Zeitschrift: Bulletin des Schweizerischen Elektrotechnischen Vereins

Herausgeber: Schweizerischer Elektrotechnischer Verein ; Verband Schweizerischer Elektrizitätswerke

Band: 51 (1960)

Heft: 20

Artikel: Réalisation et performamce des codeurs binaires hyperboliques

Autor: Villars, C.P.

DOI: https://doi.org/10.5169/seals-917062

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: 15.07.2025

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

the output currents are of one polarity only whereas the code is essentially symmetrical. The decoder accepts either A-or B-codes without change.

Synchronization

In the normal TV signal, the line synchronizing pulses take up about one quarter of the amplitude range, but only one character of the code is required to represent them. Therefore, in the coder, the synchronizing pulses are separated

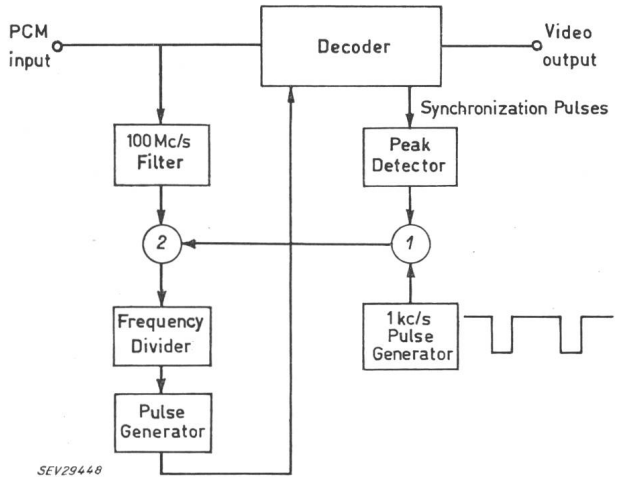

Fig. 15
Synchronizer

from the signal as explained above for the 54-level coder. In the decoder, this character is recognized separately and made to feed the required amount of current into the combining network.

Incidentally, this method also makes possible a relatively simple means of synchronizing the decoder. Here, the problem is to find out which is the first digit of each character of the incoming pulse train. It was solved by the system shown in Fig. 15. A 100 Mc/s timing wave extracted from the signal is fed through a gate to a frequency divider which in turn controls the serial-to-parallel converter in the decoder. The gate is closed periodically by a free-running oscillator producing 1 kc/s pulses. Since these pulses are in no way correlated to the 100 Mc/s wave, the frequency divider starts fresh after each pulse and the phase of the divided frequency will change according to some statistical distribution. As soon as the phase is right, however, the decoder will produce the line synchronizing pulses and these will disconnect the 1 kc/s oscillator, so that the frequency divider will now stay in its correct phase.

With the 81-level code, the characters representing the top or bottom levels are not suitable for this purpose because of their periodic structure. However, this can easily be changed by inter-changing two digits, say, digits 7 and 8 (throughout the system).

Bibliography

[1] *C. P. Villars:* Design of a Transistorized 1.5-Magabit Analog-to-Digital Encoder. 1959 Solid-State Circuits Conference, Digest of Technical Papers, No. 4.2, p. 38.

[2] *P. L. W. Gibbons:* The Application of Transistors to Digital Speech Communication Systems. IEE, International Convention on Transistors and Associated Semiconductor Devices, May 1959, Paper No. 2983.

Author's address:
Dr. sc. nat. *W. Neu,* Standard Telecommunication Laboratories, Harlow, Essex (England).

Réalisation et performance des codeurs binaires hyperboliques

Par *C. P. Villars,* Bienne

621.376.56 : 621.391

1° Introduction

Pour réaliser des vitesses de codage élevées de — 0,1 à 1 μs par bit et une bonne précision — de 6 à 10 bits — les codeurs binaires par rétro-action («Feedback Coding») [1][1]) sont particulièrement intéressants. Ces convertisseurs de signaux analogiques en expressions binaires codent un bit par opération du circuit. Ils sont donc, du point de vue de la vitesse de codage, intermédiaires entre les codeurs à compteurs binaires [2] et ceux à tube cathodique («Beam Coding Tube») [3].

