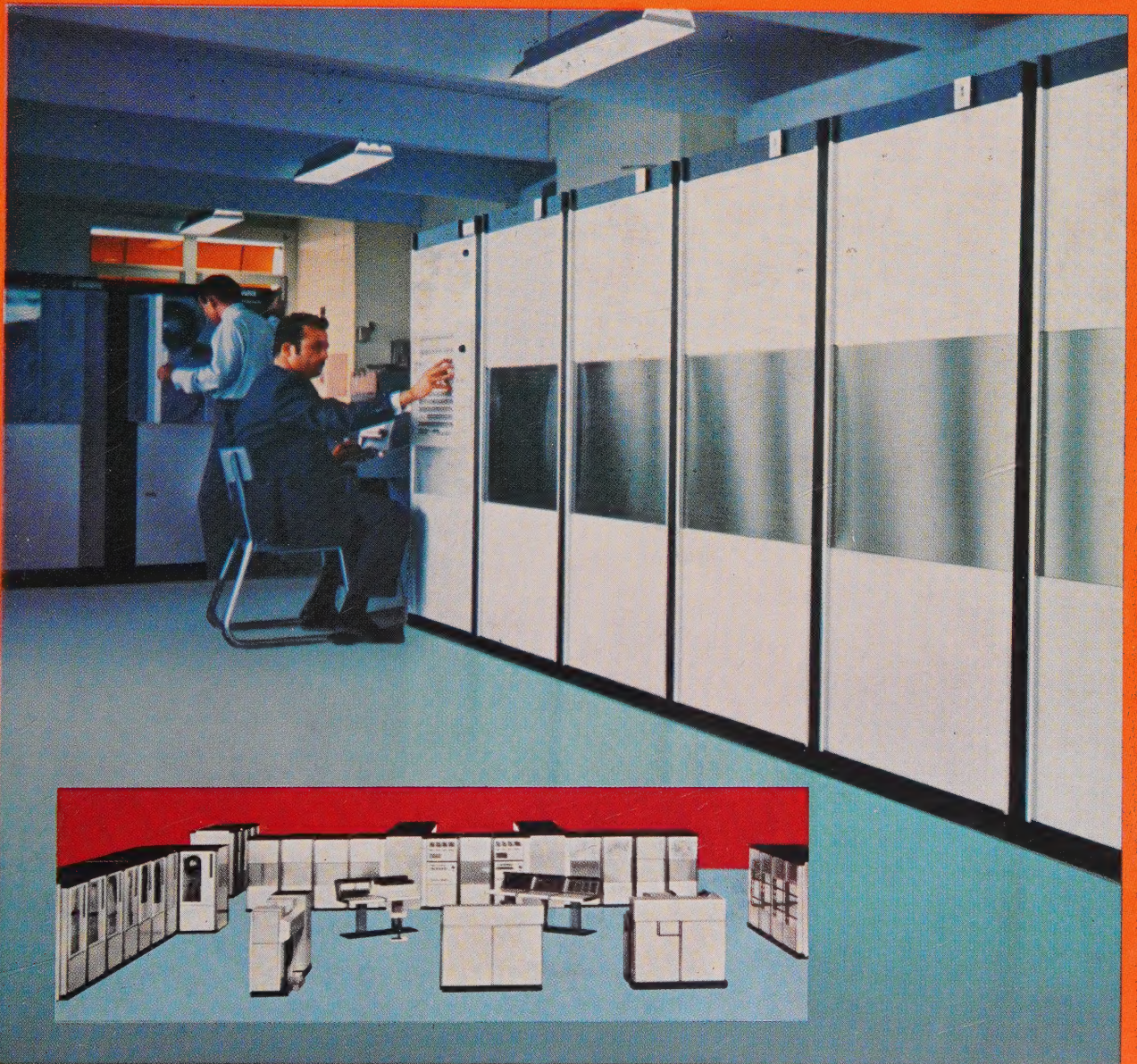


l'onde électrique

revue mensuelle
de la
Société française
des électroniciens
et des radioélectriciens



FRÉQUENCEMÈTRES COMPTEURS AUTOMATIQUES



type HA 300 B avec tiroir "adaptateur d'entrée"

1 ENTREE "CONTINU" 0 à 51 MHz

1 ENTREE "ALTERNATIF" 10 Hz à 51 MHz (sensibilité 1mV)

quartz pilote : Stabilité 2.10^{-9} /h. - 5.10^{-9} /j. - 5.10^{-8} /sem.

■ **MESURE DES FRÉQUENCES :** jusqu'à 520 MHz (tiroir HAF 600 B)
3000 MHz (tiroir HAF 700 B)
12 GHz (tiroir HAF 800 B)

■ **MESURE DES PÉRIODES :** Contacteur multipériodes avec
 $N = 10, 10^2, 10^3, 10^4, 10^5$

■ **MESURE DES DURÉES :** $1 \mu s$ à $10^8 s$ (Tiroir HAT 300 B)

memorisation: Sortie enregistreur BCD 1.2.4.8.

Convertisseur digital/analogique type HDA 100

ET'S GEFROY & Cie



S.A. CAP 10 230 000 F

O.E. Service : cercelez le n° 560

NOUVEAU...

VERSION PROGRAMMABLE

type HA 300 B/S

mêmes caractéristiques que le fré-
quencemètre HA 300 B, mais toutes
les fonctions affichables au moyen
des commutateurs du panneau avant
sont programmables et peuvent être
commandées à distance par ferme-
ture de contacts.

18, AVENUE PAUL VAILLANT-COUTURIER - 78-TRAPPES - Tél. 462.88.88
TÉLEX : 25705 - CABLE : FERITRAPPES (FRANCE)

DÉLÉGATIONS RÉGIONALES : RENNES, TOULOUSE

Terminaux et consoles conversationnelles *

F.W. WARDEN

IBM Corporation, Armonk, N.Y., USA

1. Introduction

Vous m'avez demandé de faire un exposé de synthèse sur les terminaux et les consoles conversationnelles et de présenter un résumé des résultats de ce colloque sur ce sujet. Cependant, je ne crois pas qu'il soit possible de subdiviser les systèmes de téléinformatique en éléments isolés ou sous-systèmes, c'est pourquoi je ferai quelques commentaires sur les autres sessions et donnerai mon opinion et mes conclusions sur l'ensemble du colloque.

Un rapide survol des communications présentées cette semaine montre la grande variété des applications, des technologies et des conditions d'emploi de la téléinformatique. Une étroite coopération est absolument nécessaire entre, d'une part, les utilisateurs et, d'autre part, les fournisseurs aussi bien de moyens de traitement que de moyens de transmission de l'information. En paraphrasant une citation du passé « Unis nous vaincrons, divisés nous échouons », je dirai que nous ne devons pas échouer.

On doit considérer les systèmes de téléinformatique comme des systèmes globaux. Bien que l'on puisse, et que l'on doive, discuter de chacun des éléments individuellement comme il a été fait ici durant ce colloque, chaque élément doit être considéré dans le contexte de son influence sur le fonctionnement et l'efficacité de l'ensemble du système.

Il apparaît à la lecture des communications présentées à ce colloque que beaucoup d'entre elles auraient pu être présentées avec intérêt dans plus d'une section. On doit féliciter les organisateurs d'avoir réussi à résoudre le problème difficile de l'affectation des communications aux diverses sections.

Un mot sur la terminologie. J'utilise le mot « Data Terminal » ** pour couvrir toutes les variétés de périphériques lointains et de terminaux conversationnels. Le CCITT utilise l'expression anglaise « Data Terminal Equipment ».

2. Compatibilité internationale

Certaines communications présentées ici parlent

d'un aspect important de la téléinformatique mais ne l'analysent pas en détail. Il s'agit de sa nature internationale. Il n'existe pas de frontières nationales pour les systèmes de téléinformatique et il est important, à cause de la croissance rapide du commerce international, que les obstacles éventuels soient éliminés. Un utilisateur exigera les mêmes équipements et les mêmes procédures de fonctionnement pour chacun de ses établissements qui peuvent se situer dans des pays différents. Cela impose au constructeur d'équipements de traitement de l'information de favoriser la compatibilité des normes et des procédures nationales. De plus, les différentes administrations des télécommunications et le CCITT doivent planifier et fournir des systèmes internationaux de transmission de données qui permettent le fonctionnement des systèmes internationaux de téléinformatique sans que, dans des pays différents, il soit nécessaire d'avoir des procédures d'emploi différentes ou des interfaces et des procédures entre les réseaux de transmission de données et les terminaux, différentes.

Cela s'applique plus particulièrement à la planification de tout nouveau réseau de transmission de données international. Nous avons là l'occasion de créer un réseau de transmission de données international sans aucun dispositif, tel que mémoire-tampon, pour interconnecter des systèmes nationaux incompatibles, qui coûtent chers et qui, peut-être, restreindront les possibilités techniques du réseau.

3. Les applications et leur impact sur les terminaux

Toute configuration d'équipement de traitement de l'information, avec ou sans terminaux, nécessite une adaptation pour convenir aux besoins et aux applications de l'utilisateur. Cette adaptation est d'habitude réalisée par le programme du calculateur. Cependant, en téléinformatique, cette adaptation du terminal aux besoins du système et aux possibilités de l'utilisateur est un facteur très important. Dans le cas où les opérateurs du terminal sont relativement peu expérimentés, changent fréquemment, et où le service du terminal n'est pas la fonction principale de l'opérateur, il est important que le terminal soit d'un emploi facile et que la formation des opérateurs puisse se réduire au minimum.

* Conférence prononcée à Paris, le 27 mars 1969, au cours du Colloque International sur la Téléinformatique.

** N.d.T. « Data terminal » sera traduit, par la suite, par « Terminal de transmission de données ».

Cela peut être réalisé de deux façons principales :

a) Une première technique utilise un pupitre agencé de façon à aider l'opérateur dans la préparation des données d'entrée et un format sortie simple à comprendre. Cela élimine immédiatement les claviers du genre des téléimprimeurs. D'habitude, on utilise un jeu de clés avec des étiquettes descriptives sur chacune d'elles, de façon à ce que l'opérateur puisse construire un message d'entrée complet sur le pupitre, le contrôler et ensuite le transmettre en appuyant sur une clé de transmission. L'information à transmettre est souvent codée et le temps nécessaire pour réaliser cette transmission est réduit au minimum, réduisant par là les coûts de transmission mais augmentant le coût du terminal. Il est souvent nécessaire d'avoir une conception différente pour le terminal lorsque l'on veut l'utiliser pour différentes applications.

b) Une autre technique utilise des terminaux simples (téléimprimeur, machine à écrire pouvant transmettre, téléphone à clavier) qui sont identiques pour toutes les applications. Dans ce cas, le programme du calculateur guide l'opérateur dans la préparation du message d'entrée en lui envoyant des instructions ou des demandes au sujet d'éléments d'information particuliers, auxquelles l'opérateur répondra en frappant l'information au clavier. Ce type de fonctionnement nécessite un terminal plus simple, identique pour de nombreuses applications, mais demande plus de temps pour introduire une information. Contrairement à la première méthode, les coûts des terminaux sont moindres mais le coût de la transmission est plus important.

Aucun des deux systèmes proposés n'est universel. Pour satisfaire tous les besoins possibles, il faut disposer des équipements et des possibilités de transmission de données nécessaires.

4. Classification du fonctionnement des terminaux

Il serait intéressant d'établir une série de classes ou de catégories dans lesquelles tous les terminaux et leurs méthodes d'emploi pourraient être placés sans équivoque. Cela, bien sûr, est impossible car la grande variété des applications et des besoins empêche toute classification rigide et détaillée. Cependant, je crois qu'une classification moins précise, telle qu'elle a été suggérée dans certaines communications, serait utile pourvu que la classification se réduise à l'usage du terminal et non à sa structure.

La classe d'emploi la plus importante est la collecte et la distribution de l'information. Tous les types de terminaux, allant du poste téléphonique, téléimprimeur, système de visualisation, jusqu'au petit calculateur, peuvent être utilisés. Les rapidités de transmission, dans cette classe, vont de 50 bauds à 48 kbauds et même plus dans certains cas.

La classe suivante est l'interrogation, caractérisée par des messages d'entrée courts et des informations en sortie sur le terminal allant depuis quelques caractères (peut-être seulement une réponse par oui ou par non) jusqu'à quelques milliers de caractères. Beau-

coup de systèmes utilisent des terminaux à clavier avec réponse vocale générée par le calculateur. Des écrans de visualisation sont utilisés très couramment quand une information détaillée est demandée au calculateur. De même, des téléimprimeurs peuvent être utilisés pour l'interrogation. Les vitesses de transfert en entrée vers le système central sont d'habitude de moins de 200 bauds alors que les vitesses en sortie vont de 200 à 2 400 bauds et plus pour les écrans de visualisation. Pour les réponses audio où la présentation visuelle de la réponse n'est pas demandée, une voie analogique audio est nécessaire.

Enfin, il y a le mode interactif ou conversationnel où l'opérateur échange des données (réponse suivie de questions) avec le système central. Ici, le terminal le plus courant est le téléimprimeur, cependant les écrans de visualisation alphanumérique se répandent de plus en plus. Pour les terminaux du type téléimprimeur, la rapidité de transmission est faible alors que, pour les écrans de visualisation, elle est de 2 400 bauds et plus. La réponse audio est également intéressante pour les systèmes simples.

5. Qu'est-ce qu'un terminal de transmission de données ?

Il serait sans doute utile de définir le terme terminal de transmission de données. La session du colloque qui traite de ce sujet utilise les termes de périphérique lointain et de terminal conversationnel. Ces mots, bien que plus précis que terminal de transmission de données, ne couvrent pas la grande variété des systèmes possibles qui peuvent porter le nom de terminal de transmission de données.

Examinons d'abord le sens du mot « donnée ». La définition classique est : toute information pouvant paraître sous une variété de forme comme des mots écrits, des images, des signes, des pensées, des poids, des mesures, des signaux élémentaires dans un canal de transmission de données, etc. Il est très important de se rendre compte de la grande variété des formes que peut prendre une donnée. En tant qu'expert du traitement de l'information, nous avons tendance à imaginer une donnée sous la forme de sa représentation numérique. La technologie a montré que la représentation numérique est souvent la plus dense, la plus efficace pour la transmission et le stockage de l'information. Cependant, nous ne devons pas négliger la nature de l'information, par exemple les informations d'audio, les images, les fac-similés, les mots imprimés, les électrocardiogrammes, etc. Ne nous laissons pas fasciner par les techniques des systèmes d'entrée-sortie numérique ou de transmission de données numériques à tel point que nous négligions de satisfaire la demande rapidement croissante de la représentation analogique des données et de sa transmission entre des installations éloignées et le système central de traitement de l'information. Bien entendu, une telle forme de données peut être numérisée et transmise sur le nouveau réseau de transmission de données numériques qui sera installé durant la prochaine décennie.

Cependant, il vaudrait peut être mieux mettre à la disposition de systèmes analogiques simples un réseau analogique tel que celui qui existe actuellement pour le réseau commuté téléphonique et qui serait amélioré dans les années à venir, ou bien un nouveau réseau qui pourrait transmettre efficacement aussi bien les signaux analogiques que numériques.

On pourrait ainsi définir un terminal de transmission de données : tout dispositif qui transforme des données de leurs formes originales en une représentation qui puisse être transmise vers un système de traitement de l'information et réciproquement dans l'autre sens.

Aujourd'hui, dans la mise en œuvre des systèmes de traitement de l'information, on utilise encore des formes démodées de transport de l'information comme les services postaux, les messagers, les camions, etc. avec toutes les difficultés qu'elles entraînent, en particulier les douanes et toutes les formalités de passage de frontières. Ces méthodes de transport de l'information sont de plus en plus remplacées par des services de transmission de l'information. Ce processus ira en s'accroissant dans la mesure où les utilisateurs, les fabricants de système de traitement de l'information et les administrations de télécommunications collaboreront pour fournir des services nouveaux et pour éliminer les restrictions administratives gênantes qui existent encore.

C'est pourquoi les terminaux de transmission de données comprennent une très grande variété de dispositifs, postes téléphoniques, téléimprimeurs, machines de fac-similés, petit calculateur, machines-outils commandées automatiquement, etc. Les terminaux sont des points d'entrée et de sortie de l'information sur un système de traitement de l'information et ils doivent être aussi près que possible de la source ou de la destination de l'information, ceci dépendant de facteurs économiques.

Cela m'amène à parler d'un autre besoin qui ne peut être satisfait par des terminaux fixes et connectés de façon permanente au réseau de transmission de données.

Il y a une demande croissante pour des terminaux mobiles. Le voyageur de commerce qui visite ses clients pendant la journée devrait pouvoir envoyer ses commandes et d'autres informations, le soir, de chez lui ou de sa chambre d'hôtel ou même d'une cabine téléphonique. Le couplage acoustique entre le combiné téléphonique et un terminal de transmission de données approprié peut être une solution. D'autres solutions techniques peuvent être envisagées, par exemple rendre possible les connexions électriques directes entre le terminal et la ligne de transmission du poste téléphonique à l'aide d'une fiche dans ce dernier. Les performances de transmission d'une liaison établie par couplage acoustique ne sont, sans doute, pas extraordinaires mais si une transmission de dix caractères à la seconde est suffisante, c'est sans doute mieux que rien. La détermination de la faisabilité technique de méthodes de couplages acoustiques ou autres pour les terminaux portables est largement du ressort des administrations des télécommunications.

Il y a également une demande pour l'utilisation des transmissions radio pour les terminaux mobiles.

Elles permettraient, par exemple, l'usage de terminaux téléimprimeurs dans les voitures de police ou tout autre véhicule d'urgence.

6. Les terminaux de transmission de données et le système de traitement

Les terminaux de transmission de données existent et travaillent dans un système de traitement de l'information : ils ont ainsi une interaction avec tous les autres éléments de ce système.

Du point de vue de l'informaticien, il y a trois caractéristiques principales qui influent sur le fonctionnement et l'efficacité du système global. Dans l'ordre d'importance décroissante :

— d'abord, l'interaction entre le terminal de transmission de données et le fournisseur ou le receveur de ces données. Le fournisseur ou le receveur peut être des hommes, des machines ou une combinaison d'hommes et de machines. D'habitude, cette interaction est dominée par les caractéristiques du fournisseur ou du receveur de données.

— ensuite, nous avons l'interaction entre le terminal de transmission de données et le système de traitement de l'information. Il s'agit essentiellement alors de la structure et de la forme des données à l'entrée et des besoins de présentation et de contenu des données à la sortie. En grande partie, cette interaction dépend de l'analyse des opérations et du détail des fonctions à réaliser ; elle est prise en compte par un programme. Dans son interaction avec le système central de traitement de l'information, le terminal de transmission de données ne doit pas soumettre son opérateur à des restrictions superflues. Un lecteur de ruban perforé ou tout autre dispositif d'entrée-sortie, qu'il soit connecté en local ou à travers tout système de transmission de données, doit apparaître identique à l'utilisateur.

— enfin, nous avons l'interaction entre, d'une part, l'équipement terminal et le processeur central, et d'autre part, le réseau de transmission de données. Il faut avoir la possibilité de transmettre la représentation électrique d'une information entre le terminal et le système central de traitement de l'information, quel que soit le format ou le contenu de cette information.

L'A.T. & T. a réalisé une série de films publicitaires pour la télévision qui montre le but à atteindre pour toutes les administrations des télécommunications : « Le réseau pour transmettre n'importe quoi, n'importe quand, n'importe où ».

La poursuite du dialogue avec les administrations des télécommunications y compris l'A.T. & T. permettra d'atteindre cet objectif en temps voulu.

7. Revue des communications présentées

Je crois que presque toutes les communications sur les terminaux de transmission de données, présentées au cours de ce colloque, peuvent se classer dans les trois grandes catégories suivantes :

- La transformation des combinés téléphoniques ou des téléimprimeurs en terminaux de transmission de données ;

- Les écrans de visualisation à tubes cathodiques ;
- La synthèse et reconnaissance de la parole.

Que nous apportent ces communications ?

1. Les combinés téléphoniques et les téléimprimeurs déjà existants ont attiré l'attention des experts en traitement de l'information à cause de leur usage très largement répandu, de leur faible coût et de leur compatibilité avec les réseaux actuels. Ces experts ont adapté leur système de traitement de l'information afin de tirer profit de ces terminaux bon marché. Doit-on continuer cette adaptation ou bien doit-on, à cause de l'augmentation rapide des besoins de téléinformatique, construire un terminal qui serait d'abord un terminal de transmission de données et accessoirement un terminal de transmission de communications téléphoniques ? Telle est la question qui se pose.

Ce problème sera important lorsque des services de téléinformatique seront offerts aux particuliers, par exemple pour les devoirs des enfants ou les achats de la mère de famille ou les calculs d'impôts pour le mari.

2. Les utilisateurs cherchent à éliminer le plus possible les sorties imprimées sur les terminaux. Quand cela est nécessaire l'utilisateur reçoit l'information sur un écran de visualisation ou bien sous la forme de réponse audio synthétisant la parole. Les états imprimés sont remplacés par le stockage des informations au calculateur central. Je suis persuadé que ceci représentera un changement fondamental des attitudes des utilisateurs, comme, par exemple, les comptables qui demandent des documents écrits. Peut-être, verrons-nous enfin une société dans laquelle l'usage du papier diminuera.

3. Il y a de plus en plus de recherches poursuivies dans le domaine de la reconnaissance et de la synthèse de la parole. La synthèse de la parole est utilisée aujourd'hui dans certains systèmes de traitement de l'information mais je suis persuadé que l'emploi de la parole en tant que moyen d'entrée et de sortie d'information dans un système de traitement de l'information nécessitera des recherches encore considérables. Cependant je suis sûr que bientôt nous pourrons parler à un système de traitement de l'information et l'écouter et, si ceci ne coûte pas trop cher, une grande partie des terminaux simples pourraient être constituée de simples postes téléphoniques.

4. Enfin, ces communications ne couvrent qu'une partie du domaine des terminaux de transmission de données. Le domaine des systèmes graphiques, des fac-similés, des contrôles industriels, des diagnostics médicaux, des moyens pour la presse, se développent rapidement. Chacune de ces applications nécessite des terminaux et des systèmes de traitement de l'information particuliers qui diffèrent beaucoup des systèmes de traitement de l'information que nous connaissons couramment aujourd'hui. Elles imposent peut-être des caractéristiques particulières au réseau de transmission de données fourni par les administrations des Télécommunications. Le domaine

de l'éducation pour personnes de tous âges, sera également un grand client de la téléinformatique. L'UNESCO a, je crois, étudié cette question.

8. Conclusion

En lisant les communications présentées au cours de ce colloque et en considérant les années passées, il est facile de se rendre compte combien nous avons parcouru de chemin depuis les simples systèmes de traitement de l'information par train de programmes sans aucune transmission de données. Aujourd'hui nous disposons d'équipements, de programmes et de systèmes de transmission de données qui permettent aux utilisateurs de disposer de systèmes de téléinformatique des plus simples aux plus complexes.

Il est évident que la route est encore longue :

- Les utilisateurs nous disent que les systèmes qu'ils installent coûtent trop chers, sont difficiles à programmer et devraient être plus sûrs.

- Les constructeurs des calculateurs croient que les demandes de leurs clients sont parfois difficiles et que les technologies devraient être améliorées.

- Les administrations des Télécommunications sont, sans aucun doute, perplexes devant le monde un peu fou et rapidement changeant de la téléinformatique.

Pour résumer, ce sont les tensions normales d'une famille en bonne santé, en plein développement.

Nous avons tous des problèmes :

L'utilisateur doit convaincre sa direction que l'avenir de l'entreprise dépend d'un système de téléinformatique compliqué qui pourrait produire des changements importants dans l'organisation de l'entreprise.

Le constructeur qui rencontre les difficultés suivantes

- un marché instable et à croissance rapide,
- des technologies qui changent avant que les coûts d'études et de développement soient complètement amortis.

Les administrations des Télécommunications ont les difficultés suivantes :

- un réseau conçu pour transmettre la voix,
- une demande à croissance explosive pour de nouveaux services,
- une source limitée de financement pour de nouveaux investissements et
- une très grande quantité d'installations nouvelles à prévoir, ce qui limite la rapidité d'introduction de nouvelles technologies.

Je suis persuadé que le spécialiste de l'informatique a la responsabilité de prendre le commandement sur la voie qui mène à l'avenir. Il est le mieux placé pour fixer les directions de développement et pour établir les compromis entre les équipements, les programmes et les services de transmission de données. Cela nécessitera une coopération continue avec les administrations des Télécommunications et les utilisateurs afin de prendre les décisions techniques correctes.

Un réseau de transmission de données à grande souplesse d'emploi *

D.W. DAVIES

National Physical Laboratory, Teddington, UK

1. Introduction

On prévoit un grand développement de l'usage des transmissions de données au cours des années de 1970 à 1980. Une part de cette augmentation est due à l'utilisation « interactive » ou « conversationnelle » des calculateurs, cet emploi change complètement la nature de l'interaction homme-machine. Mesuré en terminal-heure, ce type de communication sera prépondérant mais, avec les systèmes actuels de transmission, cela coûte cher à cause du mauvais usage des lignes. Le développement des études de nouveaux types de réseaux de transmission de données ne provient pas seulement de l'augmentation du trafic que l'on attend à partir de 1970 mais également de la grande variété de terminaux qui seront alors utilisés. Des terminaux de visualisation graphique et alphanumérique à bas prix sont en cours de développement et ils amélioreront la qualité des possibilités de l'interaction homme-machine sur les dispositifs traditionnels. Ces nouveaux terminaux ont des caractéristiques de trafic différentes et, en général, produisent des débits plus élevés de données. Ce genre d'application n'est possible que si le réseau permet des délais de transmission très courts, c'est pourquoi un temps de réponse rapide est nécessaire.

Parallèlement à ces nouvelles conditions d'emploi, nous voyons apparaître de nouvelles techniques de manipulation des données. Durant la prochaine décennie, l'usage plus répandu de la modulation par impulsion codée en téléphonie, non seulement pour les courtes, mais également pour les longues distances, amènera à utiliser des liaisons numériques qui auront couramment un débit de 1,5 mégabaud. A la même époque, l'utilisation de mémoires de stockage dans les réseaux de télécommunications, jusqu'alors limité à des systèmes télégraphiques très lents, deviendra possible pratiquement et économiquement, grâce au développement rapide des

mémoires depuis les années 1960. On disposera alors de mémoires possédant un débit d'environ 200 mégabits par seconde et leur emploi, comme mémoire temporaire dans un système à réponse rapide, sera envisageable économiquement.

Prenant comme base ces hypothèses, nous avons commencé en 1966 à étudier des réseaux de transmission de données utilisant le stockage et capable de répondre aux nouvelles conditions d'emploi. Nous avons rapidement esquissé un système qui employait le stockage dans tous les centres de commutation. Une estimation grossière de son coût a montré qu'une étude plus approfondie valait la peine. On trouvera en bibliographie [1, 2, 3, 4] une description du système proposé ; un réseau expérimental mettant en œuvre certains de nos principes a été construit au National Physical Laboratory [5].

2. Principe du système proposé

Dans un réseau à mémorisation **, l'information à transmettre est divisée en « messages » et est enregistrée à chaque point de commutation avant d'être retransmise. L'emploi du stockage signifie qu'il n'y a pas un débit fixe de l'information et que celle-ci peut être envoyée à la vitesse optimale pour chaque étape de son voyage. Corrélativement, cela signifie qu'il y a un délai à chaque nœud de commutation, ce délai dépend du nombre de files d'attente que le message doit emprunter, de la longueur moyenne de ces files d'attente, de la vitesse de transmission et de la longueur du message.

Le réseau de transmission de données proposé possède un réseau supérieur travaillant entièrement dans le mode mémorisation dans lequel la longueur des messages est faible et la vitesse de transmission élevée. C'est pourquoi le délai à travers le réseau supérieur est faible.

* Conférence prononcée à Paris, le 25 mars 1969, au cours du Colloque International sur la Téléinformatique.

** N.d.T. En anglais : Store-and-forward.

Le choix d'une limite supérieure pour la longueur des messages est très critique. Si un message long doit être envoyé, il sera divisé en un ensemble de messages plus courts pour la transmission. Afin d'éviter la confusion, nous appellerons « paquets » les messages transmis par le réseau supérieur. Le message de l'utilisateur peut avoir été divisé en plusieurs paquets afin d'être transmis.

Dans un système en temps réel ou conversationnel, l'information échangée entre utilisateurs possède normalement la structure de message. Par exemple, les systèmes en temps réel utilisent des messages relativement courts entre le terminal et le calculateur central. Il est en effet courant, lorsque l'on emploie un téléimprimeur, de traiter chaque ligne comme un message séparé, avec la possibilité, pour le calculateur central, de répondre à la fin de chaque ligne. Dans le sens inverse, les messages du calculateur central au terminal sont, en général, plus longs mais peuvent être décomposés en paquets sans inconvénient. Une étude plus détaillée de l'emploi du réseau supérieur et des procédures de commande employées montre qu'un grand nombre de messages courts seront envoyés à travers le système. C'est pourquoi le format du paquet a été calculé de façon à ce que son contenu puisse varier depuis quelques octets jusqu'à 100 octets sans gêner l'efficacité du système.

Le format des paquets a été choisi de façon à permettre un traitement facile par un calculateur, il est donc différent des formats habituels de la télégraphie.

Dans un centre de commutation expérimental, c'était le calculateur qui limitait les performances à environ 2 600 paquets par seconde. A 80 % de ce débit-limite, le délai moyen pour un paquet à travers le centre de commutation était de 1,5 ms. En conséquence, le délai à travers le réseau supérieur est imperceptible pour la plupart des besoins des utilisateurs (ce centre de commutation est conçu autour d'un petit calculateur et possède cinq jonctions de 1,5 mégabit par seconde. Si nécessaire, des centres de commutation à performances beaucoup plus élevées peuvent être conçus).

Voyons maintenant comment des abonnés peuvent utiliser ce réseau supérieur qui transporte rapidement des messages courts. Nous proposons qu'ils accèdent au réseau supérieur, uniquement indirectement, à travers des calculateurs que nous appelons « calculateurs d'interface ». Ceux-ci sont chargés de former les paquets dans le bon format pour les envoyer dans le réseau supérieur et de traiter les paquets standard qu'ils reçoivent de ce réseau supérieur de la façon souhaitée par l'abonné. Les calculateurs d'interface contrôleront une grande variété de terminaux tels que consoles, écrans de visualisation, imprimantes et traceurs de courbes. Pour chacun de ces terminaux, le calculateur d'interface jouera le rôle de « transformateur » entre les conventions locales du terminal et le format de paquet dans le réseau supérieur.

Parmi les fonctions du calculateur d'interface, nous trouvons :

1) l'assemblage des données dans le format correct pour le réseau supérieur et réciproquement. Cette

opération peut demander l'assemblage de paquets à partir de caractères et la distribution de caractères sur les terminaux.

2) la commande de l'accès au réseau. Ceci comprend la gestion des informations d'adressage et l'examen du paquet à la réception pour voir si le numéro d'expéditeur est acceptable.

3) La comptabilité de la facturation des abonnés.

4) le découpage des messages longs, la numérotation des morceaux et le réassemblage de ces messages à la réception.

5) le contrôle du débit de transmission. Dans un réseau où la vitesse de transmission des terminaux n'est pas fixée, cette vitesse peut être commandée par l'envoi de paquets, ou de messages, en retour.

Les premiers calculs nous ont montré que le coût du réseau proposé dépendrait essentiellement des lignes locales et de la méthode de connexion de celles-ci au calculateur d'interface. Ceci est particulièrement critique pour les terminaux lents.

Un réseau local souple d'emploi a été étudié pour le système expérimental NPL [5] mais il ne serait sans doute pas économique avec le coût actuel des équipements dans un réseau public général. La nécessité de réduire les coûts et celle d'utiliser les terminaux existants imposeront pour certaines classes de terminaux, tels que les téléimprimeurs à 110 bauds et les écrans de visualisation à 1 200 bauds, de réaliser des dispositifs spéciaux pour les lignes locales. Pour les terminaux à plus grand débit, des systèmes plus souples pourront être employés comme celui utilisé dans l'expérience du NPL.

3. Le nouveau réseau vu du côté des utilisateurs

Le « message » tel qu'il est conçu par l'utilisateur peut être considérablement plus long que le paquet employé sur le réseau supérieur. Un accord doit être réalisé entre l'utilisateur et le réseau sur le point de savoir si le message complet est à stocker dans le calculateur d'interface avant d'être envoyé ou s'il peut être transmis par morceaux dont la longueur sera définie par l'utilisateur.

Pour les terminaux à un seul utilisateur, le concept de « l'appel » tel qu'on le conçoit dans un système téléphonique est conservé et, durant un appel, l'utilisateur est inaccessible aux autres abonnés. Pour un calculateur qui peut être en conversation simultanément avec plusieurs terminaux, l'unité d'information au cours d'une interaction est donnée par un ou plusieurs paquets. Pour les terminaux lents, l'unité de 1 paquet est suffisante mais pour les terminaux rapides, tel que imprimante ou traceur de courbe photographique, on disposera d'une plus grande zone de mémoire-tampon et on enverra plus d'un paquet à la fois. Ces paquets porteront un numéro afin de permettre un assemblage correct à la réception à cause des délais variables possibles dans le réseau.

Les terminaux pourront recevoir la possibilité d'accéder à une grande variété de services de traite-

ment de l'information et de calcul à travers le réseau. A l'opposé, si on le souhaite, un groupe de terminaux peut être considéré comme constituant un réseau privé et séparé des autres utilisateurs.

Deux questions ont attiré l'attention de beaucoup de spécialistes de transmission de données, ce sont le problème de la transparence au code et le besoin de se conformer à un format standardisé.

Sur le nouveau réseau, on peut fournir une transparence au code aussi importante que nécessaire, il faut cependant ne pas oublier que les formes extrêmes de la transparence peuvent créer des conflits avec la nécessité de transmettre des informations de routage et de supervision. Dans le réseau expérimental NPL par exemple, chaque ensemble de 8 bits transparent au code est accompagné de bits supplémentaires qui fournissent des informations de format et de supervision. Sur le réseau, de nombreux utilisateurs se satisferont du code ISO à 8 bits et, pour cela, une transparence plus large n'est pas nécessaire.

Le réseau n'est absolument pas transparent pour la synchronisation d'événements et par là impropre à la transmission purement synchrone, telle que celle exigée par les systèmes fac-similés qui exigent le synchronisme d'un balayage mécanique.

