

**Zeitschrift:** Technische Mitteilungen / Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe = Bulletin technique / Entreprise des postes, téléphones et télégraphes suisses = Bollettino tecnico / Azienda delle poste, dei telefoni e dei telegrafi svizzeri

**Herausgeber:** Schweizerische Post-, Telefon- und Telegrafienbetriebe

**Band:** 32 (1954)

**Heft:** 12

**Artikel:** Etude sur la modulation par impulsions codées

**Autor:** Villars, Claude

**DOI:** <https://doi.org/10.5169/seals-874500>

### **Nutzungsbedingungen**

Die ETH-Bibliothek ist die Anbieterin der digitalisierten Zeitschriften auf E-Periodica. Sie besitzt keine Urheberrechte an den Zeitschriften und ist nicht verantwortlich für deren Inhalte. Die Rechte liegen in der Regel bei den Herausgebern beziehungsweise den externen Rechteinhabern. Das Veröffentlichen von Bildern in Print- und Online-Publikationen sowie auf Social Media-Kanälen oder Webseiten ist nur mit vorheriger Genehmigung der Rechteinhaber erlaubt. [Mehr erfahren](#)

### **Conditions d'utilisation**

L'ETH Library est le fournisseur des revues numérisées. Elle ne détient aucun droit d'auteur sur les revues et n'est pas responsable de leur contenu. En règle générale, les droits sont détenus par les éditeurs ou les détenteurs de droits externes. La reproduction d'images dans des publications imprimées ou en ligne ainsi que sur des canaux de médias sociaux ou des sites web n'est autorisée qu'avec l'accord préalable des détenteurs des droits. [En savoir plus](#)

### **Terms of use**

The ETH Library is the provider of the digitised journals. It does not own any copyrights to the journals and is not responsible for their content. The rights usually lie with the publishers or the external rights holders. Publishing images in print and online publications, as well as on social media channels or websites, is only permitted with the prior consent of the rights holders. [Find out more](#)

**Download PDF:** 30.04.2026

**ETH-Bibliothek Zürich, E-Periodica, <https://www.e-periodica.ch>**

TECHNISCHE MITTEILUNGEN

BULLETIN TECHNIQUE

PTT

BOLLETTINO TECNICO

Herausgegeben von der Schweizerischen Post-, Telegraphen- und Telephonverwaltung. Publié par l'administration des postes, télégraphes et téléphones suisses. Pubblicato dall'amministrazione delle poste, dei telegrafi e dei telefoni svizzeri

## Etude sur la modulation par impulsions codées

Par Claude Villars, Zurich

621.376.5

**Résumé.** Dans la première partie du travail, l'auteur décrit la réalisation d'un système de modulation par impulsions codées (PCM) utilisant un «codeur» par compteur binaire. Après avoir donné les caractéristiques générales du système et parlé du choix des paramètres, il décrit l'installation en s'attachant plus particulièrement au modulateur de largeur des impulsions et au récepteur. Il donne le résultat des mesures portant sur la qualité du signal et sur l'amélioration systématique du rapport signal/bruit entre le canal haute fréquence et le canal basse fréquence.

Dans la seconde partie, il analyse théoriquement les caractéristiques de la PCM par rapport aux autres systèmes de modulation et s'efforce de rattacher la PCM à la théorie de l'information.

Le lecteur trouvera dans l'ouvrage de Camille Margna «Eine Anlage für Impuls-Code Modulation» un exposé des problèmes qui n'ont pas été traités dans le présent article (voir Bibliographie [35]).

### Préface

Le besoin des hommes de communiquer entre eux est à la base même de toute la civilisation; de tous temps, ils ont cherché de nouvelles méthodes pour échanger leurs idées plus rapidement, à plus longue distance et plus sûrement. La modulation des ondes électro-magnétiques permet des liaisons entre des points quelconques de la terre, et l'ingénieur cherche toujours de nouvelles méthodes pour transporter, dans les meilleures conditions possibles, la plus grande quantité d'information.

Venant après les modulations d'amplitude, de fréquence et de position, la modulation par impulsions codées offre un intérêt particulier à cause des idées nouvelles qu'elle introduit. Alors que les premiers systèmes font correspondre aux variations du signal basse fréquence, les variations d'un des paramètres de l'onde porteuse, la PCM (= Pulse-Code Modulation), comme son nom l'indique, fait usage d'un principe nouveau: le code. Dans le premier cas, il y a analogie entre les grandeurs BF et HF, dans le cas de la PCM,

**Zusammenfassung.** Im ersten Teil der Arbeit beschreibt der Verfasser eine Anlage für Impuls-Code-Modulation (PCM), in der als Wandler ein binärer Zähler verwendet wird. Nach der Besprechung der allgemeinen Eigenschaften eines PCM-Kanals und der Wahl der Parameter des ausgeführten Systems wird die genaue Ausführung beschrieben. Dem Modulator zur Erzeugung der Impulsbreite-Modulation sowie dem Empfänger wurden besondere Aufmerksamkeit geschenkt. Als Messergebnisse sind besonders die Messungen der Signalqualität sowie die systematische Verbesserung des Signal/Rauschabstandes zwischen Hochfrequenz- und Niederfrequenzkanal angegeben.

Im zweiten Teil werden die Eigenschaften der PCM theoretisch erörtert und mit denjenigen anderer Modulationssysteme verglichen. Es wird der Zusammenhang zwischen PCM und Informationstheorie untersucht.

Fragen, die in der vorliegenden Arbeit nicht erwähnt sind, findet der Leser in der Dissertation von Camillo Margna «Eine Anlage für Impuls-Code Modulation» behandelt (vgl. Bibliographie [35]).

nous représentons l'information au moyen de groupes d'impulsions dont la signification est fixée par le code. Le codage nécessite la «quantisation» de l'information, c'est-à-dire qu'au lieu de transmettre le déroulement continu du message, on se limite à un nombre fini d'états différents.

D'autre part, grâce aux travaux de C. E. Shannon [1]\*), la science des communications dispose d'une théorie solide. On peut définir mathématiquement des notions qui, jusqu'ici, étaient restées intuitives. Toute transmission d'information repose sur l'emploi d'une convention, d'un code. Pour cette raison, la PCM permet d'illustrer les notions fondamentales de la théorie de l'information.

Par conséquent, le plan général de ce travail sera le suivant:

Dans une première partie – après quelques généralités indispensables pour comprendre la PCM – je décrirai la réalisation pratique d'un système de modulation par impulsions codées, effectuée en colla-

\*) Voir la bibliographie à la fin.

boration avec *C. Margna*. Cette réalisation a constitué la partie principale de notre travail. L'ouvrage de *C. Margna* [35] traitera les points non touchés ici. On y trouvera entre autres, une comparaison des divers circuits de codage et la description du procédé utilisé, montage projeté et réalisé en commun. Pour ma part, je m'attacherai aux circuits de modulation, de découpage dans le temps («Sampling») et de réception, faisant usage du «décodeur» selon Shannon. Le système terminé, une série de mesures permet de définir ses possibilités: qualité du signal, amélioration du rapport signal/bruit entre le canal haute fréquence et le canal basse fréquence, immunité aux interférences.

Dans une seconde partie, nous envisagerons la PCM du point de vue théorique. Après avoir réalisé un système, il convient de le situer par rapport aux autres systèmes connus et de voir dans quelle mesure les résultats obtenus concordent avec la théorie. Faisant abstraction de la complexité des circuits, on calculera l'amélioration systématique obtenue aux dépens de la largeur de bande. Cela nous permettra de comprendre pourquoi l'augmentation de la largeur de bande permet une amélioration de la qualité. Dans le chapitre suivant, nous chercherons à rattacher la PCM à la théorie de l'information. Dans cette intention, nous résumerons les travaux de *C. Shannon*; on verra comment les idées de base de la théorie de l'information – par exemple, la quantité d'information – sont appliquées dans la PCM. *Shannon* définit les caractéristiques d'un système idéal. Nous examinerons dans quelle mesure la PCM se rapproche de cette limite.

Enfin, ayant obtenu une vue d'ensemble sur la modulation par impulsions codées, nous pourrions porter un jugement sur ses possibilités, ses avantages et ses défauts.

## A. Partie pratique

### I. Généralités sur la modulation par impulsions codées

#### 1. Découpage dans le temps («Sampling»)

Tous les systèmes de modulation par impulsions sont basés sur le fait que, pour définir une fonction du temps quelconque, dont le spectre ne contient que des fréquences comprises entre 0 et  $F_0$  cycles, il suffit de donner, par seconde,  $2F_0$  valeurs discrètes de la fonction.

*Shannon* en apporte la preuve analytique [3]; intuitivement on peut dire que si la bande est limitée à  $F_0$  cycles, l'amplitude du signal ne peut pas varier beaucoup dans un intervalle égal à  $\frac{1}{2F_0}$ . Ou encore,

une fonction sinusoïdale étant définie par deux paramètres, il suffit de donner deux points par cycle pour la définir. En  $T$  secondes se seront  $2TF_0$  points ou paramètres; ainsi on peut, par exemple, se limiter à  $TF_0$  points, si on donne également la dérivée en ce point.

Le découpage dans le temps ne doit pas nécessairement être périodique, il peut être effectué à des intervalles variables. Toutefois, en pratique, on préfère un découpage périodique.

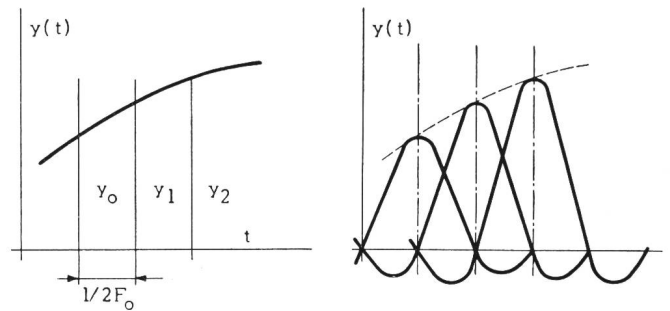


Fig. 1. Découpage dans le temps, «Sampling»,

$$y(t) = \sum_n y_n \frac{\sin(2\pi F_0 t - n\pi)}{2\pi F_0 t - n\pi} \quad (1)$$

Comme exemple de découpage aperiodique citons *J. R. Pierce* et *A. L. Hopper* [27].

Notre signal, limité à la bande  $F_0$ , est donc identique à la somme de  $2F_0$  impulsions par seconde, de la forme  $\frac{\sin x}{x}$  (Fig. 1).

#### 2. Découpage en amplitude et représentation

Nous renonçons à transmettre toutes les différentes valeurs que peut prendre l'amplitude du signal. Nous fixons un certain nombre de niveaux discrets d'amplitude et le signal sera représenté par le niveau qui en fournit la meilleure approximation. Il en résulte une erreur qui, à la réception, s'ajoutera au signal BF. Pour que cela ne soit pas gênant, il faut choisir un nombre de niveaux assez grand pour que l'amplitude de l'erreur reste faible (Fig. 2).

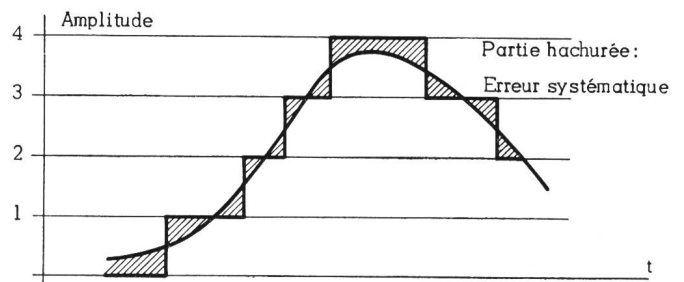


Fig. 2. Découpage en amplitude ou «quantisation» de l'amplitude

Appelons  $B$ , le nombre de niveaux. Nous voulons représenter ce nombre  $B$  de niveaux, au moyen de  $Q$  symboles élémentaires tels que chaque symbole puisse avoir  $b$  états différents. Le système qui permet le plus grand nombre de niveaux avec le plus petit nombre de symboles est un système exponentiel, défini par l'équation

$$B = b^Q \quad \text{ou} \quad Q = \log_b B \quad (2)$$

Nous appellerons  $b$ , la base du système. Pour  $b = 10$  nous avons le système décimal usuel, pour  $b = 8$

nous avons le système octal proposé par *Schröter* [33]. Le système binaire est celui des machines à calculer électroniques et celui employé pour la PCM. La figure 3 montre que le chiffre 27 décimal devient 33 en système octal, 1000 en système tertiaire et 11011 en binaire. La figure 4 permet de choisir la base adéquate si B et Q sont prescrits.

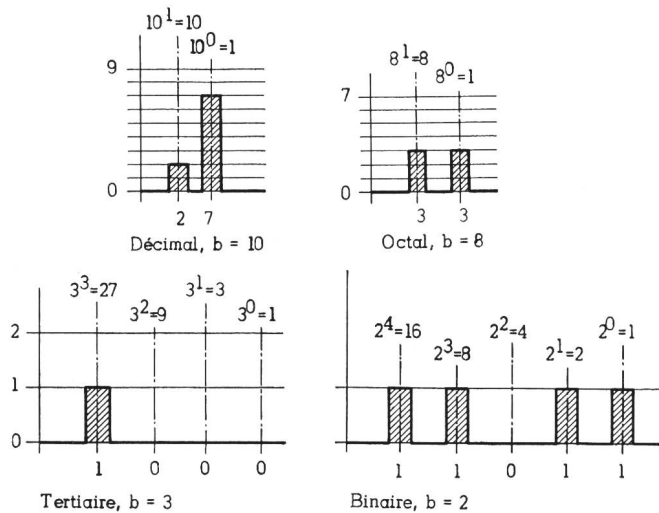


Fig. 3. La valeur 27 dans différents systèmes

Nous verrons plus loin que le choix de b est dicté par le niveau des perturbations dans la voie de transmission et par les possibilités de réalisation (un relais ou un circuit flip-flop possède deux états différents).

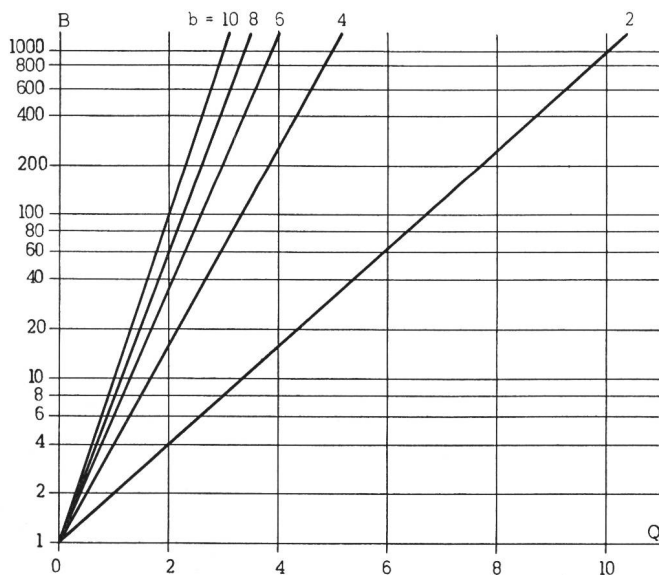


Fig. 4. Nombre B représenté par Q symboles élémentaires (b = nombre d'états différents d'un symbole)

### 3. La distorsion systématique de la PCM

La figure 2 montre que la quantisation du message produit une courbe qui se différencie de la courbe originale d'une valeur d'autant plus faible que le nombre de niveaux est plus élevé. Si l'on examine le spectre de cette courbe-erreur, on constate qu'il

contient surtout des fréquences élevées, la durée d'un des niveaux étant beaucoup plus courte que la période du message transmis. A ceci s'ajoute le découpage dans le temps, qui peut être assimilé à une modulation. La fréquence de découpage joue le rôle de fréquence porteuse. La combinaison des harmoniques des impulsions de découpage et des composantes de la courbe-erreur produit un «bruit» qui est transposé en grande partie dans la bande passante du système. L'analyse mathématique du phénomène a été effectuée par *W. R. Bennett* [21].

La nature de ce «bruit» est à mi-chemin entre les notions usuelles de la distorsion et du bruit de fond. Distorsion – puisqu'il est lié au signal –, différent cependant de la distorsion usuelle puisqu'il ne contient pas de combinaisons rationnelles d'harmoniques des signaux élémentaires. Comparable par ses effets au bruit de fond usuel, il est beaucoup moins gênant que ce dernier, car il disparaît en même temps que le signal. C'est la raison pour laquelle, il est très difficile de vouloir appliquer à la PCM les normes établies pour les autres systèmes. Suivant que l'on assimile le bruit de la PCM à de la distorsion ou à un bruit de fond, il sera plus ou moins facile de satisfaire les normes.