Considéré comme un système à réaction le codeur (fig. 1) se décompose en un circuit direct et un circuit de réaction. Le circuit direct est formé par un comparateur qui peut être décrit par les relations suivantes:

$$e_2 = 1 \text{ pour } e_1 > 0$$
$$e_2 = 0 \text{ pour } e_1 \leqq 0 \qquad (1)$$

Idéalement sa caractéristique est une marche d'escalier. En pratique, on réalise un amplificateur ayant un gain très grand et très stable pour les valeurs du signal autour de zéro et un gain fortement limité dès que le signal a une amplitude suffisamment grande, soit positive, soit négative. Le circuit de réaction — béta — est un décodeur qui transforme l'information binaire en une grandeur analogique. Celle-ci est comparée au signal d'entrée au moyen d'un circuit d'addition. Le système travaille donc comme un

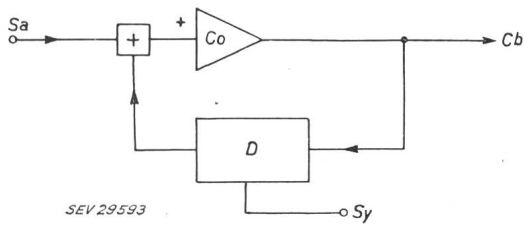

Fig. 1
Schéma général d'un codeur à rétro-action
Sa Signal analogique; *Co* Comparateur; *Cb* Code binaire; *D* Décodeur; *Sy* Synchronisation

servo-mécanisme. Il va tendre à minimiser l'erreur à l'entrée du comparateur. En d'autres termes, le signal du décodeur devient égal au signal d'entrée avec une précision égale à ± ½ quantum de résolution.

[1]) Voir bibliographie à la fin de l'article.

Il est bien connu que dans un amplificateur à réaction, le gain extérieur est déterminé principalement par le circuit de réaction. C'est donc la caractéristique signal/code du circuit béta — le décodeur — qui fixe la relation sortie/entrée ou code/signal du système. Cherchant à analyser les performances d'un codeur pour une famille de signaux d'entrée dont les propriétés statistiques sont un modèle de l'ensemble des conversations téléphoniques telles qu'elles apparaissent dans un central, il nous suffira de considérer l'action de la caractéristique inverse du décodeur — 1/béta —.

La caractéristique la plus simple que l'on puisse donner au décodeur est une relation linéaire. Pourtant si l'on recherche une loi déterminée entre les performances du codeur — principalement le rapport S/N entre les puissances moyennes du signal et du bruit de quantisation — et le niveau du signal, il sera avantageux d'utiliser pour le codeur une caractéristique non linéaire. Ceci supprime la nécessité d'employer un réarrangement préalable des amplitudes, en d'autres termes un compresseur instantané placé avant le codeur linéaire. Le codeur non linéaire engendre directement une fonction déterminée entre les valeurs du code binaire et celles de l'amplitude du signal d'entrée. Cette fonction devra être choisie de telle façon que l'ensemble des signaux présentés au codeur soit codé avec une qualité requise. Le critère de qualité est le rapport S/N qui varie en fonction du niveau moyen du signal.

Du point de vue pratique, le choix de ces fonctions est limité par le fait que seules certaines fonctions simples peuvent être réalisées par le décodeur. Si, en plus, nous nous limitons à des réseaux comprenant uniquement des résistances et des interrupteurs, les types de fonctions connues se réduisent principalement aux fonctions linéaires, paraboliques, hyperboliques et logarithmiques. Dans cet article nous voulons nous attacher plus spécialement à la fonction hyperbolique. Pour des compresseurs syllabiques la fonction hyperbolique n'est pratiquement jamais employée et ceci pour deux raisons. Pour de tels compresseurs les éléments non linéaires employés pour la compression produisent en général une relation proche de la fonction logarithmique, par exemple la caractéristique courant-tension d'une diode. Par ailleurs la fonction logarithmique est souvent recherchée car elle tend à égaliser les performances S/N lorsque le niveau moyen du signal varie. Cependant la fonction hyperbolique pouvant être réalisée par un réseau simple de résistances et d'interrupteurs, il est intéressant d'en calculer les performances pour savoir dans quels cas de tels codeurs seront avantageux. Ces performances seront ensuite comparées à celles d'un codeur logarithmique. A titre indicatif nous porterons également sur le même diagramme les performances d'une courbe particulière: celles de la fonction «m-ensemble»

$$y = \frac{1 - \exp(-mx)}{1 - \exp(-m)} \tag{2}$$

proposée par *Smith* [4]. En effet cette caractéristique réalise pour des signaux distribués en amplitude selon l'exponentielle négative mais de valeur efficace constante, le meilleur codage.