On ne peut se dispenser complètement des restrictions de format puisque le début d'un appel, les informations de routage et la fin d'un appel sont mises en format. Le réseau proposé peut fonctionner en simulant une ligne privée, auquel cas aucune information de routage n'est nécessaire et la seule information en format qui soit essentielle est la fin d'un message (cela garantit que toute information restant dans la mémoire tampon du calculateur local d'interface a été envoyée). D'autre part, certains utilisateurs demanderont plus de contrôle en format, comme dans le cas décrit plus haut où chaque ligne est envoyée comme un paquet indépendant. Dans le cas extrême où l'utilisateur veut envoyer son information caractère par caractère, chaque caractère peut être transmis comme un paquet, mais ceci coûtera évidemment plus cher.

On peut voir qu'une très grande variété de possibilités peut être, en théorie, offerte à l'utilisateur. Dans la pratique, la variété des services devra être limitée afin de réduire le nombre de réseaux locaux et de calculateurs d'interface différents possibles.

4. Limites du réseau proposé

Un réseau public peut procurer de grandes économies aux utilisateurs mais ces économies sont obtenues en adaptant les propriétés du réseau à l'ensemble des besoins communs des utilisateurs.

Le réseau proposé dans cet article possède une caractéristique particulière : il utilise un paquet court comme véhicule interne de l'information. Il perd son efficacité quand les unités d'information employées par l'utilisateur sont, soit beaucoup plus courtes, soit beaucoup plus longues que ce paquet. Nous avons cité ci-dessus le cas de l'utilisateur

exigeant une interaction caractère par caractère, nous pensons que ceci est une exigence rare. A l'autre extrême, il y a des utilisateurs qui transfèrent d'un calculateur à un autre des travaux ou des programmes entiers avec une très grande quantité de données, sans aucune interruption. Pour eux, la décomposition en paquets est une complication superflue et il est vraisemblable qu'un système de commutation de circuits serait plus économique.

Le système proposé ne conserve pas les relations temporelles des signaux et ne convient pas à cause de cela à certains usages nécessitant le synchronisme. Ces usages, y compris la transmission de fac-similés, ont, pour la plupart également, de longs messages à transmettre.

5. Place du réseau de transmission de données dans les services des télécommunications

L'examen des limites décrites dans le précédent paragraphe laisse à penser qu'une grande variété des services de transmission de données sera desservie par un réseau à mémorisation du type présenté, associé à un réseau à commutation de circuits utilisant une vitesse de transmission de données relativement élevée. Puisque ce dernier serait utilisé principalement pour les messages très longs, une très grande vitesse de réponse ne serait pas forcément nécessaire et il serait possible d'intégrer la commutation du réseau de transmission de données par circuits commutés au réseau téléphonique comme on l'a proposé aux Etats-Unis pour le réseau à 50 kbauds et le visio-phonie (6 Mbauds).

Une intégration plus étroite des deux types de réseaux est théoriquement possible, de façon à permettre le partage des canaux de transmission communs et l'adaptation aux conditions du réseau de la part de capacités utilisée par chacun. L'intégration dans le sens que les mêmes terminaux puissent employer les deux systèmes ne semble pas très utile en l'absence d'applications connues de ce type. Il est vrai qu'un calculateur peut échanger les données avec un autre calculateur à travers un réseau de circuits commutés et échanger des messages courts avec des terminaux à travers un réseau de commutation de messages. Il est avantageux, dans ce cas, d'équiper le calculateur de deux canaux séparés afin d'éviter l'interférence entre les deux types de trafic.

La proposition faite ici de séparer le trafic de transmission de données en fonction de la longueur des messages, est en désaccord avec d'autres propositions. La proposition la plus voisine est le réseau expérimental ARPA aux Etats-Unis qui interconnecte 19 calculateurs multi-accès en utilisant le mode de mémorisation avec des paquets d'environ 1 000 bits.

D'autres propositions envisagent des canaux à 48 kbauds par commutation de circuits avec une grande vitesse de commutation, mis en relation avec des canaux plus lents par des mémoires-tampons individuelles. Le but ici est une intégration éventuelle à la fois de la transmission et de la commutation

grâce à un système téléphonique MIC, mais cela n'est sans doute qu'un but très lointain. Il existe également un autre réseau de transmission de données, qui intègre la transmission de données et le télex et fonctionne par commutation de circuits, il emploie, pour des vitesses inférieures à 10 kbauds, un système ingénieux de multiplexage dans le temps qui réalise une commutation très économique [6, 7].

Les grandes différences entre ces divers systèmes se trouvent dans le but poursuivi par leur concepteur. Nous donnons ci-dessous quelques exemples de points de vue conduisant à différentes conceptions de systèmes.

5.1. Intégration avec d'autres trafics

a) Concevoir aujourd'hui un réseau tel que l'on puisse progresser vers un réseau unique pour tous les trafics de télécommunications.

b) Reconnaître qu'un certain nombre de méthodes de transmission et qu'un certain nombre de techniques de commutation coexisteront et affecter chaque type de trafic à la méthode permettant de la traiter au mieux. On peut séparer le trafic suivant le critère de la rapidité de transmission, de la longueur des messages, du temps de mise en communication ou de toute combinaison de ces critères.

c) Réaliser l'intégration avec un trafic déjà existant tel que le trafic télex afin d'améliorer les conditions économiques du nouveau réseau. Développer petit à petit des possibilités plus étendues pour de nouveaux utilisateurs tels que les systèmes à multi-accès.

5.2. Transparence et intercommunication

a) Fournir la plus grande transparence compatible avec le besoin des terminaux de communiquer avec le système de commutation. Permettre, en conséquence, aux concepteurs de calculateurs de réaliser pour chaque application une méthode de communication particulière.

b) Laisser transparente certaines des caractéristiques du système et, pour les autres, autoriser un certain nombre de choix entre des normes et fournir une conversion de l'une à l'autre. Ceci permet l'interconnexion entre des utilisateurs employant des normes différentes, s'ils le désirent.

c) Viser une plus grande standardisation couvrant les codes, les rapidités, les formats et les procédures.

La conception du réseau présenté dans cette conférence est dominée par les points de vue indiqués en 5. 1. b) et 5. 2. b).

6. Conclusions

Lorsque nous envisageons les différentes sortes de réseau de transmission de données qui seront bientôt nécessaires, nous avons à prendre en compte les nouveaux besoins des utilisateurs et les nouvelles techniques utilisables pour réaliser le système.

Le type de système décrit dans cette communication emploie le stockage à chaque nœud de commutation, les jonctions à grande vitesse et un format particulier pour les paquets ; il présente quelques-unes des propriétés et des limitations des systèmes de commutation de messages communément admis.

Un tel système peut offrir une réponse très rapide, donnant l'illusion d'un canal duplex et la possibilité du travail conversationnel. Il possède aussi peu de limitation de code et de format que le désire l'utilisateur, il peut simuler des lignes privées ou un réseau privé et, en plus, donner une accessibilité totale quand cela est nécessaire.

Les limites du réseau proposé sont les conséquences de l'usage de paquets courts. Une combinaison d'un tel réseau et d'un réseau à commutation de circuits transmettant à grand débit, semble convenir à tous les besoins connus à ce jour.

Bibliographie

- [1] DAVIES D.W. — Communication networks to serve rapid-response computers. Proceedings of IFIP Congress 1968.
- [2] DAVIES D.W. — The principles of a data communication network for computers and remote peripherals. Proceedings of IFIP Congress 1968.
- [3] SCANTLEBURY R.A., WILKINSON P.T. and BARTLETT K.A. — The design of a message switching centre for a digital communication network. Proceedings of IFIP Congress 1968.
- [4] SCANTLEBURY R.A. and WILKINSON P.T. — The control functions in a local data network. Proceedings of IFIP Congress 1968.
- [5] BARTLETT K.A. — Transmission control in a local data network. Proceedings of IFIP Congress 1968.
- [6] GOSSLAU K. — Data traffic : The communication of digital information. *Nachrichten Tech. Z.*, vol. 8, 1968, pp. 500-506.
- [7] KAMMERL A. — An all-electronic automatic telegraph and data exchange system. *Nachrichten Tec. Z.*, 1967, pp. 28-36.
- [8] HALINA J.W. — Data transmission — current trends and future prospects. *Electrical Communication*, vol. 41, 1966, pp. 177-195.
- [9] FRANKLIN R.H. and LAW H.B. — Trends in digital communication. *I.E.E.E. Spectrum*, nov. 1966, pp. 52-58.
- [10] BARAN P. and GREENBERGER M. — Urban mode in the information network. Rand Report p. 3562, April 1967, 23 pages.
- [11] McPHERSON J.C. — Data communication requirements of computer systems. *I.E.E.E. Spectrum*, dec. 1967, pp. 42-45.
- [12] DENNIS J.B. — A position paper on computing and communications. *Comm. ACM* n° 5, May 1968, pp. 370-377.

Extension du réseau Télex français à la transmission de données à 200 bauds *

R. DAUDE

CNET - Issy-les-Moulineaux

1. Introduction

L'avantage essentiel de la solution dite « télégraphique » pour la constitution d'un réseau de transmission de données est bien connu : il consiste en l'économie des modems individuels dans les installations d'abonnés et leur report, en nombre beaucoup moins grand, sur les équipements des circuits reliant entre eux les centraux de rattachement. Ce principe est appliqué depuis longtemps dans les réseaux Télex où les modems sont, en somme, constitués par les équipements de télégraphie harmonique des circuits inter-centraux, les lignes de rattachement étant, en général, métalliques et exploitées en courant continu. Il n'est donc pas surprenant que l'idée d'utiliser les réseaux télex existant pour la transmission des données ait été mise en avant dès les premiers développements de cette technique.

Le réseau Télex de l'Administration Française des PTT était, à cet égard, particulièrement favorisé, car il présentait déjà de nombreuses caractéristiques susceptibles de faciliter son adaptation à un nouveau service de transmission de données : d'abord le fait que les liaisons qu'il établit offrent toujours, pour les deux sens de communication, deux voies équivalentes entièrement et physiquement séparées de bout en bout, la commutation étant réalisée par les centraux, sur deux fils distincts, un pour chaque sens, et la Terre étant utilisée comme conducteur de retour ; rien n'empêche donc d'utiliser ces liaisons, soit pour effectuer des transmissions en duplex, soit pour utiliser la voie de sens opposé à celui de la transmission, dans un système de protection contre les erreurs. Ensuite le fait que les centraux sont à enregistreurs et à contrôle centralisé et l'emploi des signaux en code arithmétique de l'alphabet international n° 2 comme signaux de sélection, se prêtent particulièrement à l'introduction dans le réseau de catégories variées de com-

munications, d'abonnés ou de circuits, la catégorie étant indiquée par un signal particulier dit « présignal » retransmis par chaque central traversé, qui précède les chiffres de sélection et peut faire commander aux enregistreurs des acheminements particuliers, conformément aux règles de connexion ou d'interdiction prévues. Signalons encore le système particulièrement souple de taxation qui consiste à faire enregistrer les données relatives à chaque communication par le central sur une bande perforée, qui est ensuite traitée par un ordinateur, ce qui rend assez facile l'application de tarifs particuliers à certaines catégories de communications.

En revanche, le handicap essentiel du réseau télex était constitué par la limitation à 50 bauds de la rapidité de modulation, limitation due aux circuits de télégraphie harmonique dont la largeur de bande normalisée est de 120 Hz. Cette rapidité qui est bien adaptée au fonctionnement des téléimprimeurs, est très insuffisante pour la transmission de données où elle ne peut satisfaire qu'une très faible partie des besoins. C'est ce qui explique que le service des transmissions de données à 50 bauds sur le réseau télex, qui fut ouvert en 1963 par l'Administration française, n'ait pas connu un très grand développement. Ce service offrait seulement la possibilité, de transférer manuellement la communication établie sur d'autres appareils que le téléimprimeur, et d'utiliser les signaux du code arithmétique à 5 moments avec une signification différente de celle qui est définie par l'alphabet international n° 2. Il était donc nécessaire, si l'on voulait rendre possible une extension importante de ce service, d'offrir aux usagers des possibilités plus étendues en ce qui concerne la rapidité. Il fut alors décidé de mettre à l'étude, sous l'égide de la Société SOCOTEL qui réunit l'administration française et ses principaux fournisseurs, une extension du réseau télex à une nouvelle gamme de rapidités de modulation, dont la limite supérieure fut fixée à 200 bauds, valeur qui venait d'être normalisée par le CCITT comme l'extension normale du domaine de la télégraphie et qui fut reconnue comme susceptible, contrairement au 50 bauds,

* Conférence prononcée à Paris, le 27 mars 1969 au cours du Colloque International de Téléinformatique.

de satisfaire une partie importante des besoins en matière de transmission de données.

Cette étude posait deux catégories de problèmes : problèmes de voies et problèmes de commutation. C'est de ces derniers que je voudrais parler ici, supposant les premiers résolus, c'est-à-dire que l'on dispose d'un nombre suffisant de lignes de rattachement d'abonnés et de faisceaux de circuits spéciaux entre centraux susceptibles de transmettre une rapidité de modulation de 200 bauds, les voies harmoniques à cette rapidité ayant d'ailleurs été normalisées par le CCITT qui leur a attribué une largeur de bande de 480 Hz.

2. Les problèmes de commutation

Les problèmes de commutation concernent d'une part, les centraux et, d'autre part, les installations terminales. La première question à examiner, était de savoir si les liaisons établies à travers les centraux télex français étaient susceptibles de transmettre une rapidité de modulation de 200 bauds. Ces liaisons considérées entre l'entrée et la sortie du central, se composent, comme nous l'avons dit, de deux voies à continuité métallique entièrement isolées. La seule impédance insérée sur ces voies, et qu'il est impossible d'éviter est celle du dispositif de supervision dont le rôle est de détecter la fin des communications, caractérisée par une polarité négative prolongée. Ce dispositif est en fait le seul élément capable de limiter la rapidité de modulation transmise à travers les centraux, par suite de la distorsion qu'il introduit. Des mesures furent donc entreprises en vue de préciser son effet. Ces mesures conduisirent à un résultat très différent pour les centraux installés jusqu'en 1966, qui utilisaient un matériel à base de commutateurs rotatifs et un système de commutation dérivé du L43, et pour les centraux les plus récents pour lesquels a été utilisé un matériel crossbar et un système dérivé du CP 400, ce système étant désormais seul utilisé pour les nouveaux centraux télex français. On constata, en effet, que pour les anciens centraux, où le dispositif de supervision comporte essentiellement un relais électromécanique dont le bobinage est monté en série sur les fils de ligne, la distorsion introduite par cet organe, très faible à 50 bauds, devenait inadmissible à 200 bauds. Par contre, pour les centraux crossbar, où le dispositif de supervision est purement électronique, on a constaté que, non seulement la distorsion introduite était négligeable à 200 bauds, mais qu'elle restait encore très faible à des rapidités de modulation pouvant aller jusqu'à 1 200 bauds. Ces centraux seraient donc, en fait, parfaitement adaptés à la transmission de données à des rapidités que l'on considère comme étant du domaine d'utilisation du réseau téléphonique.

L'influence du dispositif de supervision sur la transmission de données, est à considérer encore d'un autre point de vue, à savoir les durées maximales de polarité négative qu'il est capable de supporter sans couper la communication, ce qui impose une certaine limitation à la transparence du central par rapport au code. Les dispositifs de l'ancien modèle étaient seulement prévus pour pouvoir passer sans provoquer la rupture une suite de combinaisons n° 32 de l'alphabet

n° 2, à 50 bauds et affectée de 40 % de distorsion, ce qui équivaut à des séquences de 128 ms de négatif séparées par des durées de 12 ms de positif ; par contre, ils se sont montrés incapables, aux essais, de supporter des suites de combinaisons tout négatif de l'alphabet n° 5, à 200 bauds, avec 40 % de distorsion, ce qui correspond à des séquences de 47 ms de négatif séparées par 3 ms de positif. Les dispositifs du nouveau modèle, au contraire, se sont montrés aptes à passer, sans risque de rupture, des séquences pouvant aller jusqu'à 85 ms de positif séparées par 3 ms de négatif, ce qui non seulement est largement suffisant pour les signaux du code n° 5 à 200 bauds, mais pourrait autoriser un code pouvant comporter un plus grand nombre encore de moments négatifs consécutifs.

Comme on a cherché, avant tout, dans toute cette étude, à limiter autant qu'il était possible, l'importance et le coût des modifications à faire subir aux centraux télex existants, il ne pouvait être question de changer les dispositifs de supervision de tous les circuits de connexion des 23 centraux en matériel rotatif construits jusqu'en 1966. Mais heureusement, cela n'était pas nécessaire ; il suffisait en effet d'adopter le principe de ne rattacher les abonnés au service des transmissions rapides qu'à des centraux du nouveau modèle, et de relier ces centraux entre eux par des faisceaux directs de voies à 200 bauds, empruntés obligatoirement pour cette catégorie de communications ; ainsi on peut être certain que les communications à 200 bauds ne peuvent traverser que des centraux du type crossbar à supervision électronique. Ces centraux sont actuellement au nombre de six, ce sont le 3^e et le 4^e central de Paris, les seconds centraux de Strasbourg et de Bordeaux, enfin les centraux de Metz et de Grenoble ; en outre plusieurs autres doivent être mis en service d'ici la fin de l'année ou dans le courant de 1970 à Lille, Lyon, Marseille, Montpellier, Orléans, etc. Ceci est déjà suffisant pour constituer l'infrastructure du nouveau service, en admettant la possibilité de rattacher éventuellement et provisoirement un abonné sur un central éloigné autre que celui qui dessert la zone dont il fait partie, comme cela s'est d'ailleurs déjà pratiqué pour le télex ordinaire afin de faciliter la satisfaction des demandes d'abonnement.

3. Mise en œuvre

Les conditions essentielles à l'extension du réseau télex au nouveau service étant ainsi réunies, comment fallait-il concevoir la mise en œuvre pratique ? Le souci de modifier aussi peu que possible les centraux existants, restant prédominant, la condition s'imposait naturellement de ne rien changer à la signalisation de commutation entre les centraux et les installations terminales afin d'utiliser sans modification les mêmes enregistreurs quel que soit le type de communication demandé. Or, le réseau télex français utilisant la signalisation de type A du CCITT, caractérisée principalement par l'envoi des signaux de sélection en mode arythmique à 50 bauds et selon l'alphabet n° 2, et employant à cet effet le téléimprimeur du poste demandeur, il était nécessaire d'utiliser les mêmes signaux pour les communications à 200 bauds.

La solution la plus simple pour résoudre ce problème était alors de prévoir une procédure en deux temps pour l'établissement de ces communications :

1) l'appel et la connexion du poste demandé par la procédure ordinaire d'échange des signaux comme s'il s'agissait d'une communication à 50 bauds,

2) une fois la liaison ainsi établie au moyen d'organes émetteurs et récepteurs à 50 bauds, 5 moments, la transférer par commutation aux deux extrémités sur les équipements de transmission de données pouvant fonctionner selon un autre code quelconque, et jusqu'à la rapidité de 200 bauds.

Comme signal de commande de cette dernière opération, ce signal devant évidemment faire partie du premier code (5 moments - 50 bauds), il a paru tout indiqué d'utiliser la séquence normalisée par l'avis V10 du CCITT et constituée par quatre combinaisons n° 19 de l'alphabet n° 2 (SSSS). L'avis en question ne prévoyait, il est vrai, ce signal que pour le transfert sur transmission de données à 50 bauds, mais on n'a vu aucun inconvénient à étendre ainsi son interprétation.

Les fonctions supplémentaires nécessaires se trouvaient ainsi reportées sur les installations terminales et consistaient, par conséquent, essentiellement à surveiller la modulation, en vue de détecter la séquence de transfert et à exécuter la commutation de transfert, dès que cette séquence était détectée. Il a paru raisonnable d'introduire ces fonctions nouvelles dans les coffrets de manœuvre télex déjà utilisés pour envoyer en ligne les signaux d'appel et de fin, superviser les communications, et alimenter les appareils. Les coffrets spéciaux qui ont été étudiés pour le service à 200 bauds et qui constituent l'essentiel du matériel nouveau nécessaire à ce service, sont donc conçus comme des organes de commutation, reliés d'une part à la ligne, d'autre part aux organes de transmissions à 50 bauds d'un côté, à 200 bauds de l'autre, et capables de basculer la ligne des premiers sur les seconds s'ils détectent la séquence de transfert sur la voie de réception ou sur la voie d'émission, puisque le transfert doit se faire simultanément aux deux extrémités, et sans intervention manuelle du côté demandé.

Restait à savoir quel organe il fallait prévoir dans les installations terminales pour envoyer les signaux de sélection à 5 moments, 50 bauds. Le plus simple était évidemment de conserver le téléimprimeur ordinaire utilisé en télex à 50 bauds. La conservation de cet appareil est d'ailleurs très intéressante pour les usagers qui désirent utiliser à la fois le service télex ordinaire qui leur donne accès à 50 bauds à tous les abonnés du réseau national et international, et le service des transmissions rapides pour échanger des données avec certains correspondants particuliers. Dans ce cas, qui sera probablement assez fréquent, étant donné que la plupart des usagers des transmissions de données sont également des usagers du télex, le téléimprimeur à 50 bauds est, de toute façon, indispensable et il n'y a aucun inconvénient à ce qu'il serve aussi à l'établissement des communications à 200 bauds.

Par contre, s'il s'agit de desservir des usagers intéressés uniquement par les transmissions rapides, il peut paraître exagérément lourd et onéreux d'imposer

dans tous les cas la présence d'un téléimprimeur à 50 bauds, nécessaire seulement pour établir les communications. C'est pourquoi diverses dispositions furent mises à l'étude pour l'éviter quand cela était possible.

Il y a d'abord un cas important où une telle installation était évidemment irrationnelle, c'est celui des lignes groupées pour l'appel d'un ordinateur desservant un réseau fonctionnant en procédure d'interrogation et réponse. Pour de telles lignes, en effet, la communication avec les abonnés télex ordinaire n'est pas à prévoir, en outre elles sont en principe uniquement appelées, et n'ont donc pas à émettre de signaux de sélection ; les seules conditions qu'elles ont à remplir vis à vis du réseau télex sont le retour de la polarité positive de confirmation d'appel et la réponse au signal de déclenchement de l'indicatif. Cette dernière fonction qui est la plus complexe et qui est l'objet d'exigences techniques et administratives assez rigoureuses, en particulier l'impossibilité pour un abonné de modifier l'indicatif qui lui a été attribué, peut être remplie aisément, dans le cas de lignes groupées, par un organe unique en fonctionnement permanent, sur lequel les lignes individuelles appelées par le réseau, peuvent se connecter à l'instant opportun pour émettre en ligne les signaux d'indicatif conformes aux prescriptions réglementaires. Il serait donc tout à fait abusif d'imposer la présence d'un téléimprimeur par ligne pour remplir cette seule fonction, alors que des organes beaucoup plus simples dont une partie importante peut être commune sont suffisants.

Ce sont de tels organes qui ont donc été étudiés et mis au point sous le nom de « répondeurs » ; ils remplacent à la fois les coffrets de transfert et les téléimprimeurs, et se composent d'un certain nombre d'équipements individuels de ligne, associés à un émetteur d'indicatif commun. Deux formats ont été prévus : pour six et pour 30 lignes. La détection de la séquence de transfert est faite par l'équipement de ligne qui envoie alors un signal à l'ordinateur pour lui indiquer que les signaux reçus sur le fil de réception de la ligne, à partir de cet instant, doivent être considérés comme des données. On a prévu également pour l'ordinateur la possibilité d'appeler ou de rappeler automatiquement des correspondants, sur les lignes réseaux, à condition, bien entendu, que son programme, pour une telle opération, soit rigoureusement conforme à la procédure télex, tant pour l'émission que pour la réception et l'interprétation des signaux de commutation.

Le cas des lignes groupées étant ainsi résolu, il a paru cependant intéressant de pouvoir économiser également le téléimprimeur d'appel dans le cas des usagers n'ayant qu'une seule ligne pouvant être aussi bien appelée qu'appelante, usagers qui ne sont intéressés que par les transmissions rapides à l'exclusion du service télex ordinaire. Nous envisageons pour ce cas de remplacer le téléimprimeur par un dispositif simplifié, incorporé dans le coffret, qui ne conserverait que les organes strictement nécessaires à l'établissement des communications. Un clavier comportant au moins les dix chiffres, associé à un dispositif d'émission arithmétique à 50 bauds, reste de toute façon indispensable, mais presque toute la partie réception du téléimprimeur peut être supprimée sans inconvénient

à condition de renoncer à quelques fonctions accessoires telles que la discrimination entre les différents cas de communication inefficace. L'étude ne fait que commencer, mais on peut affirmer dès maintenant que ce dispositif permettra de réaliser une économie importante sur le coût des installations terminales. Son emploi sera particulièrement indiqué pour les usagers qui voudront utiliser uniquement un téléimprimeur fonctionnant en code n° 5, tel que le nouveau SAGEM à 200 bauds, pour communiquer avec des correspondants équipés d'un appareil analogue.

4. Les problèmes d'acheminement et de taxation

Revenons maintenant aux centraux. D'après ce qui précède, le transfert de la télégraphie sur la transmission de données, est une opération faite sur communication établie et qui ne les concerne pas. Les communications à 200 bauds, se présentent pour eux, simplement comme des communications d'une catégorie spéciale entraînant certaines règles particulières pour l'acheminement et la taxation. Comment connaîtront-ils cette catégorie et quelles seront ces règles ? Telles sont maintenant les questions à poser.

La catégorie à laquelle appartient un abonné déterminé est caractérisée au central par un fil individuel câblé appelé fil de discrimination dont dépend le pré-signal qui sera retransmis en aval pour toute communication demandée. S'il s'agit d'un abonné dont l'installation n'est prévue que pour les transmissions rapides, par exemple équipé d'un répondeur ou d'un dispositif d'appel simplifié dont nous venons de parler, il ne pourra demander naturellement que des communications spéciales, et la catégorie de l'abonné implique automatiquement celle de la communication. Mais il n'en est pas de même pour les abonnés à qui on veut offrir à la fois le service télex et le service à 200 bauds ; classer leurs communications demandées dans une catégorie unique aboutirait à mettre en jeu obligatoirement des circuits à 200 bauds, même quand la communication est demandée pour un poste télex ordinaire à 50 bauds. Cela serait peu économique et, d'autre part, rendrait impossible une différence de taxation selon la catégorie de communication, à moins de discriminer cette catégorie d'après l'analyse du numéro demandé ce qui compliquerait sérieusement le programme des ordinateurs chargés de traiter les bandes de taxation.

Il a donc paru préférable de donner à l'abonné aux deux services, la possibilité d'indiquer lui-même la catégorie de communication qu'il désire en mettant à sa disposition sur le coffret de manœuvre deux commandes d'appel distinctes, ayant pour effet de transmettre au central deux signaux d'appel différents selon la catégorie demandée. Le signal d'appel spécial est caractérisé par l'adjonction d'une impulsion négative de 40 ms suivie du rétablissement du positif.

Deux moyens ont alors été envisagés pour détecter au central ces signaux d'appel différenciés et mettre en jeu le traitement correspondant :

Le premier consiste à prévoir au central deux équipements de lignes distincts correspondant à deux

numéros différents, précédés d'un dispositif aiguilleur qui oriente l'appel vers l'un ou l'autre de ces équipements selon le signal d'appel reçu. L'équipement de ligne correspondant au 200 bauds est muni de la discrimination spéciale qui implique l'acheminement au moyen de circuits à 200 bauds et c'est son numéro, distinct de celui de l'équipement à 50 bauds, qui sera enregistré sur la bande de taxation comme numéro de demandeur. L'abonné sera donc taxé sur deux comptes séparés : un pour les communications à 50, l'autre pour les communications à 200 bauds. Ce procédé, très simple à mettre en œuvre, puisqu'il n'introduit de modification dans les centraux qu'au niveau des équipements de ligne et dans les équipements particuliers à ce type d'abonné, sera le seul utilisé dans une première phase ; son seul inconvénient est d'immobiliser deux numéros télex et deux équipements pour un seul abonné, ce qui est assez ennuyeux dans une période où les équipements sont en nombre à peine suffisant pour satisfaire les demandes d'abonnement télex en instance.

C'est pourquoi a été mis à l'étude un autre procédé permettant de n'attribuer qu'un seul numéro et un seul équipement à l'abonné, tout en conservant la différenciation des signaux d'appel. Il consiste à effectuer au central, lors de la détection du signal d'appel spécial 200 bauds, une commutation du fil de discrimination associé à l'équipement de ligne, de sorte que ce fil marque alors pour le central la catégorie spéciale. La taxation se fait alors toujours sur le même numéro de demandeur, mais un caractère spécial perforé dans la bande indique qu'il s'agit d'une communication justifiable d'un tarif particulier. Cette solution, contrairement à la précédente, nécessite une certaine modification des organes communs à une double centaine d'abonnés ; elle sera donc surtout intéressante à mettre en œuvre dans les centraux où le nombre d'abonnés spéciaux aura atteint une certaine importance (au moins quelques dizaines).

Dans l'une comme l'autre de ces solutions, aucune disposition n'est prévue, pour le moment, pour interdire aux abonnés d'une catégorie quelconque d'appeler ceux d'une autre ; on peut admettre que les usagers n'appelleront, à moins d'erreur de numéro, que les correspondants qu'ils savent munis d'une installation susceptible de communiquer avec la leur. On pourrait faire remarquer que rien n'empêchera, puisque le signal de transfert n'est pas contrôlé par les centraux, l'abonné aux deux services de demander une communication sous le signal d'appel ordinaire et de provoquer ensuite le transfert, afin d'avoir une communication à 200 bauds au tarif de 50. Mais cette fraude ne lui serait d'aucune utilité car, comme nous l'avons dit, seul le signal d'appel 200 bauds entraîne l'acheminement au moyen de circuits à 200 bauds, et cet usager trop ingénieux n'aurait aucune chance de transmettre des signaux à 200 bauds à travers des circuits ordinaires prévus pour 50 bauds ; tout au plus pourrait-il perturber les circuits voisins, s'exposant d'ailleurs ainsi à des sanctions de l'administration. Il reste toutefois le cas des communications à l'intérieur d'un même réseau urbain, n'empruntant que des circuits métalliques ; mais pour ce cas là il est justement envisagé d'appliquer un tarif uniforme, aussi bien pour

50 que pour 200 bauds, ce qui est parfaitement justifié du point de vue économique puisque la communication n'emprunte, de toute façon, que des circuits affectés aux communications télex ordinaires.

5. Les perspectives d'extension internationales

Je voudrais, pour terminer, mentionner les perspectives d'extension internationale du nouveau service. A notre époque, il est absolument indispensable, pour toute administration qui crée un nouveau service de télécommunications, d'envisager ses possibilités d'interconnexion avec les services analogues créés dans les pays voisins. Dans le cas présent, c'est avec l'administration de la République Fédérale d'Allemagne, que les possibilités de coopération, se présentent de la façon la plus favorable du point de vue technique. Cette administration a ouvert, depuis peu, un réseau spécialisé à commutation pour abonnés, pour les transmissions de données jusqu'à 200 bauds, appelé Datex. Ce service présente avec le télex français à 200 bauds, deux analogies essentielles : l'identité des rapidités maximales adoptées et le fait qu'il adopte également la solution télégraphique, ce qui implique, en particulier, des circuits de caractéristiques voisines. Il était donc tout indiqué d'étudier les dispositions qui pourraient permettre à des abonnés français au télex à 200 bauds d'appeler des abonnés allemands au datex et réciproquement.

Cette étude soulevait cependant des problèmes assez complexes à cause de la grande différence des systèmes de signalisation adoptés pour la commutation. Le réseau datex, comme le réseau télex allemand, utilise en effet le code de cadran téléphonique au lieu du code arithmétique pour les signaux de sélection, en outre, il utilise également ce même code pour le retour des signaux d'indicatif après connexion du poste demandé. Enfin, comme il s'agit d'un réseau spécialisé complètement indépendant, aussi bien du réseau télex que du réseau téléphonique, il ne s'y pose évidemment aucun problème de transfert et aucun signal n'a été prévu à cet effet, ce signal étant, au contraire, indispensable au service français à 200 bauds, pour les raisons que nous avons exposées plus haut.

Pour résoudre au mieux ces problèmes, nos deux administrations ont convenu d'appliquer strictement

le principe fondamental qui a inspiré, pour le télex international, l'avis U1 du CCITT, c'est-à-dire que, dans les deux sens, le pays de départ devra s'adapter au pays d'arrivée, chacun devant prévoir par conséquent dans les commutateurs exploitant les circuits vers l'autre pays, les équipements nécessaires pour les conversions de code création et émission de signaux nécessaires à la sélection dans le réseau étranger, ainsi que pour l'interprétation et, au besoin, la retransmission ou la neutralisation des signaux retournés en réponse par ce réseau dans son code national. Il va de soi que tout ceci ne concerne que l'établissement de la communication, les commutateurs n'ayant plus à intervenir, une fois les correspondants mis en présence, sinon pour couper la communication ; pour ce qui est de la transmission des données, il appartiendra évidemment aux usagers français ou allemands de s'assurer au préalable que les correspondants qu'ils veulent appeler disposent d'une installation compatible avec la leur.

En ce qui concerne l'administration française, les équipements d'adaptation sont maintenant entièrement au point et il est probable que l'interconnexion avec le réseau allemand sera offerte aux abonnés dès l'ouverture officielle du service, prévue dans un avenir maintenant très prochain*.

6. Conclusions

Nous pouvons donc conclure de cet exposé que les problèmes techniques posés par l'extension du réseau télex français aux transmissions rapides jusqu'à 200 bauds, sont maintenant résolus. Il reste à mettre à l'épreuve de l'exploitation réelle les solutions adoptées et à étudier les nouveaux problèmes qui pourraient se poser par suite d'une extension de ce service exigeant des solutions de plus grande envergure. Tout porte à penser, en tout cas, étant donné l'expansion incessante des besoins en matière de transmission de données et de traitement à distance de l'information dans tous les domaines, que ce nouveau service de l'administration française des PTT est appelé à un important succès et à un développement rapide.

* A la date de parution de ce numéro de *l'Onde Electrique*, l'ouverture de ce service vient d'avoir lieu.

Un exemple de liaisons à 50 kbauds entre calculateurs du CNET*

B. BOUCHARÉ, C. CARROUGE, R. KIERBEL

Centre National d'Etudes des Télécommunications

Le Centre National d'Études des Télécommunications dispose de deux centres de calcul situés à Paris et à Lannion (Côtes-du-Nord). Afin de permettre une entraide entre ces deux centres, il est apparu nécessaire de réaliser une liaison à haut débit (50 kbauds) assurant l'interconnexion de deux calculateurs conçus et réalisés par le CNET.

La voie utilisée par la transmission à 50 kbauds est un groupe primaire entre stations d'amplification du réseau des lignes à grande distance, avec prolongement métallique entre les stations et les centres du CNET.

