les languettes. Encliqueter le clips et retirer le papier noir. La première photo peut être prise.



Remarque :

Le passage du film entre les rouleaux du film a pour but d'écraser les gousses contenant les produits de traitement des constituants du film. Il arrive fréquemment qu'après plusieurs passages le produit destiné à la surface sensible encrasse les rouleaux. Le cliché montre alors des bandes blanches à sa surface rendant inexploitable l'oscillogramme. Il faut donc avant de recharger l'appareil. Vérifier l'état de propreté des rouleaux et de la fenêtre de sortie du film, et le cas échéant les nettoyer avec un chiffon humide ou une petite brosse, si l'encrassement est ancien.

Il faut également s'assurer lorsque l'on tire la languette du film que la traction s'exerce bien perpendiculairement à l'axe optique de l'appareil photo (donc dans le plan du film et à vitesse constante), sinon on obtient un défaut comme celui de certaines photos de cet ouvrage, apparaissant à l'angle supérieur gauche, comme c'est le cas en particulier de l'oscillogramme 13-56.

18-5. — COMMENT RÉALISER DE BONNES PHOTOS DE PHÉNOMÈMES RÉCURRENTS ?

L'exposition optimale est surtout fonction du réglage de l'intensité lumineuse. Un changement léger de cette intensité peut dans la pratique être équivalent à une modification de un à deux diaphragmes. On préférera donc un réglage très faible de l'intensité. Deux cas peuvent alors se produire :

- première photo trop claire : il faut fermer davantage et réduire éventuellement le temps d'exposition,
- première photo trop sombre : on doit alors plutôt augmenter le temps d'exposition que l'ouverture.

Différents réglages

— Réglage de l'obturateur (shutter-speed)

Pour commencer il vaut mieux choisir une valeur entre 1/2 et 5 secondes.

— Réglage de l'ouverture du diaphragme (aperture)

Prendre une ouverture la plus petite possible (valeur la plus élevée de $f/8$). Ceci permet d'avoir une meilleure mise au point et de réduire les aberrations optiques.

— Intensité

Le niveau d'intensité de l'oscilloscope et de l'éclairage ambiant doivent être faibles car l'impression visuelle de la trace sur l'oscilloscope semble toujours moins contrastée que le contraste réel observé sur la photo. Dans le cas où l'on visualise le signal au travers du viseur de la caméra (ex : Modèle 197 B de HEWLETT-PACKARD), cette différence est encore accentuée.

— Valeur de l'exposition

Elle doit être ajustée au minimum de telle façon que l'on puisse faire ressortir les détails. Une exposition trop longue va épaissir la trace d'où une diminution de la netteté de l'image. Une surexposition peut aller jusqu'à rendre la photo floue ou voilée (ce défaut peut également provenir d'une intensité du tube trop importante).

18-5-1. — CAS D'UNE TRACE RÉCURRENTÉ À BALAYAGES RÉPÉTÉS À FAIBLE VITESSE

Il faudra dans ce cas maintenir l'obturateur ouvert pendant une dizaine de balayages. Si l'on n'en capte que 1, l'épaisseur de la trace ne sera pas constante sur tout l'écran, la première partie sera surexposée. Ceci est d'autant plus vrai que le balayage est lent (ex : wobulation à 200 ms).

— Cas d'une trace récurrente avec gigue (jitter)

Il faut dans ce cas réduire le temps d'exposition de façon à ne prendre que de 1 à 3 balayages. On privilégie alors la résolution au détriment de l'uniformité de la prise de vue.

— Cas d'une vitesse de balayage très basse (de 1 à plusieurs secondes)

Dans ce cas, on peut se contenter d'un seul balayage. Comme il est très difficile de se synchroniser exactement, on va utiliser l'oscilloscope en mono-coup et l'entrée synchronisation du déclenchement de l'appareil photo (shutter synchronisation).

18-6. — COMMENT RÉALISER DE BONNES PHOTOS DE PHÉNOMÈNES TRANSITOIRES ?

L'exposition ne peut être ajustée par le réglage de la vitesse de l'obturateur. On est toujours en position B (Bulb) et l'on capte le signal lorsqu'il est ouvert. Son ouverture peut être également déclenchée extérieurement (shutter synchro). Toutes les valeurs sont utilisables pourvu qu'elles soient supérieures au temps de passage du spot pour balayer l'écran.

— Cas de photos surexposées

La cause première peut être un éclairage du réticule trop important. On obtient également une surexposition lorsque l'obturateur est resté trop longtemps ouvert.

— Cas de photos sous-exposées

Il faut se reporter ici au paragraphe sur les vitesses d'écritures afin de pouvoir considérer l'ensemble des paramètres à optimiser sur l'oscilloscope pour obtenir une trace nette et contrastée.

— Reproduction de plusieurs traces sur une même photo

La photo 13-42 constitue un bon exemple. Pour la réaliser, il y a eu 4 expositions. Mais le graticule a été éteint après la première prise de vue.

— PARAMETRES DE L'APPAREIL PHOTO INSTANTANÉ À CONSIDÉRER POUR L'EXPRESSION DE LA VITESSE D'ENREGISTREMENT

— Ouverture du diaphragme (aperture)

Plus il est ouvert, plus grande sera la vitesse d'écriture.

— Sensibilité du film

Si le film Polaroid type 667 ne convient pas malgré sa grande sensibilité. ISO 3000/36°, il reste le recours au film le plus sensible du marché, le film Polaroid type 612 de sensibilité ISO 20000/44°, utilisé pour la photo référencée 14-45.

18-7. — TECHNIQUE D'EXPOSITION PRÉALABLE DU FILM (PRÉVOILAGE)

Il est très important de connaître cette méthode car elle permet d'augmenter la vitesse d'enregistrement d'un facteur 2 ou même 3. Le principe peut paraître étonnant. En effet, avant la prise de vue sur le film, on va exposer ce dernier à une lumière uniforme.

La durée de cette exposition ou prévoilage est obtenue par tâtonnements, il n'existe pas ici de formule pratique.

La manière la plus simple d'obtenir ce prévoilage d'un film instantané est de diriger l'appareil vers une surface blanche éclairée uniformément. On évitera de faire une prise de vue proche d'un mur car le film pourrait enregistrer quelques défauts de la surface. Une distance de 50 cm est ici conseillée. Certains puristes recommandent l'utilisation d'une boîte lumineuse (négatoscope).

Pendant ce prévoilage, on travaille à la vitesse maximale de l'appareil. Il est recommandé de commencer avec l'ouverture maximale. Cette exposition faite avant, n'est pas obligatoire puisque l'on peut fort bien la réaliser après (post-voilage).

Action sur le temps de développement

Là aussi la méthode peut surprendre. On va réduire le temps du développement de la moitié ou des 2/3, ce qui va augmenter la vitesse d'enregistrement d'environ deux fois.

Le fond est plus clair, ce qui réduit le contraste. Les oscillogrammes de cet ouvrage n'ont pas utilisé cette technique car pour les besoins d'impression des documents, un très bon contraste est nécessaire.

Egalement, du fait de la réduction du temps de développement, certaines parties de la trace rapide seront perceptibles alors qu'elles n'auraient pas pu être visualisées.

RESUME

Voici les méthodes qui permettent d'augmenter la vitesse d'enregistrement :

- ouverture du diaphragme
- augmenter l'intensité du faisceau
- diminuer le temps de développement
- prévoiler le film
- enlever le filtre de l'écran
- remplacer un tube à couche phosphore P 31 par un P 11.

18-8. — PHOTOGRAPHIE DU RÉTICULE

Il y a parfois intérêt à photographier le réticule de l'oscilloscope. Deux cas peuvent se présenter :

1) Phénomènes récurrents

Il faut d'abord s'assurer que la trace est bien reproduite. Ensuite, on effectue le réglage du réticule de telle façon qu'il soit bien net sans surexposer la trace. Il y a même lieu parfois de réduire l'ouverture du diaphragme.

2) Phénomènes transitoires

Il est souvent souhaitable, pour des questions de simplicité de photographier séparément trace et réticule. Dans une première phase, déterminer les conditions optimales (diaphragme, éclairage) pour une bonne photographie du réticule avec un temps de pose de 1 seconde. La phase 2 consiste, avec la même ouverture, à ouvrir juste assez longtemps pour capter le transitoire. Ne pas bouger l'appareil entre les phases 1 et 2 afin que la trace et la grille ne soient pas décalées sur la photo.

18-9. — DONNER DES LÉGENDES À VOS PHOTOS

a) Film normal

Après avoir découpé un rectangle de 2×5 cm dans un carton. On place sur un négatoscope (Fig. 18-4) un papier calque sur lequel on a clairement indiqué en noir la légende souhaitée. Après avoir réglé une ouverture la plus petite possible on prendra la photographie de la légende, en prenant bien soin que cette dernière apparaisse en dehors de l'oscillogramme.

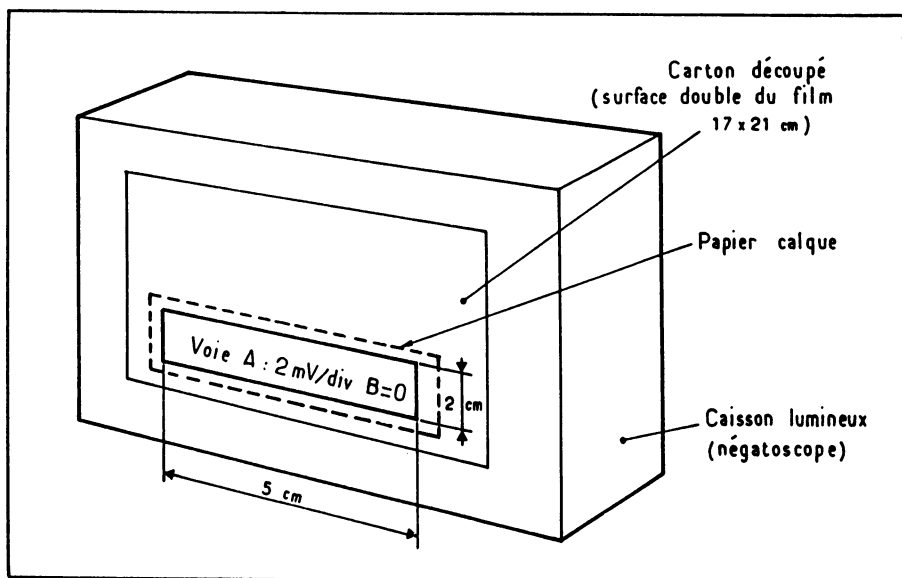


Fig. 18-4. — Enregistrement d'une légende sur une photo.

A noter que de plus en plus les conditions opératoires de l'oscilloscope apparaissent sur l'écran. Ceci évitant toutes ces opérations.

b) Film Polaroid

Des indications peuvent être portées directement sur la photo avec une pointe sèche très fine. Il est indispensable de réaliser ceci avec le type 107 Polaroid avec laque.



Valeurs de Log Hm de à	Sensibilité ISO S/S'
- 0.95 à - 0.86	6/9°
- 1.05 à - 0.96	8/10°
- 1.15 à - 1.06	10/11°
- 1.25 à - 1.16	12/12°
- 1.35 à - 1.26	16/13°
- 1.45 à - 1.36	20/14°
- 1.55 à - 1.46	25/15°
- 1.65 à - 1.56	32/16°
- 1.75 à - 1.66	40/17°
- 1.85 à - 1.76	50/18°
- 1.95 à - 1.86	63/19°
- 2.05 à - 1.96	80/20°
- 2.15 à - 2.06	100/21°
- 2.25 à - 2.16	125/22°
- 2.35 à - 2.26	160/23°
- 2.45 à - 2.36	200/24°
- 2.55 à - 2.46	250/25°
- 2.65 à - 2.56	320/26°
- 2.75 à - 2.66	400/27°
- 2.85 à - 2.76	500/28°
- 2.95 à - 2.86	630/29°
- 3.05 à - 2.96	800/30°
- 3.15 à - 3.06	1.000/31°
- 3.25 à - 3.16	1.250/32°
- 3.35 à - 3.26	1.600/33°
- 3.45 à - 3.36	2.000/34°
- 3.55 à - 3.46	2.500/35°
- 3.65 à - 3.56	3.200/36°

**Fig. 18-5. — Echelle normalisée de sensibilité
ISO des films noir et blanc.**

CHAPITRE 19

L'OSCILLOSCOPE DE DEMAIN

Comme nous l'avons vu dans l'histoire de l'oscilloscope cet instrument très ancien n'en est pas moins depuis sa naissance en constante évolution. Mais sa mutation n'est pas terminée et les années qui viennent nous réservent de nombreuses transformations.

Chacun des éléments constituant l'oscilloscope suivra les progrès technologiques de l'électronique. On assiste déjà à la présence du microprocesseur dans presque tous les modèles commercialisés. Le nombre de circuits hybrides spécifiques à chaque fonction augmente de jour en jour. Ceci grâce aux techniques VLSI qui permettent des intégrations de plusieurs centaines voire milliers de transistors par puce. Ces nouveaux circuits attaquent directement le tube. L'ajustement également des résistances à couche mince par laser évite les nombreux réglages des cartes produites.

La précision de l'instrument est également améliorée grâce aux stockages en mémoire des paramètres de compensation des circuits, d'où par exemple, une meilleure linéarité. L'utilisation de ces circuits hybrides diminue considérablement le nombre de pièces mécaniques, permettant ainsi une programmation par ordinateur de toutes les commandes du panneau avant.

Nous avons vu que les bandes passantes des tubes cathodiques montaient jusqu'à plusieurs gigahertz. Pour cette caractéristique, les besoins croissants des laboratoires de recherche fondamentale, se trouveront ainsi satisfaits.

Dans les applications de production, l'entière programmation et la capacité d'intégrer à l'intérieur de l'oscilloscope des fonctions jusque-là réservées à d'autres instruments (multimètre numérique, compteur universel...), vont renforcer la présence des oscilloscopes dans les bancs de test de production.

Il risque même d'y perdre son nom, tant un tel ensemble de mesures est difficile à appeler oscilloscope. Toutefois, cette évolution de la mesure couplée à la puissance de sa sœur informatique va devoir naître de cette synergie : l'oscilloscope de demain, mais va-t-il garder sa forme originelle du début du siècle ? ou bien l'élargissement des fonctions actuelles va-t-il englober toute la mesure ?

Pour la maintenance et les applications ne nécessitant pas des bandes passantes très élevées, les besoins en appareils de plus en plus compacts et faciles d'emploi seront également satisfaits.

Dans ce cadre d'utilisation, on va assister au niveau de la visualisation, à un retour aux techniques utilisées en télévision. Les tubes télévision et les écrans plats à cristaux liquides ayant des résolutions de plus en plus améliorées avec les possibilités de documentation de l'écran (par des lettres ou symbole), vont considérablement modifier l'allure générale de l'instrument et lui ajouter la couleur.

La taille de l'oscilloscope ne sera alors plus fonction de la longueur du tube. Les cartes internes seront parallèles à la face avant de l'écran plat. Des modules pourront même être ajoutés pour obtenir des fonctions particulières.

Un appareil rappelant les petits postes de télévision portables, autonomes, une face avant très simplifiée et automatisée avec plusieurs voies voilà ce que pourra être l'oscilloscope de demain pour la maintenance des circuits logiques ?

NOUVEAUX DEVELOPPEMENTS DES ECRANS

La miniaturisation des écrans TV permet de réaliser des écrans très plats. L'axe de l'écran est perpendiculaire au système de déflection.

Oscilloscope à écran couleur ?

Certains instruments ou périphériques d'ordinateurs possèdent déjà une visualisation couleur. La résolution des tubes couleurs est nettement moins bonne qu'un tube cathodique d'oscilloscope. Toutefois, certaines applications ne nécessitent pas des résolutions importantes. Par exemple, l'écran couleur d'un analyseur logique visualisant un diagramme dans le temps de l'activité d'une ligne, est en fait une forme d'onde reconstituée. Il est alors important pour l'utilisateur de voir les états logiques « haut et bas » (0 ou 1). Le détail d'un front de montée n'est de toute façon pas visible avec un analyseur logique.

De plus en plus, l'oscilloscope va se mettre à la couleur car celle-ci augmente le confort de l'utilisateur, évite les erreurs et sépare bien les courbes.