Nous verrons que le codeur hyperbolique a des performances intermédiaires entre celles du codeur logarithmique — idéal si les valeurs efficaces ont une distribution constante — et celles du codeur «m-ensemble» — idéal si la valeur efficace est constante. — Ceci justifie la grande importance des codeurs hyperboliques, ils semblent très bien adaptés au cas pratique où la distribution de la valeur efficace présente un maximum. Par exemple ce sera le cas si la distribution est normale ou proche de la normale, ce que l'on peut attendre d'une grande population d'abonnés connectés à un central.

2° Réalisation et choix des paramètres

Un circuit hyperbolique selon *Smith* [1] est indiqué sur la fig. 2. A partir des relations entre V_0 — la tension de sortie en circuit ouvert — et n — la valeur du code —, un nombre entier compris entre zéro et $2^N - 1$, on obtient la forme normalisée:

$$y = \frac{x}{(1 + h) - hx} \tag{3}$$

où

$$y = \frac{V_0}{E}; \qquad x = \frac{n}{2^N - 1}$$

h paramètre de la compression hyperbolique

La famille de ces courbes est dessinée sur la fig. 3.

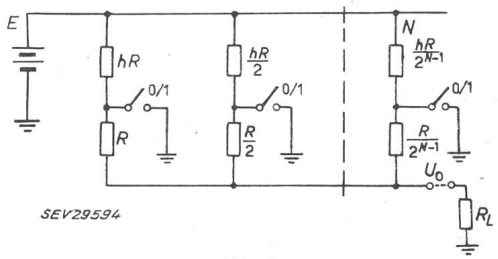

Fig. 2
Circuit hyperbolique
N nombre de branches
E tension d'alimentation

$$I_0 = \frac{n}{1 + h} \cdot \frac{E}{R}; \quad R_0 = \frac{1 + h}{(1 + h)\,(2^N - 1)\,hn}\,R;$$

$$U_0 = \frac{n}{(1 + h)\,(2^N - 1) - hn}\,E$$

Autres explications voir texte

Si le circuit travaille sur une résistance finie $R_L \neq \infty$, le degré de compression est diminué. Il est facile de déterminer le nouveau degré de compression; en pratique on choisira un degré de compression en circuit ouvert tel qu'avec la charge le degré de compression désiré soit obtenu. Par la suite, on considérera toujours le degré de compression effectif obtenu avec la résistance de travail R_L.

Pour pouvoir comparer un codeur logarithmique et un codeur hyperbolique on choisira deux courbes qui aient la même action sur les plus faibles des signaux transmis, c'est-à-dire on fera se correspondre le paramètre m de la compression logarithmique et le paramètre h de la compression hyperbolique en exprimant que pour les deux courbes la tangente à l'origine dans le diagramme de compression soit la même. De cette façon les courbes de performances auront le même comportement assymptotique pour un niveau du signal tendant vers zéro.

Sous forme normalisée un codeur logarithmique est exprimé par [5]:

$$y = \frac{\log(1 + mx)}{\log(1 + m)} \tag{4}$$

Donc:

$$\frac{dy}{dx_{x=0}} = \frac{m}{\log(1+m)} \tag{5}$$

Pour le codeur hyperbolique, la tangente à l'origine est donnée par:

$$\frac{dy}{dx_{x=0}} = 1 + h \tag{6}$$

D'où on en déduit la relation entre m et h.