1. Modem de groupe primaire

Le modem à 50 kbauds est destiné à la transmission de données sur un groupe primaire de 12 voies téléphoniques :

Rappelons que la largeur de bande de cette voie, qui s'étend de 60 kHz à 108 kHz, est de 48 kHz. En fait, on réserve un créneau à 104 kHz et une voie téléphonique dans la bande 104 kHz-108 kHz.

Les signaux émis dans la bande 60 kHz sont le résultat de la transposition du signal en bande de base. Ce signal en bande de base occupe un spectre limité à 25 kHz. C'est un signal bipolaire d'ordre 2 obtenu par un précodage du signal binaire, suivi d'une addition analogique du signal ainsi codé avec le même signal décalé de deux périodes d'horloge bit.

Le spectre moyen du signal bipolaire d'ordre 2 obtenu à partir d'un signal binaire aléatoire est un spectre à énergie nulle à la fréquence 0 et à énergie nulle à la demi-fréquence bit.

La première propriété autorise une modulation en bande latérale unique au moyen d'une fréquence porteuse à 100 kHz. On conserve ainsi la bande latérale

inférieure. La seconde propriété permet d'additionner au signal bipolaire d'ordre 2 proprement dit un pilote à 25 kHz avec une phase convenable, ce qui permet la restitution de l'horloge bit à la réception.

La bande latérale unique est obtenue par un filtrage conventionnel. Un résidu de porteuse à 100 kHz est additionné au signal modulé pour permettre la restitution du pilote à 100 kHz à la réception.

La constitution du modem est donnée ci-après.

1.1. Émetteur (fig. 1)

L'émetteur comprend :

1. Une base de temps pilotée par un oscillateur à quartz à 1 MHz. Cette base de temps fournit le pilote à 100 kHz.
2. Un codeur qui fournit le signal bipolaire d'ordre 2 à partir des données ainsi que la demi-fréquence bit injectée au signal.
3. Un filtre passe-bas de mise en forme ayant la fréquence de coupure à 25 kHz.
4. Un modulateur et un dispositif d'injection du résidu de porteuse à 100 kHz.
5. Un filtre passe-bande formant la bande latérale unique.
6. Un amplificateur d'attaque du filtre de transfert BB.

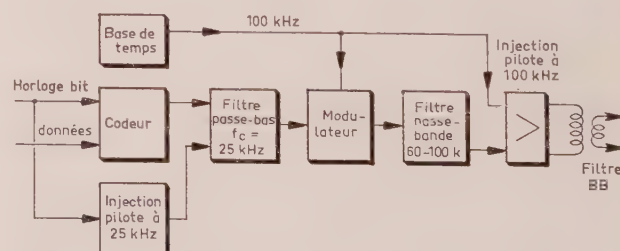


Fig. 1. — Schéma de principe du modem à 50 kbauds : émetteur.

* Conférence prononcée le 25 mars 1969 au cours du Colloque International sur la Téléinformatique.

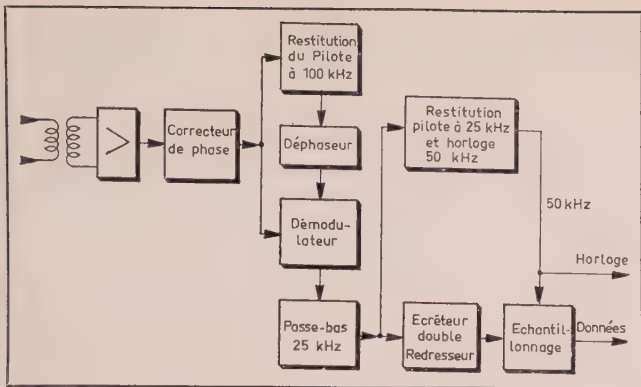


FIG. 2. — Schéma de principe du modem à 50 kbauds : récepteur.

1.2. Récepteur (fig. 2)

Le récepteur comprend :

1. Un amplificateur d'entrée suivi des correcteurs de phase des filtres BB.
2. Un circuit de restitution de fréquence porteuse : il est constitué d'un oscillateur à 100 kHz synchronisé par le résidu de porteuse à 100 kHz. Le déphasage dû aux variations des différents éléments est rattrapé par une boucle d'asservissement de phase.
3. Un démodulateur suivi d'un filtre passe-bas. Le démodulateur est attaqué par le signal porteur à 100 kHz avec une phase convenable obtenue par un déphaseur variable.
4. Le signal en bande de base est alors exploité dans un écrêteur double, puis redressé.
5. Du signal en bande de base est extrait le demi-horloge bit. Un oscillateur à 25 kHz est synchronisé sur le pilote à 25 kHz. Une boucle d'asservissement en phase permet de rattraper le déphasage dû aux variations des éléments. Le déphaseur utilisé dans cette boucle est un « phase lock » dont la fréquence de fonctionnement est de 50 kHz.

On peut obtenir également une fréquence bit restituée dont les transitions servant à l'échantillonnage se situent exactement à l'endroit où l'œil est à son ouverture maximale. On obtient ainsi l'horloge bit et le signal binaire régénéré.

Le modem a fait l'objet d'essais sur du matériel 59 et sur du matériel 60.

La largeur de bande réduite qu'il utilise permet d'envisager, sur les mêmes principes, la réalisation d'un modem à 72 kbauds sur groupe primaire.

2. Modem en bande de base

Les modems pour groupe primaire vus ci-dessus ne permettent des liaisons qu'entre des stations d'amplification du réseau des lignes à grande distance. De ce fait, des modems en bande de base assurent la transmission de données à 50 kbauds sur paires métalliques.

Le signal en bande de base est le signal bipolaire obtenu par codage du signal binaire (fig. 3). Il occupe une boucle qui s'étend de quelques centaines de hertz à 50 kHz.

L'ensemble de ces modems a permis d'effectuer la liaison entre deux calculateurs, l'un RAMSÈS II situé au CNET à Issy-les-Moulineaux, l'autre RAMSÈS I situé au CNET à Lannion (fig. 3).

3. Mise au point de la liaison : étude préliminaire des fautes rencontrées sur la liaison

Durant l'implantation de l'ensemble de la liaison, la mise au point de chaque tronçon a été assurée grâce à l'utilisation d'une console de visualisation raccordée à l'un des calculateurs (RAMSÈS II).

Ce système permet de connaître très rapidement et d'une manière qualitative le taux d'erreur et la répartition des erreurs pour un essai de transmission effectué.

Pour cela nous avons utilisé l'unité de visualisation de telle sorte que le spot assure un balayage sur l'écran, chaque erreur étant représentée par un point lumineux.

Il suffit donc d'émettre une suite d'informations suivant un code déterminé ; à la réception, l'information reçue est comparée avec l'information dite « de référence » élaborée en fonction du code utilisé à l'émission. Les données sont emmagasinées dans le calculateur récepteur et toute erreur apparaît sur la visualisation. De plus amples résultats sont fournis en utilisant le crayon optique (light pen) associé au système de visualisation. Ainsi, en pointant un point lumineux sur l'écran, on déclenche l'impression sur imprimante de renseignements donnant la position relative de

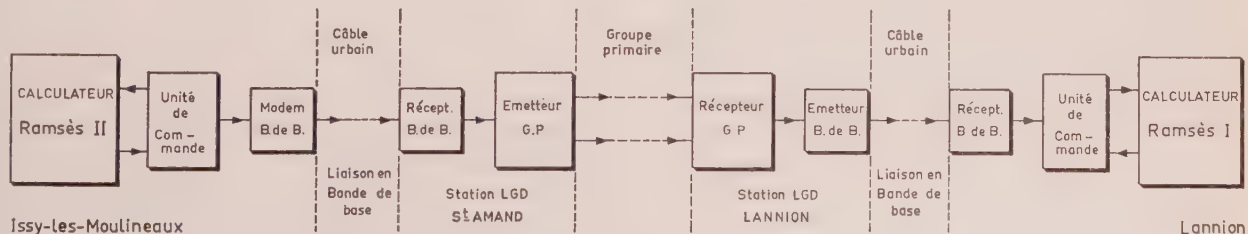


FIG. 3. — Liaison CNET-Issy - CNET-Lannion.

Sens Ramsès II → Ramsès I (le sens Ramsès I ← Ramsès II est identique).

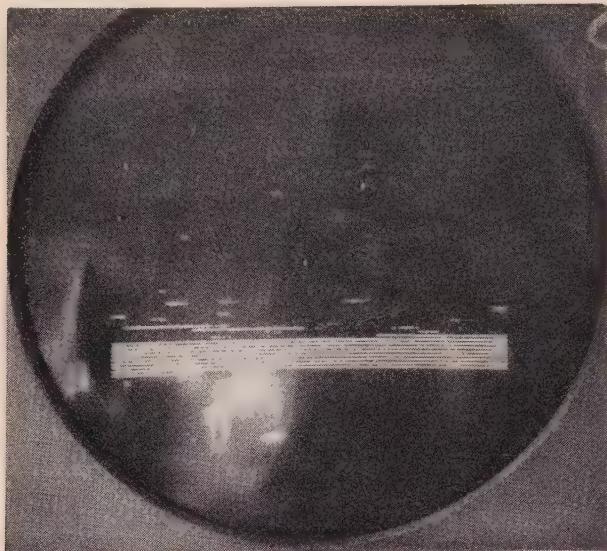


FIG. 4.

l'élément binaire erroné ainsi que la configuration émise et reçue, autour de cet élément binaire.

La figure 4 représente un essai de transmission lors d'un réglage du modem. La capacité d'une image représente une réception de 31 000 000 d'éléments binaires. On constate qu'au début de l'essai le taux d'erreur était relativement faible, par contre, vers la fin de l'essai, des paquets d'erreurs importants sont apparus jusqu'à faire perdre la synchronisation bit (le petit trait vertical représente la fin de transmission).

Initialement, l'émission et la réception étaient assurées par le même calculateur. Les essais étant effectués par bouclage en différents points de la liaison. Dès que la liaison fut physiquement établie, chaque calculateur avait un rôle propre (émetteur ou récepteur) ; de ce fait on possédait un contrôle visuel de l'ensemble du système.

Cette méthode a donné de bons résultats durant la phase d'essai de la liaison entre les deux calculateurs. Par la suite, d'autres programmes ont dû être étudiés afin d'établir des statistiques sur une quantité d'information reçue beaucoup plus importante. Actuellement les données acquises sont en cours de dépouillement.

Les conclusions des premiers résultats montrent que le taux d'erreur brut de l'ensemble du système est de l'ordre de 10^{-6} . Pratiquement la limitation est due à la transmission en bande de base.

Le but de cette étude est de déterminer un code détecteur d'erreur le mieux adapté aux types d'erreurs rencontrés. Ensuite des circuits de commutation permettant d'élaborer un tel code seront ajoutés à l'unité de commande existante. Actuellement cette unité de commande n'assure que les échanges entre le calculateur et le « modem » de base.

4. Gestion de la liaison

Parallèlement à l'étude d'un code détecteur d'erreur nous avons voulu déterminer une procédure d'échange d'informations entre les deux calculateurs.

La liaison existante permet de fonctionner en bidirectionnel simultané (full duplex), du fait de ces deux voies indépendantes. Cependant la charge des calculateurs, lors de l'émission ou de la réception de l'information, est assez importante. Ils doivent assurer la gestion proprement dite de la transmission et la détection des erreurs. De ce fait, une procédure reposant sur un fonctionnement en full duplex saturerait les calculateurs dans la phase actuelle.

Nous avons donc choisi d'exploiter la liaison en bidirectionnel non simultané (half duplex).

L'émission d'une information s'effectue par l'envoi d'un message composé de blocs d'informations bornés par deux blocs spéciaux.

Le premier bloc est spécifique du message émis. Il renseigne notamment sur la nature de l'information (binaire pur, DCB, ASC II, code Hollerith...) et sur le périphérique destinataire (imprimante rapide, bande magnétique, télétype, etc.). Le dernier bloc émis est le bloc de fin de message. Ce bloc libère, pour un message donné, les deux calculateurs.

Chaque bloc d'information est composé :

- d'un mot pour la gestion (index de bloc, longueur du bloc),
- d'un nombre variable de mots d'information,
- de deux mots réservés au code détecteur d'erreurs.

Dès qu'un bloc est détecté erroné, le calculateur récepteur demande une répétition par un bloc spécial jouant le rôle d'un accusé de réception. De ce fait, pour le calculateur émetteur, l'émission d'un bloc ne peut s'effectuer qu'après avoir reçu l'accusé de réception du bloc précédent.

La structure des calculateurs utilisés permet la simultanéité de traitement des canaux vis à vis de l'unité centrale ; de ce fait, un programme superviseur assure la synchronisation entre les programmes propres à la gestion de la transmission de données et les transferts sur les périphériques utilisés.

De plus, ce superviseur enchaîne les programmes d'émission et les programmes de réception en fonction de la disponibilité de ces périphériques, de manière à assurer un fonctionnement en full duplex au niveau des périphériques, bien que la transmission soit toujours utilisée en half duplex.

En d'autres termes, ce superviseur détecte les temps morts de l'unité centrale pour les utiliser pour les programmes de transmission.

5. Utilisation actuelle de la transmission de données

Actuellement cette transmission assure une entraide entre les deux centres de calcul du CNET. En effet, comme nous l'avons mentionné initialement, le CNET dispose à Paris et à Lannion de deux centres de calcul utilisant, entre autres, deux calculateurs CAE C 90-80. Dès que la taille des travaux devient trop importante pour l'un des calculateurs, une partie des programmes à traiter est transmise au calculateur le moins chargé.

La méthode suivie est décrite brièvement par le schéma de la figure 5, dans le cas du passage à Lannion de programmes issus de Paris.

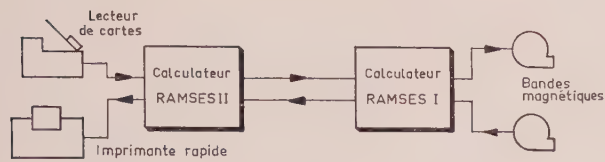


FIG. 5.

Les cartes programmes et de données sont transmises et reçues sur bande magnétique. La bande est ensuite traitée sur le C 90-80. La bande des résultats de la compilation et de l'exécution des programmes est alors émise en sens inverse. On obtient ainsi directement les résultats sur l'imprimante rapide.

D'autre part, le département « Calcul Électronique et Informatique » du CNET-Lannion a mis au point un programme de documentation automatique sur un calculateur C 90-80.

Il fallait jusqu'à présent un délai de trois jours entre l'instant où la demande de recherche bibliographique parvenait au département CEI et l'instant où les résultats étaient distribués. L'utilisation de la transmission a permis de réduire le temps d'attente imposé aux demandeurs dans un rapport de 3.

6. Conclusion

Cet essai de transmission de données entre calculateurs a conduit le Centre National d'Études des Télécommunications à acquérir une expérience certaine dans le domaine des liaisons à fort débit permettant l'entraide entre calculateurs dispersés géographiquement, plus généralement dans le domaine du télétraitement de l'information.

La transmission de données sur multiplex à modulation par impulsions codées (MIC)*

A. CROISIER et A. FALCOZ

IBM (La Gaude)

1. Introduction

L'utilisation de la modulation par impulsions codées (MIC) en téléphonie est en train de prendre une importance considérable et on peut estimer à plus de 180 000 le nombre de canaux MIC en service aujourd'hui [1].

Selon ce procédé, les signaux à fréquences vocales sont échantillonnés (fig. 1) et leur amplitude aux instants d'échantillonnage est mesurée par un nombre (habituellement en code binaire). Ce sont ces nombres qui sont transmis en lieu et place des signaux analogiques.

Dans la plupart des systèmes MIC, l'échantillonnage se fait à 8 000 Hz. Le nombre de chiffres binaires ou « bits » qu'il faut transmettre pour représenter un échantillon téléphonique varie entre 6 et 8 selon la qualité demandée. Il faut par conséquent entre 48 et 64 kbit/s pour représenter un signal téléphonique.

Un multiplex MIC à 32 voies transmet donc 2,048 Mbit/s ; il demande un canal d'environ 1,5 MHz de bande passante, ce qui est considérable ; où est son avantage ?

L'avantage réside dans le caractère *numérique* de l'information transmise : les signaux numériques, même très distordus, peuvent être remis en forme par-

faitement tant qu'ils sont reconnaissables. Il est donc possible d'équiper la ligne MIC de nombreux répéteurs régénérateurs. Ces appareils (fig. 2) sont généralement placés à l'intervalle de 1 830 m ; ils reçoivent des signaux très affaiblis et distordus qu'ils reconnaissent, et remplacent par des signaux parfaits. Ainsi, les distorsions ne se cumulent pas d'une section à la suivante et l'on peut recommencer le processus quasi indéfiniment.

C'est l'usage de ces répéteurs-régénérateurs qui donne son sens et son intérêt au procédé MIC. Grâce à eux, des lignes initialement conçues pour la seule transmission de la voix se trouvent soudain en mesure de véhiculer plusieurs millions de bits par seconde. Pour nous, spécialistes de la téléinformatique, un tel système de transmission est véritablement inespéré : il signifie la possibilité de transmettre à des vitesses binaires beaucoup plus élevées qu'auparavant à un coût qui devrait rester extrêmement raisonnable. En effet, un multiplex MIC qui remplace 30 canaux téléphoniques — et coûte moins cher — transmet autant d'information numérique que 400 canaux équipés de modems à haute vitesse. En outre, lorsqu'on le destine à la transmission de données, on peut simplifier considérablement le multiplex MIC (donc diminuer encore son prix de revient) en supprimant les circuits de ligne et de jonction ainsi que les circuits de codage de la voix.

Dans la suite de cet exposé, nous allons examiner les problèmes causés par l'utilisation en transmission de données de tels systèmes MIC dépouillés (qui n'ont

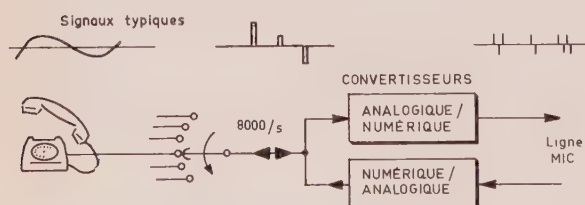


FIG. 1. — Multiplex MIC

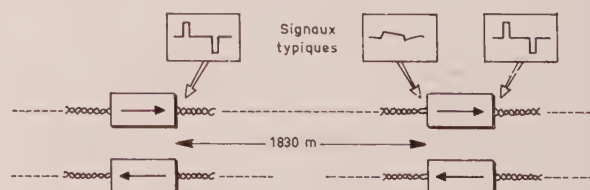


FIG. 2. — Ligne à répéteurs

* Conférence prononcée à Paris, le 26 mars 1969, au cours du Colloque International sur la Téléinformatique.

d'ailleurs plus de MIC que le nom puisque c'est précisément la modulation qui en est supprimée).

Les buts recherchés sont :

- la compatibilité avec le matériel destiné à la téléphonie ;
- la souplesse de mise en œuvre.

Nous allons donc considérer ces deux points successivement.

2. Problèmes de compatibilité

L'installation et l'exploitation des lignes de transmission sont dans presque tous les pays l'objet de monopoles soit d'état, soit privés que nous désignons ici simplement par « PTT ». Le constructeur des équipements de téléinformatique devra donc prévoir l'utilisation de lignes et de répéteurs fournis par les PTT.

Le premier problème sera la compatibilité des signaux. Il sera facile à résoudre puisque la quasi-totalité des pays ont adopté le code bipolaire dont nous reparlerons d'ailleurs plus loin. La seule différence de signaux réside dans les fréquences utilisées : 1,536 ; 1,544 et 2,048 Mbits/s.

Il serait tentant de s'en tenir là et de créer des systèmes de transmission de données qui n'aient que les lignes et leurs répéteurs en commun avec les systèmes MIC. Cette option n'est malheureusement viable que dans le cas de la figure 3 où la ligne de transmission est entièrement réalisée en MIC. Or, il est vraisemblable que, dans un avenir très proche, on rencontrera des cas comme celui de la figure 4 où les signaux emprunteront une liaison multiplex MIC d'ordre supérieur, c'est-à-dire le groupement de plusieurs multiplex primaires entrelacés dans le temps.

Les multiplex d'ordre supérieur sont étudiés par les PTT pour des raisons économiques évidentes ; on parle déjà de hiérarchies commençant à 6 Mbit/s et finissant (pour le moment) à 280 Mbit/s. Le mode de fonctionnement de ces réseaux est encore l'objet de nombreuses controverses dans lesquelles il ne nous appartient pas de prendre position, mais il faut retenir

que de nombreux auteurs préconisent la synchronisation des multiplex des différents ordres, voire leur remise en phase par caractère ou par trame. Le multiplex d'ordre supérieur peut également être amené à introduire certaines informations destinées à la supervision du système dans les multiplex primaires ; il peut aussi avoir à supprimer certains signaux, en particulier dans les liaisons internationales.

Pour ces raisons, il est préférable que les messages engendrés par l'adaptateur MIC pour la transmission des données aient une structure tout à fait semblable à celle des signaux téléphoniques MIC. On devra, en particulier, y trouver les mêmes signaux de synchronisation et les intervalles de temps réservés à la signalisation téléphonique ne devront pas être utilisés par les données.

Ce choix conduit à organiser le temps en « trames » d'une durée de 125 µs et à diviser ces trames en « secteurs de voie » de huit temps élémentaires chacun (fig. 5). Ces caractéristiques sont communes à la quasi-totalité des systèmes MIC existant aujourd'hui dans le monde (la Suisse fera peut-être exception).

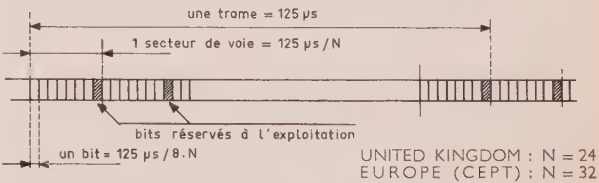


FIG. 5. — Organisation du multiplex temporel.

On voit également que, dans tous ces systèmes, un des huit temps élémentaires est réservé soit à la synchronisation, soit à la signalisation téléphonique, soit encore aux deux alternativement. Il reste donc à l'utilisateur des groupes de sept temps élémentaires dont chacun peut recevoir un bit d'information. Malheureusement, il ne peut pas encore en disposer à sa guise. En effet, le code bipolaire, utilisé par la quasi-totalité des systèmes MIC, ne permet pas de transmettre n'importe quelle séquence binaire ; on dit qu'il n'est pas « transparent » à l'information. Dans ce code, les « uns » sont représentés par des impulsions alternativement positives et négatives, tandis que les « zéros » sont représentés par des temps élémentaires vides.

Lorsque l'information comporte une suite de zéros, aucune énergie n'est transmise. Les répéteurs-régénérateurs perdent alors rapidement les informations de phase et d'amplitude qui leur permettraient de reconnaître les signaux reçus. En téléphonie MIC, on évite ce problème en interdisant que le convertisseur analogique-numérique n'engendre la séquence formée de sept zéros consécutifs ; l'effet de cette restriction sur l'efficacité de la conversion est minime puisque cela revient simplement à n'utiliser que 127 niveaux de quantification au lieu de 128. Pour la transmission, cette restriction signifie que la densité minimale d'impulsions sera de 1/8 et que le nombre maximal de zéros consécutifs sera de 13 (ce chiffre est d'ailleurs proche du maximum acceptable pour le cahier des charges des répéteurs).



FIG. 3. — Configuration minimale pour la transmission de données sur les lignes MIC.

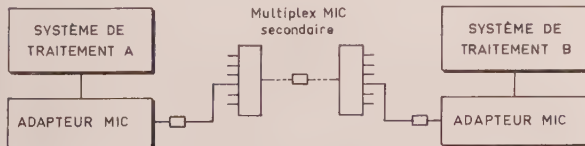


FIG. 4. — Utilisation de multiplex d'ordre supérieur.

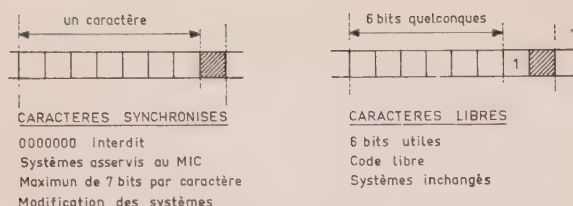


FIG. 6. — Utilisation du secteur de voie.

En tant que transmetteurs de données, nous regrettons ce choix qui, dans notre cas, diminue l'efficacité de la transmission. Il existe de nombreuses modifications du code bipolaire dont l'usage supprimerait ce problème ; nous en proposons d'ailleurs nous-mêmes dans une autre présentation à ce colloque [2]. Malheureusement, nous ne pouvons que nous soumettre au choix des téléphonistes qui sont guidés par des impératifs différents des nôtres.

Donc, étant donné que, dans chaque secteur de voie, nous pouvons placer sept bits dont au minimum un « un », deux options nous sont offertes (fig. 6) : synchroniser les caractères et restreindre leur code ou perdre, dans chaque secteur de voie, un bit auquel on donne systématiquement la valeur 1.

Nous avons choisi la deuxième option car elle nous laisse toute liberté dans le choix du code transmis et permet de tirer la plus grande efficacité du système. L'option des caractères synchronisés n'est avantageuse, en définitive, que pour les codes à 7 bits ; elle a, en outre, l'inconvénient d'exiger l'asservissement des équipements de traitement à ceux de transmission, alors que la tendance actuelle favorise la transmission binaire synchrone transparente.

Nous arrivons donc au schéma de la figure 7 qui représente l'essentiel d'un adaptateur MIC idéalisé.

Le générateur de trame et le détecteur de synchronisation y sont semblables à ceux d'un multiplex MIC pour la téléphonie. Les circuits de sélection, par contre, ont pour fonction de repérer les secteurs de voie qui peuvent être utilisés par les données et d'ouvrir les portes logiques permettant l'insertion et l'extraction de ces données.

Les circuits de jonction ont essentiellement pour but d'adapter la forme des signaux aux normes définies pour la jonction avec les systèmes de traitement. A son autre extrémité, l'adaptateur est connecté à la ligne à répéteurs MIC. On pourrait imaginer plusieurs

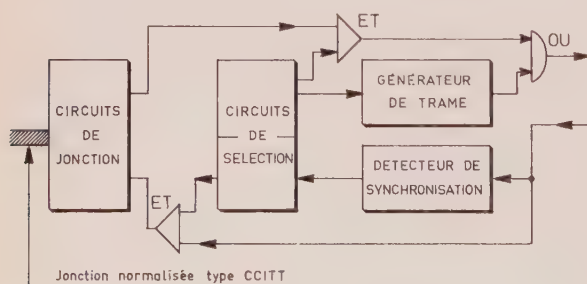


FIG. 7. — Adaptateur MIC idéalisé.

types de connexion, mais, pour notre part, nous préférons étendre le dernier tronçon de la ligne MIC jusqu'à l'adaptateur sans changer la forme des signaux. En effet, il est fréquent de devoir modifier l'implantation des systèmes de traitement, et il est bon, dans ce cas, d'avoir cent ou deux cents mètres de câble souple entre l'arrivée de la ligne et le système ; il faut donc utiliser des signaux susceptibles d'être transmis sur cette distance. Les signaux bipolaires sont tout indiqués.

3. Problèmes de mise en œuvre

Ces problèmes vont influencer la conception des circuits de jonction, comme les problèmes de compatibilité ont déterminé celle des circuits de trame et de synchronisation.

Tout d'abord, il est évident que les circuits de jonction devront comporter une mémoire-tampon, puisqu'aucune des jonctions actuelles ne permet le transfert à plus d'un mégabit par seconde.

Cette mémoire-tampon peut n'avoir qu'une capacité restreinte si l'on a pris soin de répartir régulièrement dans la trame MIC les secteurs de voie utilisés par les données. La figure 8 donne un exemple pour un multiplex MIC à 32 secteurs du type CEPT où l'information est transmise à 960 kbit/s en empruntant 20 secteurs de voie. On voit qu'il suffit, dans ce cas, que la mémoire-tampon emmagasine 6 bits d'information.

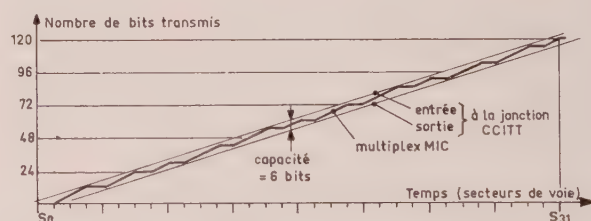


FIG. 8. — Fonctionnement de la mémoire-tampon des circuits de jonction.

Le deuxième point qui apparaît immédiatement est que, sauf exception, une transmission de données n'utilisera pas la capacité totale du multiplex MIC ; il y aura donc souvent avantage à *multiplexer les données*, chose d'autant plus facile que l'on dispose d'une trame de référence.

La construction peut être modulaire ; il suffit d'ajouter au schéma de la figure 7 autant de circuits de jonction qu'il y a d'utilisations simultanées.

Les circuits de jonction peuvent être différenciés suivant le type d'utilisation :

Nous avons vu le cas particulier d'une transmission « massive » à près de un mégabit par seconde.

Tout à l'opposé, nous pouvons imaginer un circuit faisant la jonction avec une multitude d'utilisations très lentes, telles qu'on en rencontre, par exemple, en contrôle industriel. Un seul système MIC permettra de transmettre cinq cents fois par seconde l'état (fermé

Nombre de canaux par multiplex MIC						
Débit instantané (k bit/s)						
Débit binaire moyen utile						
Définition du canal	UK	CEPT	UK	CEPT	UK	CEPT
Multiplex MIC	1152	1440	1536	2048	1	1
Secteur de voie	48	48	1536	2048	24	30
Bit par trame	8	8	8	8	144	180
Bit par 2 trames	4	4	4	4	288	360
Bit par 4 trames	2	2	2	2	576	720
Bit par 8 trames		1		1		1440
Bit par 16 trames ...		0,5		0,5		2880

FIG. 9. — Les canaux préférés en transmission de données sur multiplex MIC.

ou ouvert) de près de 3 000 contacts de signalisation et commander autant de relais.

Entre ces deux extrêmes, nous pouvons donner libre cours à notre imagination et choisir les combinaisons les plus variées de canaux de transmission. Il convient toutefois de procéder avec méthode si nous voulons garder la plus grande souplesse de mise en œuvre. C'est pourquoi nous proposons la hiérarchie de canaux de la figure 9 (notons en passant que le système de synchronisation du MIC anglais ne compte les trames que jusqu'à 4, ce qui limite ses applications aux fréquences binaires relativement élevées).

4. Expérimentation

Une liaison établie suivant les principes énumérés dans cette communication a été établie entre Paris et Levallois-Perret où elle fonctionne depuis un an sans incident. Il s'agit là d'une expérience réalisée par IBM-France en collaboration avec la Direction Générale des Télécommunications du Ministère des PTT, le Centre National d'Etudes des Télécommunications et le Crédit Lyonnais qui l'exploite. La figure 10 montre une des unités terminales. A part ces unités, la ligne et ses récepteurs (également expérimentaux, en l'occurrence), l'équipement et le software utilisés sont absolument standard, ce qui assure une très grande souplesse d'utilisation. Des ordinateurs des modèles IBM 360/30, 40 et 65 y ont été connectés avec succès.

5. Conclusion

Nous avons montré que la transmission de données sur lignes à répéteurs MIC était possible en respectant scrupuleusement les spécifications établies pour les multiplex téléphoniques. Ce faisant, on assurera l'avenir puisqu'on évitera a priori de créer des problèmes de compatibilité au niveau des multiplex d'ordre élevé et des liaisons internationales.

Dans l'avenir, à une certaine date (malheureusement très controversée), le réseau téléphonique compren-

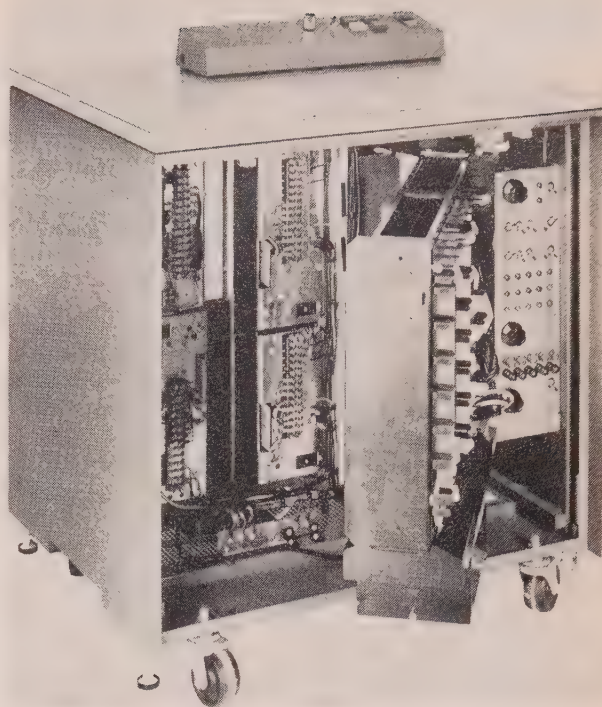


FIG. 10. — Adaptateur expérimental de transmission sur ligne MIC à 1 Mbit/s.

dra sans doute une majorité de circuits numériques. Si le principe du réseau synchronisé est alors retenu (comme nous le pensons), on pourra alors acheminer une voie MIC à grande distance à travers de nombreux systèmes en restant toujours en signaux numériques. A cette époque, de telles liaisons synchrones fonctionnant à 48 ou 56 kbit/s remplaceront progressivement les lignes analogiques à quatre fils que nous connaissons aujourd'hui. Les matériels qui auront été étudiés pour fonctionner sur les canaux MIC à 48 kbit/s s'adapteront alors sans difficulté à ces liaisons. Enfin, à une date un peu plus lointaine, l'introduction de la commutation temporelle mettra à la disposition des usagers un réseau commuté à cette même vitesse de 48 ou 56 kbit/s.

Il convient donc, *dès aujourd'hui*, de considérer le « secteur de voie » MIC comme l'élément de base des réseaux futurs, celui qu'il ne vaudra peut-être même plus la peine de partager. Il doit en résulter un bouleversement dans l'architecture des systèmes de téléinformatique semblable au bouleversement que les mémoires de grande capacité ont apporté dans le domaine des ordinateurs.

Bibliographie

- [1] CCITT Question 33/XV. Document XV, n° 176, June 18, 1968.
- [2] FALCOZ A. et CROISIER A. *Le Code bipolaire à haute densité, un procédé de transmission en bande de base*. Colloque International sur la téléinformatique, Paris 1969, Editions Chiron. pp 54-63.