La définition de la distorsion non-harmonique se prête très bien à caractériser le bruit de la PCM.

$$D = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^n U_i^2}}{\sqrt{U_0^2 + \sum_{i=1}^n U_i^2}}$$

où  $U_0$  est l'amplitude du signal et  $U_i$  l'amplitude des composantes étrangères au signal.

D'autre part, la mesure de ce «bruit» s'effectuera avec un pont à distorsion. (Voltmètre mesurant successivement l'ensemble des signaux présents, puis l'ensemble des composantes étrangères.) Il nous semble donc justifié de parler de la distorsion de la PCM.

Par ailleurs, quand nous examinerons l'amélioration du rapport signal/bruit, nous pourrons ajouter le bruit systématique de la PCM au bruit de provenance étrangère. Nous considérerons donc le caractère «bruit» de la courbe-erreur.

La distorsion systématique a été analysée par de nombreux auteurs [16, 20, 23]. Nous donnerons une formule valable pour un taux de modulation 100%. En pratique, une conversation ou un morceau de musique ayant une structure statistique, on ne peut pas définir de valeur maximum du message. On convient d'appeler «valeur de crête» (correspondant à un taux de modulation de 100%), la valeur de l'amplitude qui n'est dépassée que pendant 0,1% du temps par le message. Le «volume» du message pouvant varier énormément suivant la nature du message, on prendra comme signal d'essai un signal sinusoïdal

dont la valeur efficace soit de 12 dB inférieure à la valeur de crête.

Pour calculer la distorsion systématique (voir [13, 32]), on part de l'hypothèse que la courbe-erreurs peut avoir une amplitude quelconque comprise entre  $\pm E/2$ , où E représente la valeur d'un quanta d'amplitude, soit la tension «peak to peak» correspondant à la modulation 100%, divisée par le nombre de niveaux B.

La valeur moyenne effective de l'erreur vaut alors

$$U_R = \frac{E}{2\sqrt{3}}$$

et la valeur «peak to peak» du signal:

$$U_{S^*} = b^Q \cdot E$$

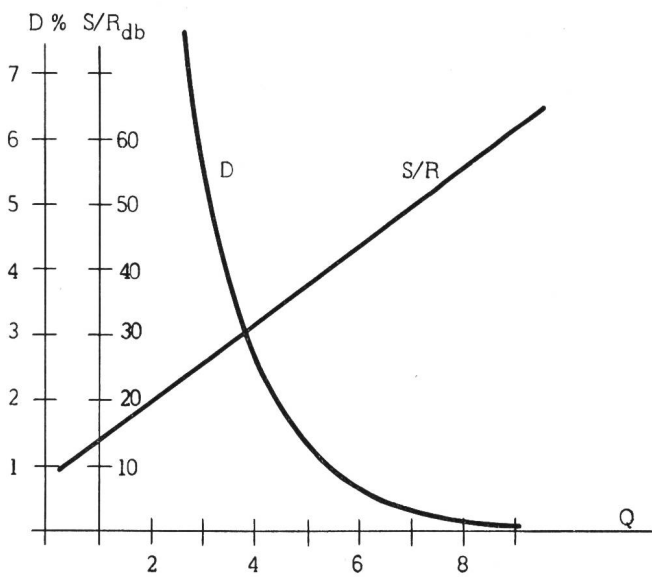


Fig. 5. Distorsion systématique causée par la quantisation, dans un système PCM binaire (100% modulation)

Soit  $U_S$ , la valeur effective du signal ( $U_S = \frac{U_{S^*}}{2\sqrt{2}}$ )

Finalement:

$$\frac{U_S}{U_R} = \sqrt{3/2} \cdot b^Q$$

Dans un système binaire:

$$\frac{U_S}{U_R} = \sqrt{3/2} \cdot 2^Q$$

$$20 \log \frac{U_S}{U_R} = 1.8 + 6 \cdot Q = \left(\frac{U_S}{U_R}\right)_{db} = \left(\frac{S}{R}\right)_{db} \quad (3)$$

Posons:  $\frac{U_R}{U_S} = D$ , D étant la distorsion. On trouve

souvent [36] la formule (3) sous la forme

$$D = \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot \frac{2}{B} = 0,815 \cdot \frac{1}{B} \quad (4)$$

#### 4. Le bruit de provenance extérieure dans la PCM

La distorsion systématique définie au paragraphe 3 est introduite dans le «codeur» et ne pourra plus être éliminée. A cette distorsion intérieure, il faut ajouter, à la réception, l'effet des perturbations extérieures. Celles-ci sont de nature diverse: atmosphériques, industrielles, réflexions et interférences des ondes transmises, bruit de fond du récepteur.

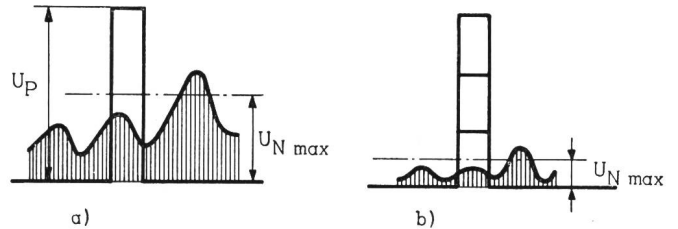


Fig. 6. Valeur limite des perturbations dans un système PCM ( $U_{N \max}$ , amplitude d'une perturbation causant une erreur)

La figure 6a montre clairement que, pour un système binaire, seule une perturbation supérieure à la moitié de l'impulsion PCM, peut causer une erreur. Dans un système de base b, nous aurons de façon analogue (fig. 6b)

$$U_N = \frac{U_P}{2(b-1)} \quad (5)$$

Ceci est l'avantage principal des systèmes quantifiés (PCM). Nous avons la possibilité d'éliminer complètement les perturbations extérieures pour autant que celles-ci restent inférieures à un seuil déterminé. Si dans une chaîne de relais ou d'amplificateurs nous régénérons les impulsions de la PCM avant que les perturbations atteignent la valeur critique, nous obtiendrons à l'extrémité de la chaîne un message dont la qualité sera identique à celle obtenue à la sortie du «codeur». Nous avons ainsi la possibilité d'effectuer des transmissions à une distance arbitrairement grande, sans détérioration de la qualité du message.

En pratique, l'amplitude des perturbations est répartie selon une loi statistique. Il existe alors une probabilité bien définie pour que l'amplitude de la perturbation soit assez grande pour provoquer une erreur.

Connaissant la probabilité d'occurrence d'une telle erreur, nous pourrions calculer son effet sur le message (voir chapitre III, page 463).

#### 5. Largeur de bande nécessaire à un canal PCM

Nous voulons établir quelle est la valeur minimum de la bande passante  $F_v$  (bande nécessaire au signal «vidéo», c'est-à-dire à l'ensemble des impulsions codées).

Si nous passons des impulsions rectangulaires infiniment courtes, à travers un filtre de largeur  $F_v$ , elles auront la forme

$$y(t) = \frac{\sin 2\pi F_v t}{2\pi F_v t}$$

$y(t)$  s'annule pour  $\alpha = \pm \pi$ , ou  $t = \pm \frac{1}{2F_v}$ . L'impulsion aura donc à sa base une largeur égale à  $\frac{1}{F_v}$ .

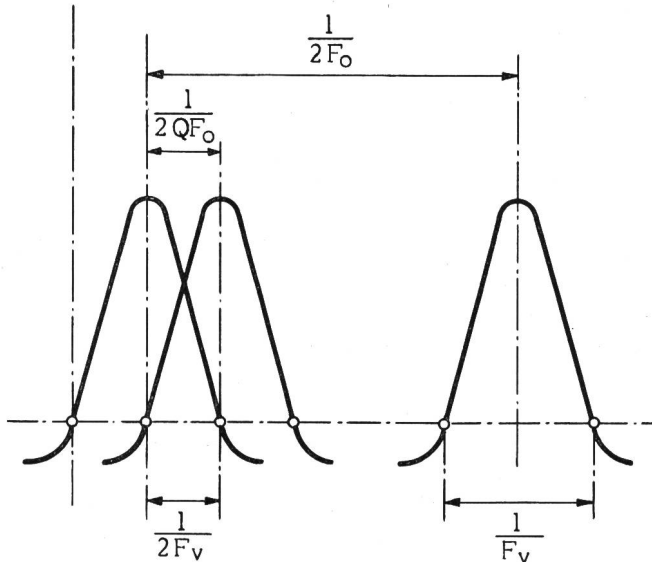


Fig. 7. Largeur de bande d'un système PCM

Quel est l'intervalle minimum entre deux impulsions ? La figure 7 montre qu'en séparant les impulsions de  $\frac{1}{2F_v}$ , on pourra toujours reconnaître la présence ou l'absence d'une impulsion. D'autre part, cet intervalle est également déterminé par la fréquence de découpage et le nombre d'impulsions par groupe. Au paragraphe 1, nous avons vu que la valeur minimum de la fréquence de découpage était:  $2F_0$ . (En pratique, on choisira une valeur un peu plus élevée, vu qu'il est impossible de faire des filtres dont la caractéristique d'atténuation soit rectangulaire). Nous aurons donc

$$\begin{aligned} 2F_v &= Q \cdot 2F_0 \\ F_v &= QF_0 \end{aligned} \quad (6)$$

Si ce signal sert à la modulation en amplitude d'une porteuse haute fréquence, la largeur minimum du canal HF (deux bandes latérales), devient

$$F_{AM} = 2Q \cdot F_0$$

Pour la modulation de fréquence:

$$F_{FM} = 2(m+2) \cdot Q \cdot F_0$$

où  $m$  est l'indice de modulation de la FM.

#### Remarque

La largeur de bande nécessaire à la PCM est tout à fait comparable à celle nécessitée par d'autres systèmes de haute qualité. Ainsi, si nous comparons un système PCM ayant 7 impulsions par groupe ( $Q = 7$ ) avec un système de modulation de fréquence d'indice de déviation,  $m = 5$ . Nous avons pour la PCM

$$F_{PCM} = 2Q \cdot F_0 = 14F_0$$

et pour la modulation de fréquence

$$F_{FM} = 2(m+2)F_0 = 14F_0$$

La largeur de bande employée est donc dans les limites usuelles tout à fait acceptable pour des transmissions par ondes très courtes, ultra-courtes ou super-courtes.

## II. Réalisation d'un système de modulation par impulsions codées

### 1. Choix des paramètres du système

Dans le chapitre I, nous avons défini les grandeurs caractéristiques d'un système PCM et établi les relations qui les lient.

Rappelons quels sont les paramètres du système:

- B = nombre de niveaux d'amplitude
- b = base du système de codage ou nombre d'états différents que peut prendre une impulsion du code
- Q = nombre d'impulsions de chaque groupe PCM
- D = distorsion systématique
- $F_v$  = largeur de bande du groupe d'impulsions PCM
- $U_N$  = amplitude des perturbations provoquant une erreur

Entre ces six grandeurs, nous avons quatre relations – les équations (2), (4), (5) et (6) –; donc seules deux de ces grandeurs sont indépendantes. On choisira par exemple  $b$  et  $Q$ . A elles seules, elles déterminent le système. Fixer un plus grand nombre de contraintes conduirait à un «dimensionnement» impossible.

On peut se placer à un autre point de vue et fixer la qualité minimum du signal à la réception (distorsion plus bruit extérieur) pour un niveau donné des perturbations dans le canal haute fréquence ( $U_N$ ).

Ceci est la façon logique de procéder et revient à respecter les normes établies par les commissions internationales de télécommunications (recommandations du CCIR et du CCIF). Construisant un appareil de laboratoire et non un prototype, nous avons choisi librement nos paramètres. Nous comparerons au paragraphe 10 nos résultats avec les normes internationales.

Nous avons choisi un système binaire ( $b = 2$ ) car c'est le système qui permet le niveau le plus élevé des perturbations HF. Remarquons qu'il est toujours possible de passer d'un système de base 2 à un système de base  $2^x$  (par exemple 4 ou 8).

Nous prenons  $Q = 6$ ; ce qui donne  $B = 64$  niveaux «peak to peak», ou 32 niveaux de part et d'autre de l'axe.

La distorsion pour 100% de modulation vaut  $D = 1,3\%$ , mais pour un signal d'essai inférieur de 12 dB, à la valeur de crête, nous obtenons  $D = 5,2\%$ . Le signal d'essai correspond au niveau moyen du message.

Nous choisissons comme fréquence de découpage 10 kc/s et nous limitons notre canal BF à 3,5 kc/s (à 4 kc/s l'amortissement des filtres est maximum).

La largeur de bande minimum du signal vidéo est donc de 30 kc/s.

## 2. Schéma général de l'installation complète

Du côté émetteur, toute installation comprendra :

a) Un organe effectuant le découpage dans le temps ou «Sampling». Ceci est commun à tous les systèmes de modulation par impulsions.

b) Un organe («codeur») effectuant la transformation des amplitudes fournies par a) en groupes binaires. C. Margna décrira et comparera entre elles les différentes possibilités d'effectuer cette transformation. Les qualités principales du «codeur» sont sa vitesse de travail – ce qui lui permettra de coder simultanément un grand nombre de canaux transposés les uns à côté des autres – et son exactitude, afin de tirer tout l'avantage du nombre de niveaux. Nous avons choisi un système par compteur, car il permet un passage facile à des systèmes de base 4 ou 8. En outre, en interchangeant les retards  $T_1$  à  $T_6$  (voir figure 8), on peut examiner dans quelle mesure la PCM permet un chiffage des messages. Quant au récepteur, nous en avons réalisé deux types. C. Margna a construit un récepteur où chaque impulsion est traitée séparément; à chacune d'elles on fait correspondre une impulsion dont l'amplitude est déterminée par le code. Ceci exige un nombre de lampes considérable – séparation des impulsions PCM et régénération des amplitudes – pour une qualité qui n'est pas supérieure à celle des récepteurs du deuxième type. Ce genre de récepteur est intéressant lorsque l'ordre des impulsions PCM a été brouillé. Pour ma part, j'ai réalisé un décodeur selon le principe de Shannon [19]. L'ensemble des impulsions y est traité dans un circuit tel qu'à un moment déterminé, chaque impulsion a été amortie de façon que son amplitude corresponde à sa valeur selon le code.

## 3. Schéma général de l'émetteur

La figure 8 montre clairement les organes principaux de l'émetteur :

a) Découpage dans le temps ou «Sampling».

b) Le modulateur par phantastron, fournissant des impulsions modulées en largeur. Ces impulsions, par l'intermédiaire d'une mélangeuse, délimitent le nombre d'impulsions de 1  $\mu\text{sec}$  (1 Mc/s) qui parviennent au compteur. Ce nombre est donc directement proportionnel à l'amplitude du signal BF, au moment du découpage.

c) Le compteur transforme ce nombre (chaque impulsion correspondant à un niveau d'amplitude), en son expression équivalente dans le système binaire, au moyen d'une cascade de six compteurs bi-stables. L'évaluation étant effectuée, il est nécessaire d'opérer la lecture du résultat et la mise à zéro des compteurs, avant de pouvoir opérer l'évaluation de la valeur suivante. Nous obtenons, à la sortie des lampes de «lecture», simultanément les six impulsions de la modulation codée. Comme nous désirons les transmettre sur la même fréquence, nous introduisons les retards  $T_1$  à  $T_6$ , qui permettent d'échelonner les impulsions dans le temps.

d) Un organe de synchronisation; afin que les impulsions de 1  $\mu\text{sec}$  possèdent toujours la même phase à l'entrée du compteur, nous dérivons toutes les impulsions à partir d'un oscillateur à quartz de 100 kc/s. Par multiplication par 10, nous obtenons les impulsions nécessaires au compteur, par division par 10, celles de découpage.

Des impulsions à 100 kc/s permettent en outre de fixer l'intervalle entre les impulsions codées, celles-ci étant espacées de 10  $\mu\text{sec}$ .

C. Margna traitera en détail les organes c) et d), je donnerai des précisions sur les châssis a) et b).

## 4. Découpage dans le temps («Sampling»)

La figure 9 indique clairement le fonctionnement du châssis.

Le signal BF apparaît à la cathode de la 3<sup>e</sup> lampe (12AU7). L'impulsion positive de découpage provoque l'ouverture des deux diodes et la capacité de 750 pF se charge à la même tension que le signal BF. Deux diodes connectées en sens inverse sont nécessaires pour que la tension puisse augmenter ou diminuer. Entre deux impulsions de découpage, les diodes restent bloquées du fait de la charge des capacités de 0,1  $\mu\text{F}$ . La tension sur la capacité de 750 pF ne peut varier qu'au moment du découpage. L'amplitude des impulsions de découpage doit être suffisante pour provoquer dans tous les cas la conductibilité d'une des diodes, soit au moins deux fois l'amplitude du signal.