Un oscilloscope numérique comportant un écran du « type TV » peut fort bien utiliser un système couleur. La courbe visualisée n'est pas très fine mais en fait les points sont eux déterminés exactement, ce qui parfois suffit. Sinon il faut un écran couleur à haute résolution.

Dans le cas où l'on veut visualiser finement une trace sur un tube cathodique, il faut utiliser une autre technique. Cette technique très récente fait appel à des recherches sur les cristaux liquides, les filtres colorés et les polariseurs.

Description d'un tube cathodique couleur

Des études très poussées sur les structures cristallines des cristaux liquides viennent d'aboutir à des temps de commutation de ces derniers très rapides. De plus, la forme d'onde nécessaire au pilotage de ce système peut être très simple (onde carrée à 120 Hz). Auparavant, la fréquence était de quelques hertz et de plus il fallait une impulsion à temps de montée élevé et à temps de descente très rapide. Il est donc possible maintenant de simplifier considérablement les circuits de pilotage des cristaux. La cellule de cristaux liquides est prise en sandwich entre des polariseurs rouge et vert.

En fait, l'ensemble est excité simultanément à 120 Hz, faisant varier les champs de polarisation des plaques (rouge et vert). L'œil intègre les couleurs allant de toutes les nuances possibles entre le rouge et le vert. La résolution de l'ensemble est identique à un tube normal, le contraste élevé (20/1) même dans des ambiances très éclairées.

Ce principe peut bien sûr être étendu à des écrans couleurs de périphérie informatique.

Oscilloscope système

Une autre grande question, qui dépendra du choix de l'utilisateur, va voir le jour. Nous avons vu que la programmation des oscilloscopes est dès aujourd'hui acquise. L'ordinateur pilotant l'instrument sera-t-il intégré, ou bien comme on le voit actuellement dans certains ordinateurs personnels, l'oscilloscope réduit à une seule carte électronique, fera-t-il partie intégrante de l'ordinateur ?

Cette évolution n'est pas propre uniquement à la fonction oscilloscope. La figure 19-1 montre le système actuel constitué d'un oscilloscope numérique et d'un ordinateur personnel. Chacune des fonctions principales de ce système est décrite. On retrouve dans la partie conversion A/N, N/A, les principes de base de l'oscilloscope numérique, respectivement : acquisition, puis visualisation par reconstruction de la courbe numérisée. Certains constructeurs proposent dès à présent cette solution : Northwest Instrument ; Burr Brown ; ... Les modules sont associés à des ordinateurs personnels (Apple, IBM, HP, ...).

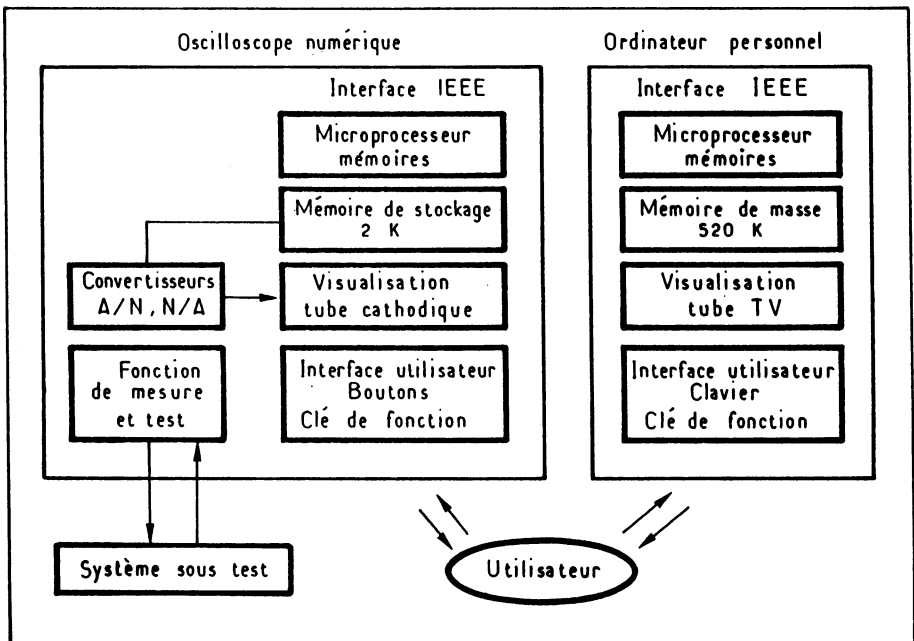


Fig. 19-1. — Oscilloscope numérique associé à un ordinateur personnel.

L'interface avec l'utilisateur est réalisée à partir des commandes et dans certains systèmes perfectionnés par des clés de fonction (ex : auto-scope recherche et visualisation automatique du signal).

A noter que le système est purement passif. De son côté le couplage avec l'ordinateur personnel se fait par l'intermédiaire de la traditionnelle liaison IEEE 488. L'interface avec l'utilisateur est réalisée par les interactions entre le clavier et l'écran.

Le nouveau système des années 1985 sera constitué de modules (Fig. 19-2). A la fonction propre de l'oscilloscope numérique on ajoutera d'autres fonctions de mesure et de stimuli (ex : générateur de formes d'onde, compteur universel, multimètre numérique,...).

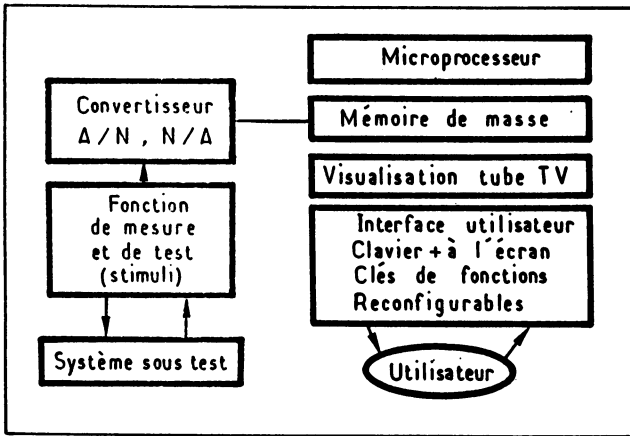


Fig. 19-2. — Module oscilloscope associé à un ordinateur personnel.

La mémoire disponible sera bon marché et fera plusieurs dizaines, de mégaoctets. Ce système sera interfacé avec l'utilisateur grâce à un clavier associé à des clés de fonctions reconfigurables, ou grâce à de nouvelles interfaces homme/machine (la voix par exemple). En fait un tel système préfigure l'instrument de mesure de demain. Il suffira d'appeler les fonctions souhaitées : par exemple : oscilloscope et générateur de fonction/impulsion ou bien générateur synthétisé de 40 GHz/analyseur de spectre ou bien générateur de mots/analyseur logique... L'ensemble des traitements et des stockages seront réalisés sur place bien que le système soit relié au réseau particulier de l'entreprise (suivant la norme IEEE 802). Ce réseau permet d'intégrer l'ensemble des données provenant du laboratoire de R et D, de la production, et de la maintenance afin d'assurer une meilleure productivité et qualité de l'entreprise.

Comme on le voit, l'oscilloscope va voir son rêve se réaliser en débordant la gamme actuelle de ses fonctions et capacités, grâce au couplage avec des ordinateurs.

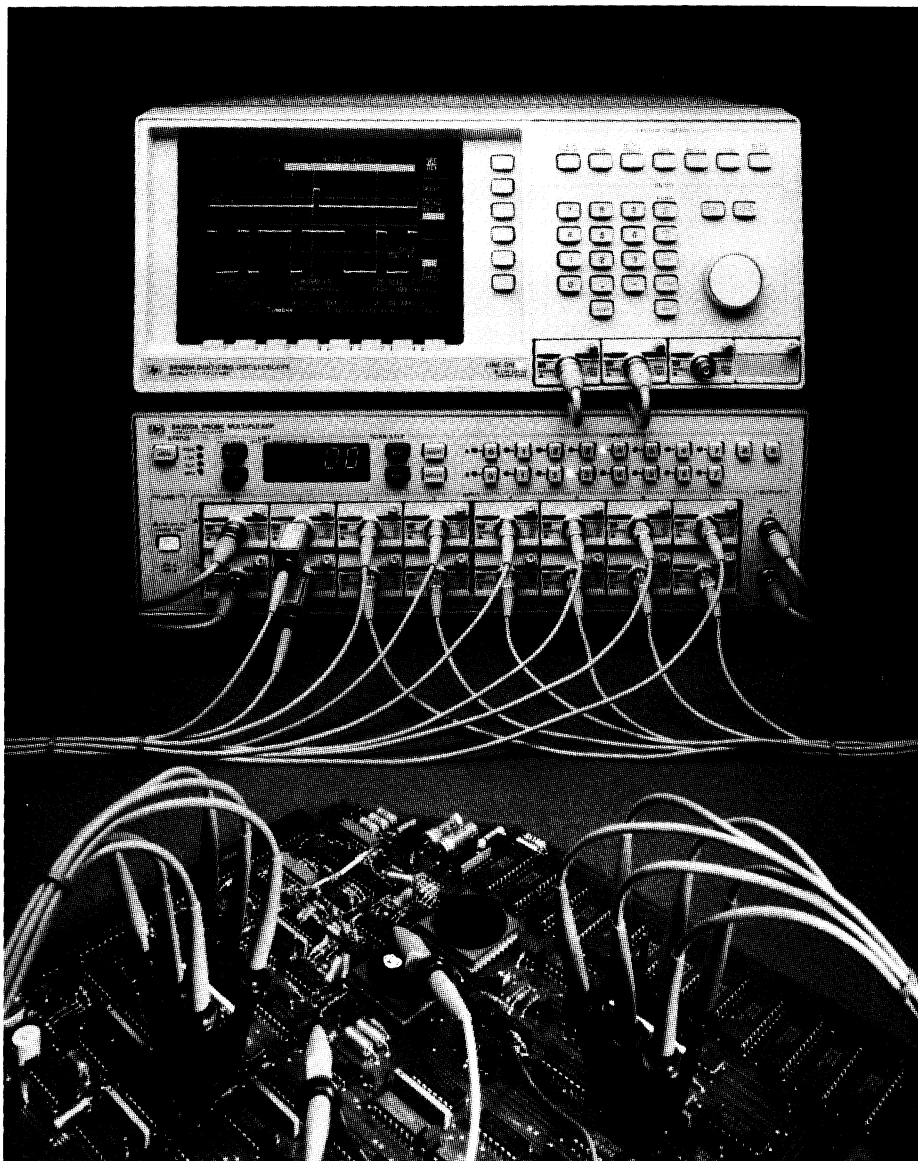
La mesure, alliée à l'informatique, offrira aux utilisateurs d'oscilloscopes davantage de facilité d'emploi et de précision.

CHAPITRE 20

ANNEXES

Liste des annexes

20-1	Calcul théorique de la déflexion	319
20-2	Bande passante d'un oscilloscope	320
20-3	Programmation : exemple d'automatisation de mesures	323
20-4	Amplificateur commandé en courant LM 1370	326
20-5	Boucle d'asservissement en phase XR 2212	327
20-6	Multiplificateur 4 quadrants XR 2208	329
20-7	Générateur de fonction/modulateur F_i , XR R 2207	330
20-8	Générateur de fonction XR 2206	333
20-9	Boucle d'asservissement en phase XR 2211	335
20-10	Temporisation LM 555	337
20-11	Générateur de forme d'onde, commande en tension ICL 8038	339
20-12	Amplificateur opérationnel de puissance LM 3900	341
20-13	Amplificateur à effet de champ ICL 8043	342
20-14	Amplificateur opérationnel LM 311	343
20-15	Modulateur/démodulateur équilibré LM 1596	344
20-16	Amplificateur pour basses fréquences LM 380	345
20-17	Amplificateur opérationnel avec sortie de puissance LM 324	346
20-18	Amplificateur de tension LM 102	347
20-19	Amplificateur double pour basse fréquence	348
20-20	Comparateur de tension de faible tension LM 393	349
20-21	Convertisseur de tension efficace en tension continue LM 0091	350
20-22	Convertisseur numérique/analogique DAC 0808	351
20-23	Convertisseur analogique/numérique ICL 7106	352
20-24	Compteur programmable/temporisateur XR 2240	353



L'oscilloscope HP 54100 A/D, associé avec le multiplexeur de sondes (HP 54300 A), permet l'automatisation des mesures sur des signaux rapides allant jusqu'à 1 GHz. Il apporte une solution complète et entièrement programmable au laboratoire ou en production.

ANNEXE 20-1

CALCUL THÉORIQUE DE LA DÉFLECTION

Supposons que la vitesse des électrons soit V_0 (Fig. 20-1). Entre les plaques, les électrons sont soumis au champ

$$E = \frac{|V_2 - V_1|}{d'} = \frac{V_d}{d'}$$

ce qui leur procure une vitesse verticale y telle que la force transversale de déviation est

$$f = qE = m \frac{d^2y}{dt^2} \quad \begin{array}{l} q : \text{charge de l'électron} \\ m : \text{masse de l'électron} \end{array}$$

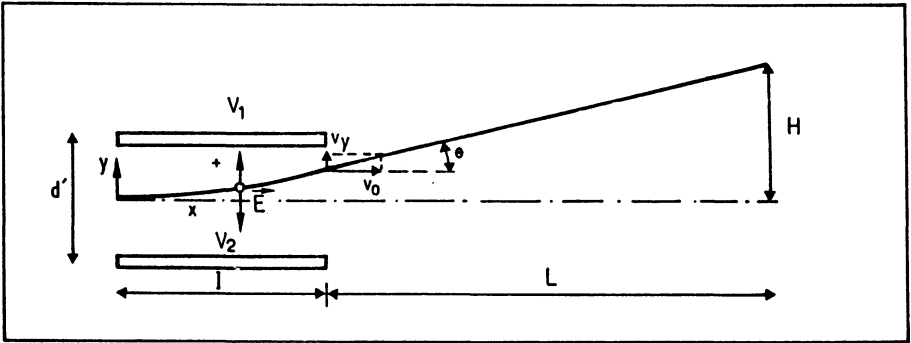


Fig. 20-1. — Expression de la déflexion.

ou, à la sortie des plaques : $y = \frac{qE}{m} t_0$ avec $t_0 = \frac{l}{\sqrt{v_0}}$ donc : $y = \frac{q l V_d}{m V_0 d'}$

La déflexion H aura donc pour valeur : $H = L \tan \theta = L \frac{V_y}{V_0}$ donc $H = \frac{LqE l}{m V_0^2}$

D'autre part, l'énergie cinétique de l'électron peut s'exprimer ainsi : $\frac{1}{2} m V_0^2 = qV$

V étant la tension moyenne des plaques $H = \frac{Lq E l}{2 qV} = \frac{LEl}{2 V}$

donc finalement la valeur de la déflexion : $H = \frac{V_d l L}{2 dV}$

ANNEXE 20-2

1. — BANDE PASSANTE

Notion de bande passante d'un système

C'est la largeur de la bande de fréquence dans laquelle l'affaiblissement apporté par l'appareil considéré est inférieur de 3 décibels en tension ou en puissance par rapport à la réponse maximum (0,707 fois la valeur maximale).

La bande passante ordinairement considérée est la bande passante à 3 décibels, soit un affaiblissement en tension de 2

$$A : \text{affaiblissement dB} = 20 \log \frac{V_{\max}}{V} \text{ donc si } A = 3 = 20 \log \frac{V_{\max}}{V}$$

$$\log \frac{V_{\max}}{V} = \frac{1}{2} (0,30) = \frac{1}{2} \log 2 = \log \sqrt{2}$$

$$\text{ou : } V = \frac{V_{\max}}{\sqrt{2}}$$

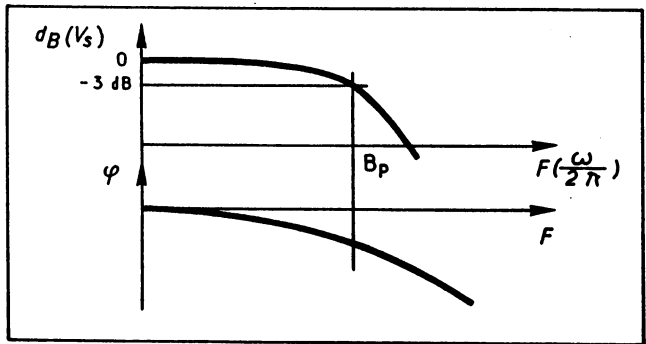


Fig. 20-2a. — Bande passante d'un oscilloscope.