Les satellites de télécommunications et la téléinformatique

A.J. HENRY

IBM - Europe

1. Introduction

Dès la mise sur orbite des premiers satellites de télécommunications, l'industrie du traitement de l'information, et en particulier IBM, entreprit des expériences pour évaluer les problèmes techniques et d'exploitation à résoudre en vue de garantir des transmissions fiables de données. C'est ainsi qu'en octobre 1962, une première liaison sur voie téléphonique fut établie via « Telstar » entre deux calculateurs situés à Endicott (États-Unis) et au laboratoire d'IBM France à La Gaude. Cet essai permit de vérifier que l'effet Doppler, dû au défilement du satellite, n'avait pas d'effet nuisible sur le fonctionnement, à 1 200 bits par seconde, de modems à inversion de phase. Le 9 juin 1965, le satellite Intelsat I (Early Bird) donna la possibilité d'établir une liaison de type téléphonique entre Armonk (États-Unis) et l'usine de Corbeil-Essonnes. Un débit binaire de 2 000 bits par seconde permit de transmettre des diagrammes de machines dans d'excellentes conditions en dépit de la longueur du circuit qui était d'environ 75 000 km.

À l'automne 1966, il fut décidé d'entreprendre en 1967 une nouvelle campagne d'essais portant sur l'utilisation d'un groupe primaire de 48 kHz entre les États-Unis et l'Europe.

2. Campagne d'essais de l'année 1967

2.1. L'objet de ces essais était d'évaluer la possibilité de transmettre des données de façon satisfaisante à la vitesse instantanée de 5 100 caractères par seconde. Plusieurs problèmes techniques devaient être considérés :

— caractéristiques de transmission de la voie à large bande entre stations terriennes,

— problèmes posés par l'utilisation de paires téléphoniques ordinaires entre le point d'aboutissement

de la voie à large bande et l'équipement terminal de données,

— du côté américain, l'effet du commutateur automatique de voies à larges bandes installé dans les locaux de l'A.T.&T. à White Plains (New York).

Grâce à la coopération technique des différents organismes de télécommunications participant aux essais, les problèmes furent résolus par étapes successives qui devaient permettre d'aboutir aux résultats décrits ci-dessous.

2.2. La *première phase* des essais avait pour but d'établir une liaison entre un terminal à ruban magnétique (IBM 7 711) situé à Paris et un certain nombre de terminaux identiques installés aux États-Unis, à Raleigh (North Carolina), Armonk, New York, Poughkeepsie, Endicott et Kingston (New York), Rochester (Minnesota), Boulder (Colorado), San Jose (California). Le réseau de transmission, commuté à White Plains (New York) aboutissait à la station terrienne d'Andover (Maine). Du côté européen, les stations terriennes utilisées furent celles de Pleumeur-Bodou (France), Raisting (R.F. d'Allemagne) et Goonhilly Downs (Royaume-Uni).

Le terminal à ruban magnétique était installé au centre des lignes à grande distance de l'administration française des PTT, rue des Archives à Paris. La compagnie « France Câbles et Radio » était responsable de l'exploitation du circuit de bout en bout. Les modems utilisés étaient du type 301 B, de Western Electric et fonctionnaient dans la bande 10,2-51 kHz, avec un débit binaire de 40 800 bits/s (5 100 car./s). Un transposateur de fréquence LWM1 permettait d'acheminer le signal de données, ainsi qu'une voie téléphonique de service, dans la bande 60-108 kHz.

Le terminal à ruban magnétique utilisait une mémoire-tampon de 2 400 caractères. On pouvait donc s'attendre à ce que la vitesse théorique de 5 100 caractères par seconde ne soit pas atteinte. En effet, le temps

de propagation entre les installations terminales étant estimé à 300 ms, le temps d'attente entre l'envoi de messages successifs, nécessaire pour reconnaître le signal de détection des erreurs, est de 600 ms*. Il s'ensuit qu'un message de 2 400 caractères correspond à un temps de transmission de :

$$\frac{2\,400}{5\,100} + 0,6 = 1,07 \text{ s.}$$

La vitesse pratique de transmission est donc de :

$$\frac{2\,400}{1,07} = 2\,243 \text{ car./s.}$$

Les essais montrèrent que l'hypothèse d'un temps d'attente de 600 ms était raisonnable puisque la transmission de 1 024 messages de 2 400 caractères entre Rochester et Paris a permis de déterminer une vitesse pratique de 2 242 car./s.

Dans la période du 13 au 21 février 1967, 157 bandes magnétiques furent transmises. La durée totale de transmission a été de 27,5 h. Le système de détection d'erreurs a fonctionné correctement. De plus, l'examen des bandes reçues a montré qu'il n'y avait pas eu d'erreurs non détectées.

2.3. La *seconde phase* des essais devait permettre de s'affranchir de la limitation imposée à la longueur des messages, grâce à l'utilisation de calculateurs à chaque extrémité. On faisait usage à Raleigh (North Carolina) d'un ordinateur 360/40, tandis qu'à Paris, on utilisait un ordinateur 360/50 installé au centre de calcul d'IBM-France, rue Saint-Honoré. Le transposeur de fréquence LWM1 se trouvait toujours au centre PTT et le signal était transmis jusqu'au centre de calcul dans la bande 10,2-51 kHz, sur paires téléphoniques du réseau urbain, d'une longueur d'environ 3 km.

Alors que, pendant la première phase, on avait utilisé un code 4 parmi 8 avec caractère de contrôle par message, un nouveau code à 8 bits connu sous le nom d'EBCDIC (Expanded Binary Coded Decimal Interchange Code) fut expérimenté au cours de la deuxième phase. Dans ce code, chaque message est protégé contre les erreurs par deux caractères de contrôle générés par code cyclique. La transmission était du type binaire synchrone (BSC) et permettait la communication directe entre les mémoires centrales des deux calculateurs. Le programme avait été conçu de telle manière qu'après une transmission de Raleigh vers Paris, des résultats statistiques étaient imprimés à Paris ; ensuite, les données reçues sur ruban magnétique étaient retransmises de Paris vers Raleigh. La longueur des messages était soit 4 000, soit 4 800 caractères.

Des essais préliminaires eurent lieu à partir du 27 avril 1967 et le 5 mai 1967 une interconnexion réelle entre les deux calculateurs put être réalisée pendant

une durée de deux heures. Comme dans l'expérience précédente, le contrôle des erreurs fut assuré convenablement et il n'y eut pas d'erreurs non détectées.

2.4. Le *résultat des essais* montre que des liaisons à vitesse élevée, utilisant un satellite de télécommunications sont techniquement réalisables et peuvent permettre des interconnexions de haute qualité entre calculateurs situés dans des continents différents. La qualité de la voie à large bande correspond bien aux normes recommandées par le CCITT en ce qui concerne les distorsions d'amplitude ou de phase en fonction de la fréquence.

Cependant de sérieux problèmes d'exploitation restent à résoudre en raison du temps de propagation élevé entre les deux installations terminales.

Ce sont ces problèmes que nous nous proposons d'examiner dans la section suivante.

3. Méthodes d'exploitation

3.1. Pour les besoins de la discussion qui va suivre, nous adopterons les débits binaires recommandés par le CCITT, c'est-à-dire :

sur voie téléphonique :

2 400 bits/s (300 car./s),

4 800 bits/s (600 car./s),

sur groupe primaire :

48 000 bits/s (6 000 car./s)

et même

96 000 bits/s (12 000 car./s) (dans l'hypothèse où la conception de futurs modems permettrait d'atteindre un jour ce débit binaire élevé).

Nous utiliserons les notations suivantes :

L : longueur du message en caractères,

V_i : vitesse instantanée en caractères/seconde,

V_p : vitesse pratique en caractères/seconde,

n : nombre de messages détectés erronés pour 100 messages,

R : le rendement V_p/V_i (exprimé en %).

3.2. Considérons tout d'abord un cas simple où $L = 6\,000$ caractères et $V_i = 6\,000$ car./s.

La figure 1 montre que la vitesse pratique de transmission ne peut pas dépasser 3 750 car./s dans l'hypothèse où tous les messages transmis sont reconnus comme « bons » au point de réception.

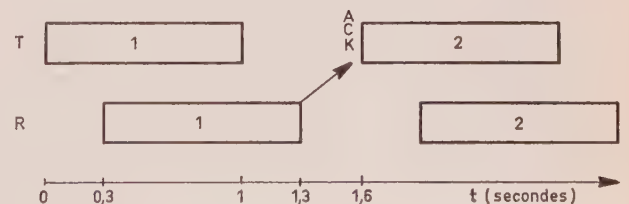


FIG. 1. — Influence du temps de propagation.

$$(V_p = \frac{6\,000}{1,6} = 3\,750 \text{ car./s})$$

* Nous aurons l'occasion d'examiner plus loin le problème général de la vitesse pratique en fonction de la longueur des messages et des systèmes de détection d'erreurs mis en œuvre.

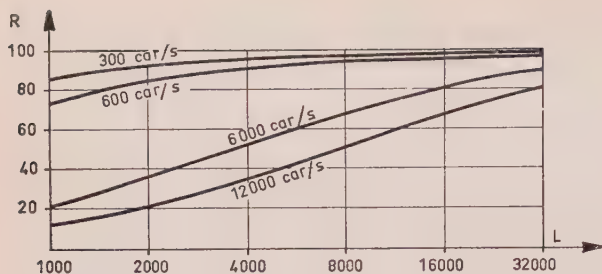


FIG. 2. — Influence de la longueur des messages

En prenant maintenant pour L une valeur comprise entre 1 000 et 32 000 caractères, il est possible d'évaluer le rendement R pour les quatre vitesses instantanées V_i de 300, 600, 6 000 et 12 000 car./s et de tracer les courbes apparaissant sur la figure 2.

Si l'on se fixe une valeur de R , par exemple 80 %, il apparaît que les longueurs L de message permettant d'obtenir un tel rendement sont données par $L = 2,4 V_i$ c'est-à-dire :

720 caractères à	2 400 bits/s	(300 car./s)
1 440 —	à 4 800 —	(600 —)
14 400 —	à 48 000 —	(6 000 —)
28 800 —	à 96 000 —	(12 000 —)

Il s'ensuit que l'utilisation de satellites de télécommunications ne pose pas de problèmes sérieux aux débits binaires de 2 400 ou 4 800 bits/s puisque les longueurs minimales des messages sont du même ordre de grandeur que celles utilisées actuellement sur les circuits terrestres à temps de propagation court.

Par contre, l'effet du temps de propagation, dans la transmission par satellite, est beaucoup plus sensible dans le cas de débits binaires de 6 000 et 12 000 car./s puisqu'il conduit à utiliser des messages individuels relativement longs ou à grouper plusieurs messages consécutifs, ce qui représente une sujétion non négligeable pour l'utilisateur.

Pour ces raisons, il paraît approprié de rechercher d'autres méthodes de protection contre les erreurs, permettant d'accroître le rendement de la transmission.

3.3. Dans un but de simplification nous choisirons à nouveau

$$V_i = 6\,000 \text{ car./s}$$

$$L = 6\,000 \text{ caractères}$$

3.3.1. Méthode de répétition individuelle des messages

Le tableau ci-dessous montre les valeurs de R correspondant à différentes valeurs de n :

$n(\%)$	1	2	4	8	16	32
$R(\%)$	62	61,3	60	58	54	27,3

En admettant même un taux d'erreur faible (par exemple 1 %), un rendement de 62 % est difficilement acceptable par l'utilisateur.

3.3.2. Méthode séquentielle

Étant donné que l'utilisation de voies à large bande correspond actuellement à la transmission d'un volume important de données, les messages sont écrits à l'avance sur ruban magnétique. On peut envisager de programmer le calculateur de telle manière qu'il « ignore » les accusés de réception positifs (ACK) envoyés par l'installation réceptrice et ne tienne compte que des accusés de réception négatifs (NAK). On aboutit ainsi au procédé de transmission décrit sur la figure 3.

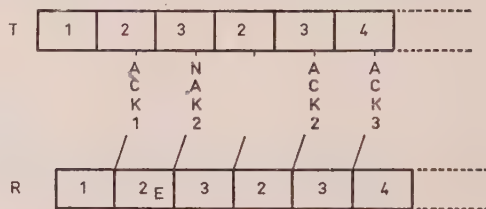


FIG. 3. — Méthode séquentielle.

Supposons que le message 2 soit reconnu en erreur au point de réception ; l'extrémité émettrice en est avertie par la détection de NAK 2 reçu pendant la transmission du message 3. Dès la fin de transmission du message 3, deux « retours arrière » du lecteur de ruban permettent de reprendre immédiatement la transmission au début du message 2. Bien entendu, le programme devra également ignorer l'accusé de réception correspondant à la première transmission du message 3 puisque ce message sera, de toute façon, retransmis. Une telle méthode séquentielle valable pour les messages d'au moins 3 600 caractères permet d'accroître sensiblement le rendement donné par

$$R = \frac{100}{100 + 2n}$$

Le tableau ci-après donne les valeurs de R correspondant à différentes valeurs de n .

$n(\%)$	1	2	4	8	16	32
$R(\%)$	98	96	92,5	86,2	75,7	61

On s'aperçoit que, même dans le cas d'un taux d'erreur relativement élevé de 8 %, le rendement de la liaison est encore de 86,2 %.

3.3.3. Méthode sélective

Cette méthode utilise des disques magnétiques sur lesquels les messages numérotés sont stockés et disposent d'une « adresse » individuelle. Il devient alors possible de concevoir un programme qui ne tienne pas compte des ACK ou des NAK reçus de l'extrémité réceptrice. Celle-ci, en effet, « connaît » les messages détectés en erreur et peut en établir la liste afin d'en réclamer la répétition aussitôt après la première transmission sans interruption de la totalité des messages.

La figure 4 décrit un cas où les messages 2, 17, 61, 83 reconnus en erreur sont retransmis ; le message 61

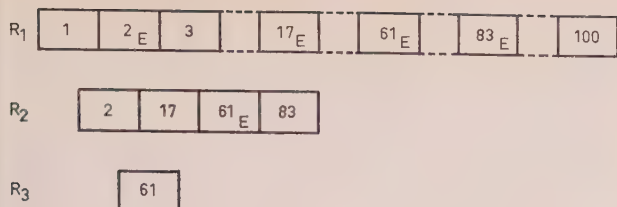


FIG. 4. — Méthode sélective.

étant encore erroné fait l'objet d'une troisième transmission.

Dans le cas d'une seule retransmission, le rendement est donné par $R = 100 / (100,6 + n)$ et le tableau ci-après montre l'amélioration de rendement ainsi obtenu.

n (%)	1	2	4	8	16	32
R (%)	98,4	97,5	95,5	92	85,5	75,4

3.3.4. Les courbes de la figure 5 permettent de comparer l'efficacité des différentes méthodes.

Il apparaît ainsi que les méthodes « séquentielle » ou « sélective » sont sensiblement équivalentes alors que la méthode par répétition individuelle de messages est peu attractive.

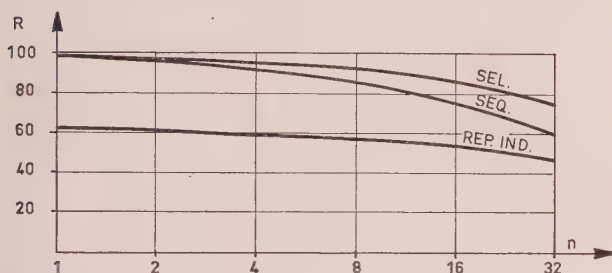


FIG. 5. — Influence des erreurs.

4. Considérations économiques

4.1. En vue d'évaluer l'intérêt que présente, dans certains cas, l'utilisation de voies à large bande (48 kHz) relayées par satellite, nous prendrons pour base les hypothèses suivantes :

Voie téléphonique : 270 car./s (2 400 bits/s avec $R = 90$ %)

Voie à large bande : 5 400 car./s (48 000 bits/s avec $R = 90$ %)

Ruban magnétique : 7,5 millions de caractères par bobine

Liaison : Europe - États-Unis

4.2. Transmission transatlantique sur voie téléphonique

On peut acheminer sur une voie téléphonique d'un câble sous-marin transatlantique (ou d'un satellite) 972 000 caractères à l'heure. Les utilisateurs de transmission de données ont actuellement le choix entre deux méthodes :

— louer en permanence une voie téléphonique utilisable alternativement pour la parole ou pour les données, au prix de 14 100 \$ par mois ou 641 \$ par jour ouvrable ;

— utiliser le service Datel permettant de transmettre des données à 150 car./s pour un coût de 4 \$/mn.

Selon l'importance du volume de données à transmettre, on choisit l'une ou l'autre méthode. Dans le cas de la location permanente d'une voie, on tient également compte du trafic téléphonique qui peut aider à amortir les frais de location.

4.3. Transmission transatlantique sur voie à large bande

En utilisant une voie à large bande, il est possible de transmettre 19,4 M de caractères à l'heure, soit près de 160 M de caractères pour 8 h d'exploitation. Il existe peu d'utilisateurs qui ont besoin de transmettre chaque jour ouvrable, un tel volume de données. Supposons que le volume de transmission soit de trois bobines de ruban magnétique par jour. Ce volume de 22,5 M de caractères correspond à l'utilisation d'une voie téléphonique pendant 23 h. En utilisant une voie à large bande, le temps de transmission est ramené à 1 h 10 mn. En estimant la redevance mensuelle, d'une voie transatlantique à large bande à 100 000 \$ par mois ou 4 550 \$ par jour ouvrable, la location permanente ne peut se justifier économiquement puisque le même service pourrait être assuré sur voie téléphonique en ajoutant aux 14 100 \$ de redevance une somme d'environ 3 000 \$ par mois pour le salaire de trois opérateurs travaillant en brigade.

Il faut donc envisager d'autres solutions telles que :

— location de la voie à heures fixes et pour une période de temps prédéterminée ;

— ouverture d'un service transatlantique à large bande avec commutation et taxation proportionnelle au temps d'utilisation.

Techniquement, ces deux solutions sont acceptables sous la condition que les lignes terminales reliant les usagers au centre PTT d'accès à la voie à large bande soient établies en permanence à des coûts acceptables.

5. Conclusion

Il peut paraître prématuré de considérer actuellement l'exploitation de voies à large bande relayées par satellite alors que tant de problèmes restent encore à étudier et à résoudre dans le domaine de la transmission de données sur les réseaux terrestres ou sous-marins.

Il ne faut cependant pas perdre de vue que, dans le vaste domaine des télécommunications, des solutions s'appliquant à certaines parties de ce domaine peuvent trouver leur application dans d'autres parties.

Considérant, par ailleurs, le développement futur des liaisons intercontinentales par satellites, il n'est pas inutile de tenter d'identifier à l'avance les questions techniques ou d'exploitation qui se poseront dans les années à venir.

Les aspects économiques de la téléinformatique*

P. LHERMITTE

Electricité de France

Plus peut-être que de vous présenter un exposé de synthèse, il me revient de préciser le cadre général dans lequel peuvent se situer les réflexions sur les problèmes économiques et les structures de réseau nécessaire à la téléinformatique ; et je voudrais, si vous le voulez bien, tenter d'appréhender avec vous la dimension économique de ce problème pour examiner ensuite rapidement les différentes faces sous lesquelles les problèmes économiques se présentent dans le domaine de la télétransmission.

1. La dimension économique du problème de la télétransmission

Il a été dit et on a écrit qu'aujourd'hui tout le monde se sentait concerné par l'informatique ; je crois qu'il serait plus exact de dire que, malgré le développement rapide des petits ordinateurs qui permettent à des entités économiques de taille modeste d'utiliser l'informatique, c'est par l'intermédiaire de la téléinformatique que l'ensemble du monde économique que nous connaissons se trouve aujourd'hui concerné.

J'en voudrais un exemple : les techniques de l'informatique sont en train de déboucher très rapidement dans les professions libérales ; la pénétration de l'informatique dans le milieu médical est bien connue, mais il est symptomatique également de voir des professions comme celles des notaires, des avocats, se préoccuper de ce débouché extrêmement rapide et explosif de l'informatique.

Or, bien évidemment, au niveau de ces professions telles qu'elles sont organisées, l'informatique n'est susceptible de pénétrer dans ces milieux que par la communication à distance.

Un autre exemple encore : le grand bouleversement qui attend notre monde économique par la

création de banques d'information, de banques de données ; l'existence de ces banques conduira à remettre en cause les limites des grands services administratifs, leurs méthodes de travail, les échanges de connaissances et d'information, d'une façon générale : la structure du monde économique dans lequel nous vivons. Dès lors que l'on envisage de regrouper les informations qui soutendent notre monde économique en un certain nombre de points privilégiés que seraient ces banques de données, le corollaire indispensable est, bien évidemment, de pouvoir transmettre rapidement et de façon précise ces informations à ceux qui en ont besoin, d'où l'importance de la télétransmission.

Bien entendu, les entreprises grandes ou moyennes sont intéressées également par la télétransmission, mais, dans le cadre du développement très rapide de notre monde industriel, les petites entreprises intéressées par l'informatique, le seront par la téléinformatique dans la mesure où ces techniques permettront précisément de modifier les rapports existant entre petites et grandes entreprises.

Si notre monde économique doit, dans la croissance qui l'attend au cours des décennies prochaines, s'organiser autour de grandes entreprises qui constitueront les « pôles » de ce développement, il ne pourra vivre que dans la mesure où, à côté de ces grandes entreprises, subsisteront des entreprises de taille plus humaine qui en assureront à la fois l'efficacité et la cohérence. Et, pour que l'ensemble de ces entreprises de tailles diverses puisse vivre de façon efficace, il sera indispensable que la cohérence de leur action soit assurée par des échanges d'informations réciproques. Or ce sera également la responsabilité et le rôle de la téléinformatique.

Ainsi, il semble bien que le développement de cette transmission d'informations entraînera un très grand développement des techniques informatiques, et, sans anticiper sur l'exposé qui vous sera fait, sur la prévision des besoins de la téléinformatique en 1975, dans le cadre de la France, je voudrais citer deux

* Conférence prononcée à Paris, le 26 mars 1969, au cours du Colloque International sur la Téléinformatique.

chiffres extraits d'un rapport du Conseil Economique et Social.

Actuellement, la France doit disposer d'environ 4 000 ordinateurs et environ un millier de terminaux correspondant peut-être à 1 200 ou 1 500 modems et il semble que le développement rapide de l'informatique et de la téléinformatique devrait conduire, en 1980-1985, à prévoir l'existence, en France, d'environ 30 000 ordinateurs et de près d'un million de modems ; chiffres énormes qu'il nous faut méditer.

Ces chiffres sont-ils exagérés ? C'est une question que, sans doute, nous nous poserons. Mais il semble que, si la diffusion d'informations nécessaires à notre monde économique, à laquelle je faisais allusion tout à l'heure, était acquise en 1980 ou en 1985, il est cohérent de prévoir le développement très rapide des terminaux à distance. Et il a semblé au Conseil Economique et Social que le chiffre d'un million de modems — pouvant représenter quelque 7 ou 800 000 terminaux à distance — devait correspondre au développement de la téléinformatique dans le seul milieu professionnel et économique à l'exclusion d'un large développement dans le secteur de la transmission des informations chez les privés ; les besoins des particuliers viendraient s'ajouter par la suite, mais ceci est un autre problème.

Pour tenter de situer la probabilité de réalisation de cette croissance fort rapide, je voudrais faire une remarque : l'installation de 750 000 consoles en France ne correspond guère qu'à trois consoles pour cent travailleurs actifs.

Or, si l'on accepte l'image d'une évolution de notre monde d'après laquelle, paraît-il, il nous faut prévoir qu'en l'an 2 000, 40 % de la population active sera essentiellement une population de matière grise, alors qu'actuellement moins de 10 % des travailleurs actifs correspondent à une activité de matière grise, il me semble qu'une proportion de l'ordre d'une console pour quelque dix travailleurs est probablement quelque chose de très raisonnable.

Je voudrais citer encore quelques chiffres : les experts américains ont fait remarquer qu'il y a environ huit à dix ans, la télétransmission intervenait de façon négligeable dans le coût des systèmes informatiques ; aujourd'hui, aux Etats-Unis ou en France, d'ici un ou deux ans, on peut penser que le coût de la télétransmission dans les systèmes informatiques sera de l'ordre de 10 % des dépenses totales. Les experts prévoyaient également qu'aux Etats-Unis, dès 1975, en France j'espère à peu près à la même époque, la télétransmission représenterait quelque 15 % des dépenses d'informatique, c'est-à-dire, compte tenu des développements des autres matériels informatiques, près de 60 % du coût des unités centrales.

Et j'aimerais terminer ce regard rapide sur les dimensions économiques du problème de la télétransmission dans l'informatique en soulignant le fait que, du point de vue de l'efficacité, le vrai visage de la téléinformatique et la raison profonde de sa nécessaire insertion dans notre monde économique, c'est précisément de préparer un monde industriel qui serait innervé par la transmission d'informations et qui baignerait dans l'information comme « les moteurs baignent dans l'huile ».

Cette image est importante car c'est en effet cette transformation qui doit permettre à notre monde économique de mieux fonctionner et de ne plus se heurter à cette difficulté de l'information qui entraîne également — autre visage de ce problème — la multiplication des services administratifs que Parkinson a largement stigmatisée.

En définitive, la justification économique de la télétransmission réside dans ceci : rien n'est plus précieux qu'une bonne information, qu'une information exacte et précise, si ce n'est... : une information qui vient à son heure et qui vient le plus tôt possible.

Et ce qu'apporte précisément la télétransmission, c'est la possibilité de disposer très rapidement, je dirai presque au moment même où elles sont saisies, après d'ailleurs les avoir comparées à d'autres informations disponibles, des informations dont auront besoin les responsables de notre économie ; d'où une multiplication par un coefficient très important de la valeur des informations. Et si cette mesure économique est un peu abstraite, nous en trouverons la traduction concrète dans le fait que cette meilleure information permettra de prendre de meilleures décisions, un meilleur contrôle, des orientations plus rapides de notre machine économique et de notre système social, et, en définitive, en permettra une meilleure organisation.

2. Problèmes économiques de la télétransmission

Je voudrais maintenant aborder la deuxième partie de ce cadre général dans lequel se situent les problèmes économiques de la télétransmission pour en examiner très rapidement avec vous les différents aspects.

2.1. Les investissements

D'abord, premier aspect très important : le poids des investissements. Si nous croyons à ce développement très rapide de la télétransmission, il est manifeste qu'il faut que nous puissions y faire face en disposant des techniques nécessaires : terminaux, modems, matériels. Il y a là un problème important pour les constructeurs et les utilisateurs, du point de vue investissements.

Mais il y a également besoin de réseaux nécessaires à la transmission de données ; c'est un problème d'une nature un peu différente parce que tout ce qui est réseau constitue, aux yeux de la nation, un service public dans la mesure où il y a intérêt, pour éviter les gaspillages d'investissements, à mettre en commun ces différents réseaux plutôt que de laisser se développer des réseaux privés parallèles.

Et devant l'importance des investissements qui seront nécessaires pour faire face au développement rapide de la télétransmission, il devient essentiel de dresser des plans de développement des réseaux, de définir les grandes priorités et d'effectuer des choix entre les différents investissements possibles.

Un rythme d'investissement trop rapide dans les réseaux de transmission de données risquerait sans doute d'empêcher une nation de réaliser d'autres investissements productifs, mais un rythme trop lent de développement des réseaux interdirait à la même nation de profiter des possibilités de transformation des structures économiques, de bénéficier de tout ce que peut apporter une information disponible au moment où l'on en a besoin.

Cela dit, le problème du développement des réseaux de télétransmission a peut-être, de ce point de vue, un caractère moins dramatique qu'on pourrait le penser dans la mesure où il se trouve être complémentaire des réseaux de transmission téléphonique et où une certaine élasticité peut être obtenue entre les deux réseaux.

Encore faudrait-il qu'une élasticité existe dans les réseaux de transmission téléphonique. Or, certains pays industriels ont pris quelque retard dans le développement de ces systèmes de transmission...

Il devient donc essentiel d'accorder une très réelle priorité au développement des réseaux de transmission, que ce soit de transmission de données et de transmissions téléphoniques, et de faire l'effort nécessaire pour remettre au niveau souhaitable les pays industriels qui auraient quelque retard dans ce domaine afin qu'il n'y ait pas là un frein à leur réorganisation économique.

2.2. La tarification

Après le problème des investissements, deuxième aspect économique des problèmes de la télétransmission : la tarification ; car la bonne utilisation d'une infrastructure suppose tout d'abord une correcte tarification.

Or, les économistes nous assurent que, pour qu'une infrastructure coûteuse soit correctement utilisée dans le sens de l'intérêt général, il est souhaitable de faire payer aux utilisateurs ce que ces économistes appellent le coût marginal de développement, c'est-à-dire très exactement ce qu'il en coûte pour permettre à un utilisateur supplémentaire de disposer de la puissance de transmission qui lui est nécessaire.

Or, force est de constater qu'en ce qui concerne la tarification, de mauvaises habitudes ont été prises dans certains pays industriels ; elles sont d'ailleurs très liées au retard de développement du réseau et il a pu être de bonne gestion d'organiser la pénurie par un tarif relativement élevé.

Si les conséquences en ont été plus ou moins graves dans le domaine du téléphone, et si ces mêmes nations industrielles se sont peut-être habituées à vivre dans ce climat, il serait très grave que les mêmes dispositions soient prorogées en ce qui concerne les réseaux de transmission de données.

En effet, les dangers d'une surtaxation dans ce domaine sont de plusieurs ordres. Tout d'abord, ils freineraient le développement de la télétransmission et l'adoption de ces techniques par les entreprises ; mais surtout ils mettraient en cause les restructurations possibles de ces entreprises, découlant d'une meilleure circulation de l'information.

La deuxième conséquence d'une surtaxation serait le développement de réseaux indépendants ; il est manifeste que les grandes entreprises puissamment implantées territorialement pourraient développer leur propre réseau en faisant appel à des techniques du genre transmissions par ondes hertziennes, ce qui aurait pour résultat de laisser se développer en parallèle des réseaux privés mal utilisés, alors que les petites ou moyennes entreprises n'auraient pas la possibilité d'accéder, à un coût raisonnable, à la télétransmission des informations.

Enfin, des décisions erronées pourraient être la conséquence d'une surtaxation en matière de décentralisation des activités économiques. Il est très important que nous utilisions largement les possibilités offertes par la télétransmission pour éviter des concentrations exagérées, pour assurer l'aménagement géographique de notre économie, une véritable politique géographique du développement du pays.

Or, je connais des exemples de décentralisations qui ont été limitées à quelques dizaines de kilomètres de Paris par suite de la tarification adaptée de la télétransmission de données.

3. Conséquences économiques de la télétransmission sur les structures de notre économie

Je vous ai dit combien il était indispensable que notre économie envisage des réformes de structures et des réorganisations pour faire face à un développement qui s'effectue au rythme du doublement tous les douze ans, c'est-à-dire qui quintuplera d'ici l'an 2 000, en consommant — il faut le souligner — une force de travail peu supérieure à celle dont nous disposons actuellement.

Pour innover, pour rendre vivantes des économies d'une telle taille, il sera indispensable que les informations et les décisions circulent extrêmement vite et que les rythmes auxquels seront modifiées éventuellement ces décisions puissent s'accélérer. Cela obligera inéluctablement nos économies à modifier profondément leurs structures.

C'est, me direz-vous, un problème de « management » et non un problème de techniques ! C'est vrai ; mais l'outil essentiel de ce « management » des entreprises, des modifications de structures, ce sera précisément la possibilité technique de mieux faire circuler l'information, d'être mieux informé des conséquences des décisions et de mieux informer ceux qui auront à appliquer les décisions, c'est-à-dire la télétransmission de données.

Enfin, je voudrais également aborder une autre face des conséquences économiques de la télétransmission de données, c'est l'aspect « service public » de la transmission d'informations. Dès lors que la transmission d'informations, que l'accès aux banques de données deviennent une nécessité vitale pour le fonctionnement de l'ensemble des rouages économiques du pays, il importe que tout agent économique puisse, à un coût raisonnable, accéder aux possibilités de traitement de l'information et aux banques de

données. Or, c'est bien la définition d'un service public, que ce dernier soit exploité par un organisme d'état ou par un organisme privé suivant les conceptions économiques ou les habitudes économiques des pays industriels.

Le problème peut se poser à différents niveaux :

Est-il important pour un pays industriel de s'assurer que, par l'intermédiaire d'un service public, tout utilisateur pourra accéder à l'usage d'un ordinateur par l'intermédiaire d'un réseau de transmission ? Ce serait la conception la plus générale : mettre à la disposition de tous, à des coûts raisonnables, ce qui ne veut pas dire gratuitement, à la fois la possibilité de transmettre des informations mais également de traiter ces informations sur ordinateur.

Un niveau moins général pourrait être de n'envisager ce service public qu'au niveau des grandes banques d'informations, possibilité de transmettre, bien sûr, et d'accéder aux grands centres d'informations nationaux. On pourrait penser également que ce service public devrait se limiter, et c'est sans doute le minimum raisonnable, au réseau de télétransmissions afin que chacun puisse transmettre ses propres informations.

Jusqu'où doit s'étendre le service public de la transmission, de la commutation de messages, de la téléinformatique ? Je me contente de poser le problème mais en soulignant qu'il est, à mes yeux, essentiel et que le bon fonctionnement d'un pays industriel dépendra en partie de la réponse qui lui sera donnée.

4. Conclusion

Je voudrais simplement conclure sur une remarque. Il m'arrive de développer le parallèle existant entre, d'une part, les deux éléments fondamentaux qui ont transformé le chaos originel en un monde humain et qui, à mes yeux, sont essentiellement la domestication par l'homme du feu et l'acquisition de la parole, et, d'autre part, les deux éléments qui auront transformé ou créé notre monde industriel : le moteur, première révolution industrielle, et l'informatique, deuxième révolution industrielle qui aura permis de parler, de communiquer et d'assurer la cohérence de ce monde industriel.

Mais encore faut-il que la parole soit bien utilisée. Lorsqu'elle est mal utilisée, c'est plutôt une gêne qu'une aide ; c'est pourquoi un vieux proverbe nous dit : « la parole est d'argent mais le silence est d'or ».

Il en est de même dans la transmission de l'information. L'information est essentielle, elle a une grande valeur, encore faut-il qu'elle soit bien utilisée. Si elle est mal utilisée, elle perd beaucoup de sa valeur, et peut-être parfois, une absence d'information est-elle préférable, sous réserve de bon sens, à un excès d'information.

Si bien que l'on pourrait craindre qu'un dicton des temps futurs ne prétende que : l'Information est d'argent, mais le Bon Sens est d'or ; pour éviter qu'il en soit ainsi, il importe d'organiser, à l'échelle et à la mesure de notre monde économique, les transmissions de l'information.