## 5. Modulateur par «Phantastron»

### 5.1. Généralités

Le modulateur doit fournir une impulsion modulée en largeur ou «Gate» qui détermine le nombre d'impulsions de 1  $\mu\text{sec}$ , livrées au compteur. La fréquence de répétition de 10 kc/s correspond à une période de 100  $\mu\text{sec}$ . Pour compter 64 niveaux, il nous faut donc 64  $\mu\text{sec}$ , ce que nous appellerons modulation 100%. En réalité, le compteur commence par compter 8 impulsions avant d'être à zéro, afin d'éviter toute inégalité dans l'amplitude des premières impulsions; l'amplitude maximum de notre «Gate» sera donc de 72  $\mu\text{sec}$ .

D'autre part, le flanc postérieur doit être stable avec une tolérance de 0,25  $\mu\text{sec}$ . Autrement le nombre d'impulsions n'est pas défini et le résultat du premier compteur est aléatoire, c'est-à-dire que notre définition diminue de 64 à 32.

Deux méthodes ont été essayées. Dans la première, on comparait une dent de scie avec l'amplitude que l'on voulait transformer en un délai, la courbe triangulaire, coupée plus ou moins haut, étant ensuite amplifiée pour donner une impulsion rectangulaire. Cette méthode, qui était aussi linéaire que l'était la dent de scie, avait comme désavantage principal, le «jitter» du flanc postérieur.

La seconde méthode apporta de meilleurs résultats. Elle se basait sur l'emploi d'un phantastron avec

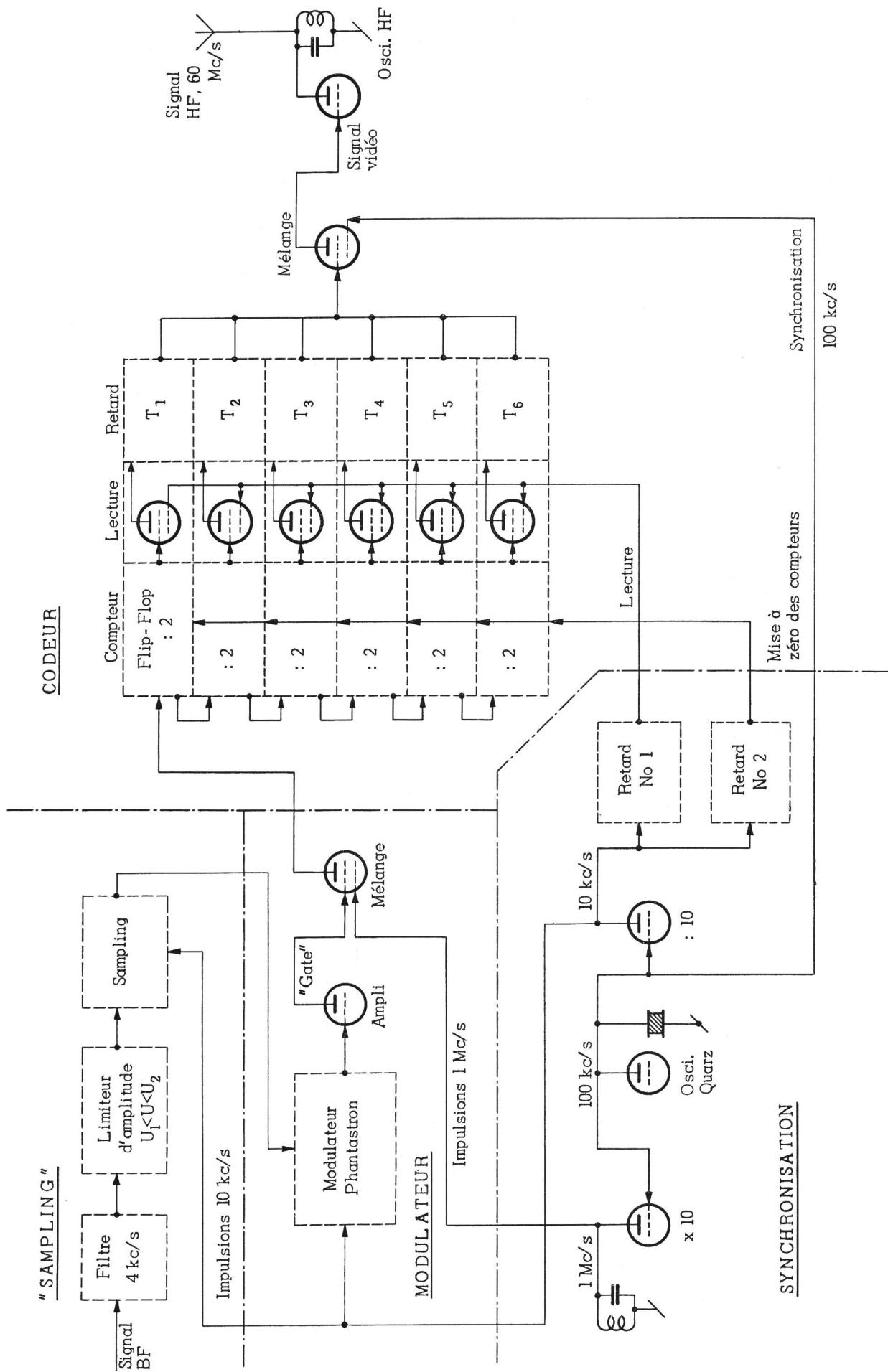


Fig. 8. Schéma général de l'émetteur pour la modulation par impulsions codées

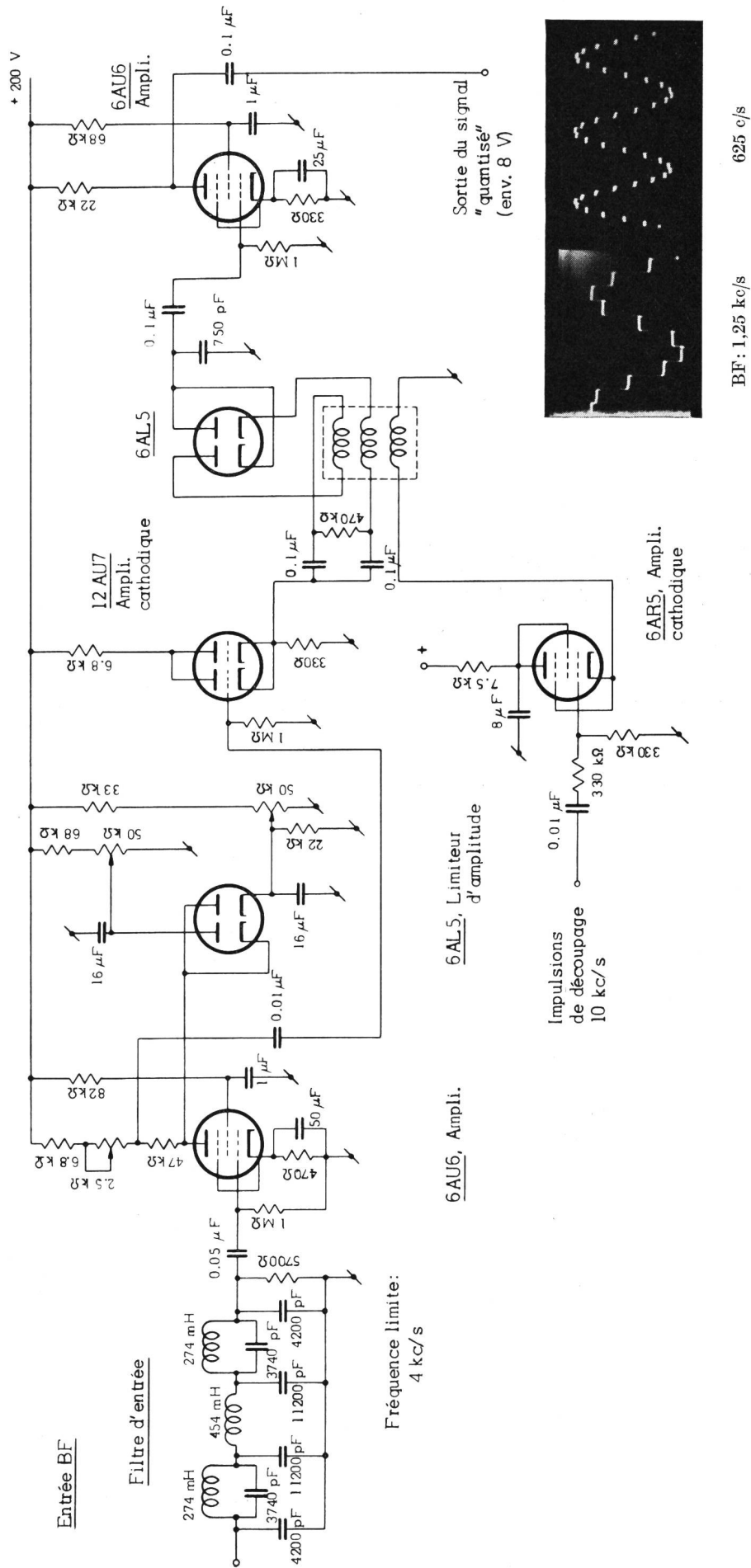


Fig. 9. «Sampler»

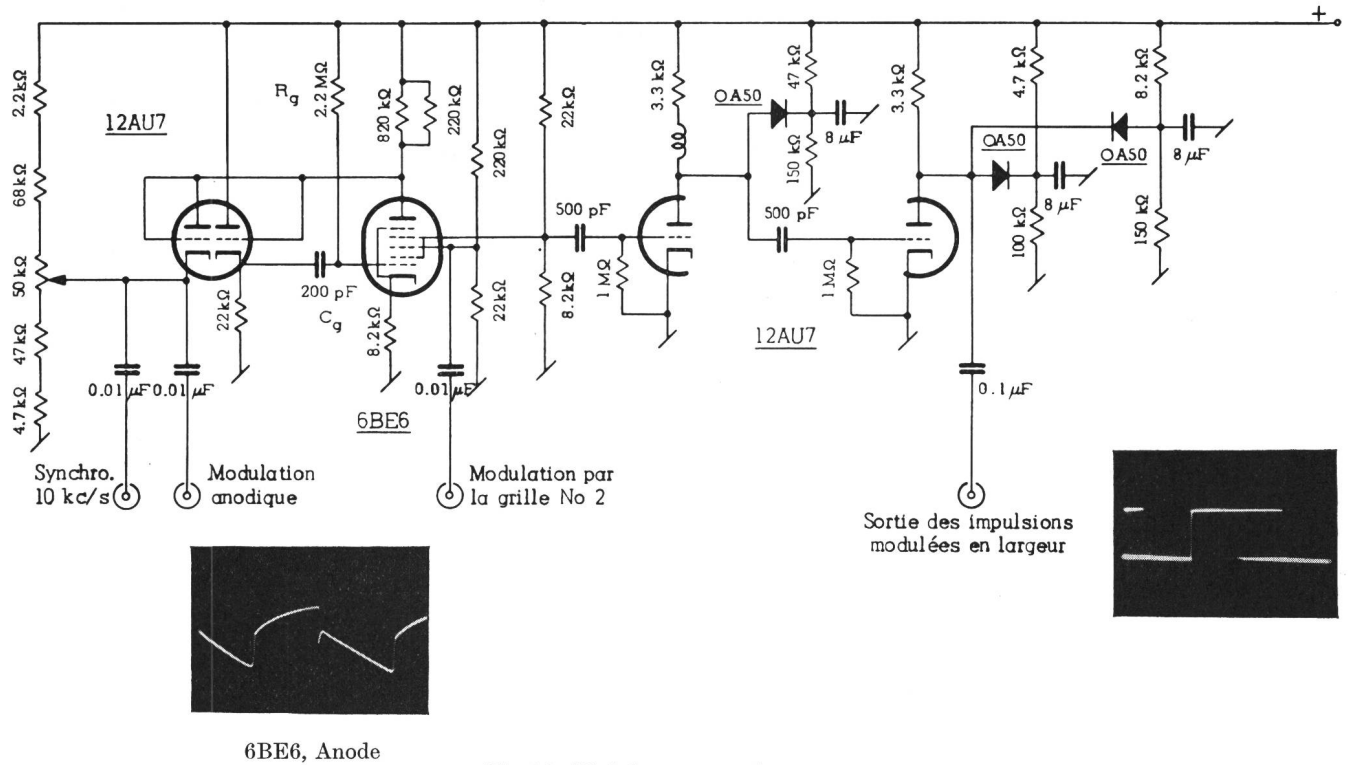


Fig. 10. Modulateur par phantatron

couplage par amplificateur cathodique (v. figure 10). Le phantatron réunit en une lampe le générateur de dents de scie et le comparateur. Il a l'avantage d'une grande linéarité - jusqu'à 0,25%. Le flanc postérieur est très stable et il livre à la grille-écran des impulsions de forme presque rectangulaire, qu'il nous suffira de couper et d'amplifier.

Le délai variable peut être obtenu en variant, soit la tension de la diode qui fixe la valeur maximum de la tension à l'anode (modulation anodique), soit la tension de la grille n° 2 (lampe 6BE6, figure 10). La modulation anodique est plus linéaire, ce qui s'explique par le fonctionnement du circuit, la tension à l'anode étant une dent de scie. Par contre, la linéarité par la grille n° 2 dépend de la pente de la grille

n° 2, qui n'est qu'approximativement linéaire. Du point de vue des tensions de modulation, la modulation anodique demande environ 30 volts «peak to peak», alors que celle par la grille n° 2 n'en demande que 3 pour une modulation de 100 μsec (nous fixons le taux 100% pour un délai de 64 μsec) (fig. 11 et 12).

5.2. Fonctionnement et «dimensionnement»

Le phantatron tire sa linéarité de la réaction négative plaque/grille; son fonctionnement est basé sur la répartition du courant de la cathode entre l'anode et la grille-écran. A l'état de repos, la tension à la cathode est supérieure à celle de la grille n° 2 et tout le courant passe par la grille-écran. Une impulsion négative à la grille n° 1 fera diminuer le potentiel de la cathode (amplificateur cathodique) qui

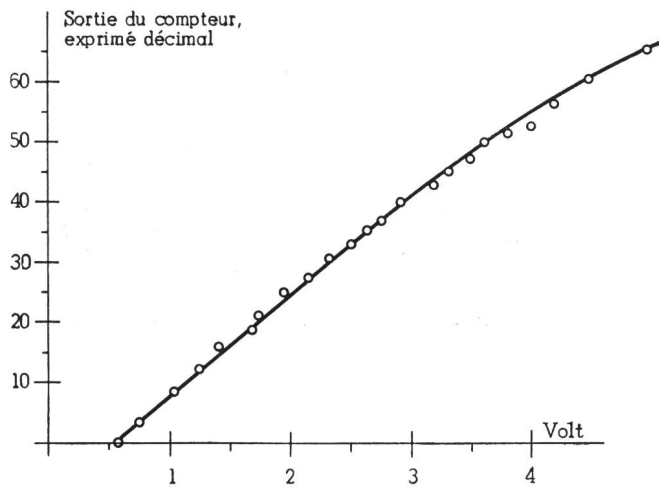


Fig. 11. Modulation du phantatron par la grille n° 2

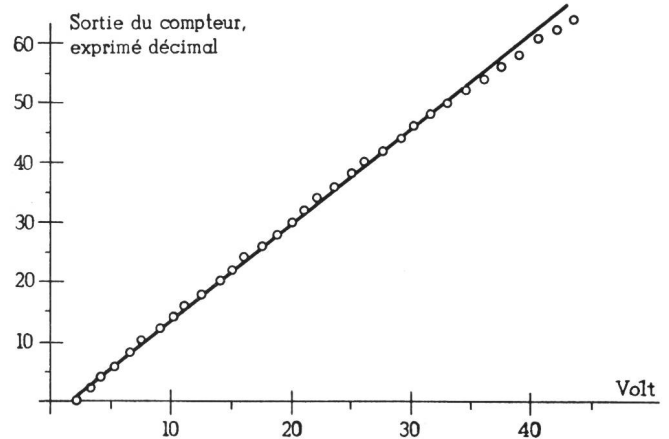


Fig. 12. Modulation anodique du phantatron

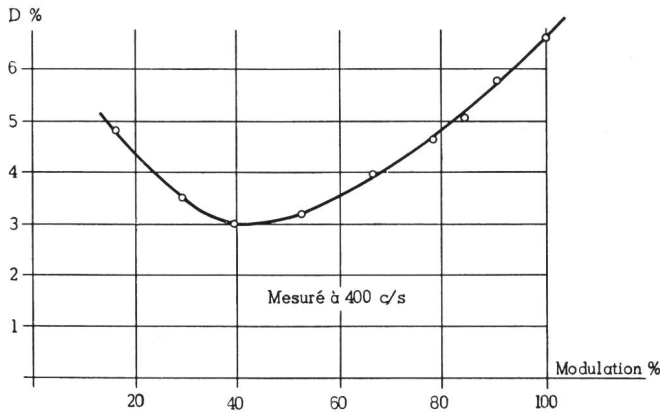


Fig. 13. Distorsion du modulateur en fonction du taux de modulation (100% modulation c. à 64 μsec)

deviendra égal à celui de la grille n° 2. Dès ce moment le courant anodique s'établit, mais est maintenu constant par la réaction avec la grille n° 1.