3° Analyse de la performance S/N

Pour calculer le rapport S/N de la puissance du signal à la puissance du bruit de quantisation en fonction de C, le rapport entre l'amplitude maximum pouvant être codée et la valeur efficace $\hat{e}$ du signal, nous suivrons la marche suivante semblable à celle employée par *Smith* pour l'analyse du codeur logarithmique [4]:

a) exprimer la largeur Δy d'un intervalle d'amplitude en fonction de y et de Δx, l'incrément du code;

b) calculer la puissance moyenne du bruit de quantisation associé à un intervalle Δy;

c) prendre la moyenne des contributions de chaque intervalle, la distribution d'amplitude étant définie par:

$$p(y) = \frac{1}{\hat{e}\sqrt{2}} \exp\left(-\sqrt{2}\,\frac{y}{\hat{e}}\right) \tag{7}$$

Cette moyenne est une fonction de C.

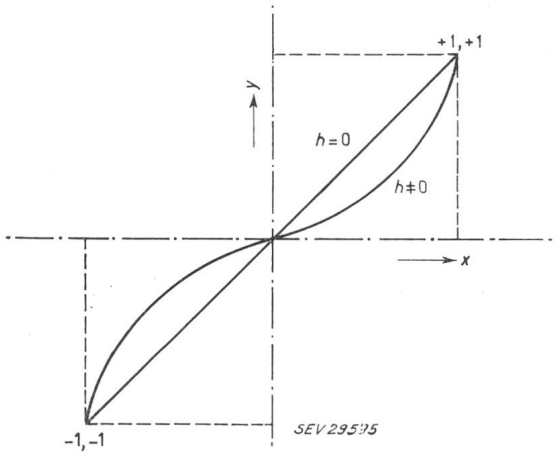

Fig. 3
Courbe de codage hyperbolique

$$y = \frac{x}{(h+1) - hx} \quad x > 0; \quad y = \frac{x}{(h+1) + hx} \quad x < 0$$

Les calculs sont donnés dans l'appendice. Le résultat final est indiqué ci-dessous. Il est dessiné sur la fig. 4 qui résume tout l'article.

$$S/N\,[\mathrm{db}] = 10 \log \left[\frac{1}{(h+1)^2 (2^N - 1)^2} \left(\frac{h^4}{2\,C^2} + \frac{h^3}{\sqrt{2}\,C} + \frac{h^2}{2} + \frac{2\,h\,C}{3} + \frac{C^2}{12}\right)\right] \tag{8}$$

4° Discussion et conclusion

Alors que le codeur logarithmique traite de façon semblable des conversations de valeur efficace différente, le codeur hyperbolique permet de favoriser une certaine plage de valeurs efficaces. En faisant coïncider cette plage avec le maximum de la distribution des valeurs efficaces, on obtiendra un gain de qualité pour l'ensemble des conversations codées. Cependant vu la nature particulière du bruit de quantisation, une décision finale quant au choix d'un système ne pourra être prise que si elle est appuyée par des essais subjectifs.

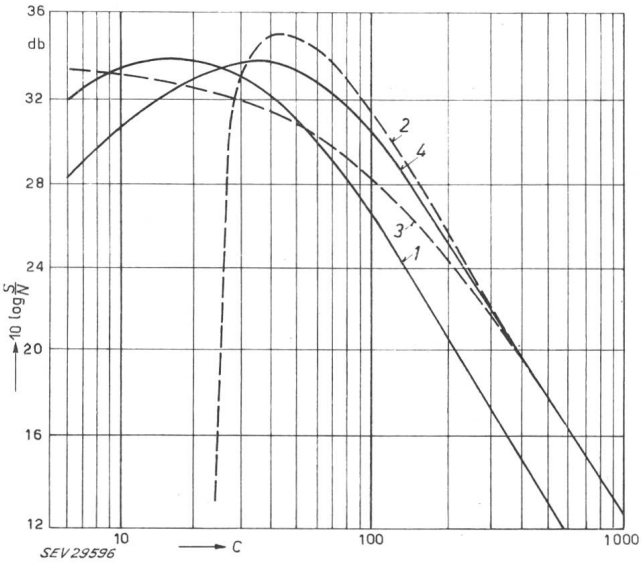

Fig. 4
Performances des codeurs non linéaires

1 hyperbolique, $h = 10$; *2* «m – ensemble», $m = 20$;
3 logarithmique, $m = 100$; *4* hyperbolique, $h = 20$
C réciproque de la valeur efficace normalisée
Autres explications voir texte