Cette bande de fréquence à 3 dB a été choisie car elle correspond en fait à la réponse à demi-puissance (Fig. 20-2a).

$$A = 20 \log \frac{V_{\max}}{V} = 10 \log \left(\frac{V_{\max}}{V} \right)^2$$

et, à condition que les impédances considérées à V_{\max} et V soient égales : $A = 10 \log \frac{P_{\max}}{P}$

Dans ce cas, 3 dB correspondent à $\frac{P_{\max}}{P} = 2$.

2. — CAS DES OSCILLOSCOPES

La bande passante d'un oscilloscope est la courbe composée obtenue en additionnant celle du tube et celle des amplificateurs d'entrée. Elle a la forme suivante (Fig. 20-2b).

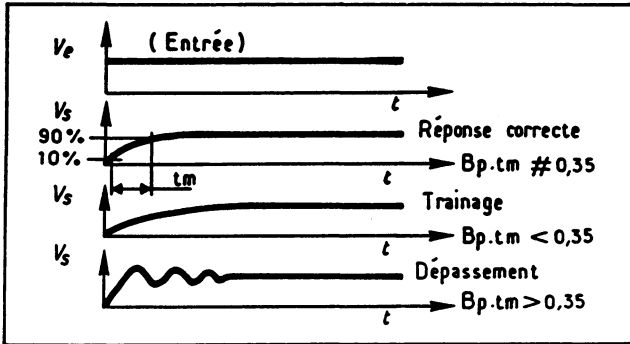


Fig. 20-2b. — Courbe de réponse.

La valeur B_p (fréquence de coupure à 3 db) représente la bande passante.

La représentation de la phase φ en fonction de la fréquence est très importante. Elle permet de caractériser la capacité de l'oscilloscope à répondre à des signaux de type impulsionnel. La figure 20-3 montre les relations entre la bande passante et le temps de montée qui entraînent un overshoot ou un traînage.

En fait la liaison entre ces deux éléments peut être calculée comme nous allons l'évoquer dans ce qui suit.

Calcul de la relation entre la bande passante et le temps de montée d'un oscilloscope classique (voir figure 20-3).

On assimile la réponse totale à un système du premier ordre.

La réponse impulsionnelle

$$V_s(p) = \frac{V_e}{P} \cdot \frac{1}{\tau p + 1} \quad \text{avec : } \tau = RC \\ \text{et : } P = j\omega$$

$$\text{d'où } V_s(t) = V_e \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

$$\text{pour } \frac{V_s}{V_e} = 0,1 (t_1) \text{ et } \frac{V_s}{V_e} = 0,9 (t_2)$$

$$\frac{-\tau}{\lg e} \lg 0,9 = t_1 \text{ et } \frac{-\tau}{\lg e} \lg 0,1 = t_2$$

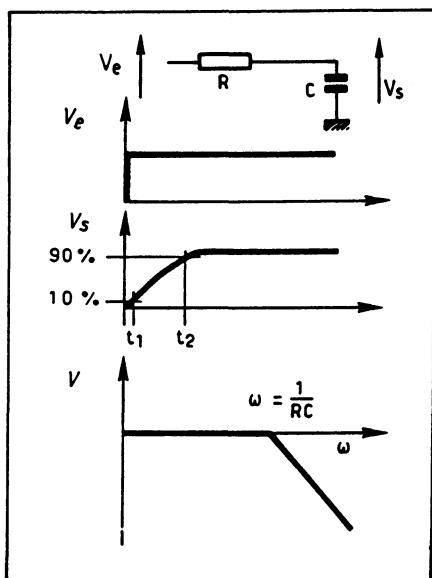


Fig. 20-3. — Relation entre la bande passante et le temps de montée.

$$t_m = t_2 - t_1$$

$$\text{D'autre part } \omega = \frac{1}{\tau} = 2\pi F \quad F = \text{BP}$$

$$t_m = \frac{\tau}{\lg e} [-\log 0,1 + \text{Log } 0,9]$$

$$\text{d'où } t_m \cdot \text{BP} = \frac{-\log 0,1 + \log 0,9}{2 \pi \log e} = 0,349$$

$$\text{d'où } t_m \cdot \text{BP} \approx 0,35$$

ANNEXE 20-3

PROGRAMMATION : EXEMPLE D'AUTOMATISATION DE MESURE

Comme l'ensemble des instruments de mesure l'oscilloscope se devait de suivre la tendance actuelle à la programmation totale de ses fonctions.

En effet, l'utilisateur intègre de plus en plus d'appareils programmables dans des baies de mesure. Ceci permet de réaliser par exemple : des systèmes de test automatique en production, des bancs d'évaluation de composants ou de cartes au laboratoire,...

Toutefois, la difficulté de programmation d'un instrument de mesure réside dans le fait que parfois toutes ses fonctions ne sont pas commandables électroniquement mais passe par l'intermédiaire de pièces mécaniques (ex : un ensemble d'atténuateur d'entrée commutable).

L'oscilloscope appartenait encore il y a peu de temps à cette catégorie. Le premier appareil entièrement programmable apparut en 1980. Il existe à ce niveau deux types de programmation. Les transferts des commandes et des données se font par l'intermédiaire d'un protocole nommé IEEE 488 - 1975 aux USA et IEC 625 en Europe. D'autres dénominations existent suivant les constructeurs (HP-IB, GP-IB,...). Un instrument peut fort bien être conforme à cette norme mais n'effectuer que des transferts de données.

Dans le cas de l'oscilloscope, il existe donc deux types d'appareils répondant à la norme IEEE.

a) Oscilloscope transférant uniquement des données :

L'instrument envoie à l'ordinateur : soit

- le résultat de sa mesure et uniquement cela : exemple du transfert d'une mesure d'intervalle de temps,
- la visualisation d'un oscilloscope numérique. Il va envoyer à l'ordinateur le résultat de l'acquisition du signal sous forme de coordonnées des points constituant le signal. Certains oscilloscopes transfèrent la courbe numériquement directement à une table traçante numérique.

b) Oscilloscope entièrement programmable :

En plus des fonctions énoncées ci-dessus, l'utilisateur est capable d'accéder à toutes les fonctions de l'oscilloscope via l'ordinateur.

Certains constructeurs proposent des bibliothèques de sous-programmes que l'on peut enchaîner afin de réaliser plus rapidement son propre programme.

Dans le cas de mesure ou d'acquisition de données standard, on peut même utiliser les programmes déjà écrits par le constructeur. Ils permettent par exemple d'utiliser directement un système complet constitué d'un oscilloscope programmable et d'un ordinateur associé à un traceur numérique. L'utilisateur n'a pas, dans ce cas, à connaître le langage de programmation de l'ordinateur et de l'oscilloscope. Il peut directement réaliser :

- des caractéristiques de forme d'ondes
- des comparaisons de signaux avec des gabarits stockés en mémoire
- des mesures automatiques (par exemple : valeur moyenne, période, temps de montée...)
- des aides à la réalisation de programme en cours de développement.

A titre d'exemple de programme, voici comment une mesure en semi-automatique utilisant l'oscilloscope HP 1980 B relié à un ordinateur HP 85 permet de réaliser une mesure de tension crête à crête sur un signal.

```
10 DIM A$[1],B$[2]
20 A$=CHR$(146) @ B$=CHR$(128)&CHR$(32)
30 ! Initialize 1980
40 OUTPUT 707 USING "K" ; "IM128;BA0;
  AV0;AS;RC5"
50 ! Display Instructions On 1980 CRT
60 OUTPUT 707 USING "K" ; "TX11,
  Position BOTTOM Of Waveform"
70 OUTPUT 707 USING "K" ; "TX12,
  On Center Graticule Line."
80 OUTPUT 707 USING "K" ; "Ch14,
  "&A$&"PRESS SRQ"&B$&B$&B$
90 S=SPOLL(707) @ IF BIT(S,7)=0 THEN 90
100 ! Turn On Delta Voltage Mode
110 OUTPUT 707 USING "K" ; "TX;DV1,1"
120 ! Display Instructions On 1980 CRT
130 OUTPUT 707 USING "K" ; "TX4,
  Position TOP Of Waveform"
140 OUTPUT 707 USING "K" ; "TX5,
  On Center Graticule Line."
150 OUTPUT 707 USING "K" ; "CH14,
  "&A$&"PRESS SRQ"&B$&B$&B$
160 S=SPOLL(707) @ IF BIT(S,7)=0
  THEN 160
170 ! Read And Print Result
180 OUTPUT 707 USING "K" ; "TX;OF5"
190 ENTER 707 ; V
200 PRINT "PEAK-TO-PEAK VOLTAGE IS";V;
  "VOLT"
210 END
```

Lignes 10-20 : les variables alphanumériques sont dimensionnées et les attributs sont entrés en tant que variables Chr\$(32) est l'équivalent ASCII d'un espace (puisque'il doit y avoir un espace entre chaque attribut).

Ligne 30 : commentaire d'assistance à l'utilisateur (« initialisation du 1980 »).

Ligne 40 : l'attribution au masque de la valeur 128 permet de s'assurer que seule une demande de service (SRQ) de contact de touche ne pourra être générée que si celle-ci est validée.

L'indicateur d'état du bus IEEE 488 n'est plus validé. Les messages d'erreur ne sont plus affichés. L'« auto-scope » est exécuté et le bouton de commande centrale valide la position de la « voie 1 » sur l'écran.

Lignes 60-80 : les instructions sont affichées sur l'écran de l'oscilloscope.

Ligne 90 : le mot d'état est analysé. Si une demande de service « SQR » de commande de touche est présente. S = 1. Sinon S = 0, dans ce cas la ligne de programme est répétée jusqu'à l'apparition d'une demande de service « SRQ ».

Ligne 110 : le texte est effacé du tube cathodique. L'intervallomètre de tension est validé.

Lignes 130-150 : les instructions sont inscrites sur l'écran.

Ligne 160 : le mot d'état est scruté en attente d'une demande de service « SRQ ».

Lignes 180-190 : le texte est effacé de l'écran. La valeur de tension de la voie 1 est mis dans la variable V.

Ligne 200 : l'ordinateur HP 85 imprime le résultat de la mesure : « La valeur crête à crête est de... volt ».

ANNEXE 20-4

AMPLIFICATEUR COMMANDE EN COURANT LM 13700

Ce circuit comporte dans le même boîtier deux amplificateurs à transconductance commandée par un courant, ainsi que deux étages de sortie de puissance.

En outre, les entrées sont munies de diodes de linéarisation qui permettent des niveaux d'entrée élevés (± 5 V en différentielle). Il trouve des applications chaque fois que l'on désire commander en courant un amplificateur, des impédances, un oscillateur, un filtre, un multiplicateur, et une temporisation. Son schéma est donné par la figure 20-4. Il fonctionne sous une large gamme de tension (± 2 V à ± 22 V) et peut dissiper jusqu'à 600 mW, il est entièrement protégé contre les surcharges et courts-circuits extérieurs.

En outre, il possède une composante continue interne particulièrement faible de 2 mA.

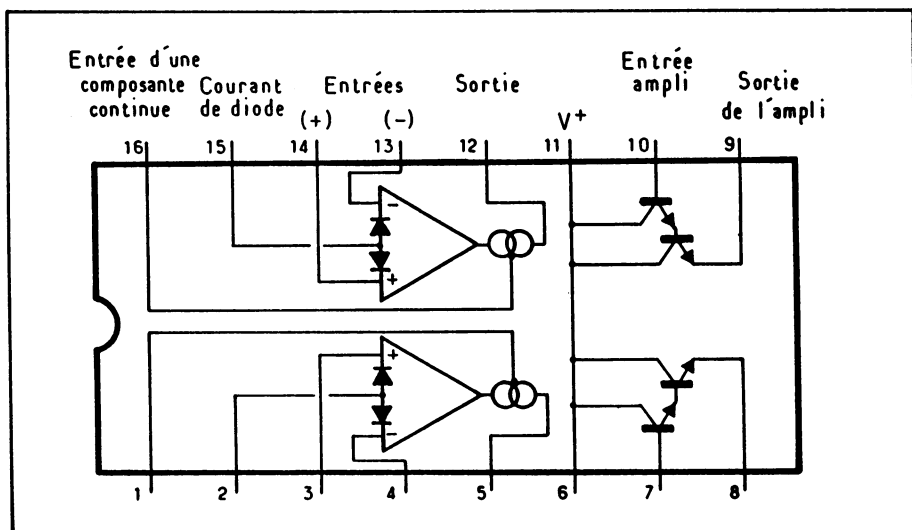


Fig. 20-4. — Boîtier et principe du LM 13700.

ANNEXE 20-5

BOUCLE D'ASSERVISSEMENT EN PHASE XR 2212

Comme l'indique la figure 20-5-1, ce composant comprend les fonctions que l'on trouve habituellement dans un circuit d'asservissement en phase, c'est-à-dire, oscillateur commandé en tension, comparateur de phase et amplificateur avec sa tension de référence. Dans les conditions habituelles d'utilisation la sortie 5 (sortie directe), du VCO est reliée à l'entrée du comparateur de phase (16), qui reçoit sur son autre entrée (2) la fréquence extérieure, le signal de comparaison étant disponible en 10 et amplifié par l'amplificateur opération dont l'entrée est en 9 et la sortie en 8 ; cette tension peut varier de ± 5 V pour une gamme d'asservissement d'environ 20 % autour de l'asservissement, elle est presque égale à la tension de référence interne en l'absence de signal extérieur ou sans erreur de phase ; la tension de référence étant elle-même

$$V_R = \frac{V}{2} - 630 \text{ mV}$$

le niveau d'entrée de la fréquence extérieure doit être au maximum de $-1,5$ V. La fréquence du VCO est fonction de la capacité branchée entre 13 et 14, cette fréquence pouvant varier de 0,01 Hz à 300 kHz.

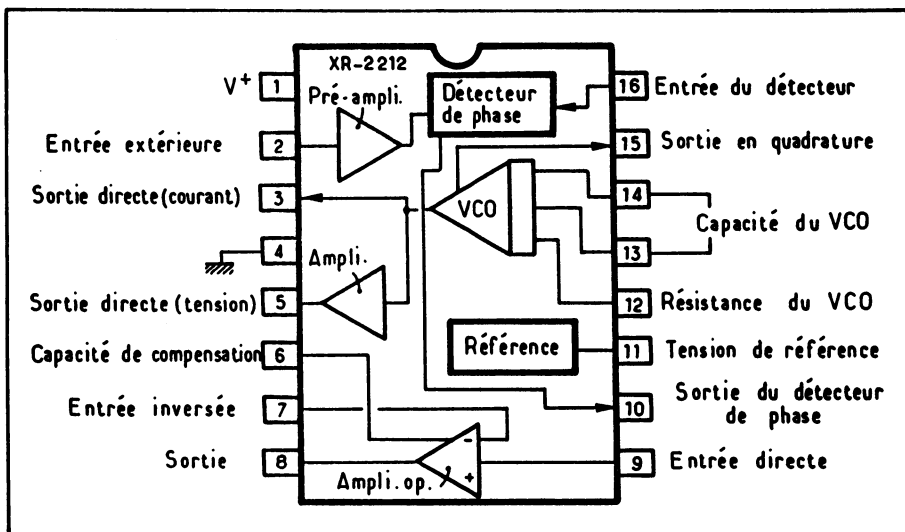


Fig. 20-5-1. — Boîtier et principe du XR 2212.

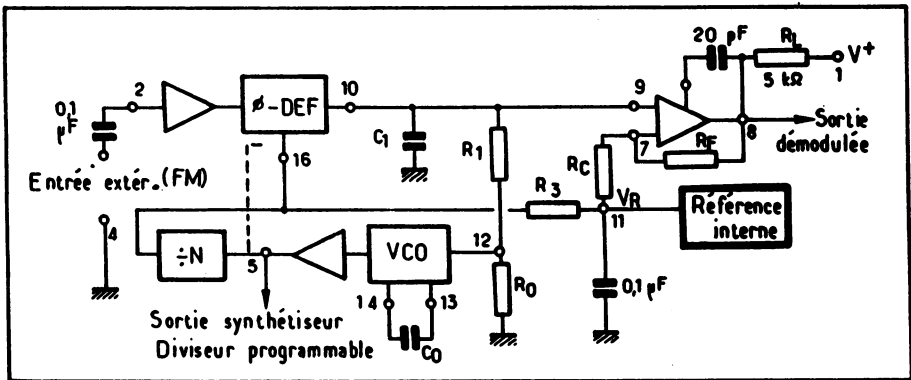


Fig. 20-5-2. — Configuration du XR 2212 en synthétiseur de fréquence et en détecteur de fréquence.