Nous savons qu'un système est d'autant plus linéaire que la contre-réaction est forte. Dans notre cas presque toute la variation de tension anodique est retransmise à la grille, le facteur de contre-réaction étant égal au gain de l'amplificateur cathodique (< 1) (figure 10).

La tension  $u$  à l'anode de la 6BE6 est donnée (pendant le « temps de travail » de la lampe) par :

$$u = - \frac{U_B}{R_g C_g} \cdot t$$

$U_B$  étant la tension d'alimentation.

Dans notre cas  $U_B = 200$  volts,  $R_g = 2,2$  Mohm et  $C_g = 200$  pF

$$\frac{du}{dt} = - 0,45 \text{ volt}/\mu\text{sec}$$

### 5.3. Mesure de la distorsion

Les figures 13 et 14 indiquent le taux de distorsion de l'ensemble « Sampler » et modulateur.

La mesure a été effectuée en démodulant directement les impulsions modulées en largeur (voir photographie de droite, figure 10), au moyen d'un filtre passe-bas (maximum d'atténuation à 4 kc/s) qui supprime la fréquence de découpage et restitue la fréquence du signal.

Sa valeur est relativement élevée. Le phantastron convient très bien pour déterminer un retard constant. Si ce retard est variable, le potentiel des grilles n° 2 et n° 3 n'est plus périodique et va influencer les conditions à l'anode.

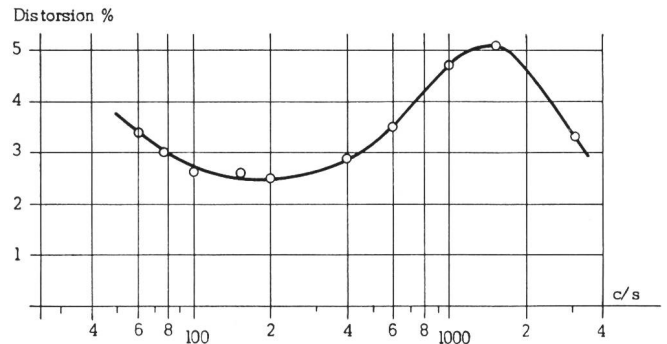


Fig. 14. Distorsion du modulateur, en fonction de la fréquence (taux de modulation = 50%)

## 6. Le récepteur

### 6.1. Schéma général

Tout récepteur PCM comprendra deux parties :

- a) un discriminateur d'amplitude, afin de tirer tout l'avantage de l'immunité aux interférences que permet la PCM;
- b) un « décodeur », qui effectue l'opération inverse du codage, c'est-à-dire la transformation du symbole, de son expression binaire en son amplitude.

Le schéma général du récepteur découle de la figure 15.

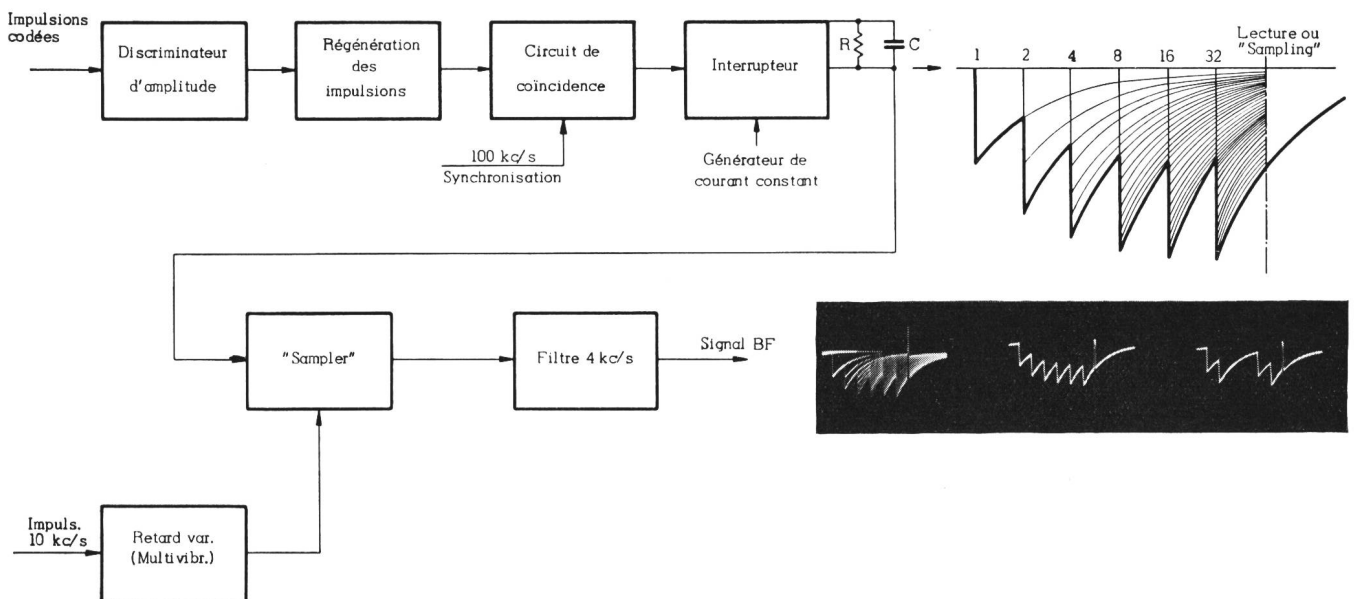


Fig. 15. Schéma général du récepteur

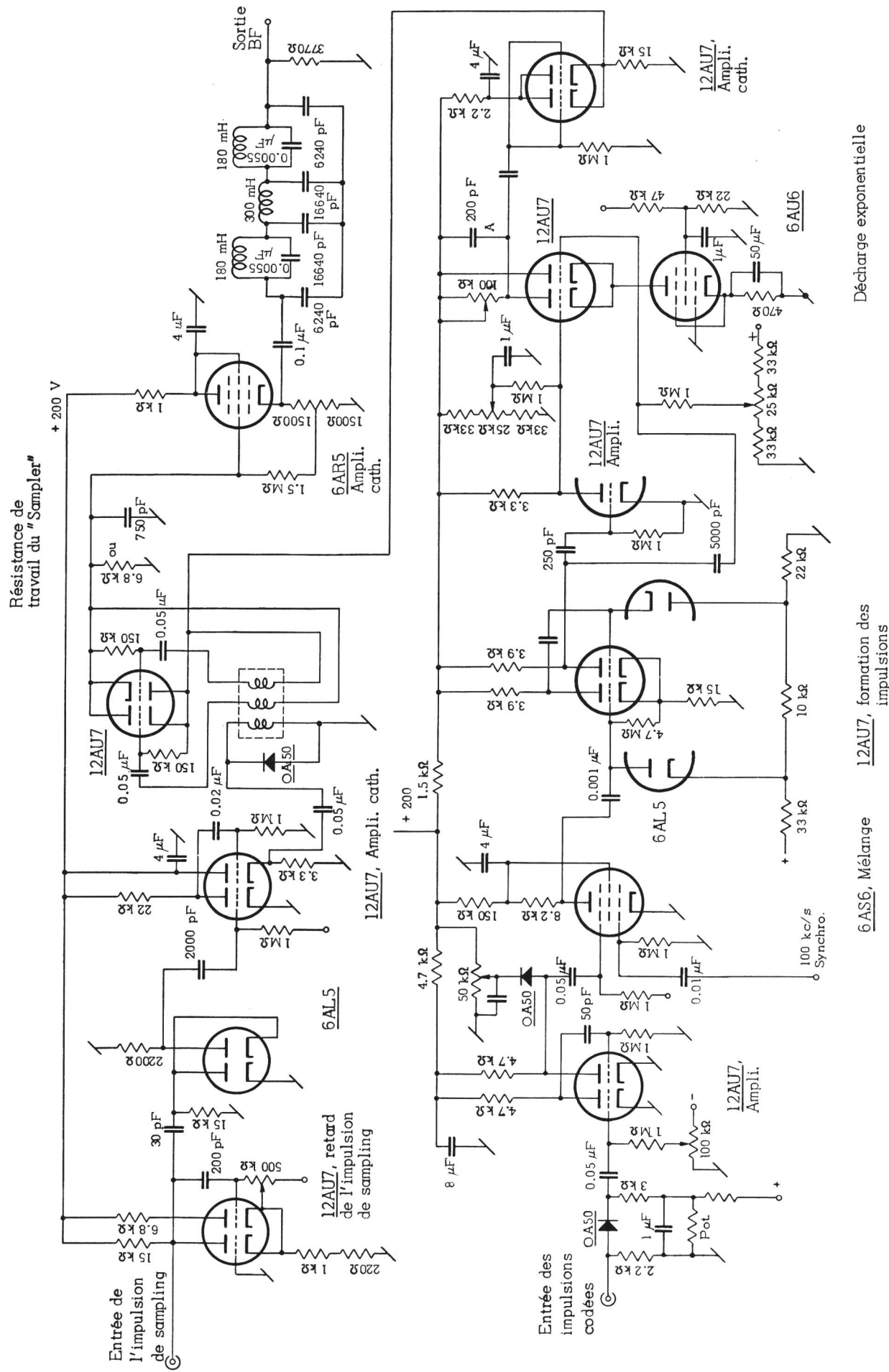


Fig. 16. Récepteur

Le récepteur comprend trois parties:

- a) le discriminateur d'amplitude;
- b) le régénérateur d'impulsions;
- c) le décodeur, y compris un organe de lecture ou «Sampler».

Le discriminateur d'amplitude doit fixer le niveau à partir duquel tout signal est compté comme une impulsion et au-dessous duquel le signal est considéré comme nul. Comme l'amplitude est sujette à de larges variations, il faut envisager un réglage qui suive ces mouvements, en principe une diode détectant la valeur de pointe, un circuit intégrateur suivi d'un diviseur de tension qui commandera le discriminateur d'amplitude. Dans notre cas, comme nous n'avons pas de «fading», nous avons ajusté le niveau de discrimination en observant la courbe à l'oscillographe. Le schéma de détail est fourni par la figure 16.

Le régénérateur comprend d'abord deux étages d'amplification avec un écrêtage par diode. Ensuite les impulsions sont synchronisées, ou plutôt l'intervalle entre les impulsions est régénéré au moyen d'une lampe qui livre une impulsion seulement durant la coïncidence des impulsions d'entrée et des impulsions de synchronisation, à 100 kc/s.

Si l'on doit recréer les impulsions de synchronisation au récepteur, le circuit le plus indiqué est un circuit du type «Flywheel» tel qu'on l'emploie en télévision pour synchroniser la fréquence du balayage horizontal. L'oscillateur se synchronise sur les impulsions du groupe PCM. La présence de ces dernières n'est pas constamment nécessaire; en moyenne elles sont présentes dans 50% des cas.

À la sortie de la lampe de coïncidence, les impulsions passent par un «slicer». C'est en principe un multivibrateur monostable à couplage par la cathode. Grâce aux diodes qui limitent les variations de la tension aux grilles, le multivibrateur ne peut changer d'état que pour un faible domaine de variation de l'amplitude de l'impulsion d'entrée. La sortie sera donc une «tranche» du signal d'entrée.

### 6.2. Le décodeur selon Shannon

Soit un circuit  $RC$ . Au moment de l'arrivée d'une impulsion (celles-ci ont été régénérées et apportent une charge constante), la capacité se charge à un potentiel déterminé. Entre les impulsions, la capacité se décharge avec une constante de temps telle que la tension diminue de moitié durant l'intervalle séparant deux impulsions. Soit  $T$ , cet intervalle (voir photographie de la figure 15).

$$u = U e^{-t/RC}$$

pour  $t = T, u = \frac{U}{2}$

$$\frac{1}{2} = e^{-T/RC}$$

$$RC = -T \frac{\log e}{\log 0,5} = + 1,39 T$$

Dans notre cas:  $T = 10 \mu\text{sec}$ , donc  $RC = 13,9 \mu\text{sec}$   
ou  $C = 200 \text{ pF}, R = 69,5 \text{ k}$

Les impulsions doivent être ordonnées dans l'ordre 1, 2, 4, 8, etc., de telle façon que l'impulsion ayant la plus haute puissance de 2 soit la dernière. Si nous lisons la valeur de la tension à la capacité, après les six impulsions, nous constatons que la tension due à la deuxième impulsion est le double de celle due à la première: celle de la troisième est quatre fois plus grande que celle de la première, etc., c'est-à-dire que les tensions dues à chaque impulsion sont dans le rapport exact des puissances de deux; elles sont proportionnelles à leur valeur dans le code binaire. La lecture doit se faire après la sixième impulsion. Le moment de la lecture n'est pas critique, mais plus on se rapproche de la dernière impulsion, plus la tension obtenue sera grande.

Au moment de la lecture nous obtenons une impulsion dont la modulation d'amplitude reproduit le signal initial. Si nous chargeons une capacité à l'amplitude de l'impulsion et si nous maintenons cette tension constante jusqu'à la valeur suivante, nous obtenons une approximation rectangulaire du signal et le signal lui-même sera restitué à la sortie du filtre passe-bas. Nous avons constaté que cette méthode introduisait de fortes distorsions dans la partie supérieure du spectre.

Aussi, il est préférable de passer tout de suite les impulsions modulées en amplitude par le filtre de sortie et d'ajouter un étage d'amplification pour compenser la perte d'amplitude du signal.

### 6.3. Précision nécessaire des circuits

La constante de temps du circuit  $RC$  doit être ajustée avec précision. Nous employons pour  $R$  un potentiomètre. L'ajustement peut se faire, soit en regardant les courbes de décharge pour un signal modulé et en réglant  $R$  de façon que les intervalles verticaux à l'endroit de la troisième ou la quatrième impulsion soient équidistants, soit en cherchant le minimum de la distorsion, lu au «Distorsion Meter».

La précision en amplitude et dans le temps des impulsions est relativement aisée à obtenir.

### 6.4. La distorsion du récepteur

Il est impossible de mesurer la distorsion due uniquement au récepteur. On peut cependant l'évaluer, en soustrayant de la distorsion pour le système entier, la distorsion du modulateur et celle provoquée par la quantisation. La distorsion  $D$  résultant de la mise en série de deux tronçons de distorsion  $D_1$  et  $D_2$  vaut:

$$D = \sqrt{D_1^2 + D_2^2}$$

puisque la probabilité est quasiment nulle et que les non-linéarités se compensent.

En comparant les figures 13 et 18, et en calculant pour la distorsion de quantisation (pour une modulation de 50%)  $D_q = 2,6$  nous obtenons, pour la distorsion du décodeur à 400 c/s:

$$D_d = 3\%$$

6.5. Les effets de la surmodulation

La capacité du compteur est de 64 unités. Si le signal dépasse cette valeur, le compteur fera un saut soit de 63 à 0, ou de 0 à 63. Dans les deux cas, ainsi que l'indique la photographie (figure 17), le signal

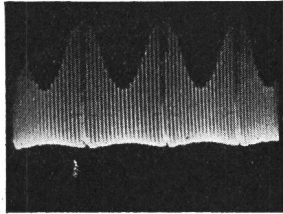


Fig. 17. Signal démodulé avec surmodulation du compteur

démodulé fait un saut égal à la valeur « peak to peak » de la modulation à 100%. Il en résulte, dans le haut-parleur, des craquements intolérables. Il est donc de première importance, du côté émission, de limiter l'amplitude maximum.

9. Mesure de l'immunité au bruit

La figure 21 indique le montage utilisé et la figure 22 les résultats obtenus. Sur la figure 22, nous avons indiqué l'allure de la courbe calculée, celle-ci comprend deux parties: la partie ascendante, qui rend compte de l'influence des perturbations extérieures sur le signal démodulé, et une partie due à la distorsion de quantisation. Les équations décrivant la partie montante de la courbe seront indiquées au chapitre suivant (page 463). Selon la courbe théorique, pour un rapport P/N supérieur à 12 dB, la qualité du signal dépend uniquement de la quantisation, l'influence du circuit HF étant complètement éliminée.