Ce sera, en définitive, le rôle de la télétransmission de données.

Epitaxie à profil contrôlé

P. GIBEAU

Thomson-CSF

Laboratoire Central de Recherches - Corbeville

1. Introduction

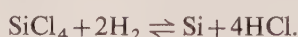
Les techniques d'épitaxie sont maintenant couramment utilisées dans la technologie des éléments à semiconducteurs. Cependant, les méthodes utilisées en général ne permettent pas d'obtenir, sur un même support, une succession de couches de résistivités et même de types différents, sans qu'il y ait interruption de la croissance. Or, de telles couches sont maintenant indispensables pour optimiser les performances de nombreux éléments, en particulier d'éléments destinés aux hyperfréquences, et il est apparu qu'il était indispensable de ne pas interrompre la croissance sous peine d'introduire dans le dépôt épitaxial une concentration en défauts inacceptable. Ces raisons ont donc conduit à l'étude du contrôle du profil de la concentration en impuretés, dans le but de réaliser des couches épitaxiales dont les concentrations en impuretés seront parfaitement déterminées et optimisées pour chaque profil.

1.1. Matériel utilisé

Le réacteur utilisé pour l'étude est conçu à partir d'un four à épitaxie classique dans lequel toutes les opérations sont automatiques. Il permet de réaliser :

- des dépôts de silicium « intrinsèque » ($\rho_{\max} \simeq 100 \Omega \cdot \text{cm}$),
- des dépôts de type N de résistivité comprise entre $10^{-2} \Omega \cdot \text{cm}$ et $10 \Omega \cdot \text{cm}$,
- des dépôts de type P de résistivité comprise entre $10^{-2} \Omega \cdot \text{cm}$ et $30 \Omega \cdot \text{cm}$.

La réaction utilisée pour le dépôt de silicium est une réduction de tétrachlorure de silicium par l'hydrogène à $1\,150^\circ\text{C}$.



Le dopage est réalisé au moyen de sources gazeuses : B_2H_6 (diborane) pour le type P et AsH_3 (arsine) pour le type N.

La chambre à réaction utilisée est initialement du type horizontal à chauffage par résistance de graphite en basse fréquence. Les résultats obtenus avec ce type de réacteur nous ont conduits à utiliser finalement une chambre de type vertical.

1.2. Programmations

Au cours d'un cycle d'épitaxie, il est nécessaire d'effectuer un certain nombre de purges de canalisations. Pour réaliser automatiquement les différentes opérations, on utilise un programmeur agissant sur des vannes électromagnétiques en téflon et commandé par des minuteries. Il suffit, avant la mise en route, de sélectionner les circuits intervenant dans le dépôt.

D'autre part, les différents débits gazeux sont régulés et le programme des débits peut être commandé par un programmeur à cartes perforées.

Grâce à ces programmeurs, il est possible d'avoir une très bonne reproductibilité pour toutes les opérations.

2. Etude préliminaire

Elle a pour but de déterminer l'influence des paramètres fondamentaux sur les qualités des couches déposées :

- état cristallin,
- épaisseur,
- résistivité.

2.1. Méthodes de mesure

L'état cristallin est étudié par examen au microscope en contraste interférentiel, après révélation chimique au moyen d'une solution qui, attaquant préférentiellement les défauts, révèle les anomalies des couches.

L'épaisseur est déterminée au moyen des méthodes habituelles de dépôt de cuivre pour révéler les jonctions.

La résistivité est étudiée par l'intermédiaire d'éléments MOS qui donnent des indications plus précises sur les profils de concentration que la méthode de la sonde à quatre pointes. Le principe de cette méthode consiste à utiliser des capacités MOS. Sous l'effet cumulé d'un champ électrique haute fréquence (1 MHz) où les porteurs minoritaires ne peuvent pas suivre les variations du signal HF, et d'une tension progressive, la capacité atteint une valeur limite qui correspond à la limite x_d de la charge d'espace. La valeur de x_d est liée à la concentration en porteurs dans le volume. En réalisant des dépôts d'épaisseur variable, il sera donc possible de tracer les courbes de profil de concentration en impuretés.

2.2. Conditions expérimentales

Ces méthodes ont permis, compte tenu de l'appareillage utilisé, de déterminer les conditions optimales de dépôt.

La température doit être comprise entre 1 080 °C et 1 180 °C. Entre ces deux limites, la vitesse de croissance a l'allure indiquée sur la figure 1. Pour tous les essais, nous avons choisi une température de 1 130 °C qui correspond à une vitesse de croissance de 0,5 $\mu \cdot \text{mn}^{-1}$.

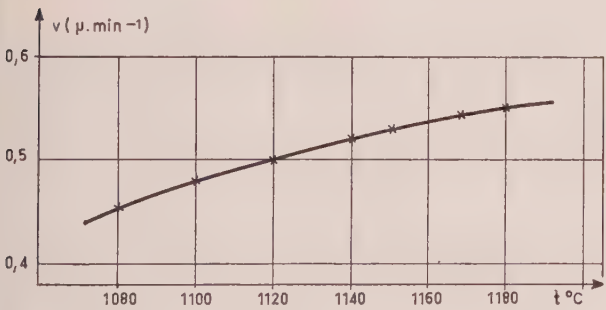


FIG. 1

2.3. Géométrie du réacteur

Les premiers essais ont été réalisés dans une chambre horizontale dans laquelle les gaz circulent parallèlement aux échantillons. Pour déterminer l'influence d'une couche sur la couche déposée immédiatement au-dessus, nous avons réalisé deux séries de témoins :

Dans la première série, on dépose sur un support N^+ ($10^{-2} \Omega \cdot \text{cm}$ dopé à l'antimoine) une couche de résistivité maximale, c'est-à-dire sans dopage.

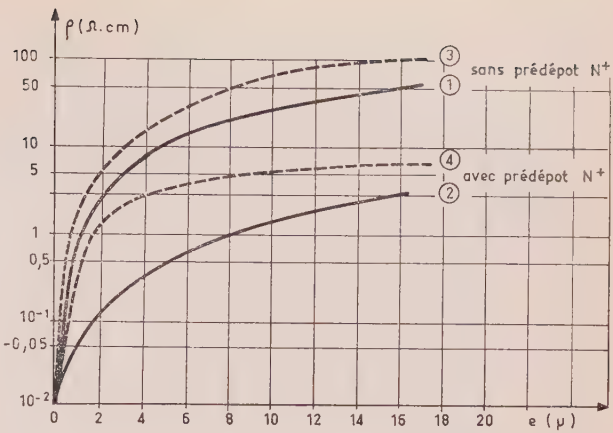


FIG. 2

Dans la deuxième série, on dépose initialement une couche fortement dopée : $10^{-2} \Omega \cdot \text{cm}$ dopée à l'arsenic et, sans interrompre la croissance, on dépose ensuite une couche de résistivité maximale.

Pour ces deux séries de témoins, nous appliquons la mesure de la capacité MOS à des dépôts d'épaisseur variable.

Les résultats sont indiqués sur les courbes 1 et 2 de la figure 2. On remarque immédiatement la très grande différence de résistivité existant entre les deux séries de plaquettes. Cette différence peut être attribuée à trois causes :

- 1) contamination du mélange gazeux par la couche de silicium déposée sur les parois de la chambre,
- 2) insuffisance des systèmes de purge qui n'élimineraient pas totalement des canalisations les impuretés du pré-dépôt,
- 3) évaporation d'impuretés à partir de silicium N^+ dopé à l'arsenic, dont la tension de vapeur 10^6 torrs à 1 150 °C est beaucoup plus grande que celle de l'antimoine : 50 torrs.

Nous avons donc cherché à éliminer totalement l'influence des dépôts sur les parois du réacteur, en réalisant une chambre verticale dans laquelle l'arrivée des gaz se fait immédiatement au-dessus de l'échantillon. Il ne sont donc plus contaminés avant d'atteindre la plaquette. Pour tester cette nouvelle disposition, nous avons réalisé deux séries de plaquettes dans les mêmes conditions que pour la chambre horizontale. Les résultats sont indiqués sur les courbes 3 et 4 de la figure 2.

Par comparaison avec les courbes 1 et 2, on en tire immédiatement les conclusions suivantes :

- 1) dans le cas où il n'y a pas de pré-dépôt N^+ , la résistivité à épaisseur égale est toujours plus élevée dans la chambre verticale que dans la chambre horizontale. On diminue donc la pollution des gaz par la chambre elle-même ;
- 2) dans le cas du pré-dépôt N^+ , la résistivité augmente beaucoup plus vite avec l'épaisseur que dans la chambre horizontale. On confirme donc bien l'hypothèse selon laquelle les gaz sont pollués dans la

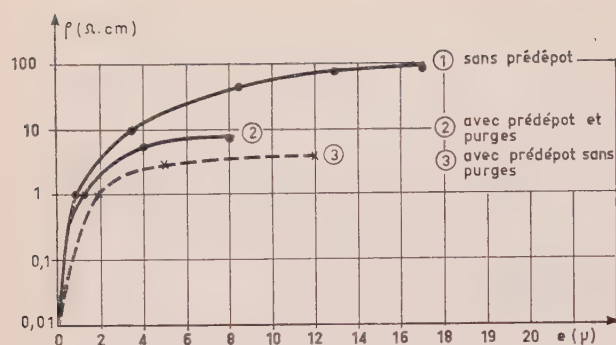


FIG. 3

chambre horizontale, lors de leur passage sur le dépôt N^+ en amont de l'échantillon ;

3) même dans le cas de la chambre verticale, la résistivité avec pré-dépôt N^+ est toujours plus faible que sans pré-dépôt. On attribue cette différence à l'insuffisance des purges qui n'éliminent pas totalement les impuretés des canalisations, et également à la tension de vapeur plus élevée de l'arsenic.

Nous avons donc simplifié au maximum le réseau des canalisations et installé des systèmes de purges sur toutes les parties susceptibles d'être contaminées par les dopants. Les résultats sont indiqués sur la figure 3.

Dans ces conditions, la transition est pratiquement aussi abrupte (avec un gradient de $10^2 \mu^{-1}$), bien que la résistivité-limite soit plus faible, ce qui est attribué au dopage à l'arsenic.

3. Résultats obtenus

Le réacteur a été utilisé pour réaliser un certain nombre d'éléments destinés aux applications hyperfréquences.

3.1. Diodes Schottky

Les épitaxies Schottky sont réalisées en deux étapes :

a) dépôt d'une couche N^+ ($10^{-2} \Omega \cdot \text{cm}$) d'environ 4 à 5 μ d'épaisseur.

b) dépôt d'une couche N d'épaisseur et de résistivité choisies en fonction des caractéristiques de la diode, et sans qu'il y ait arrêt de la croissance après le dépôt N^+ .

Les couches N déposées ont des résistivités variables de $0,45 \Omega \cdot \text{cm}$ à $1 \Omega \cdot \text{cm}$, et des épaisseurs comprises entre 0,8 μ et 1,7 μ .

Par une technique « mesa », nous avons réalisé sur ces plaquettes des diodes au nickel dont les caractéristiques sont :

$$\begin{aligned} C_j(0 \text{ V}) &= 0,2 \text{ à } 0,6 \text{ pF} \\ V_B(10 \mu\text{A}) &= 10 \text{ à } 50 \text{ V} \\ \gamma_s &= 10 \text{ à } 30 \Omega \end{aligned}$$

Ces diodes permettent de contrôler l'homogénéité des plaquettes : pour une épaisseur de 0,8 μ déposée sur un substrat standard de 1 pouce (25 mm) de diamètre, les caractéristiques des diodes réparties sur la totalité de la surface de la plaquette sont reproductibles à $\pm 15 \%$.

Il est à noter, dans le cas de ces dépôts pour diodes Schottky, que les caractéristiques du substrat jouent un rôle primordial sur les propriétés cristallographiques du dépôt de silicium. Il est absolument indispensable, pour obtenir des résultats corrects, de n'utiliser que des substrats ayant subi un poli mécanochimique et présentant une concentration en défauts n'excédant pas 100 à 200/cm².

Si ces conditions ne sont pas réalisées, les traitements thermiques nécessaires pour la réalisation des diodes, bien qu'ils soient réalisés à des températures relativement basses (<600 °C), entraînent la détérioration totale des caractéristiques (diodes en court-circuit).

3.2. Diodes PIN

Pour la réalisation des limiteurs hyperfréquences ; il est nécessaire de disposer de diodes de faible capacité à 0 V (0,4 à 0,5 pF), à faible résistance série, et ayant une tension de claquage de 30 à 40 V. Ces caractéristiques imposent une couche de faible épaisseur, 2 à 3 μ , et de forte résistivité. D'autre part, comme ces diodes doivent être réalisées suivant une technique plane, on ne fera pas de jonction épitaxiale.

Nous avons réalisé deux séries de plaquettes, l'une avec pré-dépôt N^+ , l'autre sans pré-dépôt N^+ , et nous avons mesuré les variations de capacité de jonction en fonction de la polarisation inverse.

Dans les deux cas, les variations de capacité sont très faibles, ce qui montre que la zone I est totalement en charge d'espace 0 V et possède donc une résistivité élevée.

D'autre part, la similitude entre les variations dans les deux lots montre bien que les gradients de concentration à l'interface N^+I sont les mêmes dans les deux cas.

L'épaisseur de la couche I est de 3 μ .

3.3. Diodes snap-off

Dans le cas de la diode snap-off, la couche à forte résistivité doit être extrêmement mince : de l'ordre de 1 μ . Il est donc indispensable d'avoir des profils très abrupts.

Nous avons obtenu des dépôts de 1 μ d'épaisseur et de résistivité supérieure à $1 \Omega \cdot \text{cm}$, qui ont permis de réaliser des diodes dont les caractéristiques sont les suivantes :

$C_j(0 \text{ V}) = 1 \text{ pF}$ et variant peu avec la tension inverse.

$V_B = 30 \text{ à } 40 \text{ V}$.

temps de snap-off : $\tau_s = 0,10 \text{ ns}$.

Ces résultats sont, en tous points, comparables avec ceux des meilleures diodes commercialisées.

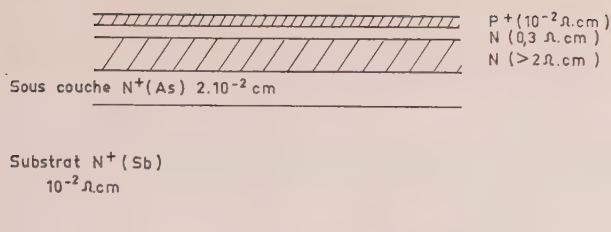


FIG. 4

3.4. Diodes Varicap

Nous avons réalisé, entièrement par épitaxie, des dépôts ayant la structure représentée en figure 4 (quatre couches successives) :

Une diode réalisée par la technique méso sur cette structure présente une tension de claquage de l'ordre de 100 V et une caractéristique capacité-tension de la forme $C = kV^{(-1 \text{ à } -2)}$.

Ce résultat permet de mettre en évidence la possibilité de réaliser une superposition de quatre couches et d'obtenir une caractéristique ayant l'allure générale prévue par la théorie. De plus, cette méthode de réalisation, entièrement épitaxiale, semble devoir être la plus intéressante, dans la mesure où l'on contrôle parfaitement les épaisseurs déposées. En effet, tout processus de diffusion intervenant après l'épitaxie entraîne automatiquement une dégradation des transitions entre couches, accompagnée d'une diminution des performances.

Il est à noter également que cette réalisation doit être d'un prix de revient plus faible, car elle supprime les différentes manipulations nécessaires pour la diffusion.

4. Conclusion

Cette étude nous a permis de dégager un certain nombre de principes dont il convient de tenir compte dans la réalisation de couches épitaxiales à concentration en impuretés variable et contrôlée.

Compte tenu de l'état des connaissances au début de l'étude, lesquelles nous ont imposé d'utiliser comme réaction de dépôt la décomposition du tétrachlorure de silicium par l'hydrogène au-dessus de 1 100 °C, nous avons pu construire un appareil dans lequel le gradient de concentration en impuretés entre

couches de résistivités très différentes est limité seulement par le processus chimique lui-même, et est de l'ordre de $10^2 \mu^{-1}$.

Ce résultat signifie que les constantes de temps de l'appareil ont été réduites à une valeur suffisamment faible pour être masquées par les réactions secondaires dues au composé fournissant le silicium.

Pour y parvenir, nous avons dû :

- installer des dispositifs de purge rapide des canalisations,
- utiliser au maximum des dopants gazeux qui n'influent pas sur la vitesse de croissance,
- réaliser une chambre d'épitaxie verticale dans laquelle l'influence des différentes couches déposées est négligeable.

Cet appareil bien qu'étant uniquement un appareil d'étude ne convenant pas pour une application industrielle, nous a permis de réaliser différents types de dépôts qui sont, dès à présent, utilisés par le laboratoire des hyperfréquences.

Actuellement, et compte tenu des résultats obtenus, nous sommes en train de construire un réacteur de capacité plus grande qui doit donner des couches plus homogènes et dont le fonctionnement sera plus stable. Ce réacteur est du même type que le réacteur d'étude : chauffage par résistance, chambre de réaction verticale et programmation des différentes phases de dépôts.

D'autre part, tous les résultats acquis demeurent valables si l'on recherche des transitions encore plus abruptes que celles obtenues. L'amélioration du gradient ne pouvant, en effet, être obtenue qu'en utilisant une réaction de dépôt différente : décomposition du silane SiH_4 de l'hexachlorodisilane Si_2Cl_6 ou d'un composé quelconque, mais à une température inférieure à 1 000 °C.

C'est seulement dans ces conditions qu'il sera possible de limiter au maximum l'influence des phénomènes parasites :

- exfusion des impuretés de substrat,
- attaque et redistribution des couches déjà déposées,
- limitation des diffusions parasites.

Dans ces conditions, il sera possible d'obtenir des gradients de concentration en impuretés de 10^2 à $10^4 \mu^{-1}$ dont la nécessité commence à apparaître dans un certain nombre d'applications, en particulier pour les éléments micro-ondes.

Analyse spectrale et filtrage adapté des signaux basse fréquence, en temps réel et après compression de temps *

P. TOURNOIS

Division « activités sous-marines » Thomson - CSF

1. Introduction

La plupart des signaux à analyser dans les domaines de l'acoustique sous-marine et aérienne, de la géophysique, de l'analyse de la parole et des vibrations mécaniques, de l'analyse des processus industriels et de l'électronique médicale sont des signaux basse fréquence qu'il est facile de coder en numération binaire. Les techniques de corrélation ou de convolution en temps réel, applicables aussi bien à l'analyse spectrale qu'au filtrage adapté, présentent donc, le plus souvent, une partie numérique importante.

Si B est la bande de fréquence du signal à analyser, T la durée de la tranche de ce signal nécessaire à l'évaluation précise d'un point de la fonction de corrélation, le produit $2BT$ représente le nombre d'échantillons indépendants de cette tranche. Si n est le nombre de digits nécessaire pour coder l'amplitude du signal, le nombre de bits qu'il faut traiter par point de corrélation discret est au minimum égal à $2n BT$. Or une tranche de durée T d'un signal quelconque de bande B peut présenter une sensibilité en fréquence de $1/T$ et une sensibilité en temps de $1/2 B$. Cela conduit à un signal de corrélation ou de convolution qui peut être constitué au maximum de BT quanta indépendants suivant l'axe des fréquences et de $2BT$ quanta indépendants suivant l'axe des temps pendant le temps T . Le nombre de bits à traiter pendant le temps T est donc au maximum égal à :

$$2(BT)^2 (2n BT) \quad (1)$$

Ce nombre diminue notablement lorsqu'on connaît a priori certaines caractéristiques du signal à analyser comme par exemple la stationnarité en analyse spectrale lorsqu'elle est supérieure à $1/2 B$, ou la

fonction d'ambiguïté du signal émis [1] en filtrage adapté lorsque la surface à mi-hauteur de cette fonction est supérieure à $1/2 BT$.

S'appuyant sur la notion de signal analytique [2, 3] la démodulation complexe semble être la méthode qui facilite les opérations de déphasage, de filtrage d'entrée, d'échantillonnage et de détection d'enveloppe ; elle est donc retenue, dans cet exposé, pour transposer le signal avant sa numérisation.

Dans le cas d'une corrélation analogique ou numérique, si la récurrence des points de corrélation issus d'un corrélateur élémentaire est strictement égale à T , il faut, d'après (1), $2(BT)^2$ corrélateurs élémentaires en parallèle pour respecter la condition du temps réel. Par contre, si la récurrence des points de corrélation issus d'un corrélateur élémentaire est au moins $2(BT)^2$ fois plus petite que T , il ne faut plus qu'un corrélateur pour respecter la condition du temps réel. C'est cette simplification très importante que permet la compression de temps, par un facteur K supérieur à $2(BT)^2$, lorsqu'on l'introduit entre la démodulation complexe et l'opération de corrélation.

Dans le cas d'une convolution analogique par un filtre réalisant une transformation de Fourier (analyse spectrale) ou une compression d'impulsion (filtrage adapté) la cadence de sortie des points de corrélation peut être infinie. Par contre, les convoluteurs analogiques comme les lignes à retard dispersives [4, 5] et les cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons [6, 7] sont incapables de traiter des tranches de signaux de grande durée. La compression de temps préalable sert alors à adapter la durée T des tranches de signaux à traiter à la durée T' des tranches de signaux que peuvent traiter ces convoluteurs.

1.1. Signal analytique [2, 3]

On appelle signal analytique $s_A(t)$ du signal $s(t)$ l'expression :

* Conférence prononcée le 7 mai 1969 au cours du deuxième Colloque National sur le Traitement du Signal et ses Applications (Nice, 5-10 mai 1969).

$$s_A(t) = s(t) + i\check{s}(t),$$

dans laquelle $\check{s}(t)$ est la transformée de Hilbert de $s(t)$, soit :

$$\check{s}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{s(\tau)}{t-\tau} d\tau \quad \text{et} \quad s(t) = -\frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\check{s}(\tau)}{t-\tau} d\tau.$$

Si l'amplitude et la phase du signal $s(t)$ varient dans le temps, de telle manière que la bande des fréquences de modulation soit toute entière positive ($f_0 > B/2$; f_0 : fréquence porteuse), ce qui est le cas des signaux considérés, on a alors :

$$\begin{aligned} s(t; f_0) &= a(t) \cos [2\pi f_0 t + \varphi(t)] \\ &= f(t) \cos (2\pi f_0 t) - \check{f}(t) \sin (2\pi f_0 t) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \check{s}(t; f_0) &= a(t) \sin [2\pi f_0 t + \varphi(t)] \\ &= f(t) \sin (2\pi f_0 t) + \check{f}(t) \cos (2\pi f_0 t) \end{aligned}$$

$$s_A(t; f_0) = a(t) e^{i\varphi(t)} e^{2\pi i f_0 t} = f_A(t) e^{2\pi i f_0 t}$$

et $\check{s}(t; f_0)$ est appelé « signal en quadrature » de $s(t; f_0)$.

1.2. Démodulation complexe et numérisation [8, 9]

L'opération de « démodulation complexe » consiste à construire $f(t)$ et $\check{f}(t)$ à partir de $s(t; f_0)$. Pour cela, on peut construire $\check{s}(t; f_0)$, par un déphasage apériodique de $s(t; f_0)$, puis transposer la bande de modulation des signaux $s(t; f_0)$ et $\check{s}(t; f_0)$ autour de la fréquence nulle, par deux battements synchrones avec la fréquence porteuse f_0 (fig. 1a).

On peut aussi, et la solution technologique est plus simple, transposer la bande de modulation de $s(t; f_0)$ autour de la fréquence nulle par deux battements en quadrature avec la fréquence porteuse (fig. 1b).

L'échantillonnage des signaux $f(t)$ et $\check{f}(t)$ se fait alors après un filtrage passe-bas de bande $B/2$ à la

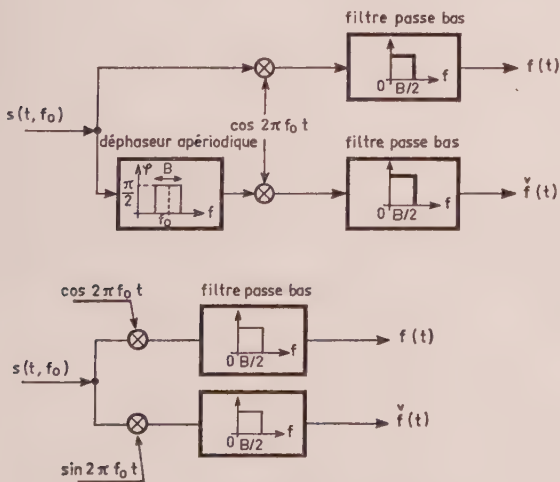


FIG. 1. — Démodulation complexe

fréquence minimale B . La conversion analogique-numérique de l'amplitude des échantillons ainsi formés est linéaire, à n digits, et permet de coder une dynamique du signal d'entrée de $6(n-1)$ dB. Par tranche T de signal $s(t; f_0)$, le nombre d'échantillons prélevés dans chacune des voies $f(t)$ et $\check{f}(t)$ est donc égal à BT et le nombre de bits égal à nBT .

1.3. Compression de temps [10, 11]

Etant donné le nombre de points de corrélation indépendants qu'il est nécessaire d'obtenir par tranche de temps T dans une corrélation analogique ou numérique, on a intérêt à accélérer la cadence de présentation des signaux $f(t)$ et $\check{f}(t)$ au corrélateur qui va effectuer le calcul des points de corrélation. En effet, si le corrélateur doit attendre le temps T pour disposer de tous les échantillons de la tranche, il ne pourra faire le calcul que d'un point de corrélation par tranche de temps T et il faudra disposer d'autant de corrélateurs en parallèle qu'il y a de points de corrélations indépendants à calculer dans la tranche T . Si, au contraire, tous les échantillons de la tranche T peuvent être présentés au corrélateur en un temps T' très inférieur à T , celui-ci pourra effectuer T/T' calculs indépendants de points de corrélation par tranche T . C'est cette homothétie de l'échelle des temps et donc des fréquences que permet la compression de temps. Par ailleurs, dans le cas d'une convolution avec un filtre analogique qui réalise une transformation de Fourier ou une compression d'impulsion, cette homothétie est très utile pour adapter la durée de la tranche du signal à analyser à la durée de la tranche de signal que peut traiter le convoluteur.

La compression de temps consiste à transformer une tranche de signal T et de bande B en une tranche de durée $T' < T$ et de bande $B' > B$ telle que $BT = B'T'$. Le rapport $K = T/T'$ ou B'/B est appelé « taux de compression de temps ». Pour réaliser cette compression de temps, on doit introduire, au cours du temps, dans une mémoire, les $2BT$ échantillons de la tranche T et les lire ensuite plus rapidement dans le temps T' . Il s'ensuit que deux tranches de durée T dont les instants origines sont seulement distants de T' , qui se chevauchent et ont une partie commune pendant le temps $(T-T')$, sont totalement distinctes après la compression de temps (fig. 2).

Un montage analogique [5] de compression de temps applicable aux signaux continus, est réalisable à partir d'un enregistreur magnétique très semblable à un magnétoscope équipé d'une tête d'enregistrement normale et d'une tête de lecture tournant à

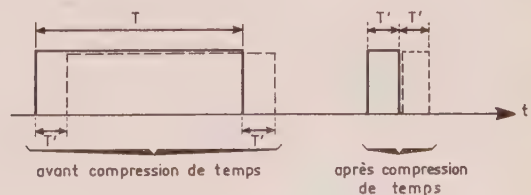


FIG. 2. — Principe de la compression de temps

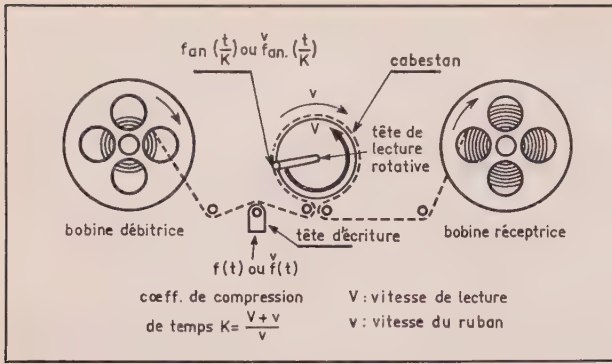


FIG. 3. — Compression de temps analogique (enregistreur magnétique).

grande vitesse (fig. 3). On peut atteindre ainsi un taux de compression de temps de l'ordre de 250 avec une vitesse d'enregistrement de 4,75 cm/s et une vitesse de lecture de 12 m/s. Des taux plus importants sont très difficiles à atteindre du fait des défauts de défilement de la bande magnétique.

Les montages numériques [10, 11] qui s'appliquent aux signaux échantillonnés et quantifiés permettent d'atteindre, sans défaut, des taux de compression de temps très importants. Le principe en est le suivant (fig. 4) : un échantillon du signal d'entrée est inscrit dans une mémoire circulaire sous forme d'un groupe d'impulsions en série ou en parallèle. Au bout d'un temps T' correspondant à la longueur de la circulation à l'intérieur de la mémoire, le groupe d'impulsions réapparaît. Après remise en forme et en phase avec le signal d'horloge, ce même groupe d'impulsions est réinscrit dans la mémoire. Immédiatement à sa suite, on vient inscrire un nouveau groupe d'impulsions correspondant à un nouvel échantillon du signal d'entrée. Si la mémoire peut contenir N échantillons, chaque échantillon circulera $(N+1)$ fois avant d'être remplacé par un échantillon plus récent. La période d'écriture dans la mémoire est donc : $(N+1)T'/N$ alors que la période de lecture est : T'/N . Une compression de temps a été réalisée dans le rapport $K = (N+1)$ sur une tranche de signal d'entrée égale à : $T = (N+1)T'$. Ce mode de fonctionnement est dit « fondamental » mais il est possible d'augmenter ou de réduire le taux de compression du temps en inscrivant p échantillons du signal d'entrée toutes les q circulations ; lorsque p/q est supérieur à 1, le taux de compression de temps est réduit et il est augmenté lorsque p/q est inférieur à 1.

Les mémoires circulantes couramment utilisées sont les registres à décalage à MOS et les lignes à retard. Les registres à décalage ont l'avantage d'être

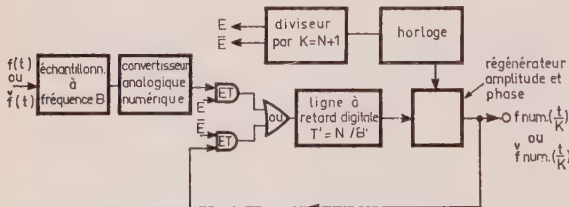


FIG. 4. — Compression de temps numérique (deltic)

apériodiques jusqu'à une fréquence de répétition maximale de 2 MHz actuellement mais ils reviennent encore trop cher, comparés aux lignes à retard magnétostrictives, pour les grandes capacités séries de quelques milliers de bits. Les lignes à retard à excitation piézoélectrique restent les seules mémoires circulantes utilisables pour les fréquences de répétition comprises entre 2 et 100 MHz.

Après la compression de temps les signaux $f(t/K)$ et $\check{f}(t/K)$ doivent être présentés à un corrélateur ou convoluteur dont le choix dépend des problèmes posés par l'analyse spectrale ou le filtrage adapté des signaux à analyser.

2. Analyse spectrale après compression de temps

L'analyse spectrale après compression de temps des signaux peut se faire par corrélation numérique ou analogique [12], avec une suite de signaux à fréquence pure ou par convolution avec un filtre qui réalise la transformation de Fourier [5].

Dans tous les cas, la durée T de la tranche de signal $s(t; f_0)$ à isoler pour effectuer la corrélation ou convolution est au minimum égale à l'inverse de la sélectivité spectrale σ recherchée dans l'analyse. (Dans ce cas limite, les lobes secondaires de la réponse en fréquence du filtrage effectué par la corrélation ou convolution sont à 13 dB en-dessous du maximum de corrélation. Pour réduire ces lobes secondaires par pondération ou apodisation, il est courant d'isoler une tranche de durée supérieure à $1/\sigma$).

2.1. Analyse spectrale par corrélation numérique ou analogique

Le principe de la corrélation numérique (fig. 5), consiste à multiplier chacune des tranches des composantes $f(t/K)$ et $\check{f}(t/K)$ du signal $f_A(t/K)$ pendant toute leur durée T' par deux signaux à fréquence pure $f' = Kf$ en quadrature pour former :

$$s\left(\frac{t}{K}; -f'\right) = f\left(\frac{t}{K}\right) \cos\left(2\pi f' \frac{t}{K}\right) + \check{f}\left(\frac{t}{K}\right) \sin\left(2\pi f' \frac{t}{K}\right)$$

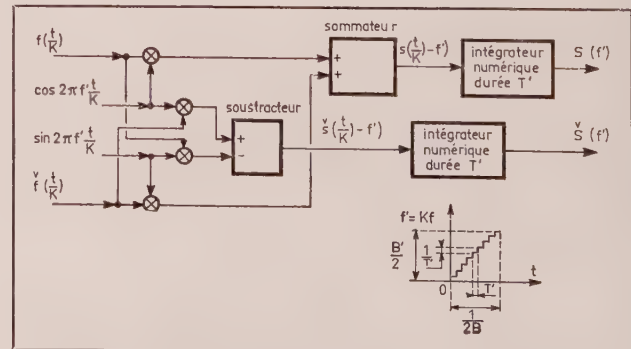


FIG. 5. — Analyse spectrale par corrélation numérique

$$\check{s}\left(\frac{t}{K}; -f'\right) = -f\left(\frac{t}{K}\right) \sin\left(2\pi f' \frac{t}{K}\right) + \check{f}\left(\frac{t}{K}\right) \cos\left(2\pi f' \frac{t}{K}\right).$$

Ces signaux sont ensuite intégrés numériquement pendant le temps T' pour obtenir les points :

$$S(f') = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} s\left(\frac{t}{K}; -f'\right) dt$$

et

$$\check{S}(f') = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} \check{s}\left(\frac{t}{K}; -f'\right) dt$$

à partir desquels on peut construire soit un point de la densité spectrale :

$$\rho^2(f') = S^2(f') + \check{S}^2(f')$$

soit un point de l'angle de phase Φ défini par :

$$\text{tg } \Phi = \frac{\check{S}(f')}{S(f')}.$$

A chaque nouvelle tranche de durée T' , la fréquence f' est modifiée de $1/T'$, si bien que la bande $B'/2$ des signaux $f(t/K)$ et $\check{f}(t/K)$ est explorée en un temps égal à $B'T'^2/2$ au bout duquel il faut revenir explorer la première raie de la bande $B'/2$.