Appendice

Calcul de $S/N = f\,(C)$

La largeur d'un intervalle Δy est donnée par:

$$\Delta y = \frac{(1 + h\,y)^2}{1 + h}\,\Delta x \tag{9}$$

La puissance de bruit contribuée par un intervalle est donné par (10). Il est valable de considérer une distribution constante de l'amplitude pour un intervalle.

$$\sigma(y, \Delta x) = \frac{(\Delta y)^2}{12} \tag{10}$$

La puissance moyenne du bruit devient:

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{12} \int_{-1}^{+1} (\Delta y)^2\, p(y)\, dy \tag{11}$$

En introduisant pour $p(y)$ la valeur de (7), on obtient:

$$\bar{\sigma} = \frac{1}{12\,(h+1)^2\,(2^N - 1)^2\,\hat{e}\,2} \int_{0}^{+1} (1 + hy)^4 \exp\left(\frac{\sqrt{2}}{\hat{e}}\,y\right) dy + \int_{-1}^{0} (1 - hy)^4 \exp\left(\frac{-\sqrt{2}}{\hat{e}}\,y\right) dy \tag{12}$$

Posant:

$$A = 1\,[12\,(h+1)^2\,(2^N - 1)^2]$$

$$\bar{\sigma} = \frac{2}{A\,\hat{e}}\,(h^4 M_4 + 4\,h^3 M_3 + 6\,h^2 M_2 + 4\,h\,M_1 + M_0) \tag{13}$$

où:

$$M_j = \int_{0}^{1} y^j\, p(y)\, dy \tag{14}$$

Calculant (13), on obtient finalement le résultat désiré:

$$S/N = \sigma/\hat{e}^2 \tag{15}$$

Bibliographie

[1] *Smith, B. D.:* Coding by Feedback Methods. Proc. IRE t. 41 (1953), nº 8, p. 1053...1058.

[2] *Black, H. S.* et *J. O. Edson:* Pulse Code Modulation. Trans. AIEE t. 66 (1947), p. 895...899.

[3] *Meacham, L. A.* et *E. Peterson:* An Experimental Multichannel Pulse Code Modulation System of Toll Quality. Bell Syst. techn. J. t. 27 (1948), nº 1, p. 1...43.

[4] *Smith, B.:* Instantaneous Companding of Quantized Signals. Bell Syst. techn. J. t. 36 (1957), nº 3, p. 653...709.

[5] *Panter, P. F.* et *W. Dite:* Quantization Distortion in Pulse-Count Modulation with Nonuniform Spacing of Levels Proc IRE t. 39 (1951), nº 1, p. 44....48

Adresse de l'Auteur:

C. P. Villars, Dr ès sc. techn., Montres Omega, Bienne (BE) (auparavant: Bell Telephone Laboratories, Murray Hill, N.J., USA).

Economie réalisée par l'emploi de concentrateurs

Par *J. J. Muller,* Boulogne-Billancourt

621.395:658.5

A. Introduction

Environ 60% des capitaux investis dans les réseaux téléphoniques sont consacrés à l'établissement des lignes individuelles d'abonnés. De plus, alors que les organes d'un central sont utilisés environ la moitié du temps, le cœfficient d'utilisation des lignes individuelles d'abonnés dans les quartiers résidentiels est de l'ordre de 5 %.

Ces chiffres ont conduit les spécialistes à chercher les moyens d'améliorer l'utilisation du cuivre employé à raccorder les postes d'abonnés à leur central de raccordement. Un de ces moyens est le concentrateur, dispositif qui permet de desservir un certain nombre d'abonnés, groupés, dans une aire géographique déterminée, au moyen de lignes ou «jonctions» communes en nombre approprié à leur trafic total, et tel que la qualité du service offert est pratiquement la même que si chaque poste d'abonné était relié au central par une ligne individuelle.