La figure 22 confirme les résultats théoriques. Nous constatons un seuil aux environs de  $P/N = 16$  dB; en dessous de cette valeur, l'effet des perturbations est grand et celles-ci masquent rapidement le signal, rendant toute compréhension impossible. Au-dessus de  $P/N = 16$  dB, la qualité du signal est celle fixée par la quantisation, le bruit extérieur est éliminé.

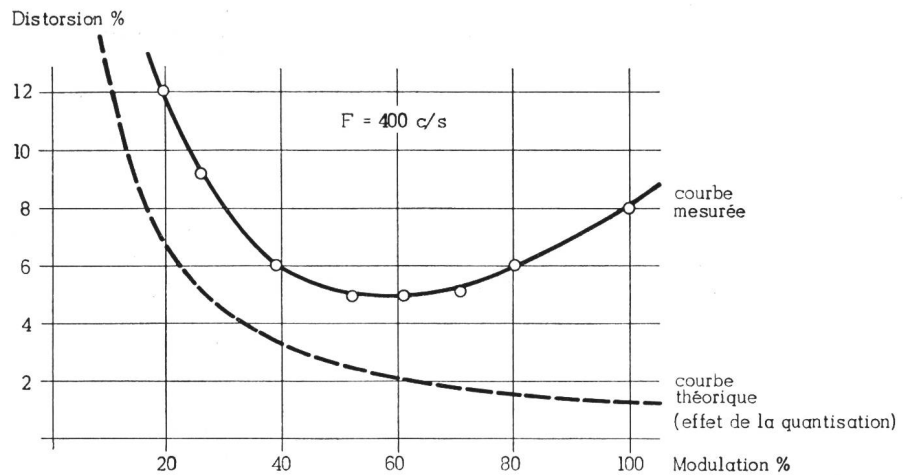


Fig. 18. Distorsion pour un canal PCM, en fonction du taux de modulation (signal modulé sur une porteuse de 60 Mc/s)

7. Mesure de la distorsion du système entier

Les figures 18 et 19 indiquent la distorsion pour le système complet: « sampler », modulateur, modulation AM à 60 Mc/s, réception, démodulation. La largeur du canal basse fréquence est de 3500 c/s. Les courbes mesurées correspondent bien à l'effet subjectif produit par l'écoute de la retransmission.

8. Mesure de la qualité du signal BF en fonction du nombre de niveaux

Les résultats de cette mesure sont indiqués sur la figure 20. Les photographies de gauche représentent la tension aux bornes de la résistance de travail du « sampler » (v. figure 16), celles de droite la tension à la sortie du filtre. La mesure fut effectuée en mettant successivement hors service les lampes de lecture des divers étages du compteur (v. fig.8). On constate qu'avec trois impulsions – ou huit niveaux – on comprend (avec quelque peine) une conversation.

10. Critique et comparaison avec les normes du CCIF

La PCM semble particulièrement bien adaptée à la téléphonie à canaux multiples par ondes dirigées. Mais pour pouvoir être appliquée avec succès, il est nécessaire qu'elle soit comparable aux transmis-

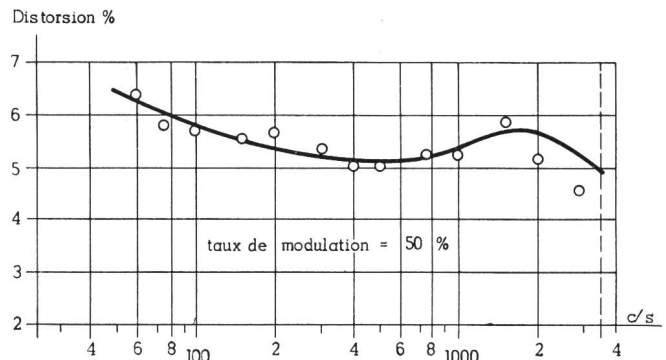


Fig. 19. Distorsion pour un canal PCM, en fonction de la fréquence de modulation (transmission AM: 60 Mc/s)

sions par câbles coaxiaux. Nous sommes ainsi amenés à comparer les normes du CCIF (Comité consultatif international téléphonique) [30] et les caractéristiques d'une voie PCM. Cependant, une telle comparaison se heurte à de sérieuses difficultés: premièrement du fait de l'absence de normes pour la PCM (par exemple, classification du bruit de distorsion) et deuxièmement parce que les propriétés des liaisons par câbles et par ondes dirigées sont très différentes et conduisent à préciser des caractéristiques également différentes.

Ainsi, pour les câbles coaxiaux, les normes porteront sur l'affaiblissement du niveau, le temps de propagation et les variations du temps de propagation (distorsion de phase). Les tolérances pour la distorsion harmonique seront très sévères, car il est relativement facile de la maintenir à un niveau assez bas et, d'autre part, les non-linéarités provoquent sur l'ensemble des canaux des effets de diaphonie gênants. La distorsion harmonique pour un canal, par contre, peut être assez élevée. Selon *Holzwarth* [10], la limite supérieure serait de 3% (ou 31 dB), selon *Cabessa* [29] la distorsion harmonique du signal devrait rester inférieure à 5% (26 dB).

Pour la transmission par ondes dirigées, nous exigeons une qualité égale. Les résultats obtenus pour la PCM satisfont-ils aux exigences du CCIF ?

La bande passante transmise (signal BF) doit s'étendre de 300 à 3400 c/s (référence [30], p. 109). A ce point de vue, notre canal PCM est entièrement satisfaisant.

Sur câble, la stabilité de l'équivalent de transmission est déterminante. Pour la PCM, cette condition est remplie automatiquement. Tant que l'on peut reconnaître les groupes d'impulsions codées - on choisira le niveau de la puissance pour que ce soit pratiquement toujours le cas - le niveau BF sera absolument constant puisqu'il est recréé dans le récepteur PCM et que son amplitude est uniquement déterminée par le code.

La distorsion du canal PCM est indiquée sur la figure 14. Nous atteignons presque la limite des 5% et nous avons indiqué que la courbe pouvait être

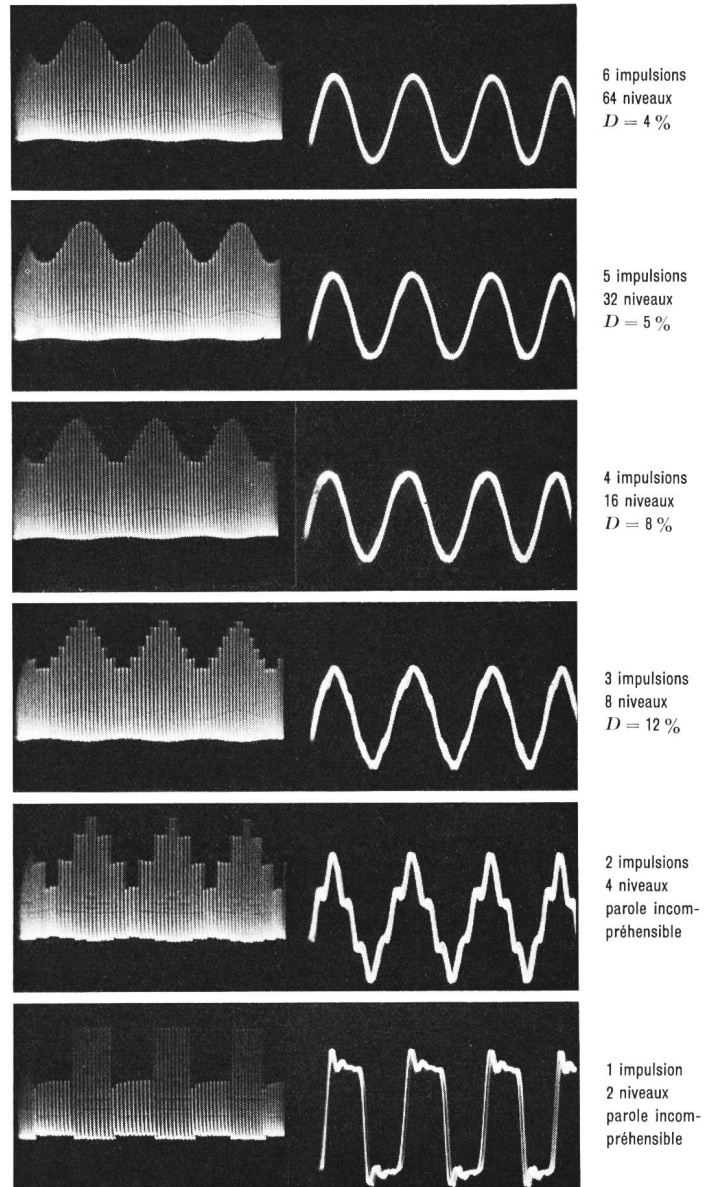


Fig. 20. Qualité du signal en fonction du nombre de niveaux d'amplitude.  $D$  = distorsion du système entier.  $f = 500$  c/s

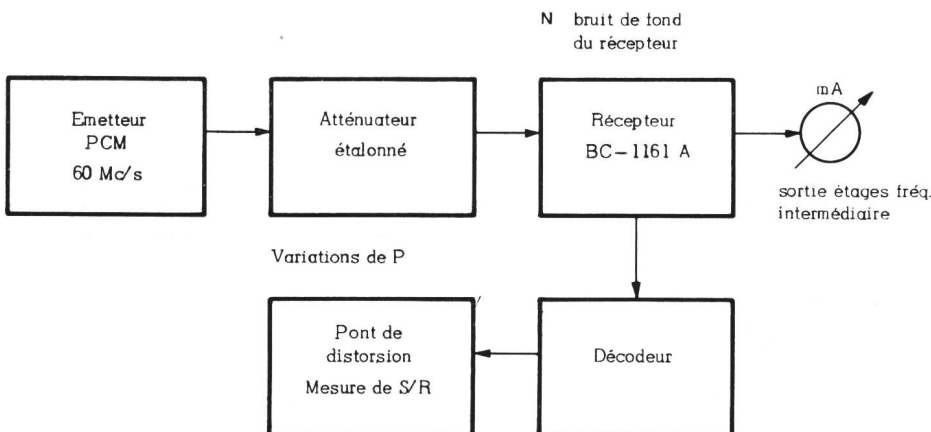


Fig. 21. Schéma général du montage pour la mesure de l'immunité au bruit

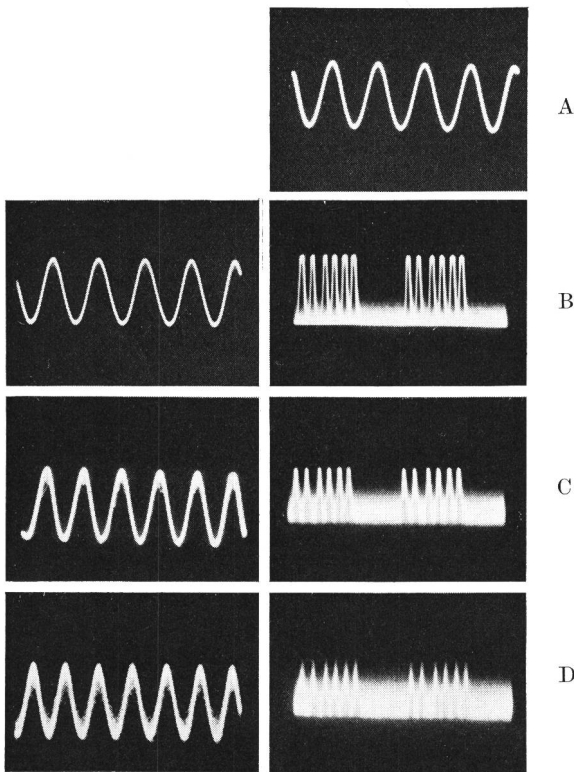
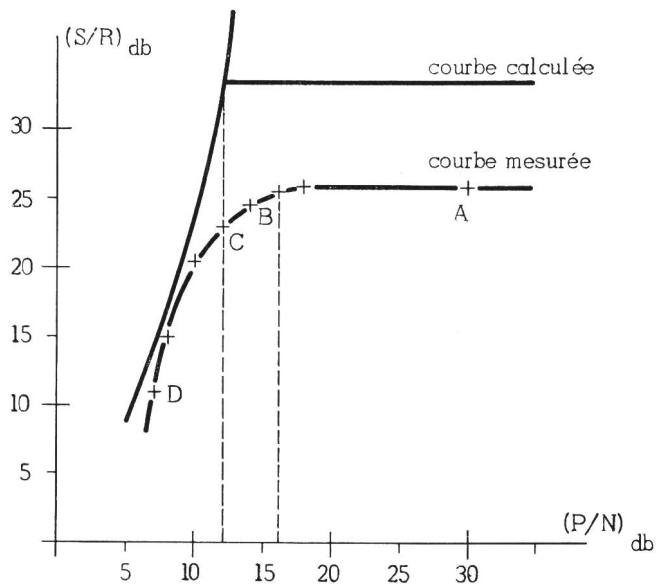


Fig. 22. Mesure de l'immunité au bruit  
 A = Sinus 400 c/s; l'effet perturbateurs est nul  
 B = S/R = 24,4 dB; P/N = 14 dB  
 C = S/R = 23 dB; P/N = 12 dB  
 D = S/R = 11 dB; P/N = 7 dB

améliorée en perfectionnant le modulateur. A titre de renseignement, nous indiquons la valeur (provisoire) admise par le CCIF (référence [30], p. 157) pour l'affaiblissement de distorsion harmonique d'un circuit normal pour transmissions radiophoniques. Pour la «puissance moyenne la plus élevée» et pour une fréquence quelconque, cette valeur est fixée à 20 dB ( $D = 10\%$ ).

**Bruits:** Selon le CCIF, la puissance «psophométrique» du bruit ne devrait pas dépasser 10 000 picowatts pendant plus de 1% du temps. Ceci correspond à un rapport  $S/R$  de 50 dB. Si l'on considère uniquement le bruit de provenance extérieure, il est facile de remplir cette condition avec la PCM; par contre, si le bruit de quantisation doit rester inférieur à 50 dB, notre système ne remplit pas les conditions du CCIF.

**Diaphonie:** De par sa nature, la PCM doit être insensible à la diaphonie. Les conditions valables pour les câbles coaxiaux seront donc facilement remplies.

**Secret des conversations:** A ce point de vue, la PCM offre de grands avantages à cause de la difficulté relative du décodage.

**Sécurité des liaisons:** La PCM binaire qui travaille avec le principe «Tout ou rien», garantit une sécurité totale, pour autant que l'on puisse reconnaître les groupes PCM. On travaillera donc avec une réserve de puissance suffisante pour compenser tous les évanouissements.

**B. Partie théorique**

**III. Comparaison entre la PCM et les autres systèmes de modulation**

*1. Généralités*

Le but de ce chapitre est de comparer les possibilités théoriques de la PCM, à celles des autres systèmes, faisant abstraction de toutes considérations touchant les circuits.

La figure 23 est un schéma général valable pour tous les systèmes de modulation. Le signal basse fréquence, qui occupe une largeur  $F_0$ , est modulé par l'émetteur et un signal haute fréquence de largeur  $F$  est émis vers le récepteur. A l'entrée du récepteur (plus exactement à l'entrée du démodulateur), les diverses sources de bruit s'ajoutent au signal HF et apparaîtront avec plus ou moins d'effets après le démodulateur.

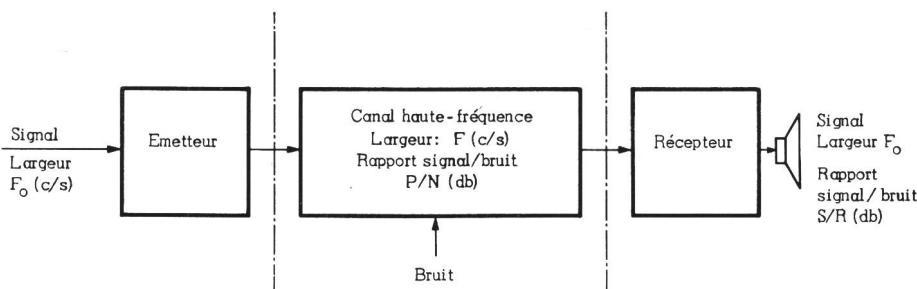


Fig. 23. Largeur de bande et rapport signal/bruit dans une voie de transmission

Les systèmes de modulation les plus évolués augmentent la largeur de bande  $F$  du canal haute fréquence pour obtenir un gain de qualité du signal reçu. En comparant entre eux les divers systèmes, on verra dans quelle mesure ils utilisent la largeur de bande disponible et ceci nous permettra de juger les possibilités théoriques de la PCM.