Le principe de la corrélation analogique (fig. 6) consiste à convertir chacune des tranches des signaux $f(t/K)$ et $\check{f}(t/K)$ en analogique par une conversion numérique-analogique suivie d'un filtrage passe-bas de bande $B'/2$ pour former :

$$s\left(\frac{t}{K}; f_1\right) = f\left(\frac{t}{K}\right) \cos\left(2\pi f_1 \frac{t}{K}\right) - \check{f}\left(\frac{t}{K}\right) \sin\left(2\pi f_1 \frac{t}{K}\right)$$

à l'aide de deux signaux de fréquence f_1 en quadrature indépendants du temps.

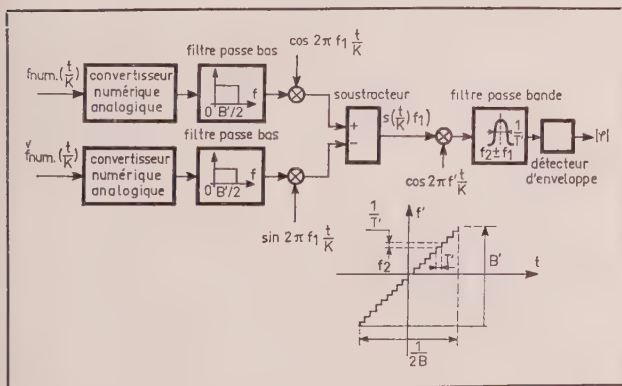


FIG. 6. — Analyse spectrale par corrélation analogique

Chacune des tranches de durée T' du signal $s(t/K; f_1)$ de bande B' est ensuite multipliée par un signal à fréquence pure f' comprise dans la bande $(f_2 \pm B'/2)$. Le résultat est intégré par un filtre analogique de bande $1/T'$ et de fréquence centrale $(f_2 \pm f_1)$. A chaque nouvelle tranche, la fréquence f' est modifiée de $1/T'$ si bien que la bande B' du signal $s(t/K; f_1)$ est explorée en un temps $B'T'^2$ au bout duquel il faut revenir explorer la première raie.

La question qui se pose alors, aussi bien pour la corrélation analogique que numérique, est relative à la fréquence avec laquelle il faut revenir explorer une même raie ou « quel temps doit-on mettre pour explorer les BT raies du spectre ? ». La réponse est liée à la stationnarité du signal à analyser ou aux phénomènes transitoires qu'on veut ou ne veut pas voir apparaître.

Si le signal $s(t, f_0)$ à analyser n'est pas stationnaire mais limité à la bande B , les spectres constitués des BT raies devront être renouvelés à la fréquence de répétition $2B$ pour être toujours significatifs. Cela conduit en corrélation analogique à la relation :

$$B'T'^2 \leq \frac{1}{2B},$$

soit :

$$K = \frac{T}{T'} \geq 2(BT)^2,$$

et en corrélation numérique à :

$$\frac{B'T'^2}{2} \leq \frac{1}{2B}$$

soit :

$$K \geq (BT)^2$$

Cette condition sur le taux de compression de temps est très sévère pour un signal non stationnaire (l'analyse de 100 raies nécessite un taux de compression de temps de 1 ou $2 \cdot 10^4$) ; mais on peut se demander quel intérêt il y a à calculer le spectre d'un signal, si cette opération ne simplifie pas l'interprétation du phénomène physique qui s'est manifesté à travers $s(t, f_0)$. Dans ce cas, en effet, la cadence du prélèvement des spectres est égale à la cadence du prélèvement des échantillons du signal.

Au contraire, si le signal $s(t, f_0)$ est stationnaire pendant un temps $\tau > 1/2B$, il suffit de renouveler les spectres constitués des BT raies à la fréquence de répétition $1/\tau$ pour qu'ils restent significatifs, ce qui conduit à la relation :

$$\left(\frac{B'T'^2}{2}\right)_{CN} \quad \text{ou} \quad (B'T'^2)_{CA} \leq \tau$$

soit :

$$K \geq \left[(BT) \frac{T}{2\tau}\right]_{CN} \quad \text{ou} \quad \left[(BT) \frac{T}{\tau}\right]_{CA}.$$

En particulier, si $\tau = T$, il suffit d'un taux de compression du temps de $BT/2$ avant la corrélation numérique et de BT avant la corrélation analogique.

La cadence nécessaire de prélèvement des spectres est donc $2BT$ fois plus faible que la cadence de prélèvement des échantillons du signal. Dans ce cas, l'analyse spectrale apporte bien une simplification dans l'interprétation du phénomène physique.

2.2. Analyse spectrale par convolution avec un filtre analogique réalisant la transformation de Fourier

Comme pour la corrélation analogique précédente, les deux composantes du signal $f_A(t/K)$ sont converties en analogiques puis multipliées par deux signaux monochromatiques en quadrature pour former le signal $s(t/K, f_1)$. Ce signal de bande B' et de fréquence porteuse f_1 égale ou légèrement supérieure à $B'/2$, module en amplitude le signal d'entrée d'un convoluteur analogique choisi pour réaliser une transformation de Fourier. Deux types de convoluteurs simples sont aptes à délivrer la transformée de Fourier d'une fonction du temps : les lignes à retard dispersives [4] et les cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons [6, 7].

Dans le premier cas, on utilise la propriété des lignes à retard dispersives de délivrer à leur sortie un signal dont l'amplitude est la transformée de Fourier de l'amplitude du signal d'entrée lorsque leur loi de phase est parfaitement adaptée à la loi de phase de ce signal d'entrée [13]. Le schéma d'un analyseur basé sur ce principe est donné figure 7 pour des lignes à retard linéairement dispersives (à phase parabolique) [5]. Un signal de durée T' modulé linéairement en fréquence (à phase parabolique) dans la bande $B_2 > B'$ autour de la fréquence $f_2 > f_1$ est modulé en amplitude par une tranche de durée T' du signal $s(t/K, f_1)$, puis appliqué à une ligne dispersive de pente T'/B_2 dans une bande : $B_3 = (B_2 + 2B')$ autour de la fréquence f_2 . La réponse de la ligne est le spectre de la tranche de durée T' du signal $s(t/K, f_1)$ exprimée dans le temps au moyen de la transposition fréquence-temps : $f = B_2 t/T'$. La visualisation de ce spectre peut se faire sur un oscilloscope dont le balayage horizontal est retardé pour tenir compte du temps de traitement moyen de la ligne dispersive. Le spectre qui apparaît, présente de façon symétrique le domaine des fréquences positives et négatives. En effet, lorsque le signal $s(t/K ; f_1)$ est à fréquence nulle, c'est-à-dire égal à une constante, le signal de sortie de la ligne est une impulsion brève unique qui se trouve au centre de l'écran et lorsque le signal $s(t/k ; f_1)$ est une fréquence pure f' , il apparaît deux impulsions brèves décalées de $\pm f'T'/B_2$ du centre de l'écran. La sélectivité σ de

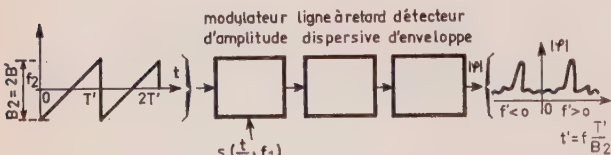


FIG. 7. — Analyse spectrale par convolution avec une ligne dispersive.

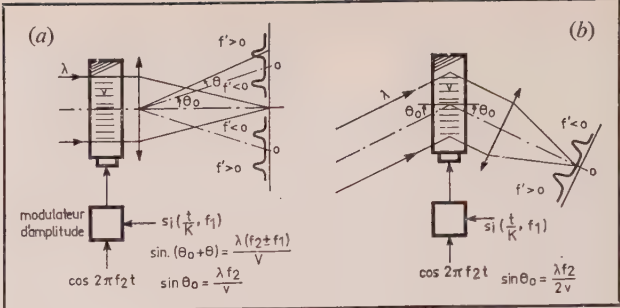


FIG. 8. — Analyse spectrale par convolution avec une cuve à diffraction de la lumière par les ultrasons.
a) montage sous incidence normale,
b) montage sous incidence de Bragg.

l'analyse est égale à la durée de ces impulsions brèves $1/B_2$ exprimée en fréquence au moyen de la transposition (B_2/T') , soit $\tau = 1/T'$ qui est bien le résultat attendu.

L'optimisation du produit $B_3 T_3$ représentant la capacité de traitement des lignes dispersives $(T_3/B_3 = T'/B_2)$ conduit à choisir : $B_2 = 2B'$, $B_3 = 4B'$ et $T_3 = 2T'$ soit une capacité de traitement de $8BT$ pour une analyse de BT raies tous les T' .

Dans le cas des cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons, on utilise le fait qu'une onde lumineuse plane et monochromatique de longueur d'onde λ est diffractée par les ultrasons suivant un angle θ qui dépend de leur fréquence f' [6, 7]. Le schéma d'un tel analyseur est donné figure 8 pour une cuve éclairée sous l'incidence normale ou sous l'incidence de Bragg. Un signal à fréquence pure f_2 est modulé en amplitude par les tranches du signal $s(t/k, f_1)$, puis appliqué à la cuve à diffraction de la lumière dont le transducteur électro-acoustique passe la bande $2B'$ autour de la fréquence f_2 . Le spectre des tranches de durée T' est lu, tous les T' , dans un plan de Fourier de la cuve à diffraction. Ce spectre présente de façon symétrique le domaine des fréquences positives et négatives.

La caractéristique essentielle de ces convoluteurs analogiques est qu'ils délivrent un spectre constitué de BT raies à chacune des tranches de durée T' du signal $s(t/k, f_1)$ alors que les corrélateurs analogiques ou numérique du paragraphe 2.1. ne délivrent qu'une seule raie pendant le temps T' .

Le taux de compression de temps nécessaire pour analyser un signal non stationnaire de bande B est donc $2BT$ pour ces convoluteurs au lieu de $(BT)^2$ ou $2(BT)^2$ pour les corrélateurs. Dans le cas de l'analyse des signaux stationnaires pendant le temps T , plus aucune compression de temps n'est nécessaire pour accélérer la cadence de sortie des spectres.

Celle-ci reste cependant nécessaire pour une autre raison. En effet, les convoluteurs analogiques tels que les lignes dispersives et les cuves à diffraction utilisent dans leurs principes la propagation d'ondes acoustiques de vitesses trop importantes pour leur permettre de traiter des tranches de signaux de très grande durée. La compression de temps sert alors à adapter la durée T des tranches nécessaires pour la

sélectivité de l'analyse à la durée T' des tranches que peuvent accepter les convoluteurs.

3. Filtrage adapté après compression de temps

Le filtrage adapté après compression de temps des signaux peut se faire par corrélation numérique ou analogique avec une suite de copies qui sont des répliques, comprimées dans le temps et corrigées de l'effet Doppler attendu, de l'impulsion émise, ou par convolution avec un filtre qui réalise l'opération de compression d'impulsion [8, 9, 10, 13]. Dans tous les cas, la durée T de la tranche de signal $s(t, f_0)$ à isoler pour effectuer la corrélation ou convolution est au minimum égale à la durée de l'impulsion émise. (Les techniques classiques d'abaissement du niveau des lobes secondaires de corrélation, conduisent à isoler une tranche de signal supérieure à cette durée).

3.1. Filtrage adapté par corrélation numérique ou analogique

Si $r(t, f_0)$ représente le signal émis de durée T et de bande B autour de la fréquence $f_0 > B/2$, on peut définir deux signaux $g(t)$ et $\check{g}(t)$ de bande $B/2$, tels que :

$$r(t, f_0) = g(t) \cos 2\pi f_0 t - \check{g}(t) \sin 2\pi f_0 t$$

et ainsi construire les signaux $g(t/K_i)$ et $\check{g}(t/K_i)$ comprimés dans le temps d'un facteur K_i . Le principe de la corrélation numérique (fig. 9) consiste à multiplier chacune des tranches d'indice i des composantes du signal analytique $f_A(t/K)$, pendant toute leur durée T' , par les deux répliques $g(t/K_i)$ et $\check{g}(t/K_i)$ du signal émis pour former les signaux :

$$h_i\left(\frac{t}{K}\right) = f_i\left(\frac{t}{K}\right) g\left(\frac{t}{K_i}\right) + \check{f}_i\left(\frac{t}{K}\right) \check{g}\left(\frac{t}{K_i}\right)$$

$$\check{h}_i\left(\frac{t}{K}\right) = -f_i\left(\frac{t}{K}\right) \check{g}\left(\frac{t}{K_i}\right) + \check{f}_i\left(\frac{t}{K}\right) g\left(\frac{t}{K_i}\right)$$

qu'on intègre numériquement pendant le temps T' pour obtenir les points :

$$H_i = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} h_i\left(\frac{t}{K}\right) dt$$

et :

$$\check{H}_i = \frac{1}{T'} \int_0^{T'} \check{h}_i\left(\frac{t}{K}\right) dt$$

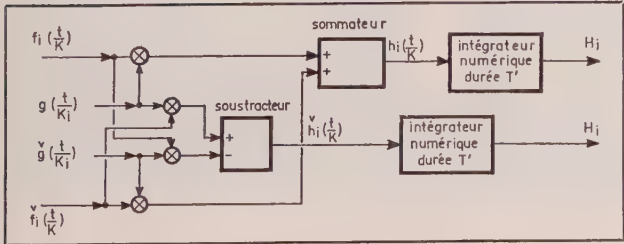


FIG. 9. — Filtrage adapté par corrélation numérique

à partir desquels on peut construire le point d'indice i de la fonction de corrélation :

$$C_i^2 = \check{H}_i^2 + H_i^2$$

A chaque nouvelle tranche de durée T' , le taux de compression du temps K_i des répliques est modifié ou non suivant que le code ou la modulation de l'impulsion émise est sensible à l'effet Doppler ou non. Dans le cas d'un code émis pseudo-aléatoire par exemple, qui présente une sensibilité en fréquence de l'ordre de $1/T$ à l'effet Doppler, le taux de compression du temps K_i des répliques doit être modifié à chaque nouvelle tranche ($K_i = K$ pour l'effet Doppler nul) et il faut $WT/2$ couples de répliques en quadrature et donc $WT/2$ tranches de signaux comprimés pour explorer une bande W de fréquences Doppler possibles. C'est donc au bout du temps $(WT/2)T'$ que le premier canal Doppler pourra de nouveau être exploré par le premier couple de répliques du signal. Dans le cas d'une modulation en fréquence du signal, linéaire ou hyperbolique, qui ne présente aucune sensibilité à l'effet Doppler si $B > W$, les répliques n'ont pas à être modifiées et $K_i = K$.

Le principe de la corrélation analogique (fig. 10) consiste à convertir chacune des tranches du signal $f_A(t/K)$ en analogique comme au paragraphe 2.1 pour former $s(t/K, f_1)$. Chacune des tranches d'indice i de ce signal de bande B' est ensuite multipliée par une

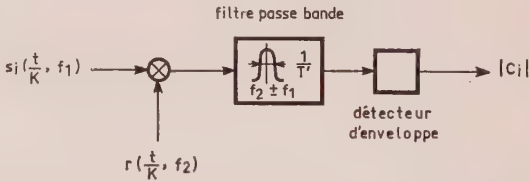


FIG. 10. — Filtrage adapté par corrélation analogique

réplique comprimée du signal émis : $r(t/K_i ; f_2)$ centrée autour de la fréquence f_2 . Le résultat est alors intégré par un filtre analogique de bande $1/T'$ et de fréquence centrale $(f_2 \pm f_1)$. A chaque nouvelle tranche, la réplique comprimée du signal émis est modifiée ou non suivant la nature du code de l'impulsion émise. Dans le cas d'un code pseudo-aléatoire, il faut WT répliques du signal émis et autant de tranches de signaux comprimés pour explorer tous les canaux Doppler compris dans une bande W , soit un temps égal à : $(WT)T'$ avant de revenir au premier canal. Dans le cas de la modulation en fréquence du signal, linéaire ou hyperbolique, il ne faut qu'une réplique du signal de taux $K_i = K$.

Le taux de compression du temps qui est nécessaire avant la corrélation analogique ou numérique est donné pour la nature du signal émis et en particulier en plus de sa sensibilité à l'effet Doppler, par sa sensibilité en distance, c'est-à-dire, en temps qui est liée à la bande B émise. Il faut en effet, que tous les canaux Doppler aient été explorés avant que le signal ne puisse indiquer une autre distance, c'est-à-dire, qu'on ait dans le cas d'un code pseudo-aléatoire :

$(WT/2)T' \leq 1/2B$, soit $K \geq (WBT^2)$ pour la corrélation numérique et :

$(WT)T' \leq 1/2B$, soit $K \geq (2WBT^2)$ pour la corrélation analogique.

Dans le cas d'une modulation en fréquence linéaire ou hyperbolique, il suffit d'un taux de compression K de BT pour la corrélation numérique et de $2BT$ pour la corrélation analogique.

3.2. Filtrage adapté par convolution avec un filtre analogique réalisant l'opération de compression d'impulsion

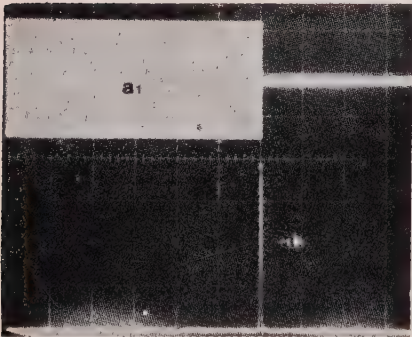
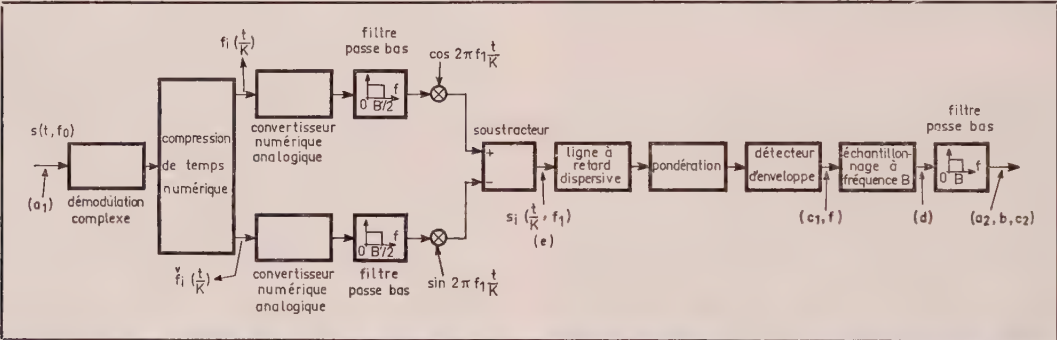
Les deux types de convoluteurs analogiques utilisés lors de l'analyse spectrale sont aussi susceptibles de réaliser la compression des impulsions [13] contenues dans le signal reçu préalablement comprimé dans le temps. Les lignes à retard dispersives sont aptes à comprimer les impulsions modulées en fréquence (modulation linéaire ou hyperbolique). Les cuves à diffraction de la lumière par les ultrasons peuvent comprimer tous les types d'impulsions émises et en particulier les impulsions dont le code est pseudo-aléatoire.

Le signal analogique $s(t/K, f_1)$ de bande B' est formé autour de la fréquence centrale f_1 des transducteurs des lignes dispersives ou des cuves à diffraction, puis il est appliqué à ces convoluteurs. Le schéma du montage [5] est représenté figure 11, pour les lignes dispersives et figure 12, pour les cuves à diffraction éclairées sous l'incidence normale ou sous l'incidence de Bragg.

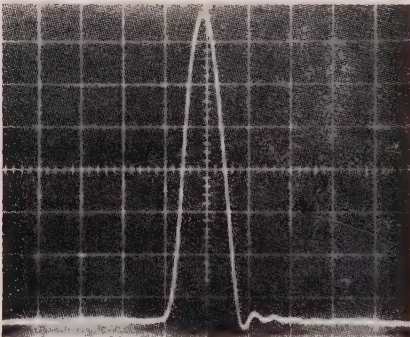
Étant donné que $2K$ tranches successives du signal $s(t/K, f_1)$ contiennent au moins partiellement le code du signal émis, la tranche centrale le contenant seule totalement, les impulsions comprimées par les convoluteurs sont au nombre de $2K$, et se succèdent avec la période T' .

L'amplitude de ces impulsions comprimées croît linéairement pendant le temps T au bout duquel l'impulsion comprimée est d'amplitude maximale et de durée $1/B'$, puis décroît linéairement pendant le même temps T .

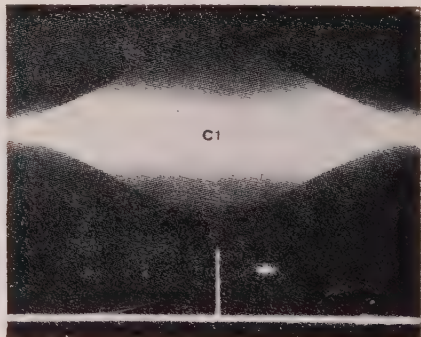
En échantillonnant ces impulsions comprimées pendant un temps inférieur à $1/B'$ avec la période d'écriture des échantillons du signal d'entrée dans la mémoire circulante de la compression de temps de capa-



(11a)

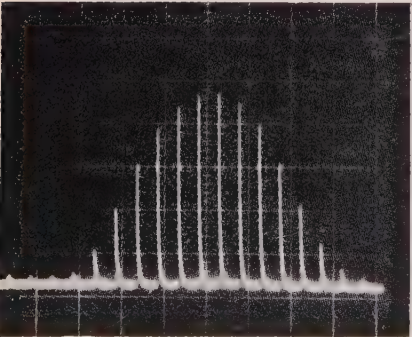


0,2s /cm (11b)

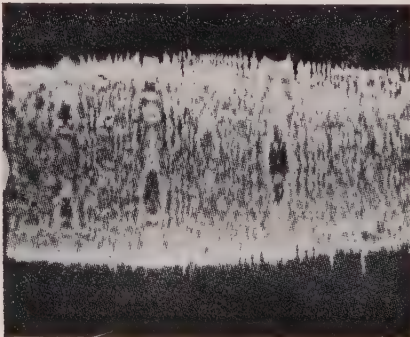


10ms /cm (11c)

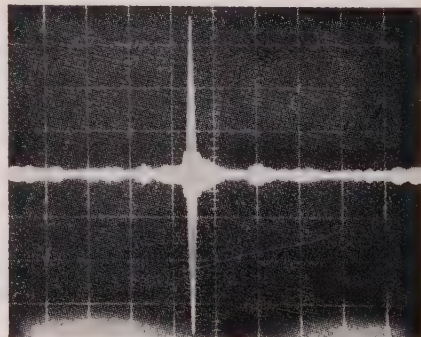
0,25s /cm



(11d)



2ms /cm (11e)



0,1ms/cm (11f)

50µs /cm

FIG. 11. — Compression d'impulsion après compression de temps (CIACT) par convolution avec une ligne à retard dispersive.

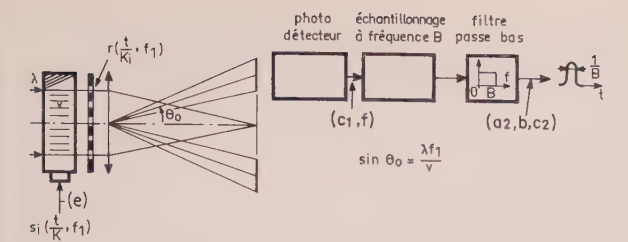


FIG. 12. — CIAC par convolution avec une cuve à diffraction de la lumière par les ultra-sons.

cité N , soit : $T/(K-1) = (N+1)T'/N$ et en filtrant le résultat dans un filtre de bande B , on forme une impulsion courte de durée $1/B$ qui est l'impulsion comprimée de l'impulsion émise [5] de longueur T et de bande B à condition que :

$$2T' < 1/B, \text{ soit : } K > 2BT$$

Dans le cas des lignes à retard dispersives adaptées à des signaux modulés en fréquence, il faut que leur bande soit au moins égale à B' , leur excursion de temps de retard au moins égale à T' et leur loi de phase parfaitement adaptée à la loi de phase du signal émis.

Dans le cas des cuves à diffraction adaptées à des signaux pseudo-aléatoires, il faut que les BT copies Doppler soit simultanément présentes au niveau de la cuve à diffraction. On les range suivant l'axe perpendiculaire à la propagation et la lecture de la fréquence Doppler se fait suivant cet axe dans un plan de conjugaison optique de la cuve (fig. 13).

Alors que le filtrage adapté par corrélation nécessite un taux de compression du temps préalable pour assurer une cadence suffisante de renouvellement des informations de la sortie des corrélateurs, le filtrage adapté par compression d'impulsion nécessite un taux de compression du temps préalable pour adapter la durée T des tranches de signaux à traiter à la durée T' des tranches de signaux que peuvent traiter les convoluteurs réalisant la compression d'impulsion.

Bibliographie

- [1] WOODWARD P.M. — Probability and Information Theory with Applications to Radar. Pergamon Press Oxford, 1953.
- [2] VILLE J. — Théorie et applications de la notion de signal analytiques. *Câbles et Transmission*, janv. 1948, p. 61.
- [3] POWERS K.H. — The Compatibility Problem in SSB Transmission. *Proc. IRE*, août 1960, p. 1431.
- [4] TOURNOIS P. — Les lignes à retard acoustiques dispersives pour la Compression d'Impulsion. 1^{er} Colloque

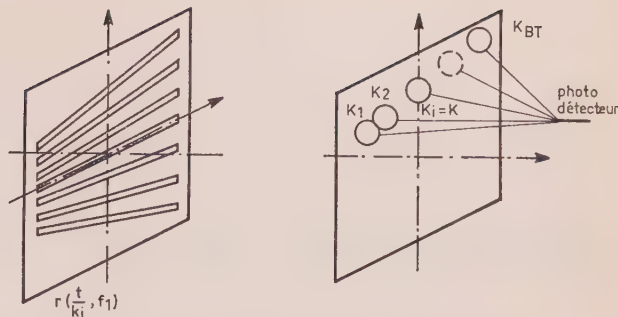


FIG. 13. — Obtention des canaux Doppler dans le cas d'un code pseudo-aléatoire, à l'aide du montage de la figure 12.

National du GRETSI sur les Théories et techniques de la détection en acoustique sous-marine. Nice, avril, 1967, et *L'Onde Electrique*, juin 1968, p. 533.

- [5] TOURNOIS P. et BERTHEAS J. — The Use of Dispersive Delay Lines for Signal Processing in Underwater Acoustics. Nato Adv. Study Inst. on Signal Processing, Enschede, août 1968 et *Journal of Acoustical Society of America*, sept. 1969.
- [6] CUTRONA L.J., LEITH E.N., PALERMO C.J. et PORCELLO L.J. — Optical Data Processing and Filtering Systems. *IRE Trans. on IT*, juin 1960, p. 386.
- [7] REICH A. et SLOBODIN L. — Optical Pulse Expansion or Compression. Presented at 1961 Natl. Aerospace Electronics Conf. Dayton, Ohio, mai 1961.
- [8] SLOBODIN L. — Optical Correlation Technique. *Proc. IEEE*, vol. 51, p. 1732, décembre 1963.
- [9] MERMOZ H. — Quelques aspects des techniques du filtre adapté. 1^{er} Colloque National du GRETSI sur les Théories et techniques de la détection en acoustique sous-marine. Nice, avril 1967 et *Annales des Télécommunications*, vol. 23, pp. 2-10, 1968.
- [10] SCHOONEVELD C. van. — Correlator Technology. Nato Adv. Adv. Study Inst. on Signal Processing, Enschede, août, 1968.
- [11] ANDERSON V.C. — Deltic Correlator. Harward Acoust. Lab. Tech. Mem, n° 37, janv. 1956.
- [12] ALLEN W.B. et WESTERFIELD E.C. — Digital Compressed Time Correlators and Matched Filters for Active Sonars. *JASA*, janv. 1964, p. 121.
- [13] L'appareil « Ubiquitous » de la Société Federal Scientific utilise une corrélation analogique après la compression de temps. Certains appareils étudiés à la Division des Activités sous-marines de la THOMSON-CSF, utilisent une corrélation numérique après la compression du temps comme par exemple, l'appareil décrit dans : BERTHEAS J. et MOUNIER R. — Analyse statistique en temps réel des signaux électriques engendrés par le cerveau : analyse spectrale. *L'Onde Electrique*, n° 500, nov. 1968, p. 979.
- [14] KLAUDER J.R., PRICE A.C., DARLINGTON S et ALBERSHEIM W.J. — The Theory and Design of Chirp Radars. *Bell System Tech. Journal*, 39, juillet 1960, p. 745.

Une mémoire à tores 450 ns

N. LOYE et H. de SILVESTRE

COFELEC

1. Introduction

Le but de cette étude a été de fabriquer, avec un processus industriel connu, une mémoire à tores, de temps de cycle inférieur à 500 ns, dont le prix de revient soit du même ordre que celui des mémoires classiques.

Cela signifie que le tore doit avoir un temps de basculement $t_s \leq 120$ ns, compte tenu d'un courant de commande nominal inférieur à l'ampère, et une grande plage de température d'utilisation.

Si l'on considère le « basculement » du tore comme résultant d'un déplacement de parois, le temps de basculement t_s est donné [1] par :

$$t_s = \frac{\alpha < d >}{2\gamma H_a < \cos \theta >} \left(\frac{K}{A} \right)^{1/2},$$

formule dans laquelle :

- α : constante d'amortissement,
- $< d >$: libre parcours moyen d'une paroi,
- H_a : champ appliqué,
- θ : angle de rotation des spins (180°),
- K : constante d'anisotropie,
- A : constante d'énergie d'échange.

Pour diminuer t_s , α étant une valeur relativement peu variable d'un matériau à l'autre, de même que K (à l'exception des composés où entre l'ion cobalt, dont le moment magnétique orbital important entraîne une constante d'anisotropie élevée) on devra s'attacher à augmenter les valeurs de A et à diminuer celles de $< d >$.

2. Augmentation de l'énergie d'interaction

Cette énergie est d'autant plus élevée que l'on se trouve plus éloigné de la température de Curie, elle

est proportionnelle à 0 °K au moment magnétique par molécule.

On aura intérêt à utiliser des ferrites à fort moment magnétique et à température de Curie élevée. Les deux ferrites ayant leur point de Curie le plus élevé sont les ferrites de nickel et de lithium. D'autre part, le ferrite de manganèse ayant le plus fort moment magnétique, on choisira des solutions solides des deux premiers avec celui-ci. Il est évident qu'en augmentant la quantité de manganèse, on augmentera largement le moment magnétique, mais on diminuera, d'autre part, la température de Curie.

Une seconde manière d'augmenter l'énergie de liaison consiste à « bloquer » des ions à moment magnétique faible ou nul dans les sites tétraédriques soit par diffusion à haute température des ions lithium ou nickel (passage à l'état de désordre) puis trempe brutale, soit par substitutions d'ions ayant une préférence pour les sites tétraédriques, soit encore par un excès de fer dans le ferrite de nickel-manganèse ou de manganèse dans le ferrite de lithium-manganèse.

3. Diminution de $< d >$

Comme l'a montré GOODENOUGH [2], les parois des grains de ferrite jouent un rôle essentiel dans la nucléation des domaines, aussi considère-t-on $< d >$ comme la taille moyenne des grains de ferrite.

Comme moyen d'action dans ce sens, on frittera, en général, à des températures plus basses, en utilisant des fondants déterminés expérimentalement (Ca, V) pour activer la réaction. La présence d'inhomogénéités chimiques aura aussi cet effet (Si).

Les conditions technologiques ont sur la valeur de $< d >$ une influence considérable. C'est ainsi que la température de chamottage et la finesse de la poudre avec lesquelles sont pressés les tores sont très importantes.

FIG. 1. — Caractéristiques : uV_1 , rV_1 , dV_z (en mV), t_s et t_p (en ns) du tore en fonction du courant de commande (taux de perturbation : 0,61) à différentes températures.

Nous sommes conduits à des températures de frittage relativement basses avec des durées de traitement très courtes (inférieures à 1 h). Cela nous a permis, étant donnée la réduction de la taille des pièces, de traiter journalièrement des quantités supérieures à 10 millions de tores dans un four de laboratoire.

Pour la réalisation de la mémoire, le tore choisi a été un tore en ferrite de lithium dont les caractéristiques électriques essentielles sont données sur la figure 1 qui donne les valeurs moyennes de uV_1 , rV_1 , dV_z , T_s et T_p pour -25°C , 25°C , 75°C . Les équipotentielles de « 1 » et de « 0 » perturbés donnent les courants de commande à utiliser en fonction de la température, comme l'indique la figure 2.

Ce tore a essentiellement été choisi en fonction de ses possibilités de tenue en température, mais aussi de considérations pratiques pour une fabrication rapide ; en voici les caractéristiques mécaniques :

- $\varnothing$ extérieur : 0,41 mm, — poids : 35 μg ,
- $\varnothing$ intérieur : 0,25 mm, — densité : 4,75
- épaisseur : 0,09 mm.

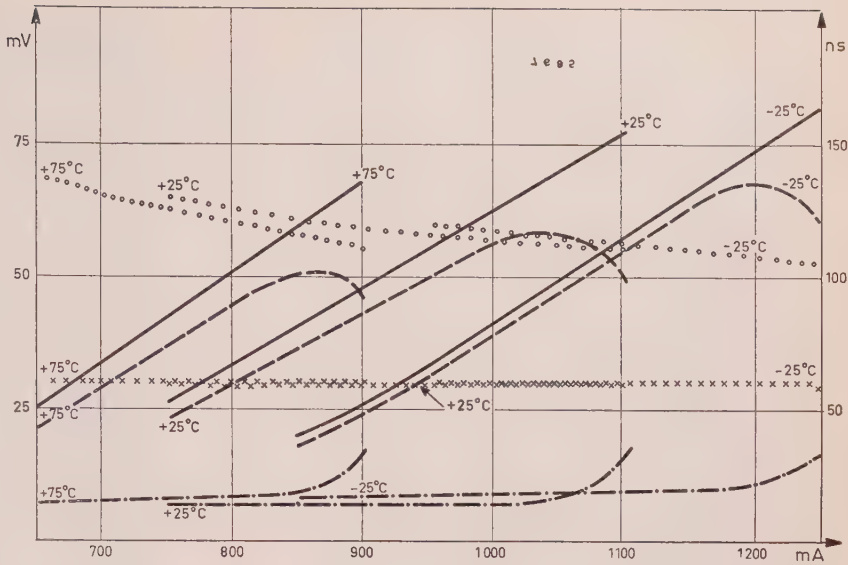
4. Etude du tissage et de la réalisation d'un module 4 K 9

Nous avons réalisé un module organisé en 2 1/2 D, 3 fils. Nous avons décomposé cette mémoire en 9 groupements de 128 lignes par 32 colonnes de manière à former un sous-ensemble de 4 K 9 bits. Les 4096 tores de chaque bit sont traversés par un fil de lecture. Le principe du tissage est représenté par la figure 3.