Le VCO possède deux sorties, en quadrature (5 et 15), il possède de nombreuses applications, comme détecteur de fréquence, synthétiseur de fréquence, filtre de poursuite... La fréquence centrale du VCO, et la plage d'asservissement sont réglables indépendamment par l'intermédiaire de composants extérieurs.

La figure 20-5-2 donne les deux configurations possibles, en synthétiseur et en détecteur de fréquence.

ANNEXE 20-6

MULTIPLICATEUR 4 QUADRANTS XR 2208

Le principe et le boîtier de ce circuit sont donnés par la figure 20-6-1, il se compose du multiplicateur 4 Quadrants proprement dit et d'un amplificateur de sortie. Ce circuit peut être utilisé pour effectuer toutes opérations sur des signaux analogiques dans la gamme de 0,01 Hz à 100 kHz, il peut également être utilisé comme comparateur de phase dans une gamme d'environ $\pm 20\%$ par rapport à la fréquence d'asservissement.

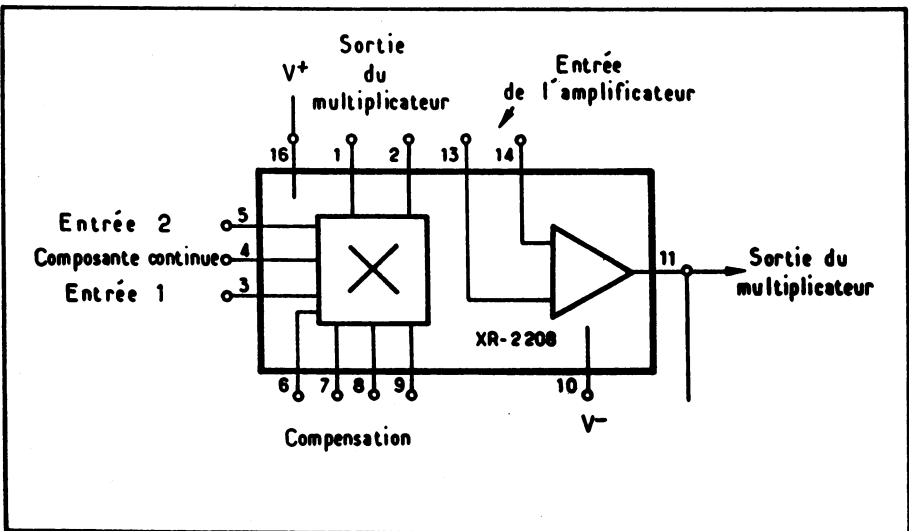


Fig. 20-6. — Repérage et principe du XR 2208.

ANNEXE 20-7

GÉNÉRATEUR DE FONCTION/MODULATEUR FI, XR 2207

Le principe et le repérage de ce circuit sont donnés par la figure 20-7-1, ce circuit est à peu près semblable au 2206 mais il dispose de deux canaux de modulation, grâce au commutateur qui met en service l'une des 4 résistances constituant les voies hautes et basses de chaque canal (voir figure 19-4-1). La fréquence du VCO est fixée par C_0 (bornes 2 et 3) la gamme de fréquence pouvant varier de 0 à 100 kHz, les fréquences hautes et basses de chaque canal sont respectivement commandées par les bornes 6 et 7 et 4 et 5 mais elles sont également fonction des niveaux appliqués en 8 et 9 comme l'indique le tableau 20-7-2.

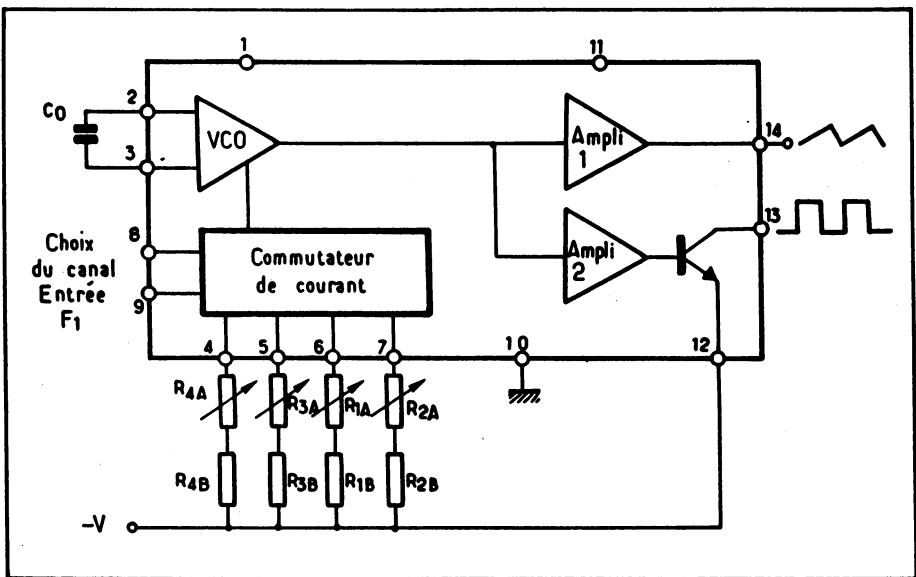


Fig. 20-7-1. — Principe du XR 2207.

De cette façon pour un niveau bas en 8, la sortie est fonction des résistances R1 et R2, alors que pour un niveau haut en 8, la sortie est fonction des résistances R3 et R4. Ce circuit délivre des signaux triangulaires en 14 et des carrés en 13 sous une impédance de 10 Ω . Ce circuit peut fonctionner en ± 6 V ou en +12 V (et masse), le niveau de sortie des triangles dépendant du mode d'alimentation, en double alimentation il est égal à -6 V, le niveau continu étant voisin de la masse, tandis qu'en alimentation simple il est approximativement égal à +6 V. Le niveau de sortie des carrés varie entre le plus de l'alimentation et la tension présente à la borne 12, et le courant de sortie est lui égal à 20 mA. Le tableau 20-73 indique les valeurs des résistances et de C_0 , à utiliser en fonction de la vitesse de modulation désirée, ce qui procure les fréquences hautes et basses indiquées. le rapport cyclique peut être modifié en faisant varier le front de descente du signal carré, il

Niveau logique		Résistance en circuit	Fréquence de sortie	
8	9			
B	B	Borne 16	$\frac{1}{C_1 R_1}$	Basse
B	H	Bornes 16 et 17	$\frac{1}{C_1 R_1} + \frac{1}{C_0 R_2}$	Haute
H	B	Borne 15	$\frac{1}{C_0 R_3}$	Basse
H	H	Bornes 14 et 15	$\frac{1}{C_0 R_3} + \frac{1}{C_0 R_4}$	Haute

Fig. 20-7-2. — Fréquence en sortie du circuit.

Vitesse en bauds	F Basse	F Haute	R _{1A} R _{3A}	R _{1B} R _{3B}	R _{2A} R _{4A}	R _{2B} R _{4B}	C ₀
300	1 070	1 270	10	20	100	100	039
300	2 025	2 225	10	18	150	160	022
1 200	1 200	2 200	20	30	20	36	022

Fig. 20-7-3. — Choix des composants en fonction de la vitesse de modulation (c en μF et R en k Ω).

suffit de relier l'une des entrée 8 ou 9 (ou les deux), à la sortie carré (broche 13), comme l'indique la figure 20-7-4. La borne 9 étant à la masse, ce sont les résistances placées aux bornes 6 et 5 qui sont actives (D1 et D3), la sortie carré 13 étant reliée à la commande de canal (borne 8), dès que le niveau de sortie est « bas », c'est la résistance de la borne 6 qui définit la fréquence, quand il devient « haut » c'est au tour de la résistance branchée sur la borne 5 de définir la fréquence. En choisissant judicieusement ces deux résistances, tout se passe comme si l'on modifiait la fréquence de la deuxième demi-période d'oscillation.

Le rapport cyclique a pour valeur $\frac{R_3}{R_1 + R_3}$

et la fréquence devient $F = \frac{2}{C_0} \left[\frac{1}{R_1 + R_3} \right]$

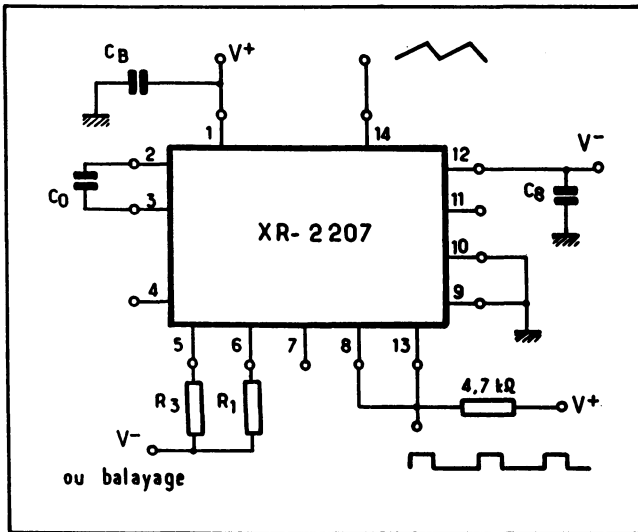


Fig. 20-7-4. — Rapport cyclique variable.

Si l'on désire effectuer une wobulation, il suffit de connecter les deux résistances R_1 et R_3 à la source extérieure, au lieu du négatif de l'alimentation.

Nota : la borne 8 peut également servir à « Inhiber » la sortie si l'on n'utilise qu'un seul canal : par exemple, si la fréquence est fixée par les résistances 4 et 5, un niveau bas en 8 inhibe la sortie puisqu'il n'y a rien de branché en 6 et 7.

ANNEXE 20-8

GÉNÉRATEUR DE FONCTION XR 2206

Le repérage et le principe de ce circuit sont donnés sur la figure 20-8-1. Il possède de larges possibilités puisqu'il comporte principalement un VCO pouvant être modulé par tous types de modulation, d'amplitude et de fréquence (A1, A2, A3, F1, F2, F3...). Le signal de sortie peut être sinusoïdal, triangulaire ou carré, dans la gamme de 1 Hz à 100 kHz, avec un niveau de sortie pouvant varier de 0 à $6 V_{cc}$.

Il peut fonctionner en simple ou double alimentation (± 12 V ou +24 V), avec une consommation de 15 mA. La fréquence est déterminée par un condensateur fixe C_3 pouvant être choisi entre 1 μ F et 10 000 pF (bornes 5 et 6), ainsi que par une résistance R_6 , qui peut être variable et reliée entre les bornes 7 et masse, (ou négatif de l'alimentation) ; la borne 7 peut également recevoir un signal externe de modulation de fréquence.

La fréquence correspond donc à $F = \frac{1}{R_6 C_3}$ avec une tolérance de ± 5 %

La sortie 9 délivre des signaux sinusoïdaux quand il existe un court-circuit entre 13 et 14. Dans le cas contraire la sortie 2 délivre des triangles dont l'amplitude est deux fois plus élevée que celle des sinus, soit environ $6 V_{cc}$, sous une impédance caractéristique de 600 Ω . La distorsion des sinusoïdes est inférieure à 1 % de 10 Hz à 10 kHz et inférieure à 3 % au-dessus, la résistance R_9 (bornes 13 et 14), permet un réglage optimal de la distorsion.

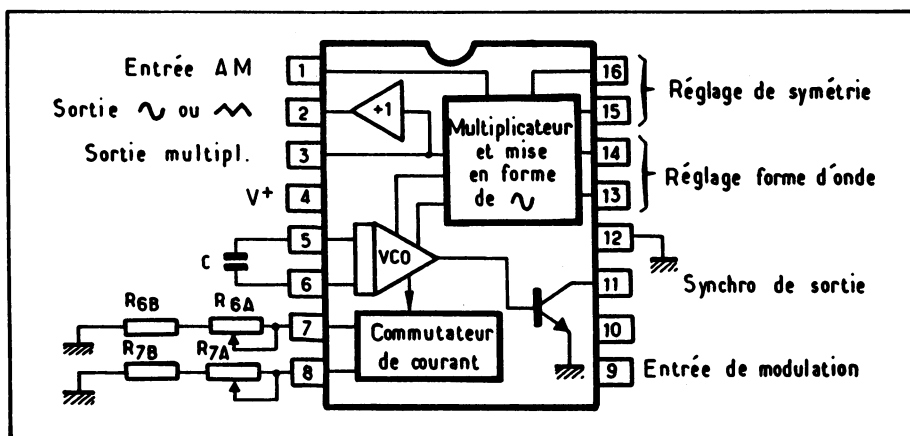


Fig. 20-8-1. — Repérage et principe du circuit XR 2206.

La résistance R_9 ajuste la symétrie des triangles. La sortie 11 délivre les signaux carrés de rapport cyclique égal à 50 %.

La broche 1, peut recevoir un signal de modulation d'amplitude, (niveau 4 V), ce qui avec une alimentation de ± 6 V procure une variation d'amplitude de 55 dB.

Vitesse en bauds	F Basse	F Haute	R6A	R6B	R7A	R7B	C ₃
300	1 070	1 270	10	18	10	20	0,039
300	2 025	2 225	10	16	10	18	0,022
1 200	1 200	2 200	10	16	20	30	0,022

Fig. 20-8-2. — Vitesse et fréquence en fonction des valeurs de R et C (R en k Ω et C₃ en μ F).

La broche 7 peut recevoir un signal extérieur de modulation de fréquence ou de wobulation, quand cette possibilité n'est pas utilisée, cette borne délivre un signal de 3 V au-dessus du négatif de l'alimentation, sous une impédance de 1 k Ω .

Une résistance branchée entre 3 et masse permet le réglage du niveau de sortie des triangles et sinus.

Une résistance branchée entre la borne 3 et la masse (ou moins de l'alimentation), permet l'ajustage de la tension continue de décalage.

Le tableau 20-8-2 donne les valeurs des résistances et de C₀ à utiliser en fonction de la vitesse de modulation désirée. Ceci donne les fréquences hautes et basses indiquées.

ANNEXE 20-9

BOUCLE D'ASSERVISSEMENT EN PHASE XR 2211

(Voir figure 20-9-1 et 2). Avec ce modèle de circuit intégré, on trouve dans le même boîtier, une boucle d'asservissement en phase, avec le VCO, le détecteur de phase et les filtres adéquats, ce qui permet les applications classiques d'une boucle de phase (détecteur synchrone, synthétiseur). On trouve également un deuxième détecteur de phase fonctionnant en quadrature avec le premier et qui autorise une détection de porteuse, avec des applications de régénération de signaux. La fréquence F du VCO est fixée par le condensateur C_1 (broches 14 et 13), et par une résistance ajustable R_4 (broches 12 et masse), d'où

$$F_o = \frac{1}{RC}$$

la plage de maintien d'asservissement ΔF est fonction de la fréquence centrale F_o , de la résistance R_4 et d'une résistance R_5 (broches 11 et 12), elle est donnée par l'expression

$$\pm \Delta F = \frac{R_4 F_o}{R_5}$$

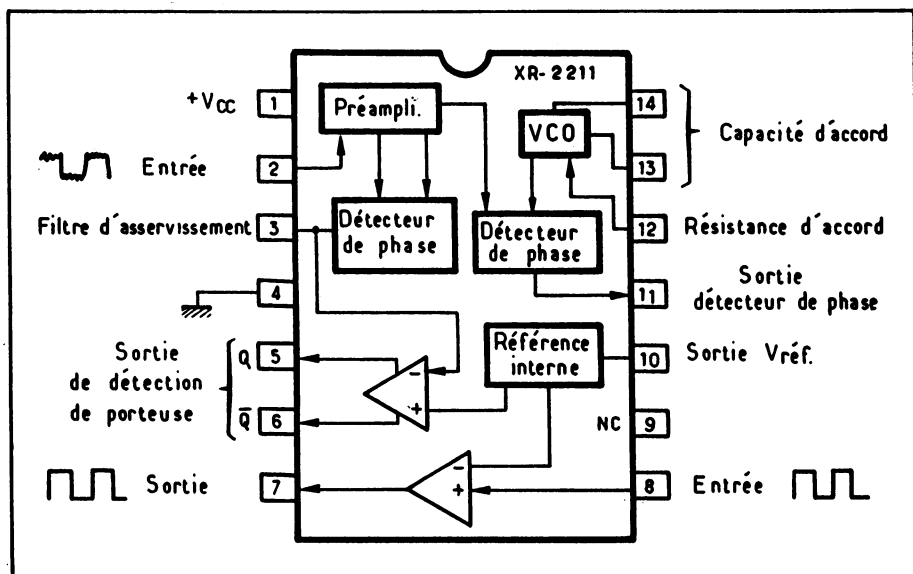


Fig. 20-9-1. — Différentes fonctions du XR 2211.