Désignons par  $P/N$  le rapport des puissances moyennes entre le signal haute fréquence et le bruit (atmosphérique, industriel et bruit de fond des lampes) dans le canal HF. Par  $S/R$ , le rapport des puissances moyennes entre le signal BF et le bruit en BF.

$S/R$  est une fonction des conditions dans le canal HF et de l'accroissement de la largeur de bande

$$S/R = f(P/N, F/F_0)$$

En partant de considérations topologiques, *Shannon* [2] explique pourquoi les systèmes employant une grande largeur de bande étaient sensibles à un «effet de seuil», effet constaté lors des essais de transmission. Plus un système utilise de la largeur de bande, plus faible sera l'effet des perturbations. Cependant, si les perturbations atteignent une valeur limite déterminée, le signal basse fréquence disparaît dans les perturbations et le système, au lieu d'améliorer la transmission, la rend plus mauvaise. La valeur de ce seuil (valeur critique du rapport  $P/N$ ) est d'autant plus élevée que le système utilise une plus grande largeur de bande. Au paragraphe 4, chapitre 1, nous avons indiqué la valeur à partir de laquelle les perturbations détruisaient le signal PCM. En conclusion, plus un système emploie une large bande, meilleure sera la transmission, mais également, plus le système sera handicapé par de mauvaises conditions dans le canal haute-fréquence.

### 2. Amélioration systématique pour la modulation d'amplitude AM

Pour l'AM à bande latérale unique

$$F = F_0 \quad \text{et} \quad \frac{S}{R} = \frac{P}{N}$$

Pour l'AM à deux bandes latérales

$$F = 2 F_0$$

Mais: 
$$\frac{S}{R} = \frac{P}{N}$$

En doublant la largeur de bande, on n'a pas réalisé de gain de qualité.

### 3. Amélioration pour la modulation de fréquence (FM)

Nous suivons le développement de *Runge* [7] et de *Piloty* [5].

Le bruit de fond, de puissance  $N$ , est réparti uniformément sur la bande  $F$ , soit  $n = \frac{N}{F}$ , la densité spectrale. A l'entrée du démodulateur, le bruit d'amplitude  $\sqrt{n \cdot df}$  s'ajoute à  $U_p$  (amplitude de la

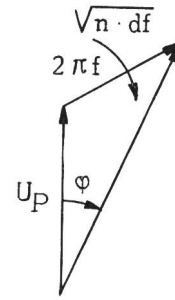


Fig. 24. Effet du bruit sur un signal modulé en fréquence

porteuse) (figure 24). Il en résulte une modulation de fréquence:

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{\sqrt{n \cdot df}}{U_p} \cdot f$$

Si  $k$  représente la pente du discriminateur, le bruit provoque une tension effective BF:

$$r = k \cdot \frac{\sqrt{n \cdot df}}{U_p} \cdot f \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}, \text{ où } f \text{ varie de } 0 \text{ à } F$$

On voit que le bruit réparti uniformément dans le canal HF, fournit des composantes proportionnelles à  $f$  dans le canal BF (figure 25). La partie audible est

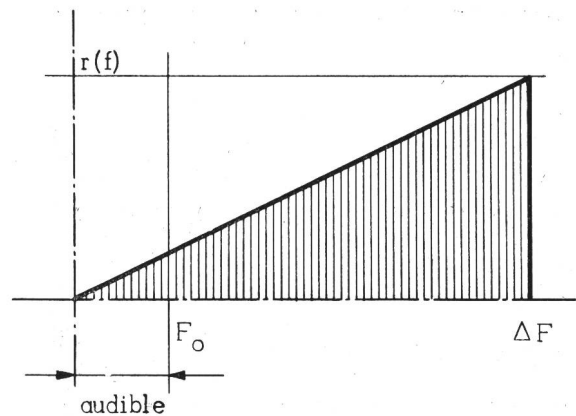


Fig. 25. Spectre du bruit BF pour un système FM

limitée au domaine 0 à  $F_0$ , d'où il résulte une forte réduction du bruit. La puissance moyenne du bruit  $R$ , vaut:

$$R = \int_{-F_0}^{+F_0} r^2 df = \frac{n \cdot k^2}{2 \cdot U_p^2} \cdot \int_{-F_0}^{+F_0} f^2 df = \frac{n \cdot k^2}{U_p^2} \cdot \frac{F_0^3}{3}$$

$$R = \frac{1}{3} k^2 \frac{N}{P} \cdot \frac{F_0^3}{F}$$

$$S = \frac{k^2 \cdot \Delta F^2}{2} = k^2 \cdot \frac{F^2}{8} \cdot g \quad \left( 2 \Delta F = \sqrt{g} \cdot F \right)$$

$g$  tient compte du fait que le spectre d'un signal FM est plus large que la double déviation (voir *Piloty* [5]).

$$\frac{S}{R} = g \frac{F^2}{8} \cdot \frac{P}{N} \cdot \frac{3F}{F_0^3} = \frac{P}{N} \cdot 3g \cdot \left( \frac{F/2}{F_0} \right)^3 \quad (7)$$

Cette équation est représentée graphiquement sur la figure 29.

Remarque:  $\left(\frac{S}{R}\right) \text{ db} = \left(\frac{P}{N}\right) \text{ db} + 10 \log 3g \left(\frac{F/2}{F_0}\right)^3$

Cette formule indique que le rapport signal/bruit démodulé *varie linéairement* avec le rapport signal-bruit à l'entrée du récepteur.

Par contre, en employant la bande  $F$  nous avons augmenté inutilement  $N$  en maintenant  $P$  constant. Aussi, si nous voulons une juste comparaison avec l'AM, il faut remplacer  $N$  par  $N_0$  (bruit pour une bande  $F_0$ )  $N = N_0 \cdot \frac{F/2}{F_0}$  et (7) devient:

$$\frac{S}{R} = \frac{P}{N_0} 3g \left(\frac{F/2}{F_0}\right)^2$$

Pour un indice de modulation assez grand  $m > 2$  on a:

$$g \sim 1 \quad \frac{F/2}{F_0} = m$$

et  $\frac{S}{R} = \frac{P}{N_0} 3 m^2$

et le rapport des tensions:

$$\frac{U_S}{U_R} = \frac{U_P}{U_{N_0}} \sqrt{3} m \quad (8)$$

La qualité du signal reçu est donc proportionnelle au rapport  $\frac{U_P}{U_{N_0}}$  et à  $m$ .

Remarque: Ces résultats ne sont applicables que si  $P/N > 10$  dB, cette valeur est une limite (threshold value) en dessous de laquelle la FM n'apporte aucune amélioration. Ce seuil est d'autant plus prononcé que  $m$  est grand. Pour de faibles valeurs de  $P/N$  (ordre de grandeur 3 dB) l'AM permet une meilleure réception que la FM. Un système FM à faible indice de modulation est alors meilleur qu'un système à large bande.

4. Modulation de position des impulsions (PPM = Pulse-Position-Modulation)

S. Moskowitz et D. Grieg [11] ont déjà effectué le calcul de l'amélioration systématique de la PPM.

Le bruit d'amplitude  $\sqrt{N}$  provoque un déplacement du flanc de l'impulsion. Ce déplacement sera d'autant plus faible que  $T_P$  est court, mais une faible valeur de  $T_P$  conduit à augmenter la largeur de bande du signal vidéo  $F_v = \frac{1}{T_P}$

Considérant les triangles hachurés:

$$\frac{2\delta}{T_P} = \frac{\sqrt{N}}{U_P}$$

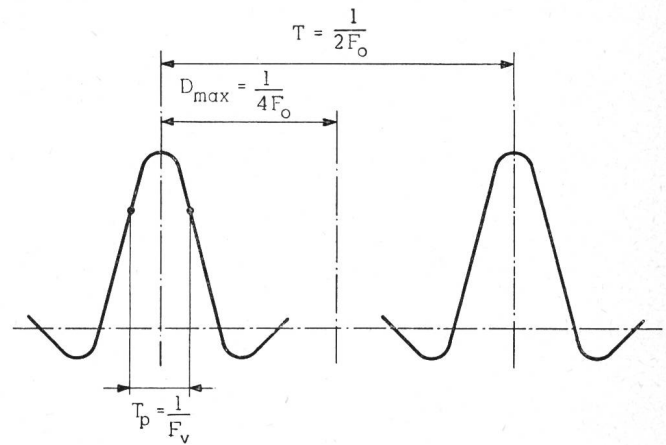


Fig. 26. Caractéristiques d'un système PPM

Après la démodulation,  $S$  et  $R$  seront proportionnels à  $\delta_{\max}$  et  $\delta$

$$R = \delta^2 = \frac{N}{4F^2 U_P^2}$$

et  $S = \frac{1}{2} \delta_{\max}^2 = \frac{1}{32 F_0^2} \quad (\delta_{\max} = \frac{1}{4F_0})$  voir figure 26)

Quant à  $P$ , en faisant l'approximation d'impulsions rectangulaires:

$$P = \frac{T_P}{T} \cdot U_P^2 = \frac{2F_0}{F} \cdot U_P^2$$

En combinant les équations ci-dessus:

$$\frac{S}{R} = \frac{1}{16} \cdot \frac{P}{N} \cdot \left(\frac{F}{F_0}\right)^3 \quad (9)$$

Si l'on prend comme référence  $N_0 = N \frac{F_0}{F_v}$ , soit le bruit pour la bande  $F_0$ , on a:

$$\frac{S}{R} = \frac{1}{16} \cdot \frac{F^2}{F_0^2} \cdot \frac{P}{N_0}$$

et pour le rapport des tensions:

$$\frac{U_S}{U_R} = \frac{1}{4} \cdot \frac{F}{F_0} \cdot \frac{U_P}{U_{N_0}} \quad (10)$$

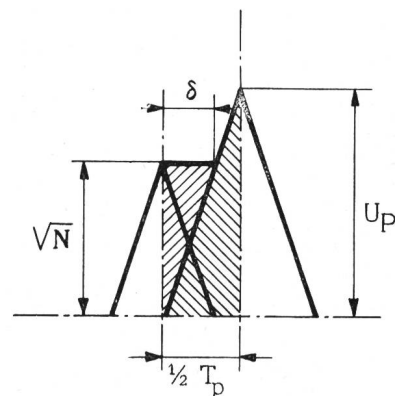


Fig. 27. Effet d'une impulsion perturbatrice  $\sqrt{N}$  sur une impulsion  $U_P$

*Remarque:* Les formules obtenues sont analogues à celles valables pour la FM: proportionnalité entre  $\frac{S}{R}$  et  $\frac{P}{N}$  et amélioration (rapport des tensions) croissant linéairement avec l'augmentation de la largeur de la bande. La constante numérique a une valeur moins élevée que pour la FM. Un système employant les deux flancs du signal pour obtenir le signal BF, aurait pour cette constante une valeur plus élevée, les impulsions dues au bruit étant réparties de façon incohérente.

5. Modulation par impulsions codées (PCM)

Nous conduisons le calcul de la façon suivante (voir aussi Kettel [16] et Clavier, Panter et Dite [17]):

- 1° Pour le «bruit blanc» nous savons que la répartition des amplitudes du bruit suit la loi de Gauss. On peut donc indiquer combien de fois par seconde l'amplitude dépasse une valeur limite capable de produire une erreur dans le groupe d'impulsions.
- 2° Ces erreurs pouvant se produire pour n'importe quelle position d'une impulsion du groupe, son effet sera différent, suivant l'importance attribuée par le code à cette impulsion. Pour calculer le bruit contenu dans le signal BF, nous prendrons la résultante de l'effet sur les Q impulsions du groupe PCM, compte tenu de la signification de chaque impulsion.

5.1. Fréquence d'erreur

Le bruit considéré se compose d'un nombre infini de composantes infinitésimales, couvrant tout le spectre F. En moyenne, si  $U_N$  est la valeur effective du bruit, la probabilité que l'amplitude du bruit soit comprise entre U et U+dU est

$$p(U) dU = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot U_N} \cdot e^{-U^2/2U_N^2} dU$$

Pour un système limité à la bande  $F_v$ , Rice [31] a déduit de la formule ci-dessus, par intégration de U à l'infini, le nombre de fois par seconde que l'amplitude du bruit dépassait U

$$q(U) = \frac{F_v}{\sqrt{3}} \cdot e^{-U^2/2U_N^2} \tag{11}$$

D'autre part:

$$U = \frac{U_P}{2} \text{ et } \frac{U_P^2}{U_N^2} = \frac{P^*}{N}$$

La condition  $U = \frac{U_P}{2}$ , est celle indiquée à la page 452.

Si l'amplitude instantanée dépasse la moitié de l'amplitude moyenne d'une impulsion, la perturbation est comptée comme une impulsion. P\* représente la puissance de crête des impulsions. Tenant compte d'un facteur de forme et du fait, qu'en moyenne, seule la moitié des impulsions est transmise, nous obtenons pour la puissance moyenne:

$$P = \frac{1}{4} P^*$$

$$(11) \text{ devient } q = \frac{F_v}{\sqrt{3}} \cdot e^{-P/2N}$$

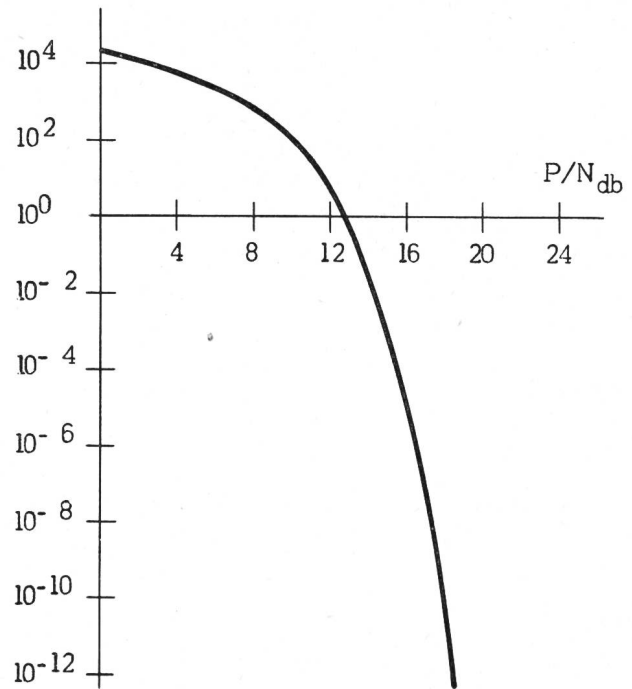


Fig. 28. Fréquence d'erreur, en fonction du rapport P/N ( $F_v = 30$  kc/s)

Dessignons la figure 9, pour un système PCM à 6 impulsions,  $F_v = 30$  kc/s.

A partir de 16 dB, la fréquence d'erreur est si faible – une erreur toutes les 7 heures – que l'on peut dire que les perturbations dues à un «bruit blanc» dans le canal sont *complètement éliminées*. Seul un système d'impulsions binaires est capable d'un tel résultat.

5.2. Bruit dans le canal BF

Si  $U_P$  représente l'amplitude d'une impulsion PCM, nous aurons une erreur si l'impulsion due au bruit est plus grande que  $U_P/2$ .

A partir des Q impulsions d'un groupe PCM, le «décodeur» livre une impulsion d'amplitude maximum  $2^Q - 1$ . En faisant l'hypothèse, qui n'est plus valable, seulement pour de très faibles valeurs de (S/N), qu'il y a au maximum une erreur par groupe, nous obtenons pour la valeur moyenne du carré de l'amplitude du bruit dans le canal BF

$$\bar{R} = \frac{1}{Q} \sum_1^Q 2^{2(Q-1)} = \frac{4^Q - 1}{3Q}$$

Soit  $T_P$  la durée d'une impulsion du groupe, l'énergie par seconde, c'est-à-dire la puissance du bruit BF, devient

$$R = \frac{4^Q - 1}{3Q} \cdot T_P \cdot q$$

La puissance du signal (pour une modulation de 100%, où l'amplitude du signal est de  $2^Q - 1$  «peak to peak») est de:

$$S = \frac{1}{8} (2^Q - 1)^2 \cdot \frac{T_P}{T}$$

$T$  est l'intervalle entre deux groupes PCM.

$$\frac{S}{R} = \frac{1}{8} \cdot \frac{(2^Q - 1)}{(2^Q - 1)} \cdot \frac{(2^Q - 1)}{(2^Q + 1)} \cdot \frac{T_P}{T} \cdot \frac{3Q}{T_P} \cdot \frac{1}{q}$$

$$\frac{S}{R} = \frac{3\sqrt{3}}{8} \cdot \frac{2^Q - 1}{2^Q + 1} \cdot \frac{Q}{TF_v} \cdot e^{U^2/2U_N^2}$$

→ 1 pour  $Q > 1$

$$\frac{T}{Q} = T_P$$

La valeur minimum de  $F_v \cdot T_P = 0,5$   
d'où finalement

$$\frac{S}{R} = 1,3 \cdot e^{1/2(P/N)} \tag{12}$$

ou en prenant le log. des deux membres

$$\left(\frac{S}{R}\right) \text{dB} = 1,14 + 2,17 \left(\frac{P}{N}\right) \tag{13}$$

$\frac{P}{N}$  est le rapport des puissances signal/bruit HF, exprimé comme rapport numérique.