5. Etude d'un dispositif de positionnement des tores

Afin d'effectuer le tissage dans de bonnes conditions, nous avons étudié un dispositif comportant une plaque à empreintes permettant, par vibrations, de placer chaque tore dans un logement et de l'y maintenir au moyen d'une aspiration. Un support adhésif appliqué sur les tores ainsi positionnés permet de récupérer une nappe de tores prête à être tissée.

L'empreinte est réalisée par attaque chimique d'une lamelle métallique à partir d'un cliché photographique. La plaque de positionnement est faite par empilage de lamelles qui sont alors assemblées



par diffusion de métal. Cette méthode consiste à fabriquer des grilles extrêmement fines. On ne peut penser rapprocher les empreintes au-delà d'une certaine limite imposée par la résistance mécanique de la grille.

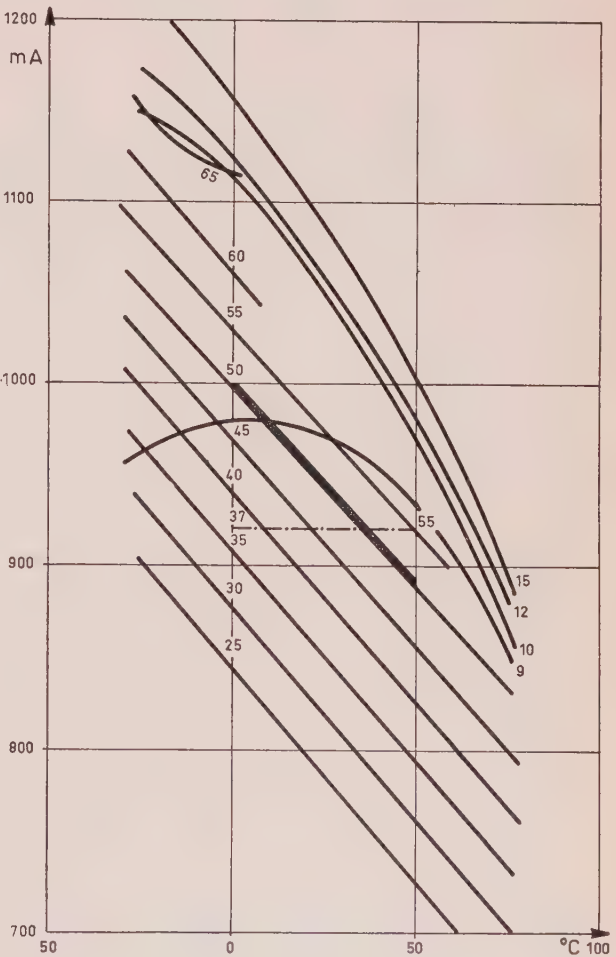


FIG. 2. — Equipotentielles de «1» et de «0» donnant le courant de commande en fonction de la température (taux de perturbation : 0,61).

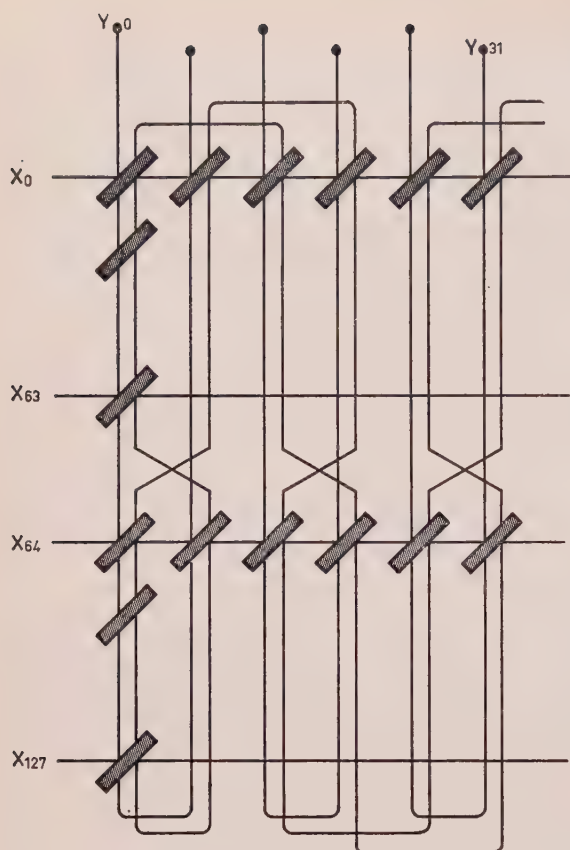


FIG. 3. — Principe du tissage.

C'est pourquoi, pour obtenir un pas de 0,4 mm, nous avons dû orienter les tores parallèlement les uns aux autres, toute autre solution étant exclue. Le pas de 0,4 mm nous permettant d'obtenir une bonne compacité (625 bits au cm^2), nous avons retenu cette solution.

6. Détermination des conducteurs

Cette étude consiste à choisir les fils les plus gros possibles pouvant passer dans les tores sans altération de leurs caractéristiques. Un passage difficile d'un conducteur risque de détériorer l'isolant ou d'étirer le fil au point d'en modifier localement la section ou enfin, dans certain cas, d'ébrécher ou de briser des tores. Par contre, un fil trop fin présente l'inconvénient d'être plus fragile et plus résistant électriquement. Il est donc très important de déterminer l'optimum.

Nous avons choisi les diamètres de fils suivants :

$X : 0,04 \text{ mm}$, $Y : 0,04 \text{ mm}$, $L : 0,05 \text{ mm}$.

Le tissage a été effectué sur un poste semi-automatique conçu à COFELEC. Une vue partielle du plan mémoire est donnée par la figure 4.

L'utilisation des méthodes de production actuelle des mémoires en tores de 20 mils (tissage sous binoculaire) n'a posé aucun problème. Les temps de tissage d'un module 4 K 9 en 20 mils et d'un module 4 K 9 en 15 mils, sont du même ordre.

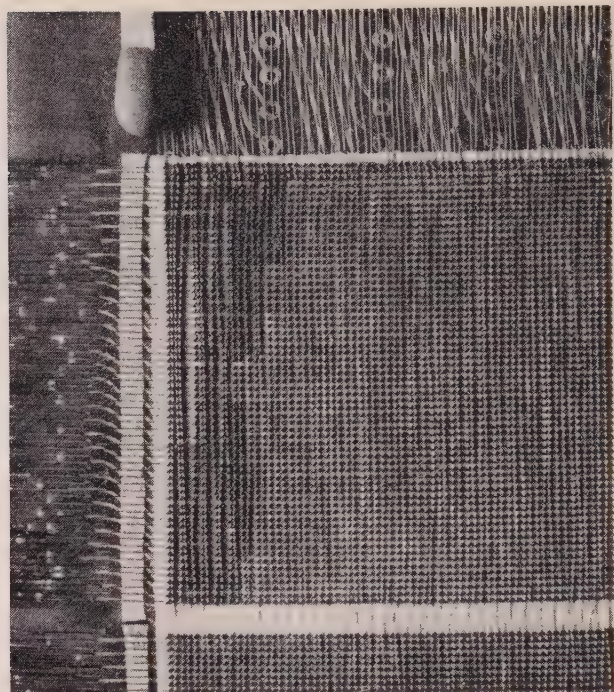


FIG. 4. — Vue partielle du plan tissé (les tores sont positionnés au pas de 0,4 mm).

7. Etude du circuit imprimé et de l'implantation de la mémoire

Pour obtenir la densité optimale, nous avons étudié un circuit permettant de conserver le pas de 0,4 mm utilisé pour le tissage des tores, et nous avons opéré les regroupements de lignes et de colonnes le plus près possible de la mémoire (fig. 5).

8. Détermination des conditions défavorables

L'utilisation de la mémoire dépendant des diverses tolérances admissibles (températures, courants, niveaux de réponse), nous devons fixer un domaine de marge.

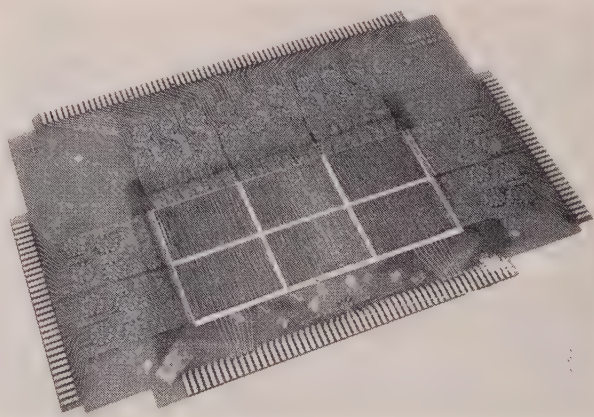


FIG. 5. — Plan mémoire tissé, sans les diodes de sélection.

Celui-ci portera essentiellement sur les courants (qui déterminent les niveaux), les températures étant fixées.

Dans la configuration 2 1/2 D, on peut considérer que la mémoire est alimentée par quatre générateurs de courant indépendants soit :

$$X \begin{cases} \text{Lecture } XL \\ \text{Ecriture } XE \end{cases} \quad Y \begin{cases} \text{Lecture } YL \\ \text{Ecriture } YE \end{cases}$$

Chacun de ces courants pouvant varier indépendamment, il y a un grand nombre de combinaisons possibles, plus ou moins défavorables. Cependant, a priori, on peut déterminer deux types de cas défavorables :

— ceux où le tore est « sous-alimenté » et partant, d'une part moins rectangulaire, et d'autre part faible en niveau de « 1 ».

— ceux où le tore est « sur-alimenté », et où alors, il sera plus sensible aux perturbations, le « 1 » s'écroulant, et le « 0 » augmentant.

Pour schématiser, on peut prendre les conditions usuellement adoptées comme domaine de marge. Si l'on admet que chaque courant peut varier de $\pm 10\%$, un plein courant pourra varier de 90 à 110 % du nominal et un demi-courant de 45 à 55 %. En examinant les deux types de cas défavorables cités plus haut, on obtient les cas représentés sur la figure 6.

En *a*, on a le cas défavorable en niveau de « 1 » bien que peu perturbé (les courants sont équilibrés).

En *b*, si l'on augmente la perturbation (un seul des demi-courants), le cas est moins défavorable pour le niveau de « 1 » tant que la perturbation n'est pas trop forte. On voit que, dans les conditions usuelles, la perturbation n'atteint que 55 % de la lecture.

En *c*, le tore est relativement sous-alimenté et la perturbation assez forte (61 % de la lecture), le cas est défavorable pour le niveau du zéro.

Le cas *d* est à peu près équivalent au cas précédent bien que plus déséquilibré, donc plus défavorable en « 1 » mais moins en « 0 » car la lecture n'est pas déséquilibrée.

A noter que le cas inverse (lecture 110 % et écriture 90 %) n'est pas défavorable en « 1 » et n'est pas plus perturbé que les cas *b*, *c*, *d*.

Le cas *e*, est équilibré mais c'est le plus perturbé en valeur absolue.

Pour un fonctionnement à courant non régulé en fonction de la température, le cas *e* sera vraisemblablement un des plus défavorables à haute température alors que le cas *a*, sera un des plus défavorables à basse température.

D'après l'étude des courbes caractéristiques du tore, on peut dire que paraissent les plus défavorables, si l'on travaille de 0 à 50 °C avec un courant nominal fixe :

- le test *d* pour le « 1 » à basse température,
- le test *c* (ou *e*) pour le « 0 » à haute température.

Reste à définir la validité de ces mesures sur tores par des essais sur la mémoire.

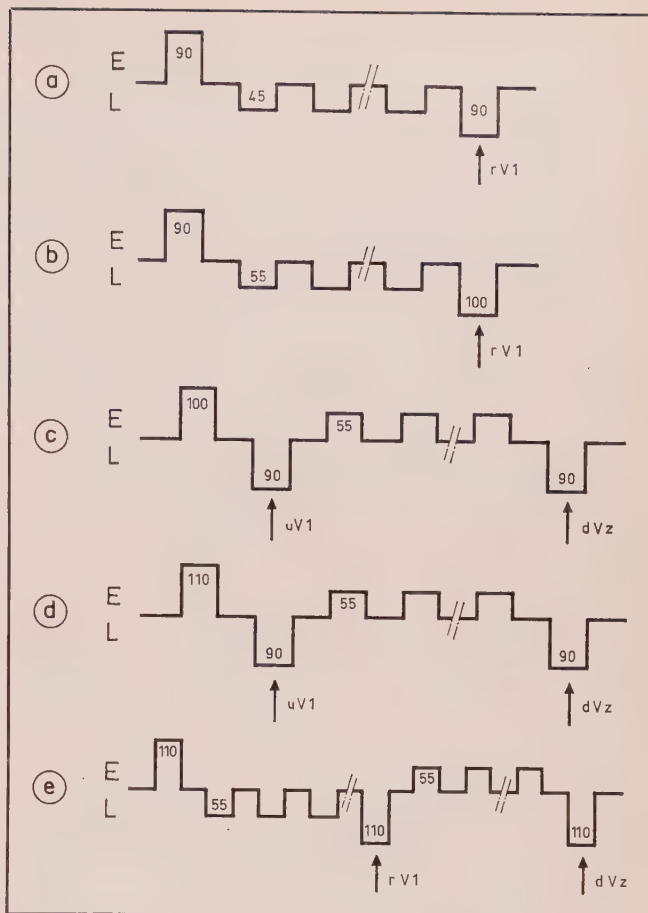


FIG. 6. — Schéma des cas envisagés.

9. Mesures sur mémoire

Les difficultés propres au contrôle de mémoires aussi rapides n'étant pas toutes résolues, nous avons dû nous contenter de tester la mémoire dans des conditions de rapidité relative.

D'autre part, dans une configuration 2 1/2 D, le désir de limiter les bruits parasites dus au tissage du fil de lecture parallèlement au fil Y nous oblige, à la lecture, à décaler le courant I_{YL} en avance sur le I_{XL} .

Nous avons opéré selon le schéma de cycle de la figure 7.

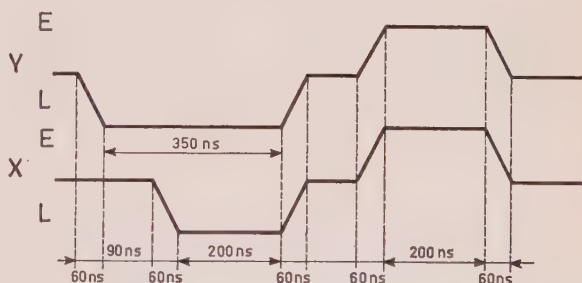


FIG. 7. — Schéma opératoire.

9.1. Fonctionnement au courant nominal : 920 mA

La figure 8 nous montre les réponses obtenues, en « un », « zéro », et « damier » à la température ambiante pour le courant nominal. On remarque, entre autres, le faible niveau de zéro et la faible amplitude de « bruit delta ».

Le tableau I donne les variations des divers paramètres pour les températures extrêmes.

Ces mesures montrent des conditions de fonctionnement parfaitement acceptables, le rapport signal/bruit au pic étant de l'ordre de 3.

TABLEAU I

Température..... °C	0	50
« Un » minimal (mV)	23	30
« Un » maximal (mV)	39	46
« Zéro » maximal (mV)	11	14
« Zéro » maximal à t_p (mV)	8	9
t_p (ns)	95	90
t_s (ns)	150	170

9.2. Fonctionnements à basse et haute températures

Le tableau II donne les variations des divers paramètres à la température de 0 °C pour les cinq cas cités au paragraphe 8.

TABLEAU II

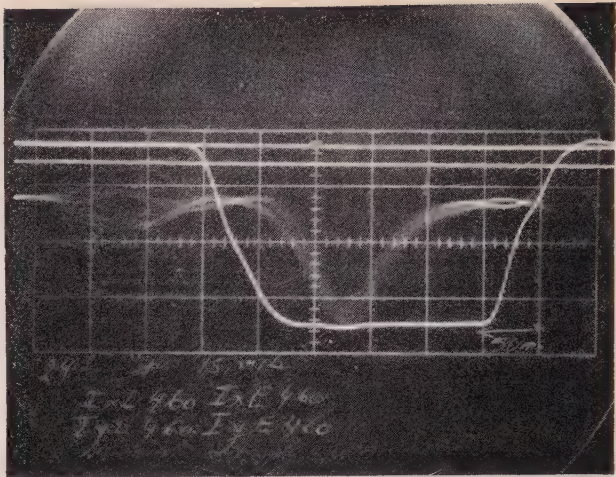
Cas	a	b	c	d	e
« Un » minimal	16	22	15	12	29
« Un » maximal	28	37	23	23	46
« Zéro » maxi	10	12	12	11	11
« Zéro » maxi à t_p	8	9	7,5	7,5	8,5
t_p	100	80	110	120	95
t_s	180	150	190	210	160

De même, le tableau III donne les variations des divers paramètres à la température de 50 °C.

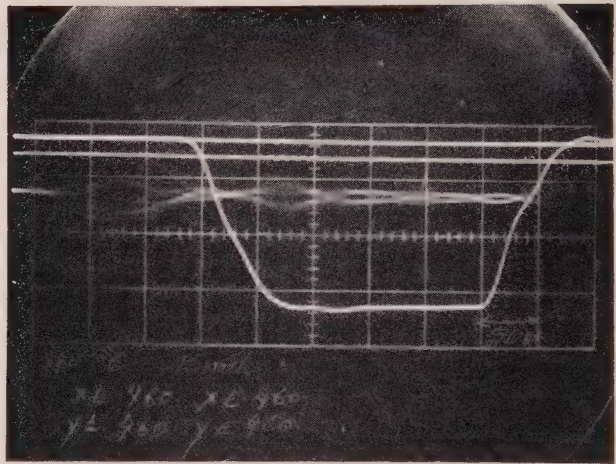
Nous avons, par ces tableaux, la confirmation de la validité de nos estimations : à basse température, validité du test d. A haute température, validité du test d qui semble au total, dans tous les cas, légèrement plus sévère que le test e.

9.3. Discussion

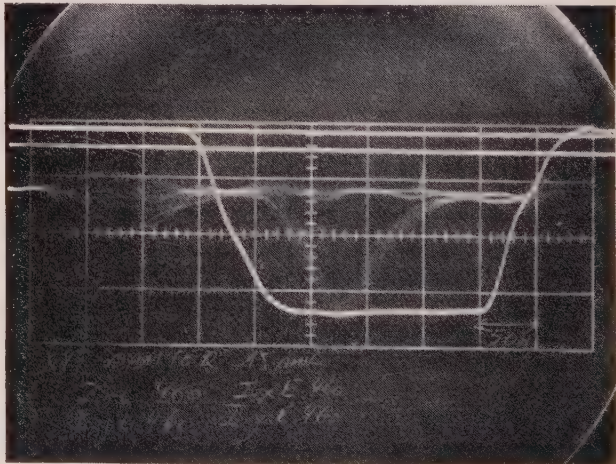
Il semble que l'on ne puisse pas, dans ces conditions extrêmes, tolérer des marges de variation des courants aussi considérables que $\pm 10 \%$. En effet, si pour le zéro, 10 mV maxi au t_p semble une limite tolérable,



UN
" 1 " mini : 23 mV — t_p : 130 ns
" 1 " maxi : 40 mV — t_s : 200 ns



ZÉRO
" 0 " maxi : 10 mV — " 0 " t_p : 8 mV



DAMIER
" 1 " mini : 24 mV
" 1 " maxi : 37 mV
" 0 " maxi : 6 mV
" 0 " à t_p : 5,5 mV
DAMIER
" 1 " mini : 28 mV
" 1 " maxi : 40 mV
" 0 " maxi : 10 mV
" 0 " à t_p : 8 mV

FIG. 8. — Oscillogrammes des réponses en « 1 », « 0 » et « damier » à 24 °C. Echelle horizontale 50 ns/div. Echelle verticale pour les réponses 20 mV/div. L'impulsion de courant est l'impulsion de lecture sur le fil X.
Température : 24 °C XL 460 XE 460 mA — YL 460 YE 460 mA.

TABLEAU III

Cas	a	b	c	d	e
« Un » minimal	25	29	22	21	32
« Un » maximal	39,5	49	34	34	51
« Zéro » maxi	13	15	14	16	14
« Zéro » maxi à t_p	7,5	10	7	7	10
t_p	100	85	110	110	90
t_s	170	150	200	210	150

il semble, par contre, difficile de tolérer un niveau de « un » inférieur à 20 mV. On serait donc amené à augmenter le courant nominal de commande, en même temps qu'à diminuer les tolérances sur les courants indépendamment variables.

L'examen global des résultats nous amène à penser que l'on devrait choisir, dans le cas considéré ici, de fonctionner avec un courant nominal supérieur de 30 à 50 mA à celui que nous avons utilisé.

En résumé les cas *b* et *d* apparaissent les plus significatifs pour déterminer le domaine de marge de fonctionnement d'une mémoire 2 1/2 D, dans le cas le plus pessimiste où les courants sont considérés comme pouvant varier tous les quatre indépendamment. Il reste à savoir si c'est là un cas très réaliste, ces courants de commande étant très souvent obtenus à partir d'une même source de tension. Il reste, bien entendu, la dispersion due aux diodes, interrupteurs, résistances des conducteurs. En faisant abstraction de ces dispersions, on arriverait à un autre cas de variation « idéalisée » due à la variation de la source, qui limiterait les cas défavorables aux cas *a* et *e*.

10. Problèmes liés à la rapidité du cycle

Comme on l'a vu, les performances de la mémoire ne nous sont connues que par l'approximation faite sur les moyens de test. Il est évident que ceux-ci devront être améliorés.

Bien entendu, le problème du fonctionnement de cette mémoire est plus facile à résoudre, l'implantation des circuits de commande pouvant être faite à proximité immédiate du plan de tores. On peut avoir une idée des résultats que l'on obtiendrait dans ce cas en se reportant aux figures 9 et 10.

En ce qui concerne les temps de commutation ou de pic, ceux-ci ayant été mesurés par rapport à l'établissement du courant *X*, on peut les apprécier en comparant t_s et t_p obtenus avec le front utilisé (60 ns), et ceux correspondant au front nominal (30 ns). Cela nous donnerait, dans tous les cas, un gain de 30 ns si l'on se plaçait aux conditions nominales.

En ce qui concerne les niveaux de « 1 », nous devons tenir compte de la durée totale d'établissement du courant soit deux fois 60 ns au lieu de deux fois 30 ns, ce

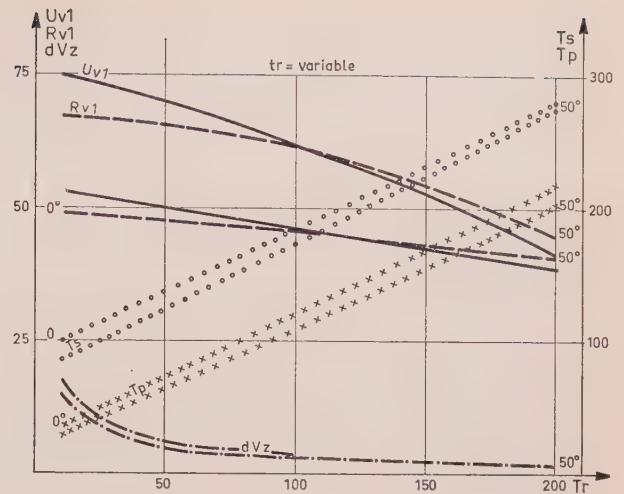


FIG. 9. — Caractéristiques des tores en fonction du front de montée des impulsions de courant.

qui, à zéro degré, entraîne une perte de 2,5 mV et à 50 °C une perte de 6 mV environ, ce qui n'est pas négligeable et améliorerait sensiblement les résultats précédents.

A noter un fait défavorable : l'augmentation du niveau zéro qui doublerait alors, mais sans que l'on puisse tirer de conclusion sur ce qui se passe au moment du pic, seul instant important.

En ce qui concerne l'amélioration de la rapidité du cycle, on peut, à 0 °C et 50 °C, réduire le temps de plateau jusqu'à 140 ns sans aucune variation des caractéristiques de la mémoire.

Si l'on veut descendre à 100 ns de temps de plateau, on voit qu'à haute température, il n'y aura encore aucune altération tandis qu'à basse température, bien qu'il n'y ait encore aucune altération de l'information, on aura une légère accélération du temps de commutation (–8 ns).

On pourrait travailler dans ces conditions avec une très bonne sécurité, l'information étant encore très

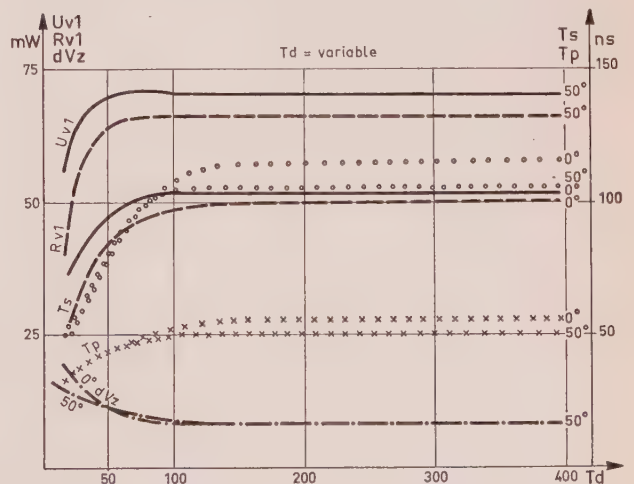


FIG. 10. — Caractéristiques des tores en fonction de la durée des impulsions de commande (plateau pris à 90 % de la valeur maximale du courant).

« déchiffrable » avec des temps de plateau de l'ordre de 50 ns.

On peut donc facilement obtenir des temps de cycle de l'ordre de 400 ns avec cette mémoire.

11. Problèmes d'échauffement

L'échauffement du plan de mémoire peut être de deux ordres : l'échauffement par pertes hystériques, celui-ci est particulièrement important en cas de cycles répétés sur une même adresse, c'est un échauffement local. Le second est l'échauffement par effet Joule dû à la résistance des fils ; cet échauffement est constant en fonctionnement et, en principe, non local, nous le considérerons comme réparti uniformément.

11.1. Echauffement hystérétique

Cet échauffement est dû au cycle rectangulaire du tore. L'énergie dissipée, correspondant à la surface du cycle ($B \times H$), est d'autant plus importante que ce cycle est répété par seconde, (temps de cycle mémoire et récurrence). Le cas le plus défavorable est donc celui où l'on interroge une adresse en permanence, la récurrence sur cette adresse étant alors égale au temps de cycle de la mémoire. Un calcul rapide nous donne une idée de la loi de variation de la température d'équilibre atteinte en fonction de la fréquence.

Le cycle étant quasiment rectangulaire, et dans les limites de température et de courant données, H_0 variant très peu, on considère que l'énergie hystérétique dissipée est du type :

$$W = nK_0B \quad (1)$$

K_0 : constante proportionnelle à la masse du tore,
 n : nombre de cycles par seconde.

L'énergie dissipée par le tore est proportionnelle à la surface de ce tore et à l'écart de température, la constante de proportionnalité dépendant des milieux en contact (air pulsé ou non, fils de tissage, supports des tores, etc.) ; on a l'équation :

$$W = CS \Delta\theta \quad (2)$$

Le facteur CS est une constante pour un tore et une mémoire dans une position donnée.

De (1) et (2), on déduit, par un calcul rapide :

$$\Delta\theta = \frac{V_0}{\frac{CS}{K} t - p} \quad (3)$$

V_0 : réponse en 1 du tore à la température ambiante,
 t : temps de cycle.

On déduit de (3) la température maximale d'échauffement hystérétique en fonctionnement à un temps de cycle de 450 ns :

$$\Delta\theta \text{ (hyst.)} \simeq 8^\circ\text{C} \pm 2^\circ\text{C}$$

11.2. Echauffement par effet Joule

On connaît la résistance moyenne des fils :

$$X = 2,15 \, \Omega \quad \text{et} \quad Y = 4,25 \, \Omega.$$

La connaissance des courants de commande nous donne aisément la puissance dissipée dans la mémoire si l'on connaît le taux de remplissage, c'est-à-dire, la physionomie du cycle écriture-lecture, car on peut admettre que, sur une période de temps nécessaire à l'équilibre thermique de la mémoire, le balayage de la mémoire est suffisamment aléatoire pour être considéré comme parfaitement réparti (ce n'est pas le cas de l'échauffement par hystérésis qui est intrinsèque au tore dont le temps d'échauffement est très court, nettement inférieur à la seconde).

Nous pouvons considérer que le cycle optimal réalisable avec cette mémoire sera celui de la figure 11.

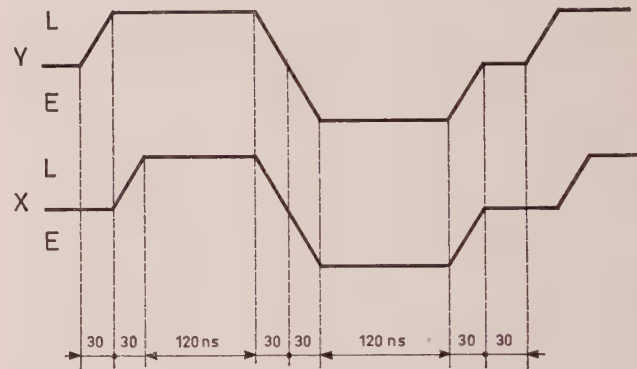


FIG. 11. — Cycle optimal.

Soit un taux de remplissage de $r_y = 79\%$ en Y et de $r_x = 71\%$ en X .

La puissance dissipée par effet Joule est :

$$W_j = 2,15 I_x^2 r_x + 4,25 I_y^2 r_y.$$

Si l'on prend $I_x = I_y = 500$ mA, on obtient avec les valeurs maximales de r_x et r_y que l'on a calculées :

$$W_j = 0,38 + 0,84 = 1,22 \text{ W.}$$

En procédant à des mesures directes de dissipation de puissance par effet Joule dans la mémoire (utilisation série des résistances des fils de lecture), nous avons dressé la courbe de la figure 12 des températures d'équilibre obtenues en fonction de la puissance dissipée.

Ces mesures ont été effectuées dans l'air, sans convection forcée, la mémoire étant simplement protégée par une plaque de plexiglass parallèle située à 4 mm des tores, soit dans des conditions voisines des conditions d'emploi, la mémoire étant placée soit en position verticale, soit à plat.

Selon ces courbes, les conditions maximales de dissipation nous amèneraient à une élévation de température de $8^\circ\text{C} \pm 0,5^\circ\text{C}$. Ajoutons que le temps nécessaire pour obtenir cet équilibre est de l'ordre

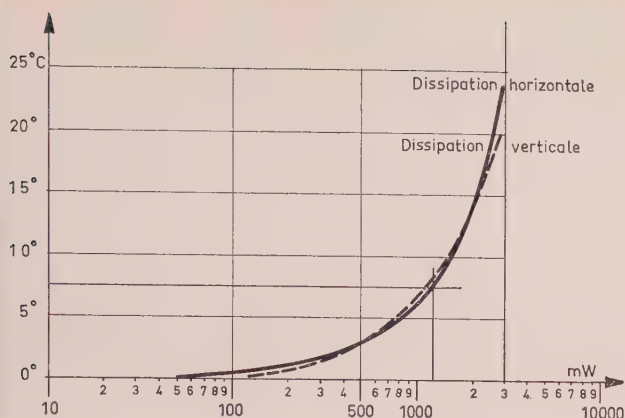


FIG. 12. — Puissance dissipée par effet joule

de 5 mn, ce qui justifie a posteriori notre hypothèse sur l'équirépartition de la chaleur.

Nous constatons donc que les problèmes d'échauffement ne sont nullement critiques, ceux-ci étant très facilement supportés par la faible dérive du tore (cela correspond à une augmentation de la réponse de 3 mV). Cet échauffement est, du reste, inférieur à celui de beaucoup de mémoires existantes. Cela s'explique par le raccourcissement de la longueur des fils qui compense en partie, la diminution de leur diamètre.

12. Conclusions

Nous avons prolongé cette étude en lui apportant quelques améliorations, en particulier, de nouveaux matériaux ont été mis au point.

— Le premier résultat a été de ramener le coefficient de température à 1 mA/°C ce qui nous permettra une utilisation dans une gamme de l'ordre de 100 °C sans asservissement des courants de commande.

— Nous nous attachons à augmenter la rapidité de commutation des noyaux de ferrite par des moyens physico-chimiques et par la diminution de leur taille.

Une étude est actuellement en cours pour passer à 300 ns en configuration 2 1/2 D. Les tores ont un diamètre de 0,32 mm ce qui pourrait nous conduire à une densité de 900 bits/cm².

Il est à noter que nous n'avons fait appel qu'à des procédés classiques ce qui a largement facilité sa transposition en fabrication.

Une présérie est en cours de réalisation, dont les caractéristiques générales sont données par le tableau IV.

TABLEAU IV
Caractéristiques générales

Capacité	4 · 10 ⁴ bits
Temps de cycle	450 ns
Densité	625 bits/cm ²
Type	Modulaire enfichable 4 K 9 bits
Configuration	2 1/2 D
Coefficient de température	1 à 2 mA/°C
Courants de commande :	
— <i>ILY</i>	480 mA
<i>t_r</i>	30 ns
<i>t_d</i>	150 ns
<i>t_f</i>	30 ns
— <i>ILX, IEY, IEX</i>	480 mA
<i>t_r</i>	30 ns
<i>t_d</i>	120 ns
<i>t_f</i>	30 ns
Signaux de sortie :	
« 1 »	30 mV
« 0 »	10 mV
<i>t_p</i>	70 ns
<i>t_s</i>	140 ns
Nombre de bits/fils de lecture	4 K

Bibliographie

- [1] GYORGY E.M. — Magnetisation Reversal in Nonmetallic Ferromagnets. *Magnetism*, vol. III, pp. 525-552. Academic Press. New York - London.
- [2] GOODENOUGH J.B. — *Phys. Rev.* 95, p. 917, 1954.

Un programme d'analyse et de synthèse des filtres

A. BERROIR

Laboratoire Central de Recherche Thomson-CSF

1. Introduction

Pour satisfaire les besoins de nombreux laboratoires ou usines qui utilisent et construisent des filtres électriques, nous avons été amenés à concevoir, puis à écrire, un programme cohérent de synthèse et d'analyse des filtres.