La plage de verrouillage $\pm \Delta F_o$ est fonction du filtre de la boucle constituée par R_5 et le condensateur C_2 (broche 11 et masse), généralement ΔF_o est égal à 80 / 90 % de la variation de fréquence ΔF .

Par ailleurs, le facteur d'amortissement de la boucle $\varphi = 1/4 \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$

détermine la réponse de la boucle lors de changement de fréquence (dépassements supérieurs et inférieurs, rotation de fréquence..., généralement ce facteur a pour valeur 1/2, ce qui donne $C_1 = 4 C_2$).

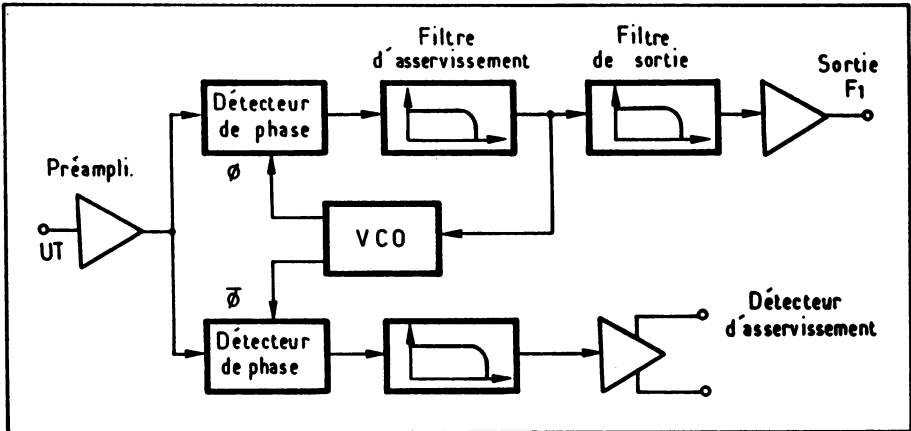


Fig. 20-9-2. — Principe de la détection du XR 2211.

Le XR 2211 possède 3 sorties à collecteur ouvert, pouvant délivrer chacune un courant de 5 mA. La sortie 7, délivre le signal démodulé en mode F1 et la sortie 5 est une sortie numérique qui est au niveau bas quand une porteuse est détectée, alors que la sortie 6 est au niveau haut dans les mêmes conditions.

La capacité du filtre de détection de l'asservissement (C_d en borne 3), élimine les résidus de la détection de phase avec $R_d = 510 \text{ k}\Omega$.

Cette résistance peut être déterminée par l'expression C_d (en μF) = $\frac{16}{\Delta F_c}$

La constante de temps du filtre de sortie de modulation F_1 , (R et CF borne 8), supprime les composantes de la porteuse, cette valeur peut être déterminée par :

$$t = \frac{0,3}{\text{vitesse de modulation en bauds}}$$

Réglage : quand l'entrée 2 est en l'air, la sortie du détecteur de phase est indéfinie et la fréquence du VCO quelconque. Cependant la fréquence F_0 peut être commandée par :

- 1) Un court-circuit entre 2 et 10, on mesure F_0 en 3 en déconnectant C_d .
- 2) Déconnecter R_3 et commander 13 ou 14 avec une sonde haute impédance.
- 3) Enlever la résistance entre 7 et 8 et chercher la fréquence d'entrée (borne 2), pour laquelle la sortie 7 change d'état logique.

ANNEXE 20-10

TEMPORISATION LM 555

(voir p 293-295)

Il permet l'élaboration de toutes sortes de circuits mettant en œuvre des retards de temps et des oscillations. Il peut être déclenché et remis à zéro à partir de signaux extérieurs (front descendant), et les retards sont ajustables par résistance et condensateur extérieurs.

Quand il est utilisé en astable ou en oscillateur, sa fréquence nominale et son rapport cyclique sont également fonction de deux résistances et d'un condensateur extérieurs. Sa sortie peut délivrer jusqu'à 200 mA ou commander directement des charges T.T.L.

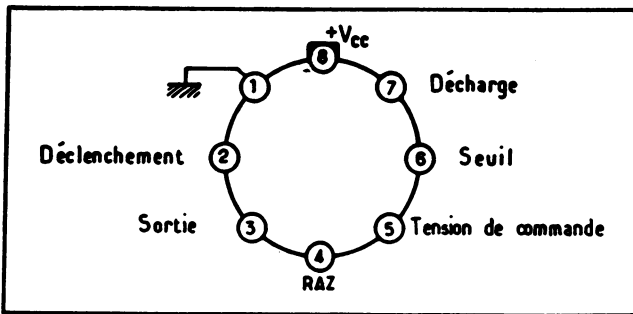


Fig. 20-10-1. — Le circuit intégré 555, modèle métal.

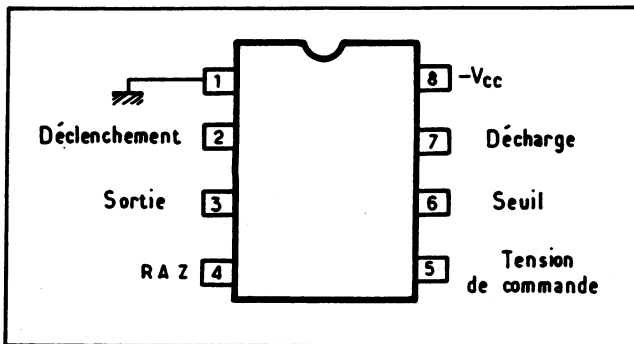


Fig. 20-10-2. — Le circuit intégré 555, modèle « dual in line ».

Son repérage est donné par les figures 20-10-1 et 2. Le LM 555 possède deux présentations : Dual in line et métal. La figure 20-10-3 donne son principe de fonctionnement qui peut se résumer de la façon suivante :

- pour un signal en 6 et 7 $\geq 2/3$ de la tension d'alimentation, la sortie 3 est basse
- pour un signal en 6 et 7 $\leq 2/3$ de la tension d'alimentation la sortie 3 est haute

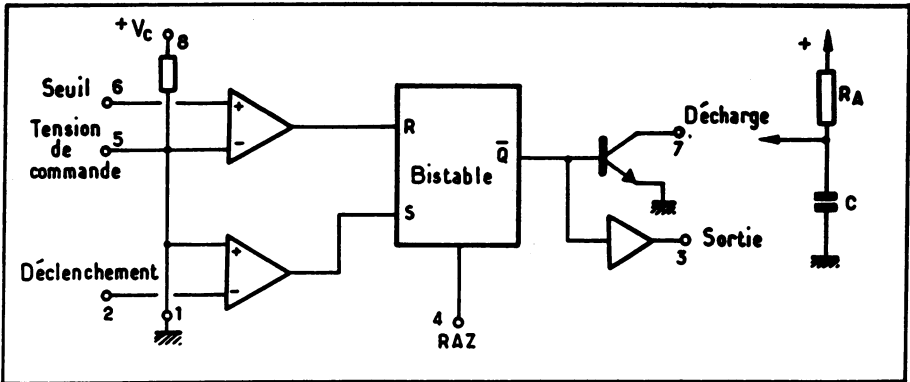


Fig. 20-10-3. — Principe de fonctionnement du 555.

— quand la sortie 3 est basse, la sortie 7 fournit un courant de décharge au condensateur C mais la borne 4 (de RAZ), peut provoquer la décharge de la capacité extérieure C, interrompant ainsi la fonction réalisée (monostable, astable...), tant qu'elle est au niveau bas, c'est pourquoi si cette borne n'est pas utilisée, il est préférable de la relier au plus de l'alimentation.

Ce circuit fonctionne sous ± 18 V et peut dissiper 600 mW. Ses temps de montée et de descente sont de l'ordre de 100 ns.

Il trouve de nombreuses applications, telles que monostable, multivibrateur, modulateur de position et du durée d'impulsion, oscillateur, temporisateur..., en terme de retard sa gamme va de $10 \mu\text{s}$ à 100 s en fonction des valeurs de C et de RA.

ANNEXE 20-11

GÉNÉRATEUR DE FORME D'ONDE, COMMANDE EN TENSION, ICL 8038

Ce circuit permet la génération de différents signaux à triangle, sinus et carré, sa fréquence peut varier de 0,001 Hz à 300 kHz, avec des distorsions très faibles de l'ordre de 1 %, il peut être commandé par une tension extérieure, ce qui autorise les différents types de modulation et de fréquence, son repérage et son principe de fonctionnement sont donnés par les figures 20-11-1 et 2.

Principe

Une capacité extérieure C, branchée en 10 du circuit, est chargée puis déchargée linéairement grâce à deux sources de courant, dont l'une fonctionne en permanence (source 1), et l'autre est commutée par un bistable (source 2).

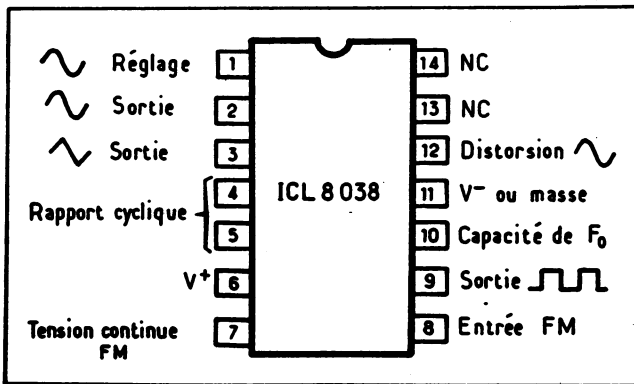


Fig. 20-11-1. — Circuit ICL 8038.

Quand la tension aux bornes de C atteint le seuil de détection d'un comparateur de tension, (soit 2/3 de l'alimentation), le bistable change d'état et met en service la source de courant commutable (source 2), laquelle délivre un courant double de la source 1. De cette façon le courant de décharge de C correspond exactement au courant de charge de la source 1, et la tension à ses bornes décroît linéairement. Quand la tension atteint le seuil d'un deuxième comparateur de tension (soit 1/3 de la tension d'alimentation), le bistable change d'état et le cycle de charge/décharge, recommence.

Ce circuit délivre donc 3 formes d'ondes : 1) Une rampe en sortie 10 et 3 (charge et décharge de C).

2) Des signaux carrés en 9 (sortie du bistable).

3) Des signaux sinusoïdaux en 2, en fait ce sont les triangles qui sont transformés en sinusoïdes par un réseau non linéaire, qui fait décroître l'impédance aux deux extrémités du triangle.

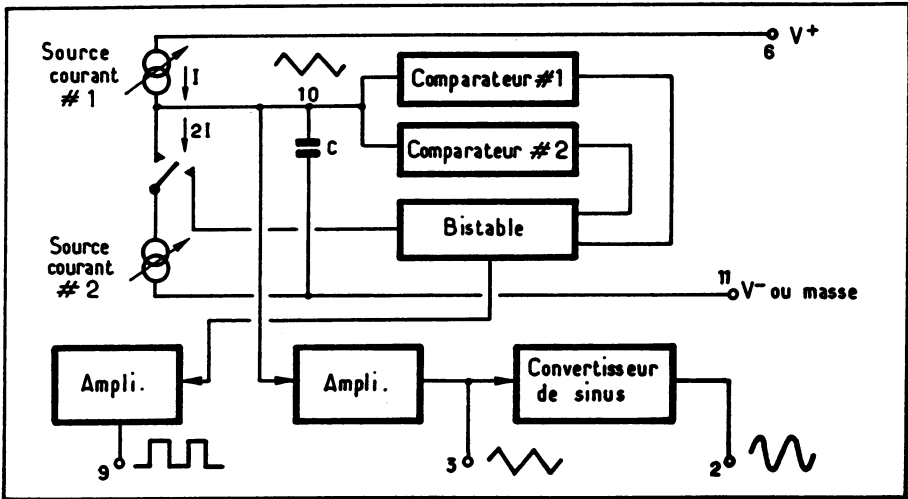


Fig. 20-11-2. — Principe du circuit ICL 8038.

La valeur des courants des deux sources de tension peut être modifiée par deux résistances extérieures R_A et R_B (500Ω à $1 \text{ M}\Omega$), et si ces deux courants ne sont pas dans le rapport $1/2$ (R_A et R_B différentes), la rampe n'est plus symétrique et la sortie sinusoïdale délivre des impulsions. La tension de référence est déterminée par une résistance branchée en 7 qui forme un diviseur avec une résistance interne, de cette façon cette entrée permet une modulation de fréquence. La fréquence est déterminée par

$$F = \frac{0,3}{RC}, \text{ avec } R = R_A = R_B, \text{ elle peut être ajustée de } 0,001 \text{ Hz à } 1,5 \text{ MHz.}$$

La capacité C étant déterminée en fonction de la valeur de R_A/R_B et de la fréquence.

ANNEXE 20-12

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL DE PUISSANCE LM 3900

Le repérage et le principe de ce circuit sont donnés par la figure 20-12. Ce boîtier comporte quatre amplificateurs ne nécessitant aucun composant extérieur de compensation, il peut fonctionner soit en « double polarité » (± 2 V à ± 18 V), soit en simple polarité (+4 V à +36 V). Il possède une bande passante de 2,5 MHz pour un gain unitaire.

Il supporte une puissance de l'ordre de 900 mW et peut accepter un courant d'entrée maximal de 20 mA.

Il trouve de nombreuses applications très diversifiées, générateur de triangle, de carré, d'impulsions, régulateur, trigger de Schmitt, intégrateur, différentiateur, générateur de marche d'escalier, mélangeur, boucle de phase...

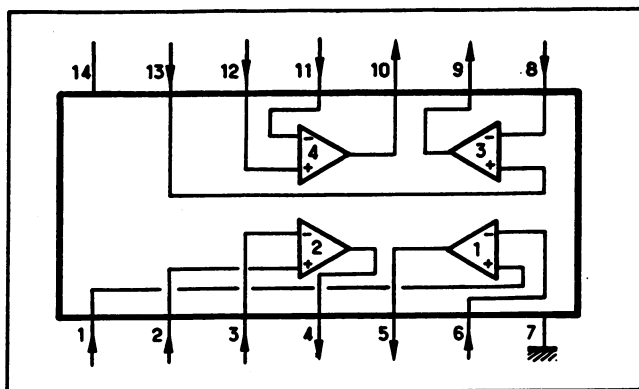


Fig. 20-12. — Principe et repérage du LM 3900.

Par ailleurs, cet amplificateur possède une composante continue d'entrée très faible, qui autorise des fonctionnements sur impédance de source élevée. C'est le cas en particulier des applications qui mettent en jeu des charges et décharges de condensateur (par exemple intégrateur, pompe à diode...). En effet, un amplificateur peut conserver la charge d'un condensateur pendant un temps

$$\Delta t = \frac{C \Delta V}{I_B}$$

avec C la valeur de la capacité, ΔV la fonction aux bornes de la capacité

et I_B le courant correspondant à la composante continue d'entrée de l'amplificateur. Par exemple avec $C = 1 \mu\text{F}$ et $\Delta V = 10 \text{ mV}$ ce temps est de 20 ms pour un $I_B = 0,5 \mu\text{A}$ et 100 s pour un I_B de 100 pA.

ANNEXE 20-13

AMPLIFICATEUR À EFFET DE CHAMP ICL 8043

Ce boîtier comprend deux amplificateurs opérationnels à effet de champ.