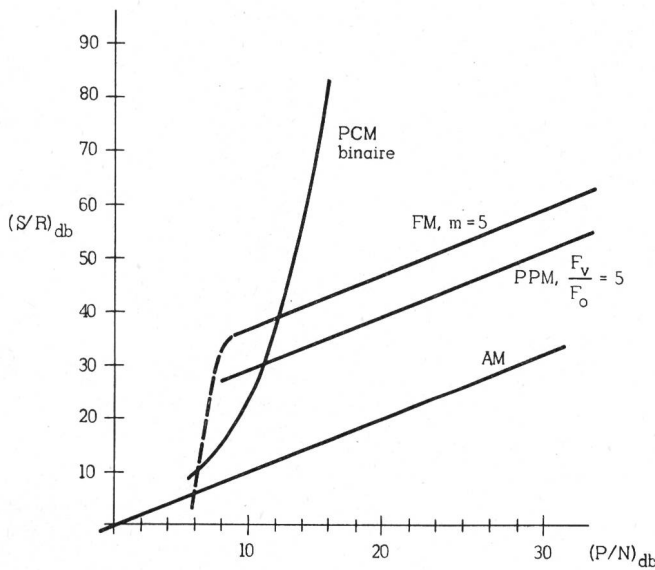


Fig. 29. Comparaison des différents systèmes de modulation, du point de vue de l'amélioration du rapport signal/bruit

### 5.3. Cas d'une chaîne de $k$ relais

Si nous avons une chaîne de  $k$  stations de relais, la probabilité d'avoir une erreur est égale pour chaque tronçon. Sur toute la chaîne la puissance due au bruit devient

$$R = k \cdot \frac{4^Q - 1}{3Q} \cdot T_P \cdot q$$

L'équation (12) devient:

$$\frac{S}{R} = \frac{1,3}{k} e^{1/2 P/N} \tag{14}$$

et sous sa forme logarithmique (13):

$$\left(\frac{S}{R}\right) \text{dB} = 1,14 + 2,17 \left(\frac{P}{N}\right) - 10 \log k \tag{15}$$

### 5.4. Amélioration d'un système PCM octal

Le professeur Schröter [33] a proposé un système de base huit ( $b = 8$ ) et deux impulsions ( $Q = 2$ ) (voir figure 3, seconda); nous obtenons la même définition que pour un système binaire avec 6 impulsions, en effet:

$$2^6 = 8^2$$

Je calculerai l'amélioration pour un tel système en suivant le même raisonnement que pour un système binaire.

La puissance moyenne à la réception,  $P$ :

$$P = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{U_P}{b-1}\right)^2 \cdot \frac{1}{b} \cdot \sum_0^{b-1} x^2 = 0,178 U_P^2$$

La fréquence d'erreur est de nouveau:

$$q(U) = \frac{F_v}{\sqrt{3}} \cdot e^{-U^2/2U_N^2}$$

Mais la valeur de  $U$  provoquant une erreur est de:

$$U = \frac{U_P}{2(b-1)} = \frac{U_P}{14}$$

$$\frac{U^2}{2U_N^2} = \frac{U_P^2}{392 U_N^2} = \frac{P}{70N}$$

Les impulsions perturbées causent un bruit dans le canal BF, dont la valeur moyenne du carré de l'amplitude

$$\bar{R} = \frac{1}{Q} \cdot E^2 \cdot \sum_1^2 8^{2(Q-1)} = 32,5 E^2$$

où  $E$  est la tension correspondant à une unité du système octal.

La valeur moyenne de la puissance du bruit BF, pour une fréquence d'erreur  $q$  et une durée d'impulsion  $T_P$ :

$$R = \bar{R} \cdot q \cdot T_P$$

Pour une modulation de 100%, la puissance du signal est:

$$S = \frac{1}{8} (b^Q - 1)^2 \cdot E^2 \cdot \frac{T_P}{T} = 497 \cdot E^2 \cdot \frac{T_P}{T}$$

Finalement en combinant  $S$ ,  $R$  et  $P$ :

$$\frac{S}{R} = 26,4 \cdot \frac{1}{TF_v} \cdot e^{P/70N}$$

Mais comme  $2 T_P = T$  et que  $T_P \cdot F_v = 0,5$ , il résulte que

$$TF_v = 1$$

D'où

$$\frac{S}{R} = 26,4 e^{P/70N} \tag{16}$$

Cette formule a servi à dessiner la figure 30.

### 6. Conclusion

Les résultats de ce chapitre se déduisent des courbes 29 et 30. L'amélioration, pour la PCM, a un caractère exponentiel. Pour une valeur suffisamment grande du rapport  $P/N$ , la qualité du signal devient presque infinie, c'est-à-dire que l'on élimine l'action des perturbations extérieures. Pour les autres systèmes de modulation, l'augmentation de la largeur de bande provoque un gain constant de la qualité indépendant de  $P/N$ .

Par contre, pour les faibles valeurs de  $P/N$ , plus un système est compliqué, plus il est sensible aux perturbations et toute compréhension devient impossible. Pour les faibles valeurs de  $P/N$ , les hypothèses sur lesquelles se basent les calculs ne sont plus valables et les courbes ne sont plus correctes.

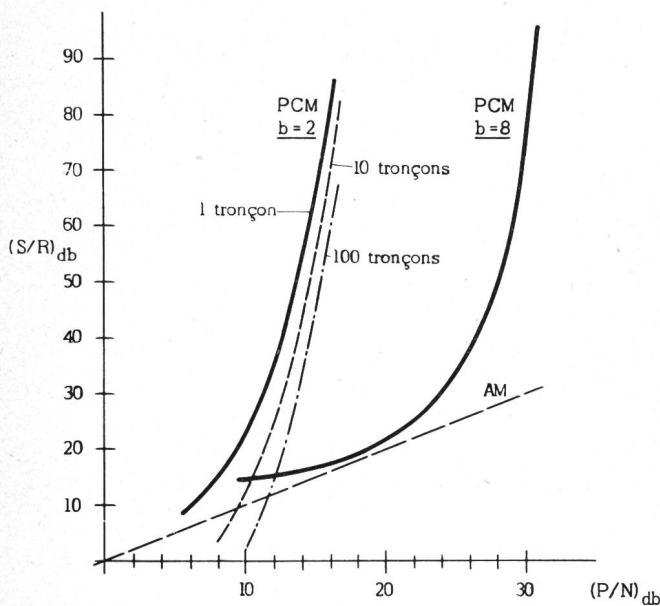


Fig. 30. Amélioration du rapport signal/bruit avant et après le démodulateur, pour un système PCM

La figure 30 montre d'une part, que la PCM se prête très bien à l'établissement de liaisons à grandes distances comportant de nombreux relais et, d'autre part, que le système binaire est le plus avantageux.

Dans le système octal il est nécessaire d'avoir un rapport  $P/N$  de 30 dB pour éliminer le bruit extérieur, contre 16 dB pour un système binaire. Le gain en largeur de bande de 1 à 3 est compensé par l'accroissement de puissance de 14 dB (ou 1 à 25).

## IV. La modulation par impulsions codées et la théorie de l'information

### 1. Résumé de l'ouvrage de C. E. Shannon

L'ouvrage de C. E. Shannon [1] est à la base de toutes les considérations actuelles relatives à la transmission de messages. Pour pouvoir échanger nos idées, nous employons des conventions telles que le langage, l'écriture, les signaux de télégraphie Morse, et ce code est envoyé le long d'une voie de trans-

mission. Shannon a calculé quelle était la capacité d'une voie et, la nature du message étant connue, on peut évaluer si l'on fait bon usage de la capacité donnée. Je désire rappeler ici les définitions dues à Shannon pour ensuite les appliquer à la PCM.

### 1.1. Quantité d'information et capacité d'une voie

Transmettre un message c'est choisir, dans une collection de B messages (connus aussi bien de la source que du destinataire) un message particulier et faire connaître ce choix au destinataire. Plus le choix s'effectue entre un grand nombre d'objets, plus le renseignement fourni est grand. Aussi le nombre B ou toute fonction monotone de ce nombre peut servir à caractériser la quantité d'information.

Le choix le plus élémentaire est celui effectué entre deux possibilités, d'où la définition: «L'unité de quantité d'information est celle qui se rapporte à un message-unité consistant dans le tirage au sort de l'un ou l'autre de deux symboles équiprobables» (proposition française à l'assemblée générale de l'URSI, Sydney 1952). Cette unité s'appelle un bit (abréviation de l'anglais binary digit). Un relais, ou un multivibrateur bistable matérialise la notion d'un bit. Donc:

$$Q = \log_2 B \quad \text{avec } Q = 1 \text{ pour } B = 2 \quad (17)$$

La capacité d'une voie est le nombre de bits qu'elle peut transmettre par seconde.

$$C = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{Q}{T} \quad (18)$$

Les formules ci-dessous sont valables pour des événements indépendants et équiprobables. Dès que deux événements sont liés par une relation de probabilité, la connaissance de l'un restreint le choix de l'autre et la quantité d'information transmise lors de l'indication d'un choix diminue.

Aussi, si l'on donne une collection de messages avec leur probabilité d'occurrence, la quantité d'information est donnée par l'entropie ou densité d'information (exprimée en bit par symbole).

Définition de l'entropie:

$$H = -i \sum_{i=1}^n p_i \log p_i \quad (19)$$

Si les symboles sont produits à la cadence de  $V$  (symbole/sec) on définit  $H' = \frac{H}{V}$  comme l'entropie en bit/sec ou vitesse d'information.

Dans la transmission d'une conversation ou d'un signal musical, on ne fait pas usage des probabilités du message. Par contre dans l'établissement de l'alphabet Morse on en a fait usage, bien que de façon non systématique.

### 1.2. Théorème fondamental pour une voie non perturbée

La vitesse d'information de la source  $H'$  (bit/sec) doit toujours être inférieure ou égale à la capacité  $C$  (bit/sec) de la voie.

### 1.3. Cas d'une voie perturbée

Marquons de l'indice  $x$ , les grandeurs du côté émission et de l'indice  $y$ , les grandeurs à la réception.

Dans le cas d'une voie perturbée, la connaissance du signal reçu laisse subsister une certaine incertitude quant au signal émis. Cette incertitude est mesurée par l'entropie conditionnelle  $H'_y(x)$ .

La capacité de la voie, c'est-à-dire la vitesse maximum à laquelle nous pouvons transmettre l'information devient :

$$C = \max [H'(x) - H'_y(x)] \quad (20)$$

### 1.4. Passage aux systèmes continus

Jusqu'à présent, nous avons considéré uniquement des systèmes discrets, chaque phénomène particulier étant doté d'une probabilité d'occurrence.

Si nous remplaçons la collection des phénomènes discrets par une variable continue  $y = y(x)$ , nous lui associons une distribution de la probabilité  $p = p(x)$ . Par passage à la limite - en prenant les précautions nécessaires - on obtient des formules analogues à celles indiquées plus haut.

*Remarque:* Quelle est la distribution de la probabilité  $p(x)$ , qui rende  $H$  maximum ?

C'est une distribution selon la courbe de Gauss

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} e^{-x^2/2N}$$

où  $N$  représente la puissance moyenne du bruit « blanc ». En d'autres termes: un message aura la plus grande entropie quand sa structure statistique sera celle du bruit, c'est-à-dire quand le message sera complètement imprévisible.

Dans ce cas l'entropie vaut :

$$H = F \log_2 2\pi e N \quad (e = 2,714) \quad (21)$$

### 1.5. La capacité d'une voie à puissance moyenne limitée

Soit  $P$  la puissance moyenne du signal reçu et  $N$  la puissance moyenne de bruit. En faisant usage de (20) et (21), on obtient :

$$C = F \cdot \log(1 + P/N) \quad (22)$$

### 2. Capacité de la PCM

Dans la PCM chaque impulsion représente un bit, aussi la quantité d'information contenue par groupe vaut  $Q$  et la quantité de l'information émise par seconde :

$$Q \cdot 2 F_0 = 2 F_v$$

Quelle est la capacité minimum (théorique) nécessaire à la transmission ? En vertu du théorème fondamental

$$C = F_v \log_2(1 + P/N) = 2 F_v$$

d'où  $P/N = 3$  ou 4.8 dB.

Qu'en est-il en pratique ? Nous avons vu qu'en pratique, nous exigeons  $P/N = 16$  dB pour une bonne retransmission (figure 29, p. 467).

La PCM (binaire) est donc de  $16 - 4.8 = 11.2$  dB inférieure au cas idéal.

Pour un système PCM, de base 8, et  $X$  impulsions par groupe, nous avons :

$$\begin{aligned} Q &= \log_2 8^X = 3X && \text{par groupe} \\ \text{et} \quad Q &= 6 F_0 X && \text{par seconde} \\ \text{d'autre part} \quad F_v &= X \cdot F_0 \\ \text{donc} \quad C &= F_v \log_2(1 + P/N) = 6 F_0 X = 6 F_v \\ \text{d'où} \quad P/N &= 63 \text{ ou } 18 \text{ dB} \end{aligned}$$

En pratique nous exigeons  $P/N = 29$  dB (figure 30, p. 468). La différence entre le cas idéal et le cas pratique a la même valeur, soit environ 11 dB.

### 3. Capacité et largeur de bande

Nous suivrons le raisonnement tenu par *Piloty* [5]. Pour un système de modulation qui représente le signal de façon continue, nous ne pouvons plus dénombrer les niveaux d'amplitude aussi facilement que pour la PCM. Nous pouvons cependant indiquer la quantité d'information contenue dans le signal démodulé en écrivant la capacité du canal BF :

$$C = F_0 \log_2(1 + S/R)$$

Au chapitre III nous avons vu les relations liant  $S/R$  à  $P/N$  et à la largeur de bande.

Donnons les relations, entre la capacité par cycle du canal BF,  $C/F_0$ , et la largeur de bande du canal haute fréquence rapportée à la largeur du canal BF,  $F/F_0$ .

Pour la PCM, comme pour le PPM, nous considérons deux cas :

- 1° la bande haute fréquence est employée uniquement pour la transmission du signal vidéo,
- 2° la bande haute fréquence est le double de la bande vidéo, ce qui correspond au cas d'une porteuse modulée en amplitude avec deux bandes latérales. Ce deuxième cas permettra une meilleure comparaison avec la FM, où nous sommes obligés de considérer les composantes du spectre des deux côtés de la porteuse.

*Pour la modulation par impulsions codées :*

$$\begin{aligned} \text{PCM (vidéo):} \quad C &= 2Q F_0 = 2 F_v \\ \frac{C}{F_0} &= 2 \frac{F}{F_0} \end{aligned} \quad (23)$$

$$\begin{aligned} \text{PCM (2 bandes latérales):} \\ C &= 2Q F_0 = 2 F_v = F \\ \frac{C}{F_0} &= \frac{F}{F_0} \end{aligned} \quad (24)$$

Le rapport  $P/N$  n'intervient pas. Ceci est valable lorsque les impulsions PCM sont toujours reconnues.

Pour la modulation de fréquence:

$$FM: \quad \frac{C}{F_0} = \log_2 (1 + S/R), \quad S/R \gg 1$$

$$\text{aussi:} \quad \frac{C}{F_0} = 3,33 \log_{10} \cdot S/R$$

en remplaçant  $S/R$ , par sa valeur tirée de l'équation (7):

$$\frac{C}{F_0} = 3,33 \log_{10} \cdot \frac{P}{N} \cdot \frac{3}{8} g \left( \frac{F}{F_0} \right)^3 \quad (25)$$

Pour la modulation de position des impulsions:

$$PPM \text{ (vidéo):} \quad \frac{C}{F_0} = 3,33 \log_{10} \frac{P}{N} \cdot \frac{1}{16} \left( \frac{F}{F_0} \right)^3 \quad (26)$$

PPM (2 bandes latérales):

$$\frac{C}{F_0} = 3,33 \log_{10} \frac{P}{N} \cdot \frac{1}{128} \left( \frac{F}{F_0} \right)^3 \quad (27)$$

Pour une valeur de  $P/N = 16$  dB ou 40, nous avons tracé la figure 31. Le rapport  $P/N$  est un paramètre important et va déterminer la position des courbes.

de bande n'est pas prohibitive et tout à fait comparable à celle nécessaire pour la FM. En comptant 50 kc/s par voie, un canal de 5 Mc/s (ce qui représente un ordre de grandeur réalisé actuellement) peut accommoder 100 voies.