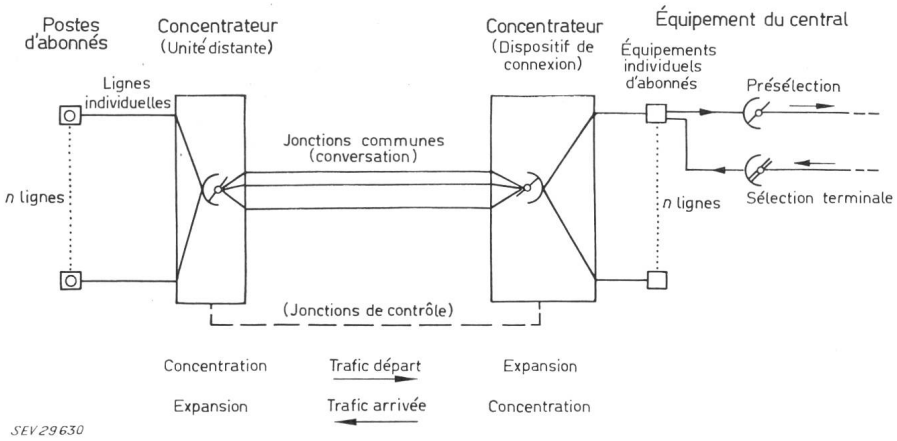

Fig. 1

Diagramme général d'un concentrateur classique sans éclatement de sélection de ligne

Les symboles d'organes tournants ne préjugent pas du système employé

Il existe diverses méthodes permettant d'insérer un concentrateur dans un réseau téléphonique automatique. Celle qui est traitée ici est celle du concentrateur expandeur représenté à la figure 1 qui s'insère dans un réseau téléphonique sans modification des centraux téléphoniques eux-mêmes. Le concentrateur signale au central l'identité d'un abonné appelant; il reçoit du central l'identité de l'abonné appelé et effectue la connexion correspondante. Au central est disposé un organe symétrique du concentrateur désigné «dispositif de connexion» qui est capable de recevoir du concentrateur l'identité de l'abonné appelant et de l'interpréter pour connecter la jonction choisie à l'équipement individuel de cet abonné au central. Pour les appels vers les abonnés reliés au concentrateur c'est le dispositif de connexion qui signalera au concentrateur l'identité de l'abonné appelé. L'ensemble «concentre» le trafic d'un groupe d'abonnés sur les jonctions communes, chaque extrémité fonctionnant en concentrateur ou en expanseur suivant le sens du trafic. Les informations nécessaires à l'identification des abonnés peuvent être envoyées sous forme de trains d'impulsions codées sur les jonctions auxiliaires en nombre faible. A titre d'exemple, la figure 2 montre un concentrateur à 52 abonnés, 8 jonctions, et 2 paires de contrôle.

Il est claire que l'on peut être tenté d'éviter la duplication de l'expansion et de la concentration du trafic liée à l'existance simultanée dans le central de la sélection finale et de l'unité de connexion mentionnée ci-dessus. On est alors amené à envisager l'éclatement de la sélection de ligne consistant à reporter auprès du groupe d'abonnés les opérations de sélection finale. Cette méthode est séduisante; toutefois, elle pose de nombreux problèmes concernant la conception même des systèmes téléphoniques, la numérotation des abonnés, etc.

L'object du présent mémorandum est de calculer la capacité des concentrateurs à prévoir dans un réseau téléphonique à créer, dans lequel on a le choix entre la construction de lignes et l'emploi de concentrateurs, en vue de réaliser la plus grande économie possible.

Il a été admis que l'on utilisait un seul et même type de concentrateur dans tout le réseau considéré. Le cas général mentionné ci-dessus de l'éclatement de la sélection de ligne, qui peut conduire à l'emploi simultané de concentrateurs de capacités différentes dans une même zone, n'a pas été envisagé. On s'est donné une loi de variation du prix des concentrateurs déduite expérimentalement des réalisations faites jusqu'ici. Ces hypothèses simplificatrices limitent naturellement la portée des résultats au cadre que l'on s'est fixé. Mais dans ce cadre, il apparaît que l'emploi de concentrateurs est économiquement justifié si leur zone d'utilisation est suffisamment étendue, et qu'une capacité