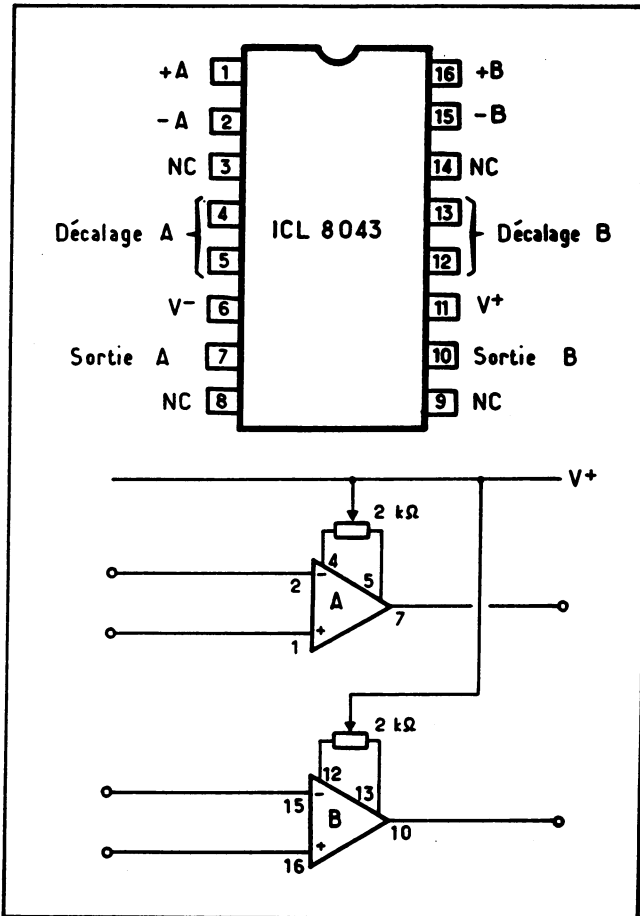


Fig. 20-13. — Principe et repérage du ICL 8043.

Ils se distinguent par un très bon taux de réjection en mode commun, une protection contre les courts-circuits et aucun risque de verrouillage interne. La compensation de la tension de décalage s'effectue par un circuit extérieur. En outre, la tension différentielle d'entrée peut atteindre ± 30 V et le courant de composante continu d'entrée est particulièrement faible et de l'ordre de 2 pA (pico-ampères).

Le repérage et le principe de ce circuit sont donnés par la figure 20-13.

ANNEXE 20-14

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL LM 311

Cet amplificateur, du type à usage général trouve de nombreuses applications dès qu'il s'agit de comparer de faibles tensions. Exemples : cas d'isolateurs ; détecteur de capteur magnétique ; commande de relais ; multivibrateur ; oscillateur à quartz. Il peut accepter des tensions différentielles maximales de ± 30 V et consomme 135 mW maximum, avec une tension d'alimentation de ± 15 V maximum. Il peut également en simple alimentation (+ 30 V maximum/masse). Il dissipe jusqu'à 500 mW et ses temps de montée et de descente sont de l'ordre de 0,1 à 0,4 μ s. Son principe de fonctionnement et le repérage de ses différents boîtiers sont donnés sur la figure 20-14.

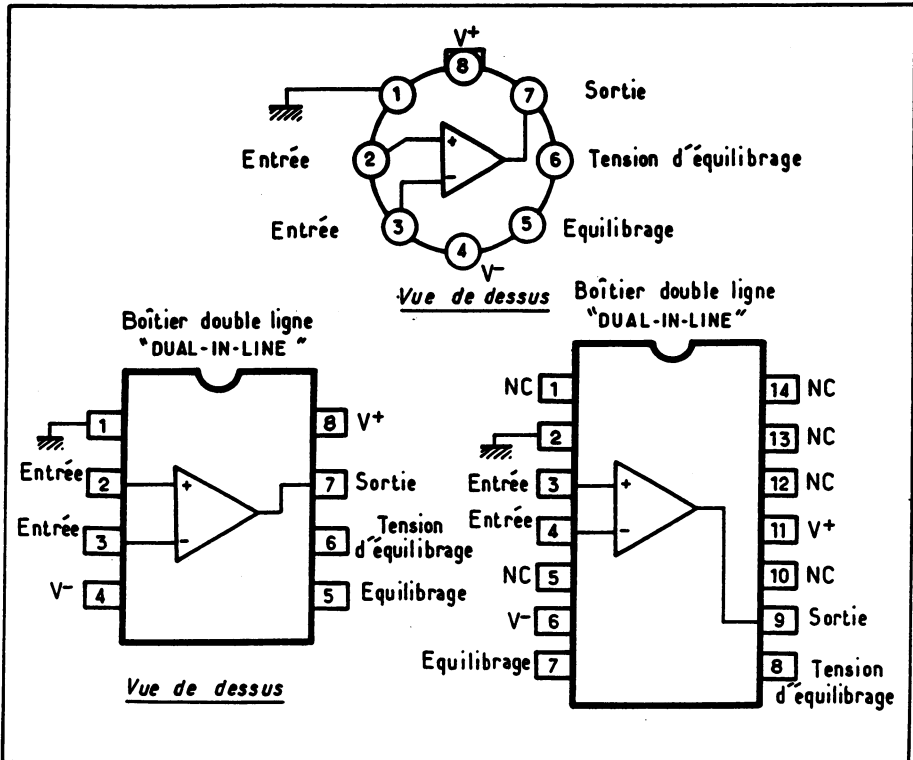


Fig. 20-14. — Principe et repérage du LM 311.

Les entrées peuvent être isolées de la masse et la sortie alimenter une charge référencée à la masse. L'entrée « strobe » peut être utilisée comme entrée auxiliaire pour inhiber le signal de sortie, par une tension compatible TTL. Il peut également commander une lampe ou un relais alimenté sous 40 V avec un courant maximal de 50 mA.

ANNEXE 20-15

MODULATEUR DÉMODULATEUR ÉQUILIBRÉ LM 1596

Il comprend deux circuits dans le même boîtier. Sa sortie est proportionnelle au produit du signal BF et d'une porteuse HF. Cette dernière constitue le signal de commutation du modulateur. Son principe et son repérage sont indiqués par la figure 20-15.

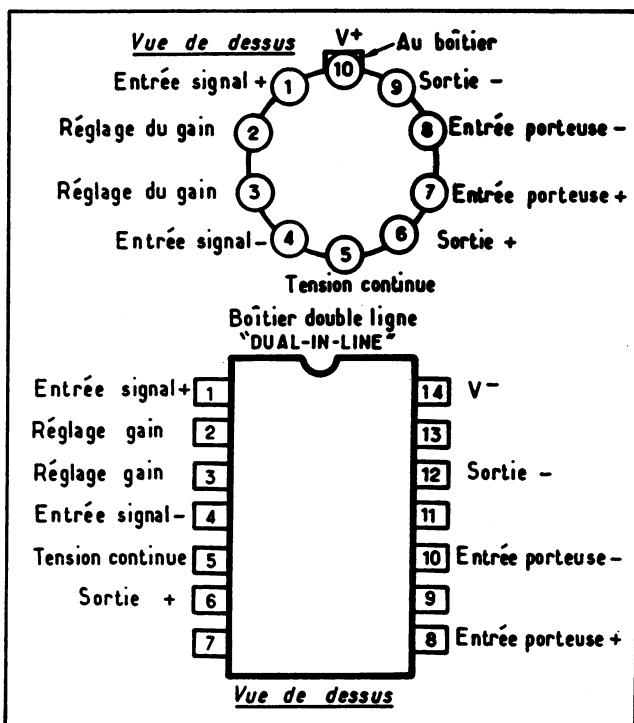


Fig. 20-15. — Repérage du LM 1596.

De ce fait, ses principales applications sont la modulation d'amplitude synchrone avec suppression de porteuse (modes A1, A2, A3), ainsi que les détections de fréquence et de phase. Il peut également servir de doubleur de fréquence large bande et de commutateur. La suppression de porteuse s'effectue avec un niveau de -65 dB, le gain est ajustable par la résistance branchée entre les bornes 2 et 3 et il peut fonctionner jusqu'à 10 MHz avec un niveau d'entrée maximal de ± 5 V, la tension de sortie étant de l'ordre de $8 V_{cc}$. Il peut fonctionner en simple ou double alimentation ($+30$ V max) avec une dissipation maximum de 500 mW.

Deux mots sur son principe : le signal BF attaque un premier amplificateur différentiel, dont les sorties sont connectées aux émetteurs d'un deuxième, dont l'entrée reçoit par ailleurs la porteuse HF, la sortie de ce dernier amplificateur délivre la tension de sortie, modulée ou démodulée selon l'application.

ANNEXE 20-16

AMPLIFICATEUR POUR BASSES FRÉQUENCES LM 380 N

C'est un amplificateur qui possède une bande passante de l'ordre de 100 kHz avec un gain fixé à 34 dB (soit environ 50). Il peut dissiper jusqu'à 10 W sous une impédance de 8Ω et une tension d'alimentation de 22 V, avec un courant crête de 1,3 A.

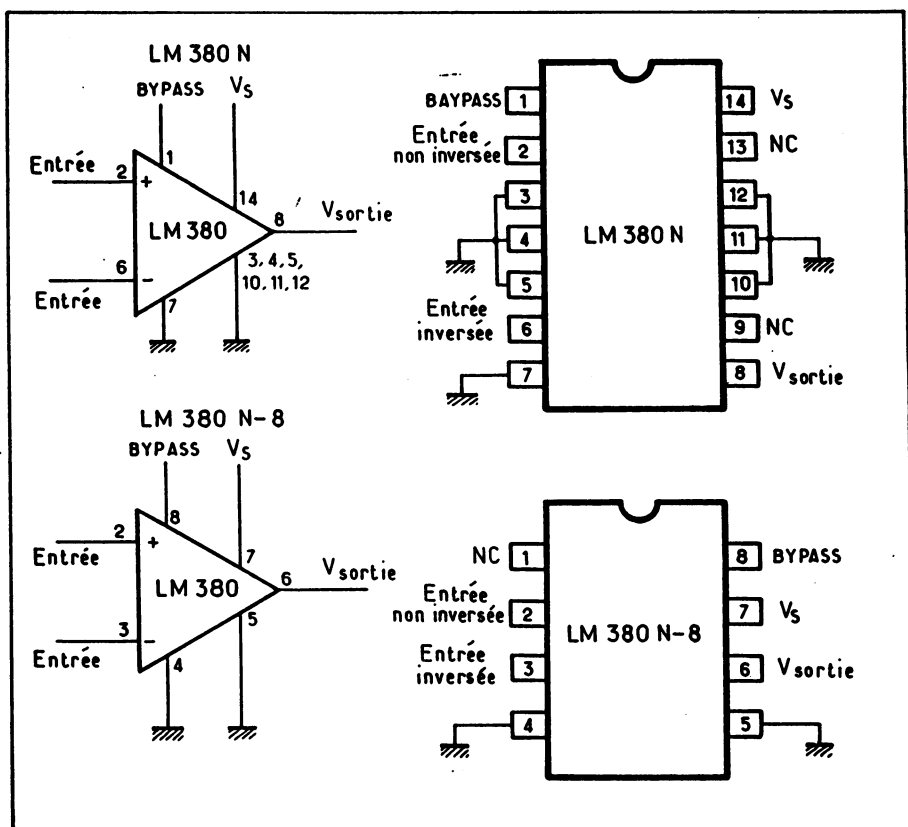


Fig. 20-16. — Principe et repérage du LM 380.

Ce circuit possède deux présentations de boîtier comme l'indique la figure 20-16. Cet amplificateur est du type à sortie sur transistor. Il nécessite un condensateur de forte valeur pour le couplage à la charge. Par ailleurs, deux amplificateurs du même type peuvent être montés en pont. Dans tous les cas, la tension du point milieu se centre automatiquement à la moitié de la tension d'alimentation. La sortie est protégée contre d'éventuels courts-circuits.

Il peut être utilisé en tant qu'amplificateur, mais également comme oscillateur à déphasage, dans ce dernier cas il peut alimenter directement un haut-parleur.

ANNEXE 20-17

AMPLIFICATEUR OPÉRATIONNEL AVEC SORTIE DE PUISSANCE, LM 324

Ce boîtier renferme 4 amplificateurs opérationnels indépendants, compensés en fréquence et pouvant fonctionner en simple alimentation dans une grande plage, de tension, soit en double (de 3 V à 30 V), soit en simple alimentation (de ± 1 V à ± 15 V), donc compatible avec les niveaux TTL. Le gain peut atteindre 100 dB et la bande passante est de 1 MHz pour un gain unité. La puissance de sortie peut atteindre 900 mW selon le boîtier. D'autre part, la composante continue d'entrée et le gain sont automatiquement compensés en fonction de la température.

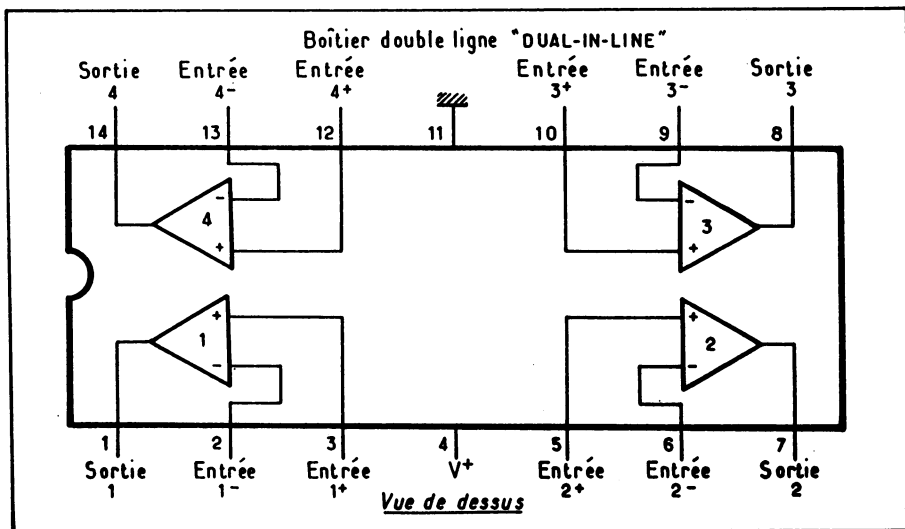


Fig. 20-17. — Repérage du LM 324.

Chaque amplificateur comprend donc un amplificateur différentiel suivi d'un étage de puissance à sortie complémentaire.

Ce circuit est idéal pour toutes applications nécessitant une certaine puissance comme par exemple, la génération de carrés et d'impulsions, l'amplification alimentant directement une LED, ou un relais...

ANNEXE 20-18

AMPLIFICATEUR DE TENSION LM 102

Cet amplificateur à usage général est plus particulièrement destiné aux applications d'amplification de tension, grâce à son impédance d'entrée élevée (10.000 M Ω) et son faible courant continu d'entrée (10 nA). Il ne nécessite pas de compensation de fréquence extérieure, et la tension de décalage peut être compensée par un potentiomètre.

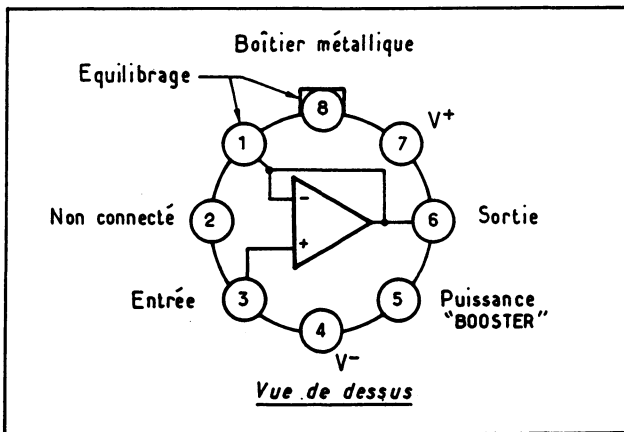


Fig. 20-18. — Repérage du LM 102.

Il est prévu pour être alimenté en double tension de ± 15 V et grâce à sa faible capacité d'entrée il fonctionne correctement pour de faibles ou fortes tensions d'entrée.

Le repérage de son boîtier est donné par la figure 20-18.

ANNEXE 20-19

AMPLIFICATEUR DOUBLE POUR BASSE FRÉQUENCE LM 2896

Il comporte deux amplificateurs de puissance par boîtier qui peuvent être utilisés soit pour des applications stéréophoniques, soit en pont, avec seulement 6 V d'alimentation.