L'emploi de la PCM sera surtout avantageux pour les multiplex à grande distance. La PCM est handicapée par la complexité des circuits, mais compense ce désavantage par la facilité avec laquelle la qualité du signal est maintenue lors de l'emploi d'une chaîne de relais.

En ce qui concerne la production de la modulation, la FM se caractérise par sa simplicité. Presque tous les systèmes existants utilisent des klystrons modulés en fréquence par le réflecteur. Certains procédés permettent une déviation maximum de  $\pm 5$  Mc/s tout en conservant une grande linéarité. En comparaison, le modulateur PCM, pour le même nombre de voies est beaucoup plus compliqué. Cependant, il est raisonnable d'envisager des modulateurs transformant en bloc des groupes de 12 voies. En mettant

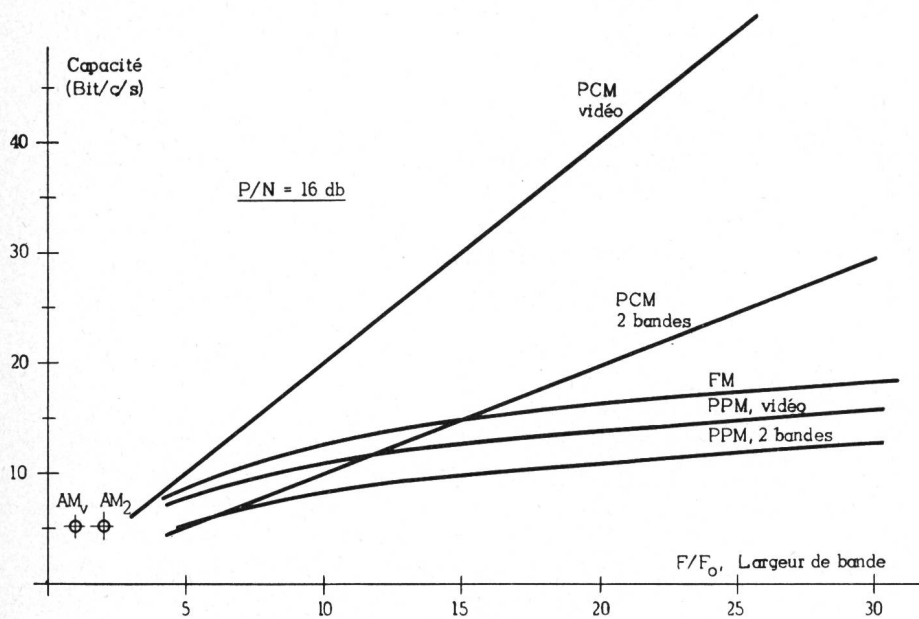


Fig. 31.

Capacité des différents systèmes de modulation en fonction de la largeur de bande

La figure 31 montre bien l'avantage systématique de la PCM: l'accroissement linéaire de la capacité avec la largeur de bande, alors que pour les autres systèmes, cet accroissement suit une courbe logarithmique.

## V. Applications de la PCM et conclusion

### 1. Applications

Nous avons vu que la PCM permet une transmission dont la qualité – nous supposons être au-dessus du seuil, ce qui pratiquement sera toujours le cas – dépend uniquement des propriétés du modulateur. Avec six impulsions, on obtient la qualité nécessaire au trafic téléphonique; avec sept ou huit impulsions la retransmission fidèle de la musique. La largeur

en parallèle un certain nombre de ces modulateurs, nous obtiendrons la capacité recherchée. L'avenir de la PCM semble donc avant tout une question de technique des circuits et l'emploi de moyens, comme les transistors, offre de grandes possibilités.

En ce qui concerne les stations de relais, la PCM offre de grands avantages. Dans une liaison à grande distance, la plupart des relais doivent fonctionner de façon tout à fait automatique et sans surveillance, se rapprochant des conditions des amplificateurs de lignes. La simplicité des relais est donc un avantage important. Les relais PCM seront de deux types, soit de simples amplificateurs, soit du type régénérateur. Dans les deux cas, il suffit de reconnaître la présence ou l'absence des impulsions et de les retrans-

mettre au relais suivant, de larges tolérances étant admissibles. Pour la FM, les relais sont en général du type «non démodulant», l'amplification se faisant au moyen d'une fréquence intermédiaire. Pour toute la bande, le déphasage doit varier linéairement avec la fréquence, c'est-à-dire le retard de la transmission doit être constant. Pour compenser les écarts de la linéarité de la courbe phase/fréquence des circuits haute fréquence et moyenne fréquence, des correcteurs de phase sont nécessaires; ils seront insérés, pour des raisons de commodité, dans les circuits moyenne fréquence. Les distorsions étant proportionnelles aux écarts du retard de transmission, ceux-ci devront être inférieurs à une limite prescrite. Ce problème a été résolu (liaison TD-2, New-York à San Francisco) [28], mais présente une complexité certaine.

### 2. Secret des transmissions

Une émission radio étant accessible à tout le monde, peut-on imaginer un codage qui en garantisse le secret? La PCM offre une possibilité de maintenir le secret de la transmission de par sa complexité même. En brouillant l'ordre de transmission des impulsions d'un groupe, le décodage est rendu encore plus compliqué. Cependant, il n'est pas possible de garantir un secret total (pour des applications militaires par exemple).

La figure 20 (page 462) montre qu'avec une seule impulsion, on obtient déjà une très grossière approximation du signal. En écoutant successivement les différentes impulsions, au moyen d'un récepteur permettant la séparation de celles-ci, on peut donc reconnaître celle qui correspond à la plus grande variation d'amplitude. Parmi les impulsions restantes, on cherchera celle qui apporte la plus grande amélioration, et ainsi, par approximations successives, il sera facile de reconnaître l'ordre initial. Il suffit d'avoir reconnu les trois impulsions les plus importantes pour comprendre le signal. Toutefois, en changeant, selon un plan convenu et assez rapidement, l'ordre du code, on peut espérer transmettre le message avant que le code ait été reconnu.

Par contre, la PCM peut rendre de grands services pour l'identification (automatique ou non) de divers émetteurs travaillant dans un même domaine (aviation civile et militaire). Chaque groupe PCM correspond à un «mot de passe», la correspondance entre demande et réponse dépend d'une convention initiale.

### 3. Conclusions

Avec la PCM, nous pouvons transmettre avec la même définition en fréquence et en amplitude. Or ceci est surabondant. Considérons l'évolution de la télévision en couleurs. A ses débuts on pensait universellement qu'il fallait retransmettre pour la couleur un spectre trois fois plus grand que pour les images en noir et blanc. Or, en tenant compte des propriétés de l'œil, on s'est rendu compte qu'une telle définition était surabondante et que l'on pou-

vait obtenir des images produisant sur l'œil la même impression, avec des définitions moindres dans deux couleurs.

Un raisonnement analogue peut être effectué pour la sensation auditive. Avons-nous besoin de toute la définition disponible avec un système PCM normal, ou bien pouvons-nous faire une économie des renseignements transmis tout en conservant pour l'oreille la même sensation? En étudiant les propriétés de l'ouïe, on constate qu'une telle économie est parfaitement réalisable. Ce principe a déjà été employé.

Dans la modulation delta [25], on obtient, par la nature du système, une définition en amplitude qui décroît à mesure que la fréquence audible augmente. Or, cette perte d'information correspond à une diminution de la sensibilité de l'oreille pour les hautes fréquences, si bien que l'on ne discerne pas une dégradation notable.

D'autre part, à mesure que la fréquence augmente, l'oreille, qui ne saisit que les rapports entre les sons, différencie les fréquences de plus en plus grossièrement. Cette propriété est employée dans le «Vocoder» où des fréquences assez rapprochées sont groupées en une seule.

Les systèmes de codage offrent encore de très nombreuses possibilités. On recherchera une plus grande économie des éléments transmis et également les codes les moins atteints par les perturbations.

Si la signification des symboles transmis peut encore beaucoup évoluer, nous pensons que la façon de les transmettre au moyen d'un système binaire est de loin la plus avantageuse, à cause de la nature tout à fait élémentaire des symboles. Ceci leur permet d'être transmis malgré les perturbations, d'être régénérés ou conservés facilement. Comme exemple, citons les grandes machines à calculer électroniques, où l'information est mise sous forme binaire pour subir les multiples opérations dictées par la machine.

En conclusion, nous pensons que les systèmes de transmission binaires vont continuer à se développer, les procédés de codage de l'information subiront encore de nombreux perfectionnements.

### Bibliographie

#### *Théorie de l'information*

- [1] C. E. Shannon. A Mathematical Theory of Communication. Bell Syst. Techn. J. **27** (1948), 379...423 et 623...656.
- [2] C. E. Shannon. Communication in the Presence of Noise. Proc. Inst. Radio Eng. **37** (1949), 10...21.
- [3] Bandwidth vs Noise in Communication Systems. Electronics **21** (1948), No. 1, 72...75.
- [4] C. B. Feldman and W. R. Bennett. Band Width and Transmission Performance. Bell Syst. Tech. J. **28** (1949), 490...595.

#### *Application de la théorie de l'information, comparaison des systèmes de modulation*

- [5] R. Piloty. Über die Beurteilung der Modulationssysteme mit Hilfe des nachrichtentheoretischen Begriffes der Kanalkapazität. Arch. f. elektr. Übertragung **4** (1950), 493...508.

- [6] *W. R. Greer*. Pulse Modulating System. *Electronics* **19** (1946), No. 9, 126...131.
- [7] *W. Runge*. Vergleich der Rauschabstände von Modulationsverfahren. *Arch. f. elektr. Übertragung* **3** (1949), 155...159.
- [8] *A. G. Clavier*. Evaluation of Transmission Efficiency According to Hartley's Expression of Information Content. *Electrical Communication* **25** (1948), 414...420.
- [9] *F. L. H. M. Stumpers*. Theory of Frequency-Modulation Noise. *Proc. Inst. Radio Eng.* **36** (1948), 1081... 1092.
- [10] *H. Holzwarth*. Ein Vergleich der wichtigsten Modulationsverfahren für Richtfunkverbindungen nach neueren Erkenntnissen. *Arch. f. elektr. Übertragung* **7** (1953), 213...222.
- [11] *S. Moskowitz* and *D. D. Grieg*. Noise-Suppression Characteristics of Pulse-Time Modulation. *Electrical Communication* **26** (1949), 46...51.
- [12] *E. H. Armstrong*. A Method of Reducing Disturbances in Radio Signaling by a System of Frequency Modulation. *Proc. Inst. Radio Eng.* **24** (1936), 689...740.
- PCM et problèmes connexes*
- [13] *B. M. Oliver*, *J. R. Pierce* and *C. E. Shannon*. The Philosophy of PCM. *Proc. Inst. Radio Eng.* **36** (1948), 1324...1331.
- [14] *A. J. Oxford*. Pulse-Code Modulation Systems. *Proc. Inst. Radio Eng.* **41** (1953), 859...865.
- [15] *C. W. Earp*. Recent Development in Communication Technique. *Electrical Communication* **30** (1953), 61...70.
- [16] *E. Kettel*. Der Störabstand bei der Nachrichtenübertragung durch Codemodulation. *Arch. f. elektr. Übertragung* **3** (1949), 161...164.
- [17] *A. G. Clavier*, *P. F. Panter* and *W. Dite*. Signal-to-Noise-Ratio Improvement in a Pulse-Count-Modulation System. *Electrical Communication* **26** (1949), 257...262.
- [18] *D. D. Grieg*. Pulse-Count Modulation. *Electrical Communication* **24** (1947), 287...296.
- [19] *L. A. Meacham* and *E. Peterson*. An Experimental Multichannel Pulse Code Modulation System of Toll Quality. *Bell Syst. Techn. J.* **27** (1948), 1...43.
- [20] *H. Holzwarth*. Pulsocodemodulation und ihre Verzerrungen bei logarithmischer Amplitudenquantelung. *Arch. f. elektr. Übertragung* **3** (1949), 277...286.
- [21] *W. R. Bennett*. Spectra of Quantized Signals. *Bell Syst. Techn. J.* **27** (1948), 446...472.
- [22] *W. M. Goodall*. Telephony by Pulse Code Modulation. *Bell Syst. Techn. J.* **26** (1947), 395...409.
- [23] *P. F. Panter* and *W. Dite*. Quantization Distortion in Pulse-Count Modulation with Nonuniform Spacing of Levels. *Electrical Communication* **28** (1951), 121...126.
- Divers*
- [24] *C. O. Mallinckrodt*. Instantaneous Companders. *Bell Syst. Techn. J.* **30** (1951), 706...720.
- [25] Note on Delta Modulation. *Electrical Communication* **30** (1953), 71...74.
- [26] *F. Schröter*. Vorrichtung für störfreie Fernübertragung. *Arch. f. elektr. Übertragung* **1** (1947), 2...13.
- [27] *J. R. Pierce* and *A. L. Hopper*. Nonsynchronous Time Division with Holding and with Random Sampling. *Proc. Inst. Radio Eng.* **40** (1952), 1079...1088.
- [28] *A. A. Roetken*, *K. D. Smith* and *R. W. Friis*. The TD-2 Microwave Radio Relay System. *Bell Syst. Techn. J.* **30** (1951), 1041...1077.
- [29] *R. Cabessa*. L'apport des liaisons par faisceaux hertziens dans le domaine des télécommunications. *Onde élect.* **32** (1952), 131...151.
- [30] C.C.I.F. XVI<sup>e</sup> Assemblée plénière, Firenze, 22-27 octobre 1951. Tome III<sup>bis</sup>. Transmission sur les lignes maintenance.
- [31] *S. O. Rice*. Mathematical Analysis of Random Noise. *Bell Syst. Techn. J.* **23** (1944), 282...332 et **24** (1945), 46...156.
- [32] *H. F. Mayer*. Prinzipien der Pulse-Code-Modulation. Berlin 1952.
- [33] *F. Schröter*. Quantisierungstechnik. *Telefunken Z.* **25** (1952), 115...127.
- [34] *W. Jackson*. Communication Theory. London 1953.
- [35] *C. Margna*. Eine Anlage für Impuls-Code-Modulation. Zurich 1954.
- [36] Reference Data for Radio Engineers. 3rd edition, p. 289.

## Les travaux de la XVII<sup>e</sup> Assemblée plénière du «Comité consultatif international téléphonique»

Par *Alfred Langenberger*, Berne

621.395(061.2)(100)

Les débuts de la télégraphie électrique commerciale remontent, comme on le sait, aux années 1840 à 1850. Les Etats qui les premiers firent usage de ce mode de correspondance dans le cadre national se préoccupèrent assez rapidement de l'utiliser dans leurs relations avec les pays voisins. A cet effet, des conventions furent passées de pays à pays, par exemple entre la Prusse et la Saxe, l'Autriche et la Bavière, etc. Une «Union télégraphique austro-allemande» fut créée le 25 juillet 1850. De leur côté, les pays occidentaux, dont la Suisse, se groupaient bientôt en une «Union télégraphique de l'Europe occidentale». Celle-ci avait reconnu très tôt la nécessité d'établir, dans l'intérêt de la correspondance internationale, des dispositions uniformes pour toutes les administrations. La proposition de conclure une convention commune à tous les Etats d'Europe fut

lancée en 1857, mais sans succès. Cependant une collaboration très étroite en télégraphie internationale devait se réaliser tôt ou tard. En définitive, ce fut en 1864 que, sur l'initiative de la France, les puissances européennes décidèrent de négocier un traité général. Leurs délégués plénipotentiaires se réunirent en congrès, le 1<sup>er</sup> mars 1865, à Paris. De leurs délibérations sortirent:

1. la Convention de Paris du 17 mai 1865, signée par les plénipotentiaires de 20 Etats et applicable dès le 1<sup>er</sup> janvier 1866.
  2. comme annexes à la convention: un tableau des taxes terminales et de transit de chacun des Etats contractants et un règlement comportant les modalités d'exécution du service télégraphique.
- Il était prévu, à l'article 56, que la convention serait soumise à des revisions périodiques qui se