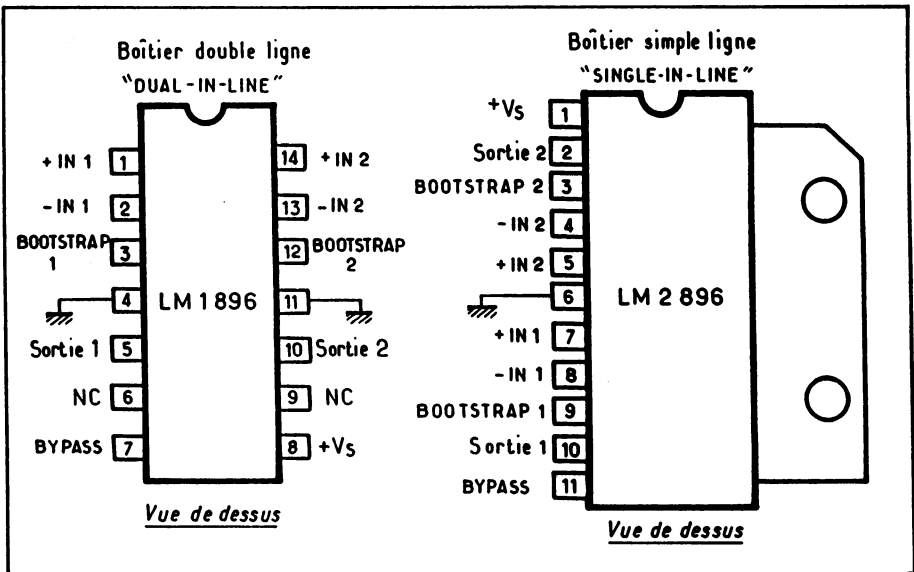


Fig. 20-19. — Repérage du LM 2896.

La puissance disponible est de 1 W par canal en stéréo et de 2 W en pont, elle peut atteindre 9 W en pont sous 12 V d'alimentation et avec une charge de 8 Ω . La distorsion varie de 0,09 % à moins de 1 % en fonction de la puissance et la séparation par canal est de 64 dB, le bruit équivalent est de 1,4 μV entre 20 Hz et 20 kHz.

L'impédance d'entrée est d'environ 100 k Ω et il accepte une tension d'entrée de 5 mV, la modulation d'amplitude résiduelle est également très faible.

Le repérage de ce circuit est donné figure 20-19.

ANNEXE 20-20

COMPARATEUR DE TENSION POUR FAIBLE TENSION LM 393

Ce boîtier comprend deux amplificateurs de tension. Principalement destinés aux comparaisons de tension, grâce à sa faible tension de décalage : 2 mV. Il peut fonctionner en simple alimentation de 2 V à 36 V, ce qui rend sa sortie compatible TTL. Il peut être uti-

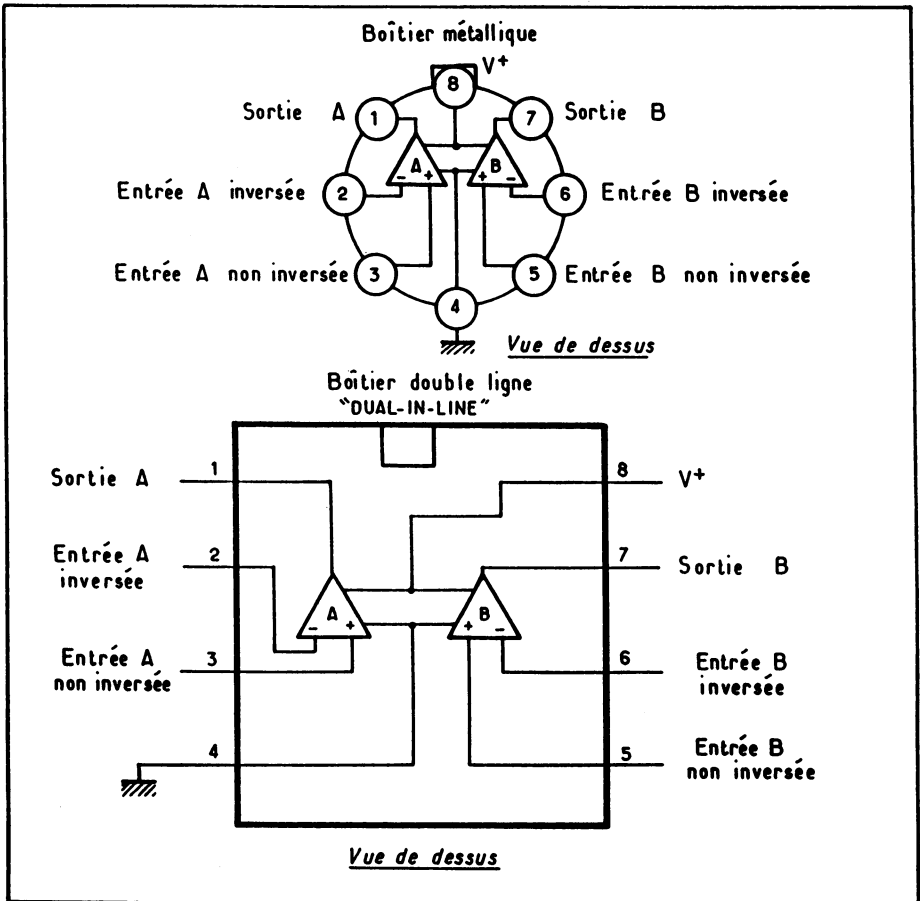


Fig. 20-20. — Repérage du LM 393.

lisé comme portes « NAND », « NOR », et les sorties de deux amplificateurs peuvent être réunies ensemble pour constituer un « OU CABLÉ », il peut servir également d'oscillateur à quartz, VCO, multivibrateur..., sa sortie et le repérage de son boîtier sont indiqués par la figure 20-20.

ANNEXE 20-21

CONVERTISSEUR DE TENSION EFFICACE EN TENSION CONTINUE LH 0091

Ce circuit est prévu pour délivrer une tension continue directement proportionnelle à la valeur efficace du signal d'entrée. Sa fonction de transfert est donnée par l'expression :

$$V_{\text{sortie}} = \sqrt{\frac{L}{T}} \int^t V_{\text{entrée}}(t) dt$$

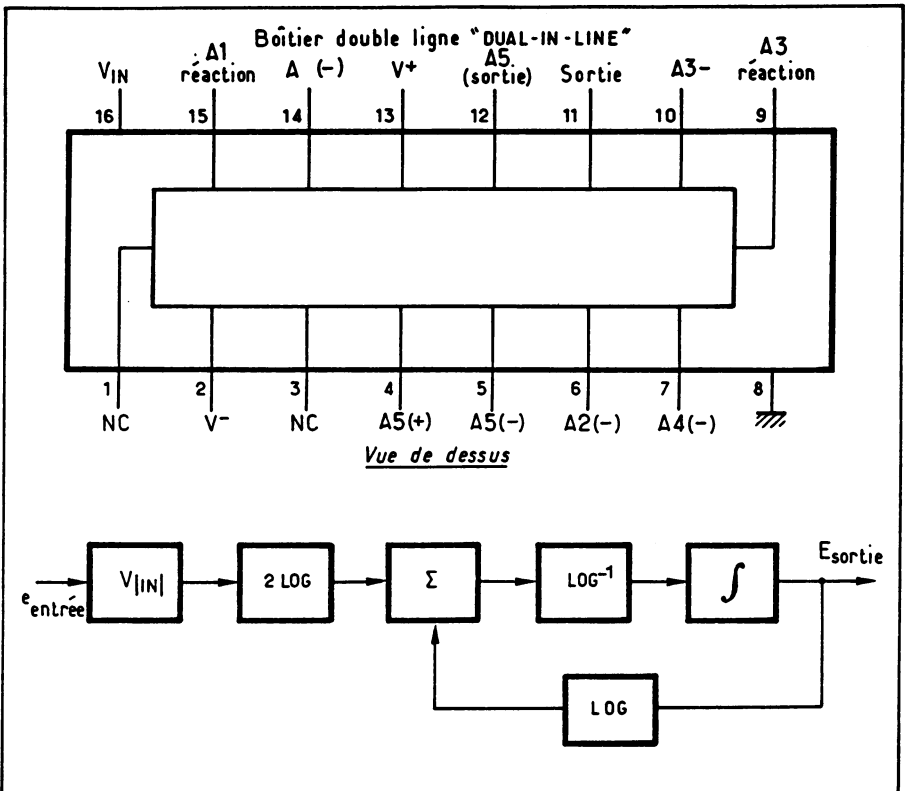


Fig. 20-21. — Repérage et principe du LH 0091.

La conversion s'effectue avec une précision de 0,1 %, elle peut être réduite à 0,05 % par réglage extérieur. La tension de sortie varie de ± 15 V continu pour ± 15 V de tension crête d'entrée et ce pour une fréquence maximale de 300 kHz et un facteur de crête de 10. La figure 20-21 donne le repérage et le principe de ce circuit.

ANNEXE 20-22

CONVERTISSEUR NUMÉRIQUE/ANALOGIQUE DAC 0808

Ce convertisseur 8 bits parallèles, possède un temps de conversion maximal de 150 ns avec une dissipation maximale de 33 mW sous ± 5 V de tension d'alimentation. La précision relative est meilleure que $+0,19\%$, et les niveaux sont compatibles TTL et C.MOS.

Le courant de sortie est donné par l'expression :

$$I_o = k \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} \dots + \frac{A_8}{256} \right) \text{ avec } k = \frac{V_{\text{référence}}}{R_{14}}$$

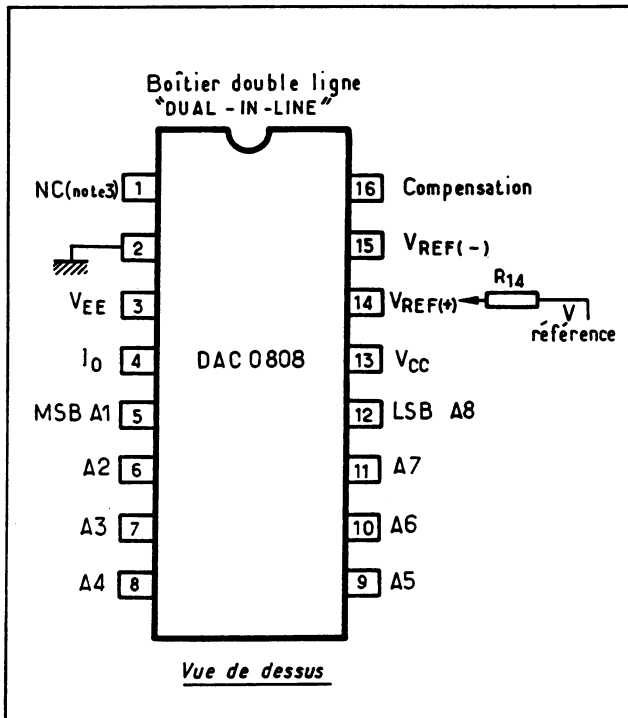


Fig. 20-22. — Repérage du DAC 0808.

ANNEXE 20-23

CONVERTISSEUR ANALOGIQUE/NUMÉRIQUE ICL 7106

C'est un convertisseur très performant à 3,5 digits en technologie C.MOS, il comprend tous les circuits nécessaires à une conversion : oscillateur, référence... et ne nécessite donc que peu de composants extérieurs pour fonctionner. Il existe en deux versions : le 7106 que nous avons utilisé dans cet ouvrage, prévu pour un affichage à cristaux liquides, et le 7107 pour un affichage à diodes électro-luminescentes.

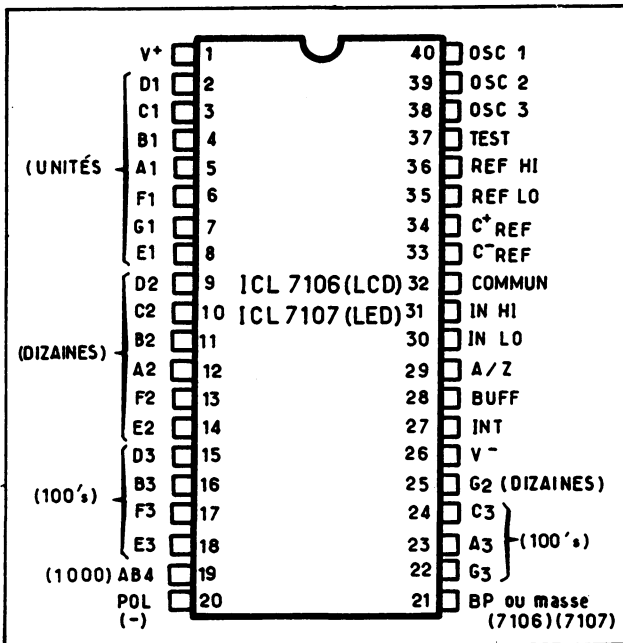


Fig. 20-23. — Repérage du ICL 7106.

Il comporte une correction automatique du zéro qui garantit une sortie nulle pour une entrée nulle et ce, pour toutes les échelles, il est alimenté sous 9 V pour la version 7106 et sous ± 5 V, pour la version 7107, sa consommation est particulièrement basse et de l'ordre de 10 mW.

Le repérage de ce circuit est donné par la figure 20-23.

ANNEXE 20-24

COMPTEUR PROGRAMMABLE/TEMPORISATEUR XR 2240

Ce circuit comprend différentes fonctions, un compteur programmable 8 bits, une base de temps et un circuit de déclenchement (bistable), qui lui permettent de nombreuses applications telles que, générateur synthétiseur de fréquence, avec ou sans, référence extérieure, générateur de retard, programmable de $1 \mu\text{s}$ à plusieurs semaines, générateur de mots pseudo-aléatoires...

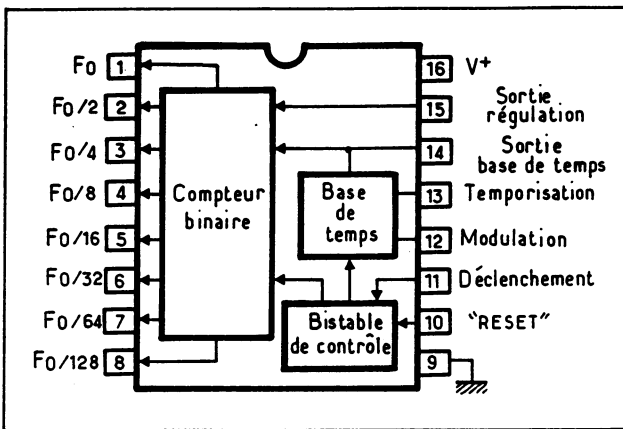


Fig. 20-24. — Repérage et principe du XR 2240.

La figure 20-24 donne le repérage de ce circuit ainsi que son principe.

La base de temps commande le compteur qui est lui-même commandé par le bistable. Celui-ci reçoit des impulsions de RAZ, le déclenchement de la programmation s'effectue en connectant l'une des sorties du compteur à l'entrée de RAZ. La base de temps interne peut être synchronisée sur une référence extérieure.

CHAPITRE 21

GLOSSAIRE DE L'OSCILLOSCOPE EN 200 MOTS (ANGLAIS/FRANÇAIS)

A

Accelerating voltage/potential : tension d'accélération

Accuracy : précision

Adapter : adaptateur

A intensified by B : B produit une surbrillance pendant le balayage de la base de temps principale A

Alternate : alterné

Aperture : ouverture

Auto erase : effacement automatique

Auto focus : focalisation automatique du faisceau

Auto scope : recherche automatique et visualisation du signal

Average : moyenne

B

Band width : bande passante

Beam : faisceau électronique

Beam finder : recherche du spot

Blanking : extinction du faisceau

Blind-time : temps mort (en mode mémoire)

Brightness : luminosité

Built in dMm (digital multimeter) : multimètre numérique intégré à l'oscilloscope

C

Calibrator : calibrateur
Camera : appareil photographique
CCW (clock wise) : sens inverse des aiguilles d'une montre
Channel : voie d'entrée
Channel isolation : isolement entre voies
Chart : tableau graphique
Chopped : découpé (mode)
CMRR (common mode rejection ratio) : taux de réjection en mode commun
COARSE : réglage principal
Computer : ordinateur
Connector : connecteur
Continuously : continûment (variable)
Control : commande
Conventional : conventionnel
Coupling : mode de couplage
Cross talk : diaphonie
CRT (cathode ray tube) : TRC (tube à rayon cathodique)
Crystal reference : référence à quartz (de la base de temps)
Cursor : curseur
CW (continuous wave) : signal sinusoïdal constant en amplitude

D

Decay (time) : réponse lumineuse dans le temps
Deflexion factor : facteur de déflexion
Delay : retard
Delayed sweep : balayage retardé
Delay line : ligne à retard
Depress : dégager
Delta-time (Δt) : intervalle de temps
Detent : butée
Dial : cadran
Differential (mode) : différentiel (mode)
Digital multimeter (DMM) : multimètre numérique
Display : visualisation
Display unit : console de visualisation
Drift : dérive
Dual beam : double canon (tube à)
Duty cycle : rapport cyclique

E

EMI (electromagnetic interference) : interférence électro-magnétique
Enhance : accroître
Erase : effacer
Erase cycle : cycle d'effacement (mode mémoire)
Expansion : augmentation-dilatation
Exposure time : temps d'exposition
External : externe

F

Fall time : temps de descente
Feature : caractéristique
FET (field effect transistor) : transistor à effet de champ (TEC)
Fiber optic : fibre optique
Filter : filtre
First time operation : première mise en service
Flood gun : canon auxiliaire d'électrons à faible énergie
Focus : concentration
Free run : relaxe
Frequency : fréquence
Full scale : pleine échelle

G

Gate : porte
GPIB (general/purpose interface bus) : bus de programmation (norme IEEE 488)
ou IEC 625
Graticule : réticule

H

Helidial control : potentiomètre 10 Tours
Hold off : temps d'inhibition (de la base de temps)
Hole : logement, emplacement, trou
HP-IB (Hewlett-Packard Interface Bus) : bus de programmation (norme IEEE 488)
ou IEC 625

I

IC (integrated circuit) : circuit intégré
Increasing : augmenté
Incremental : progressif
Inner knob : commande centrale
Input : entrée
Integrate (mode) : mode d'intégration mémoire sur plusieurs passages
Intensified zone : zone surbrillante
Intensity control : contrôle de l'intensité lumineuse
Intensity modulation : modulation de l'intensité (de l'axe Z)
Internal : interne
Inverter power supply : batterie d'alimentation autonome

J

Jitter : gigue de phase

K

Knob : bouton (de commande)

L

Leakage : fuite
LED : diode électro-luminescente (DEL)
Lens : lentilles
Level : niveau
Light : lumière, voyant
Light filter : filtre optique
Linearity : linéarité
Line : tension du secteur
Lock : verrouillage
Loss : perte
Loss less line : ligne sans perte

M

Magnifier : agrandisseur
Main sweep : base de temps principale
Main frame : châssis, bâti de l'oscilloscope
Marker : signal d'horloge, de temps
Modification kit : ensemble pour modification

O

Offset : décalage
Opposing : en opposition
Out put : sortie
Outer knob : commande (bouton) concentrique extérieure
Overload : surcharge
Overshoot : dépassement

P

Peak to peak value : valeur crête à crête
Personal computer : ordinateur individuel
Phase shift : rotation de phase
Pin : broche
Plotter : table traçante XY numérique
Plug-in (unit) : tiroir enfichable
Post acceleration voltage : tension de post-accélération
Post-fogging : post-exposition
Power on : mise sous tension
Power off : arrêt
Power cord : cordon secteur (d'alimentation)
Power supply : alimentation
Precision within... : précision meilleure que...
Probe : sonde
Pulled : tiré
Push button : bouton poussoir
Pushed : poussé

R

Rack mount : montage en rack
Ratio : rapport
Rear panel : panneau arrière (de l'oscilloscope)
Release : dégager, relâcher
Remote control : programmation, commande à distance
Reset : réarmement
RFI (radio frequency interference) : interférence aux radio-fréquences
Ring : oscillation
Rise time (RT) : temps de montée
RMS (root mean square) : valeur efficace

S

Save : mise en mémoire
Saw tooth signal : signal en dents de scie
Scale : échelle
Screen : écran
Sensitivity : sensibilité
Service manual : manuel d'entretien et de réparation
Set : placer dans une position
Shift : décalage; glissement ou clé validant d'autres fonctions
Shutter : déclencheur
Shutter speed : temps de déclenchement
Single shot : mono-coup
Single sweep : balayage unique
Slaved : asservi
Slope : pente
Split screen : écran partagé
Speed : vitesse
Spurious display : représentation parasite
Stability : stabilité
Start after delay : démarrage après un certain retard
Step : pas, bond
Store : mise en mémoire
Step att bal : balance (d'atténuateur)
Storage : mémorisation
Step generator : générateur de signaux en marche d'escalier
Storage time : temps de conservation en mémoire
Step in 1, 2, 5 : séquence suivant la séquence 1, 2, 5
SRQ (service request) : demande d'interruption du programme
Switch : commutateur

T

Target : cible
Test mobil : chariot
Time base : base de temps
Trace finder : commande de localisation de la trace
Transient recorder : analyseur de transitoires
Trigger : déclenchement
Triggerable after delay : déclenchable après le temps de retard
Trigger view : visualisation du signal de déclenchement

U

Ultra violet light : lumière ultraviolette

Unblanking : allumage

Undershoot : affaissement

Unit : unité

User's manual : manuel d'utilisation

V

Variable bal : balance (de l'ampli vertical)

Variable persistence : persistance variable (mode mémoire)

Vertical ampl : amplificateur vertical

Vertical magnification : expansion verticale

View mode : mode de visualisation

Viewing hood : tunnel de visualisation ou cache

VLSI (very large scale integration) : circuit à très large intégration (de composants)

W

Waveform : forme d'onde

Waveform recorder : enregistreur/analyseur de forme d'onde

Weight : poids

Width : largeur

Writing gun : canon d'écriture

Writing speed : vitesse d'écriture

X**X****Y****Z**

} Axis : axe X, Y, Z

Liste des chapitres

1. Naissance d'un oscillogramme	7
2. Les différents éléments d'un oscilloscope	13
3. Les différentes commandes, définitions et rôles	35
4. Choix de la sonde appropriée	43
5. Mesures précises de temps (nouvelles techniques)	49
6. Oscilloscope à échantillonnage	61
7. Réflectométrie	67
8. Mise en mémoire des signaux	76
9. Les oscilloscopes à mémoire	83
10. Mise en mémoire numérique des signaux	93
11. Informations contenues dans un signal	109
12. Ondes complexes	117
13. Principales mesures faites avec un oscilloscope	165
14. Circuits analogiques passifs	227
15. Circuits analogiques actifs	277
16. Circuits logiques	285
17. Exemple pratique en guise de conclusion	299
18. La photographie des oscillogramme	303
19. L'oscilloscope de demain	313
20. Annexes	317
21. Glossaire de l'oscilloscope en 200 mots (anglais/français)	354

Table des matières

Chapitre 5 — Naissance d'un oscillogramme	7
1.1. — Historique	7
1.2. — Chaîne de mesure	8
1.3. — Principe de base d'un oscilloscope	9
1.4. — Synoptique	11
Chapitre 2 — Les différents éléments d'un oscilloscope	13
2.1. — Les amplificateurs d'entrée	13
2.2. — Les modes de visualisation	16
2.3. — Le tube cathodique et son évolution	18
2.4. — La base de temps	27
Chapitre 3 — Les différentes commandes, définitions et rôles	35
3.1. — Action sur la visualisation	35
3.2. — Mode de couplage d'entrée	36
3.3. — Action sur la vitesse de balayage	38
3.4. — Action sur le déclenchement (trigger)	39
3.5. — Utilisation en mode « Lissajous » ou « X Y »	42
3.6. — Calibrateur	42
Chapitre 4 — Choix de la sonde appropriée	43
4.1. — Historique	43
1) type impulsionnel	46
2) type sinusoïdal	46
3) sondes actives, de courant, de tension	46
Chapitre 5 — Mesures précises de temps. Nouvelles techniques	49
5.1. — Différents types d'erreurs	49
5.2. — Détecteur de zéro	50
5.3. — Le système « ΔT » à deux marqueurs	52
5.4. — Mesure entre voies	56
5.5. — Système ΔT à quartz	57
5.6. — Mesure sur les signaux numériques : Mode « Delay by event »	59
5.7. — Choix de la bande passante en fonction des temps à mesurer	59

Chapitre 6 — Oscilloscope à échantillonnage	61
6.1. — Principe	61
6.2. — Circuit d'échantillonnage avec contre-réaction	62
6.3. — La base de temps	63
6.4. — Porte d'échantillonnage (sampling gate)	64
6.5. — Problèmes des fausses images (aliasing)	64
Chapitre 7 — Réflectométrie	67
7.1. — Rappels sur les lignes de transmission	67
7.2. — Réflectométrie appliquée aux fibres optiques (OTDR) ...	73
Chapitre 8 — Mise en mémoire des signaux	76
8.1. — Technique de l'onde sinusoïdale unique	76
8.2. — Technique amortie	78
8.3. — L'impulsion carrée unique	80
8.4. — L'onde triangulaire unique	80
8.5. — Méthode simplifiée de choix de la vitesse d'écriture	81
Chapitre 9 — Les oscilloscopes à mémoire	83
9.1. — Mémoire à bistable	85
9.2. — Mémoire à persistance variable	87
9.3. — Mémoire à transfert	88
9.4. — Mémoire par expansion	90
9.5. — Quelle technique choisir ?	91
Chapitre 10 — Mise en mémoire numérique des signaux	93
10.1. — Critère de choix	94
10.2. — Calculs d'erreur	99
10.3. — Amélioration de l'acquisition du signal observé	102
10.4. — Possibilités nouvelles	103
10.5. — Notions sur le temps d'ouverture	109
10.6. — Oscilloscope numérique ou analyseur de transitoires ? ...	108
Chapitre 11 — Informations contenues dans un signal	109
11.1. — Sinusoïde	109
11.2. — Carré (ou rectangle)	110
11.3. — Impulsion	111
11.4. — Dent de scie (ou rampe)	112
11.5. — Contenu harmonique	113
Chapitre 12 — Ondes complexes	117
12.1. — Addition/soustraction	117
12.2. — Modulation AM	121
12.3. — Modulation de fréquence	132

Chapitre 13 — Principales mesures faites avec un oscilloscope	165
13.1. — Contrôle des performances de l'oscilloscope	165
13.2. — Prélèvement du signal à mesurer	170
13.3. — Mesure de linéarité en mode sinusoïdal	173
13.4. — Mesure de linéarité en mode carré	174
13.5. — Mesure de tensions	174
13.6. — Mesure d'intervalle de temps	177
13.7. — Mesure de phase	186
13.8. — Mesure du TOS (VSWR). Taux d'ondes stationnaires ..	189
13.9. — Mesure d'impédance	189
13.10. — Mesure de fréquence	191
13.11. — Méthode par comparaison	196
13.12. — Mesure de bruit	210
13.13. — Tracé automatique des caractéristiques des semi-conducteurs	216
13.14. — Relevé automatique de fonction de transfert (wobulation)	219
13.15. — Utilisation des entrées différentielles de l'oscilloscope ..	224
Chapitre 14 — Circuits analogiques passifs	227
14.1. — Filtres	227
14.2. — Amplificateurs	233
14.3. — Amplitude de fréquences intermédiaires	243
14.4. — Mesure de la durée de l'éclair d'un flash	245
14.5. — Détecteur de passage à zéro	246
14.6. — Convertisseur volt efficace/volt continu	248
14.7. — Remarques sur un circuit oscillant série	249
14.8. — Comparateur de phase	251
14.9. — Mélangeur analogique	256
14.10. — Multiplexeurs analogiques	257
14.11. — Alimentation à découpage	259
14.12. — Commutateur analogique	261
14.13. — Fibre optique	263
14.14. — Convertisseur numérique/analogique	264
14.15. — Convertisseur analogique/numérique	266
14.16. — La télévision et l'oscilloscope	271
14.17. — Vecteur scope	275
Chapitre 15 — Circuits analogiques actifs	277
15.1. — Générateur de rampe	277
15.2. — Multivibrateur (bistable)	278
15.3. — Autre multivibrateur	280
15.4. — Oscillateur à commande par diode à capacité variable ..	281
15.5. — Oscillateurs à portes logiques	282
15.6. — Remarques sur la commande des oscillateurs	283

Chapitre 16 — Circuits logiques	285
16.1. — La décade	285
16.2. — Bistables	288
16.3. — Combinaison de signaux logiques	291
16.4. — Monostable	293
16.5. — Astable	294
16.6. — Multivibrateur à Hystérésis ou « trigger de Schmitt »	295
16.7. — Compteur programmable	296
Chapitre 17 — Exemple pratique en guise de conclusion	299
Chapitre 18 — La photographie des oscillogrammes	303
18.1. — Utilisation d'un appareil de format 24 × 36	303
18.2. — Quelques conseils généraux pour réaliser de bonnes photos	305
18.3. — De l'amateur au professionnel	305
18.4. — Précautions d'emploi	306
18.5. — Comment réaliser de bonnes photos de phénomènes récurrents	308
18.6. — Comment réaliser de bonnes photos de phénomènes transitoires	309
18.7. — Technique de l'exposition préalable du film (prévoilage)	310
18.8. — Photographie du réticule	310
18.9. — Donner des légendes à vos photos	311
Chapitre 19 — L'oscilloscope de demain	313
Chapitre 20 — Annexes	317
20.1. — Calcul théorique de la déflexion	319
20.2. — Bande passante d'un oscilloscope	320
20.3. — Programmation : exemple d'automatisation de mesures	323
20.4. — Amplificateur commandé en courant LM 1370	326
20.5. — Boucle d'asservissement en phase XR 2212	327
20.6. — Multiplicateur 4 quadrants XR 2208	329
20.7. — Générateur de fonction/modulateur FI, XR 2207	330
20.8. — Générateur de fonction XR 2206	333
20.9. — Boucle d'asservissement en phase XR 2211	335
20.10. — Temporisation LM 555	337
20.11. — Générateur de forme d'onde, commande en tension ICL 8038	339
20.12. — Amplificateur opérationnel de puissance LM 3900	341
20.13. — Amplificateur à effet de champ ICL 8043	342
20.14. — Amplificateur opérationnel LM 311	343
20.15. — Modulateur-démodulateur équilibré LM 1596	344

20.16. — Amplificateur pour basses fréquences LM 380.....	345
20.17. — Amplificateur opérationnel avec sortie de puissance LM 324	346
20.18. — Amplificateur de tension LM 102.....	347
20.19. — Amplificateur double pour basse fréquence	348
20.20. — Comparsateur de tension de faible tension LM 393	349
20.21. — Convertisseur de tension efficace en tension continue LH 0091	350
20.22. — Convertisseur numérique/analogique DAC 0808	351
20.23. — Convertisseur analogique/numérique ICL 7106	352
20.24. — Compteur programmable/temporisateur XR 2240	353
Chapitre 21 — Glossaire de l'oscilloscope en 200 mots (anglais/français).....	354
Table des matières	361

EDITIONS RADIO

Service lecteurs

(à retourner à Éditions Radio, 189, rue Saint-Jacques, 75005 Paris)

Pour nous permettre de vous proposer des ouvrages toujours meilleurs, nous souhaiterions recevoir vos critiques, appréciations et suggestions sur le présent livre :

Quels sont les ouvrages (thème, sujet, niveau) que vous souhaiteriez voir publier par notre société ?

Nous vous remercions de votre confiance et de votre coopération.

Éditions Radio

Je désire recevoir gratuitement et sans engagement (mettre une croix dans la case) :

- Votre catalogue général (Electronique professionnelle et grand public, Informatique, Hi-Fi, Vidéo)

Nom : _____ Prénom : _____

Adresse : _____

Secteur d'activité et fonction : _____

CENTRES D'INTÉRÊTS

- | | |
|---|---|
| <input type="checkbox"/> Electronique professionnelle | <input type="checkbox"/> Micro-informatique professionnelle |
| <input type="checkbox"/> Electronique de loisirs | <input type="checkbox"/> Micro-informatique de loisirs |
| <input type="checkbox"/> Vidéo | <input type="checkbox"/> Autres : |
| <input type="checkbox"/> Hifi, CB... | _____ |

Voir au dos "Correspondance Auteurs"

PRATIQUE DES OSCILLOSCOPES

TECHNIQUE-MESURES-MANIPULATIONS

Rédigé par deux spécialistes de l'instrumentation, ce livre de synthèse fait le point sur les oscilloscopes modernes : principes de fonctionnement, applications avec plus de 100 manipulations expliquées, accompagnées de 350 oscillogrammes commentés.

— L'outil indispensable du professionnel qui doit suivre les dernières nouveautés : mise en mémoire et échantillonnage, mesures précises de temps (« Δ TIMES »), programmation, fibres optiques...

— Le guide qui fera acquérir à l'étudiant les connaissances pratiques nécessaires à sa réussite.