Ce programme n'a pas été abordé dans l'abstrait et n'a pas pour ambition de traiter tous les cas envisageables, mais il n'est pas non plus une juxtaposition de programmes spécifiques valables chacun dans un cas particulier. Il a été bâti autour de cas concrets mais son ossature est telle que la satisfaction de nouveaux besoins puisse se faire sans démolition de tout son édifice. Il est actuellement scindé en deux parties distinctes, synthèse et analyse, qui peuvent facilement être enchaînées.

2. Synthèse

2.1. Établissement d'un programme

Les traités ou articles consacrés à la synthèse des filtres sont en telle abondance qu'on peut se poser la question de l'utilité de nouveaux développements sur la question. En fait, cette prolifération elle-même est un argument pour la création d'un programme unifié : il n'est que d'essayer d'utiliser l'une des nombreuses tables existantes pour s'apercevoir du peu de souplesse de la méthode ; le temps passé à comprendre les notations correspondantes, qui varient à l'infini, et celui nécessaire aux interpolations parfois acrobatiques entre les lignes et les pages de la table lorsqu'on a trouvé une qui correspond au problème que l'on se pose, justifient à eux seuls les efforts déployés pour que le plus gros du travail soit effectué par un ordinateur.

D'autre part, les impératifs de la technique poussent à fabriquer des filtres de plus en plus performants pour lesquels les tables existantes sont parfois insuffisamment étendues ou précises ; enfin, la possession d'un programme de synthèse permet aussi, à peu de frais,

de traiter le problème par différentes méthodes, puis de choisir la plus économique, alors que le concepteur, ayant à grand mal obtenu une solution acceptable, hésitera à reprendre des séries de calculs fastidieux pour une amélioration incertaine.

Cependant, la réalisation d'un programme tout à fait général de synthèse, tenant compte de tous les impératifs et traitant tous les cas ne peut être abordée que par étapes, car les difficultés sont nombreuses.

La première étape que nous avons abordée est celle de la synthèse d'un réseau passif, en échelle, travaillant entre deux terminaisons résistives, l'une d'entre elles pouvant éventuellement être nulle ou infinie. Cette structure, que nous appellerons « structure standard » est intéressante d'une part parce que beaucoup de filtres sont de cette nature, et aussi parce qu'un grand nombre de structures diverses sont obtenues, à partir de réseaux de ce type, par des transformations plus ou moins complexes, par exemple : filtres en treillis à quartz, filtres à éléments non localisés (hyperfréquences), etc.

L'écriture de programmes correspondant à certaines de ces transformations fait partie de nos préoccupations, mais ne rentre pas dans le cadre de cet article. Notons seulement que l'organisation générale du système de calcul doit permettre l'inclusion facile de ces programmes, tant pour la transformation des spécifications de la structure finale à celles de la structure standard que pour la détermination des éléments finaux à partir des éléments standards.

La méthode de synthèse utilisée pour la structure est celle dite de la « perte d'insertion » dont nous allons rappeler ci-dessous le principe.

2.2. Principe de la méthode de la perte d'insertion

Le réseau passif F (fig. 1) est placé entre un générateur de f.é.m E et de résistance interne R_1 et une résistance R_2 .

La perte d'insertion a et le déphasage b dus à F sont définis par :

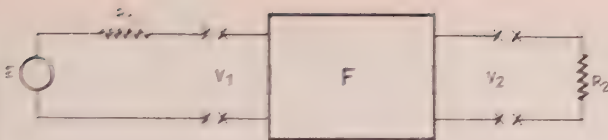


FIG. 1.

$$\exp(a + jb) = \frac{E}{\sqrt{V_2}} \frac{R_2}{R_1} = H(s) \Big|_{s=j\omega} = \frac{E(s)}{P(s)} \Big|_{s=j\omega}$$

La fonction de transfert $H(s)$ est une fonction rationnelle à coefficients réels de la variable complexe $s = \sigma + j\omega$, $\omega = 2\pi f$.

De plus, $E(s)$ est un polynôme de Hurwitz et $P(s)$ est un polynôme à racines imaginaires, de degré inférieur ou égal à celui de $E(s)$. Il est clair que :

$$H(j\omega)^2 \geq 1, \quad \text{soit} \quad H(j\omega) H(-j\omega) \geq 1;$$

on pose alors :

$$H(s) H(-s) = 1 + K(s) K(-s),$$

$$\frac{E(s)E(-s)}{P(s)P(-s)} = 1 + \frac{Q(s)Q(-s)}{P(s)P(-s)}.$$

La fonction $K(s) = Q(s)/P(s)$, dite fonction caractéristique du réseau, est une fonction rationnelle réelle : $Q(s)$ est un polynôme à coefficient réels, de même degré que $E(s)$.

A partir des polynômes $E(s)$, $P(s)$, $Q(s)$, on peut déterminer les paramètres d'admittance Y_{11} , Y_{12} , Y_{22} ou d'impédance Z_{11} , Z_{12} , Z_{22} du quadripôle F .

Il y a donc deux problèmes distincts :

— la détermination des polynômes $E(s)$, $P(s)$, $Q(s)$, ce qui entraîne la connaissance de toutes les immittances du quadripôle,

— le calcul des éléments du réseau standard à partir de l'une ou l'autre de ses immittances.

Parlons tout d'abord du deuxième problème :

2.3. Le calcul des éléments

Supposons, pour l'instant, déterminées les immittances du réseau F .

Le calcul des éléments par la méthode dite de « l'élimination successive des zéros » est très facile lorsqu'on a défini pour le réseau une structure compatible avec la nature de la fonction de transfert : chaque pôle d'atténuation, à fréquence nulle, finie ou infinie peut être réalisé par une cellule de différents types possibles. La figure formée par la mise en cascade de ces cellules est ce que nous appelons la *structure* du filtre. Cette structure une fois choisie, la détermination des éléments de chaque cellule se fait pas à pas et ne pose en principe aucun problème, sauf celui, qui peut devenir très important, de la perte de précision au fur et à mesure de l'avancement du calcul.

Des méthodes appropriées doivent être employées pour pallier cet inconvénient.

Par contre, le choix de la structure est un problème difficile :

— il n'y a pas unicité de la solution car de nombreux réseaux équivalents peuvent exister qui réalisent la même fonction de transfert.

— les critères de réalisabilité pratique ne sont pas toujours aisés à traduire en termes mathématiques ; par exemple : on veut souvent que le nombre d'inductances soit minimal ou que les valeurs des éléments soient comprises entre certaines limites, etc.

L'écriture d'un algorithme conduisant à une solution qui vérifie ces critères ou qui, lorsque cette vérification est impossible, donne une solution qui satisfait au plus grand nombre d'entre eux, est souhaitable, mais nous ne l'avons pas encore réalisée.

Nous nous sommes limités, pour le moment, au cas où la structure du filtre est imposée. Dans les cas où la structure est simple, par exemple filtre passe-bas réalisé par une succession d'inductances en série et de capacités en parallèle, l'algorithme de calcul des éléments par élimination successive se réduit à une répétition d'opérations algébriques élémentaires. Dans l'exemple cité, c'est un développement en fraction continue qui fournit immédiatement le résultat.

Un certain nombre de sous-programmes correspondant à ces structures particulières ont été écrits et sont appelés par le programme principal lorsque leur utilisation est plus économique que celle du sous-programme qui traite les structures arbitraires.

2.4. La détermination des polynômes $E(s)$, $P(s)$, $Q(s)$

Lorsque l'on veut calculer un filtre, on se propose de satisfaire à un certain nombre de conditions concernant par exemple, la largeur de bande, l'atténuation maximale dans la bande passante, l'atténuation minimale dans la bande atténuée, le temps de transit, etc.

Toutes ces conditions se traduisent par l'existence d'un gabarit pour les fonctions $a(\omega)$ et $b(\omega)$; souvent ce gabarit ne porte, d'ailleurs, que sur l'une des deux fonctions.

On peut trouver des fonctions rationnelles de ω satisfaisant à ce gabarit soit par construction directe, soit, le plus souvent, en faisant choix d'un type de fonction (Chebychev, Butterworth, Bessel, Cauer, etc.) dépendant d'un certain nombre de paramètres, ces paramètres étant calculés pour que la fonction satisfasse au mieux aux conditions imposées par le gabarit.

Nous avons rendu automatique la détermination de ces paramètres pour quelques-uns des types de fonctions citées et pour les types usuels de gabarit, et nous envisageons la poursuite de l'écriture des sous-programmes adéquats pour tous les filtres classiques (par exemple, pour les filtres de Cauer).

Lorsque le gabarit est inhabituel, la détermination de la fonction caractéristique $K(s)$ est pour l'instant, supposée faite antérieurement et $|K(s)|^2$ apparaît comme une donnée dans le programme.

A titre d'exemple, donnons la suite des opérations nécessaires à la synthèse d'un filtre passe-bas polynomial.

La fonction $|H(j\omega)|^2$ est alors un polynôme en ω^2 . Donc $P(s)$ est une constante.

La résolution de $|H(j\omega)|^2 = 0$ et la séparation des racines, dont l'ensemble possède la symétrie quadrangulaire, en deux familles qui sont l'une dans le demi-plan complexe gauche et l'autre dans le demi-plan droit, permet la construction du polynôme de Hurwitz $E(s)$, à une constante multiplicative près. En supposant que $E(s)$ a son coefficient de plus haut degré égal à 1, le polynôme $Q(s)$ est défini par :

$$Q(s) Q(-s) = E(s) E(-s) - m,$$

m devant être tel que $Q(s) Q(-s) > 0$.

La valeur de m conditionne le rapport des résistances R_1 et R_2 qui est, dans ce cas, lié à l'affaiblissement à la fréquence nulle.

On montre que, dans le cas où tous les éléments du filtre passe-bas ont la même structure, il est possible de tenir compte exactement des pertes du filtre en procédant à une prédistorsion. Il suffit de faire le changement de variable $s \rightarrow s - \delta$ dans $E(s)$, δ étant obtenu immédiatement à partir de la surtension des éléments. On fabrique alors un polynôme $E^*(s) = E(s - \delta)$ dont les racines, dans le plan complexe, sont déduites de celles de $E(s)$ par une translation parallèle à l'axe réel. Si les racines de $E^*(s)$ sont à partie réelle négative, il est possible de synthétiser un filtre ayant les caractéristiques désirées : le polynôme $Q(s)$ est obtenu en résolvant :

$$Q(s) Q(-s) = E^*(s) E^*(-s) - m$$

2.5. Avantages de la méthode

On voit sur cet exemple l'intérêt qu'il y a à bâtir un programme de synthèse sur un schéma modulaire : chaque module, écrit sous forme de sous-programme, a une fonction particulière : détermination des paramètres de la fonction f , extraction des racines d'un polynôme, séparation des racines à partie réelle négative, distorsion, calcul du module d'un polynôme à coefficients complexes, développement en fonction continue, sortie des résultats sous une forme adaptée à l'exploitation, etc.

Le programme principal se réduit alors à des appels de sous-programmes et à leur enchaînement dans un ordre déterminé par la nature du filtre à synthétiser.

Un des problèmes principaux est la définition et la mise en œuvre d'un langage d'entrée permettant à l'utilisateur de fournir, de la façon la plus simple et la plus naturelle possible, les renseignements nécessaires au traitement du problème de synthèse. Nous en avons écrit une première version, qui sera perfectionnée dans la suite.

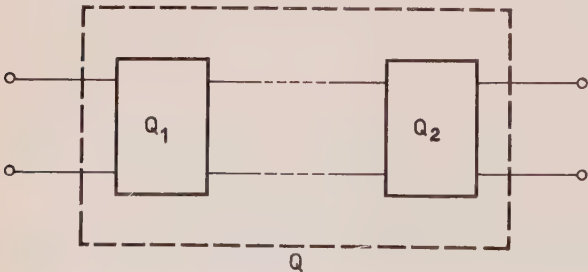


FIG. 2.

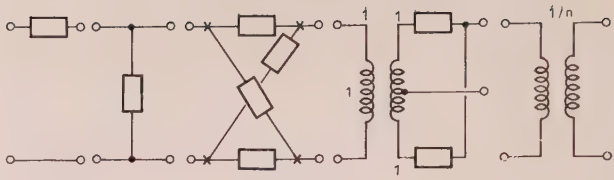


FIG. 3.

De nombreux problèmes annexes, tels que la construction de polynômes classiques : Chebychev, Bessel, Papoulis, de fonctions elliptiques, font l'objet de modules particuliers.

3. Analyse

Il est apparu nécessaire de pouvoir analyser facilement les filtres que l'on synthétise, et l'utilisation des programmes généraux d'analyse des circuits électriques est apparue lourde et coûteuse. Aussi avons-nous écrit un programme spécifique d'analyse dont nous allons donner ci-après les caractéristiques.

Ce programme permet d'analyser tout réseau qui se présente comme cascade de quadripôles de certains types (fig. 2).

La matrice chaîne M du quadripôle a est obtenue en faisant le produit des matrices chaînes $M_1, \dots, M_n$.

A partir de la matrice chaîne M on peut déterminer toutes les quantités que l'on désire, grâce à des sous-programmes spécifiques.

Les quadripôles Q_i sont actuellement des types donnés par la figure 3. Chacun des éléments figurés par un rectangle est un dipôle formé par la mise en parallèle de circuits du type $L + R + C$, l'un au moins des éléments étant non nul.

Après lecture de l'ensemble des valeurs de chacune des selfs, capacités, résistances écrites par l'utilisateur dans un langage simple, l'impédance de chaque dipôle est mise sous la forme $P(\omega)/Q(\omega)$, P et Q polynômes dont on calcule les valeurs numériques des coefficients.

On introduit alors la valeur de la fréquence de travail et on calcule numériquement les éléments des matrices M_i , puis de la matrice M .

Le programme est évidemment prévu pour que de nouveaux types de dipôles ou de quadripôles puissent être introduits sans difficulté.

4. Conclusion

Dans la forme où ils se présentent, ces programmes de synthèse et d'analyse sont évidemment incomplets, Conditionnés largement, sous leur forme actuelle, par les désirs des utilisateurs, ils rendent déjà des services considérables et leur structure modulaire permet leur évolution.

L'auteur tient à remercier MM. DUBE et GIMENES dont l'aide lui a été et lui sera encore très précieuse pour l'écriture, le développement et la maintenance des programmes décrits ci-dessus, ainsi que M. BIDARD dont les conseils l'ont guidé tout au long de cette étude.

Phasemètre dynamique 200 MHz : mesure de la phase dans les cavités du nouvel injecteur 20 MeV de Saturne

J.P. CRENN et R. DUPREZ

CEA Saclay Alcatel Bruyère-le-Châtel

Introduction

Le synchrotron Saturne [1], qui fonctionne au Centre d'Etudes Nucléaires de Saclay, depuis 1958, est aujourd'hui capable d'accélérer à 3 GeV, un nombre moyen de protons de $3 \cdot 10^{11}$ par cycle.

Ce plafond d'intensité résulte des effets défocalisants de la charge d'espace à injection dans l'anneau ; pour desserrer cette limitation, une solution consiste à augmenter l'énergie d'injection : il est facile de voir qu'alors la force de charge d'espace reste inchangée — à densité de charge constante — tandis que la force de focalisation magnétique augmente comme la vitesse des particules.

C'est la raison pour laquelle il a été décidé, à la fin de 1965, de remplacer l'injecteur Van de Graaff actuel de 3,7 MeV par un accélérateur linéaire à protons de 20 MeV (fig. 1).

Avec ce nouvel auxiliaire, la durée du processus d'injection — liée à la dimension radiale de la chambre

à vide du synchrotron — doit atteindre 600 μ s. Afin d'injecter pendant toute cette période les protons sur leur orbite d'équilibre instantanée, c'est-à-dire sans oscillation bétatron, il est nécessaire d'élever l'énergie du faisceau de l'accélérateur linéaire de 20 à 20,6 MeV pour tenir compte de la montée de l'induction magnétique dans l'aimant du synchrotron.

Cette modulation sera obtenue grâce à une cavité variatrice d'énergie (décélétratrice puis accélératrice) placée immédiatement à la sortie de l'accélérateur linéaire et alimentée à phase variable par une puissance de crête de 100 kW à travers un déphaseur à ferrite [2]. La commande de ce déphaseur en boucle fermée se fait par l'intermédiaire d'un phasemètre dynamique décrit en détail ci-après, et dont les caractéristiques globales sont :

- fréquence de travail : 200 MHz,
- dynamique : 180° en 600 μ s,
- précision : $\pm 1^\circ$.

1. Mesure dynamique de la phase instantanée

Soient deux fonctions sinusoïdales du temps, dont les pulsations instantanées sont identiques à l'instant $t = 0$:

$$V_1 = \sin A_1(t) = \sin(\omega_i t + \phi_1(t)),$$

$$V_2 = \sin A_2(t) = \sin(\omega_i t + \phi_2(t)).$$

Par définition, la différence de phase ou, par commodité de langage, la « phase » tout court est la quantité :

$$\Delta\phi = \phi_1(t) - \phi_2(t).$$

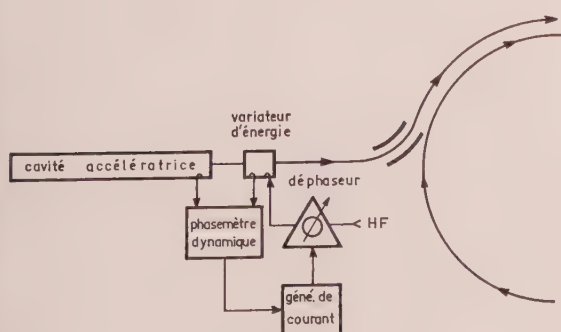


FIG. 1. — Schéma synoptique de la mesure de phase.

Phasemètres statique et dynamique

Si la différence $\Delta\phi$ est constante dans un intervalle de temps, les dispositifs permettant de mesurer cette grandeur sont des phasemètres statiques ; par contre, si la différence est variable, les appareils permettant de mesurer instantanément cette différence sont des phasemètres dynamiques.

Il apparaît qu'il est possible d'aborder de deux manières la mesure d'une phase évoluant dans le temps :

1. D'abord, sous l'aspect « mesure de phase » : les procédés de mesure se rapprochant alors des principes classiques des phasemètres statiques.

2. Ensuite, sous l'aspect « mesure de fréquence », la mesure de phase revient à mesurer durant un intervalle de temps donné Δt , le déplacement de fréquence Δf .

Comment opter pour tel ou tel de ces modes de mesure ? Le facteur déterminant ce choix est la « vitesse d'évolution » de phase $\Delta\omega = d(\Delta\phi)/dt$.

En effet, il est vite techniquement irréalisable de mesurer une différence de fréquence Δf tendant vers zéro (c'est-à-dire pour un gradient de phase faible). Par exemple, pour $\Delta\omega > 10^\circ/\mu s$ (soit 27,8 kHz) les fréquencemètres peuvent être utilisés, mais si $\Delta\omega < 1^\circ/ms$, le phénomène est assez lent pour que les procédés de mesure de phase statique soient choisis.

Entre ces limites est un domaine hybride où la mesure de la phase est dérivée de l'un ou l'autre des deux procédés.

2. Choix du mode de mesure de phase des cavités de l'injecteur

Les performances demandées au phasemètre exigent la mesure de 0 à 180° pendant 600 μs . La vitesse d'évolution de phase est $\Delta\omega = 180/600 = 0,3^\circ/\mu s$ soit 800 Hz.

Cette variation de phase dans les cavités est contrôlée pendant toute la durée de l'injection puisque le phasemètre peut fournir une tension d'erreur corrigeant le déphasage du signal HF avec une précision supérieure ou égale au degré.

Cette dernière condition élimine l'emploi d'un appareil basé sur la mesure de fréquence, la précision demandée amènerait une complexité trop grande de réalisation.

Deux modes de mesure peuvent être alors envisagés :

- une mesure par point, l'intervalle d'échantillonnage étant de l'ordre de grandeur du temps nécessaire pour séparer deux points avec la précision de 1°. En ce qui nous concerne, il serait d'environ 3 μs .
- une mesure analogique de la différence de phase ; mais ce procédé et les techniques qui en découlent pèchent par un point : la difficulté d'obtenir une détection linéaire du signal différentiel de phase et, par là, une bonne précision du phasemètre pendant toute la durée de l'injection.

Toutefois, il est toujours possible de contourner cette difficulté en s'arrangeant pour n'utiliser qu'une zone de détection assez petite pour être linéaire avec une précision supérieure à un degré.

Reste le choix du procédé de mesure de phase statique. Un procédé ayant fait ses preuves en précision et fidélité est le procédé de comparaison en phase de deux signaux à l'aide d'un déphaseur étalon et d'un détecteur de zéro.

La mesure de phase dynamique près de l'injecteur peut être rattachée à ce principe. Les deux signaux HF à comparer sont envoyés sur un discriminateur de phase, l'un directement, l'autre à travers un déphaseur étalon.

La plage de détection quasi linéaire du discriminateur est d'environ $\pm 10^\circ$, l'exploration en phase étant 180°, un dispositif électronique rapide permet de revenir dans cette zone de détection lorsque le déphasage devient trop important.

Principe de fonctionnement

L'élément important du dispositif est un déphaseur quantifié étalon ; de lui dépendent les performances de rapidité et de précision (fig. 2).

Le fonctionnement de l'appareil est le suivant :

- le signal HF prélevé dans la cavité variateur est envoyé sur un détecteur de phase à travers un déphaseur quantifié à cinq poids de valeur 10°, 20°, 40°, 50° et 100° permettant d'obtenir un déphasage quantifié de progression 10° depuis 0° jusqu'à 180° ;
- le signal HF prélevé dans la cavité du linac sert de référence ;
- le détecteur de phase compare ces signaux. La tension de sortie est proportionnelle à l'écart de phase. Cette tension est amplifiée pour atteindre 25 mV/° et transmise à un compteur-décompteur. Si elle est inférieure à la valeur correspondant à $\pm 7^\circ$ (± 175 mV), le système est en équilibre et la lecture de phase est l'image de l'état du déphaseur quantifié et de la tension détectée au discriminateur de phase.

Si la valeur de la tension est supérieure à +175 mV, le compteur avance d'un pas, augmentant le déphasage de 10°, puis de 20°, 30°, etc. jusqu'à ce que le système

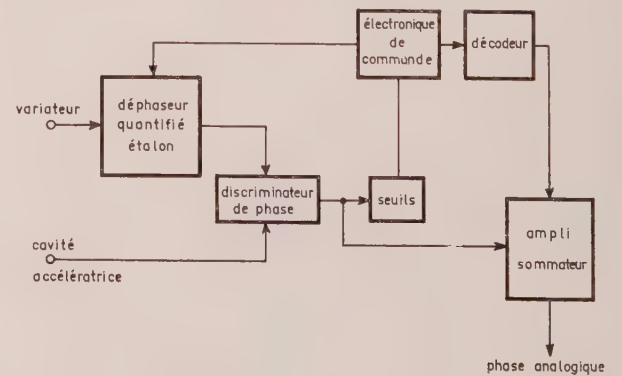


FIG. 2. — Schéma de base.

revienne à l'équilibre. Si la tension est inférieure à -175 mV , le décompte recule d'un pas.

La commande des poids du déphaseur est binaire et se prête particulièrement bien à un affichage numérique et à la conversion numérique analogique.

Un amplificateur opérationnel somme le signal du détecteur dit « signal vernier » et le signal quantifié fourni par le convertisseur des pondérations de l'éta-

3. Déphaseur quantifié étalon

La réalisation de cet ensemble se heurte à une difficulté : concilier la précision du phasemètre et l'insensibilité aux fluctuations d'amplitude du signal HF.

Par ordre décroissant, les facteurs qui déterminent la conception du déphaseur sont la précision de phase et la rapidité de commutation.

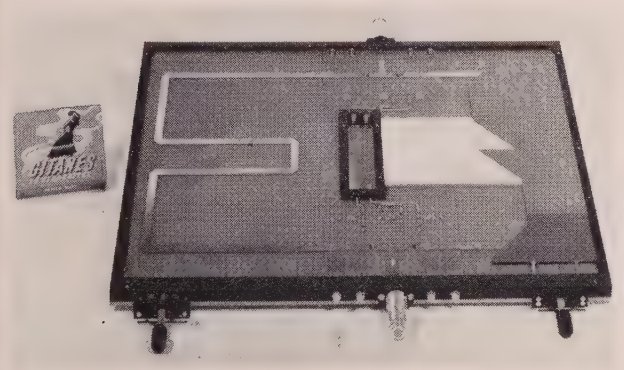


FIG. 3.

3.1. Choix du système de quantification de phase

Le déphaseur fournit, à sa sortie, un signal HF dont la phase suit une progression arithmétique de raison 10° .

Ses caractéristiques techniques sont :

- fréquence : 200 MHz,
- largeur de bande : 2 MHz,
- précision : 1° ,
- temps de réponse : $1,5\text{ }\mu\text{s}$.

La fréquence est trop basse et le temps d'inversion trop faible pour utiliser un système déphaseur à ferrite. La solution qui s'impose, puisque le niveau HF requis est faible, est la commutation par diode.

D'autre part, la précision recherchée demande un niveau relativement constant dans chaque voie. Il est alors souhaitable que le déphaseur ait des pertes constantes quelles que soient les phases affichées.

Cette condition implique un nombre constant de diodes dans la liaison hyperfréquence. Le système de quantification le plus simple et le plus précis est alors la mise en série de cinq poids de phase.

3.2. Réalisation d'un poids de phase

Par commodité de construction, un support tripla-

- deux commutateurs à diodes SPDT (une entrée, deux sorties),
- deux éléments de transmission de longueur déterminée et réglables à l'aide de déphaseurs mobiles à diélectrique.

3.2.1. Détermination des longueurs optimales des voies

La distorsion de phase minimale est obtenue en optimisant les longueurs de lignes entre A et B . Cette distorsion est fonction des coefficients de réflexion à l'entrée et à la sortie du poids de phase (fig. 4).

La référence est l'onde directe qui aboutirait en B à travers une ligne parfaitement adaptée, elle s'écrit :

$$E e^{j\Omega t}$$

l'onde secondaire perturbatrice est :

$$\varepsilon = \rho_A \rho_B e^{j(\Omega t - 2\varphi)}, \quad \varphi = \frac{2\pi L}{\lambda} + \phi_r$$

L est égal soit à L_{11} , soit à L_{10} , $2\phi_r$ est le déphasage apporté par la composante réactive des réflexions (capacité série des diodes).

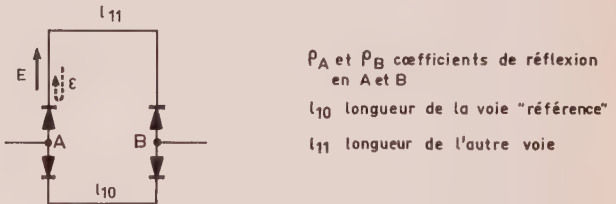


FIG. 4. — Coefficients de réflexion d'un poids de phase.

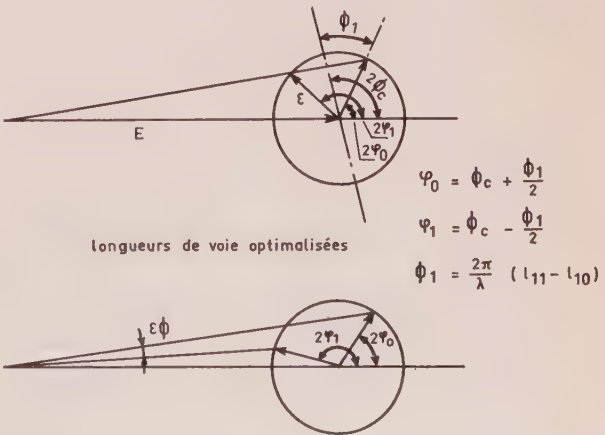


FIG. 5. — Longueur de voie quelconque.

La figure 5 montre qu'il existe des longueurs de ligne telles que l'erreur ε_ϕ est nulle.

Pour $\varepsilon \ll E$ le calcul amène :

$$\phi_r + \frac{2\pi}{\lambda} L_{11} = \phi_c + \frac{\phi_1}{2} = (2k+1) \frac{\pi}{4} + \frac{\phi_1}{2}$$

$$\phi_r + \frac{2\pi}{\lambda} L_{10} = \phi_c - \frac{\phi_1}{2} = (2k+1) \frac{\pi}{4} - \frac{\phi_1}{2}$$

ϕ_1 : valeur du poids de phase,
 ϕ_c : longueur électrique commune aux deux voies.

3.2.2. Commutateurs à diodes

Ils sont du type « série » SPDT (c'est-à-dire une entrée, deux sorties). Les diodes transmettent à l'énergie HF et sont montées symétriquement dans chaque voie de sortie (fig. 6).

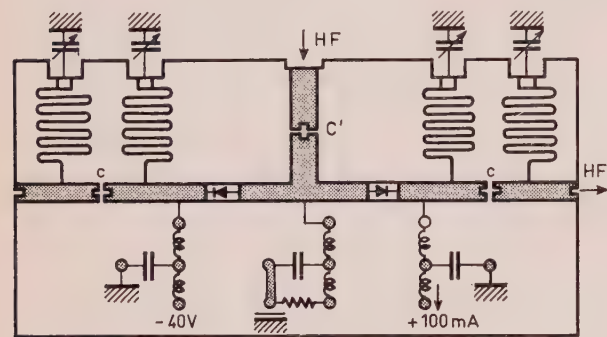


FIG. 6. — Schéma d'un commutateur S.P.D.T.

L'alimentation se fait par l'intermédiaire de filtre passe-bas de fréquence de coupure 50 MHz.

Le signal de commande est découplé de la ligne de transmission HF par des filtres accordés sur 200 MHz.

3.2.3. Déphaseurs mobiles d'appoint

Une lame de diélectrique couissant entre les plans masse et le conducteur central permet de déphaser le signal de $\pm 10^\circ$.

L'adaptation est obtenue en utilisant des transformateurs quart d'onde. De cette manière, le taux d'onde stationnaire n'excède pas 1,1.

3.3. Précision

Il est techniquement difficile d'obtenir un déphaseur variable précis à cause des réflexions successives le long de la ligne qui amènent une distorsion de phase non négligeable. Si ϕ_1 est la valeur d'un poids et ϕ_2 la valeur d'un autre poids de phase, la combinaison des deux ne donne pas forcément $\phi_1 + \phi_2$. L'erreur dépend des coefficients de réflexion dans la ligne et de la longueur électrique L séparant les poids. Cette erreur, par un choix judicieux de cette longueur électrique, peut être annulée (cf. Annexe).

L'expérience montre que l'erreur est minimale pour

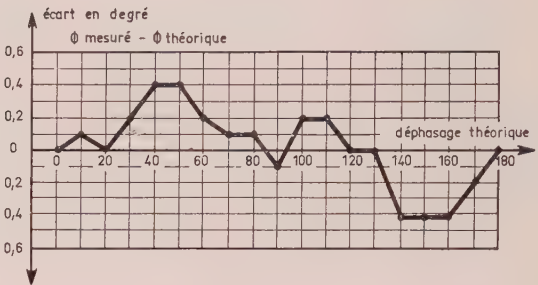
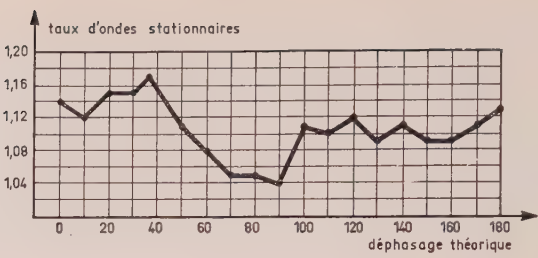


FIG. 7. — Influence du T.O.S.T. sur l'erreur d'affichage du déphaseur quantifié.

La variation du T.O.S. amène un décalage de la phase du déphaseur quantifié. Par exemple on voit en particulier que lorsqu'on affiche 140°, on lit en fait $140^\circ - 0,4^\circ \neq (100^\circ + 9,2^\circ) + (40^\circ + 0,4^\circ)$.

environ :

$$\frac{2\pi L}{\lambda} = (2k+1) \frac{\pi}{2} - \phi_c$$

ϕ_c : longueur commune entre les deux voies d'un même poids.

Les calculs deviennent très rapidement inextricables lorsqu'il s'agit de mettre en série cinq poids de phase où les réflexions sont multiples et complexes. Dans la pratique, on règle expérimentalement les longueurs électriques entre poids de phase de manière à diminuer le plus possible l'influence des réflexions.

En figure 7 sont portés les relevés typiques de taux d'ondes stationnaires et d'écart de phase (ϕ mesurée — ϕ théorique) en fonction du déphasage affiché.

3.4. Commutation de phase (fig. 8)

Pour des raisons de puissance des signaux HF, les diodes commutatrices choisies sont du type « PIN ».

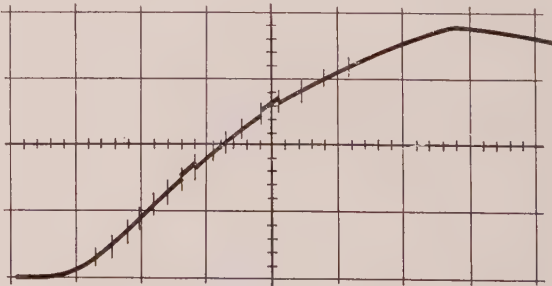


FIG. 8. — Mesure de phase dynamique.

Cela limite quelque peu la rapidité du système. En effet, pour transfert d'un signal de 7 V environ, la commutation se fait en une ou deux centaines de nanosecondes.

Le poids de phase est formé d'un ensemble de quatre diodes et de son électronique de commande. Le temps de basculement de ces commandes est assez court (<100 ns dans les circuits utilisés), mais il existe des retards relatifs à ces signaux commandes, dus principalement aux éléments de transmission (coaxiaux, filtres, etc.).

Le temps global d'inversion d'un poids de phase est la somme de tous ces temps, il a été obtenu un temps de commutation de phase inférieure à 1 µs pour un poids et inférieure à 1,5 µs pour l'ensemble du déphaseur quantifié.

Cela nécessite une largeur de bande HF telle qu'on puisse transmettre un signal « sautant » de 10° à 1,5 µs, soit :

$$\frac{10}{360} \times \frac{1}{10^{-6}} = 18,5 \text{ kHz.}$$

4. Boucle de commande

La commande des déphaseurs nécessite des signaux de caractéristiques :

- Etat 0 : -50 V pour le blocage des diodes,
- Etat 1 : +100 mA pour le déverrouillage.

L'inversion d'état est obtenue par des bascules rapides classiques, réalisées en circuits micrologiques (bascules JK).

L'information sur l'état des bascules est transmise à un décodeur qui, à partir d'une tension référence, fournit un signal proportionnel à l'état des bascules donc à la phase HF (en dizaine de degrés).

La commande provient d'un système logique constitué d'une horloge et d'un circuit «ET» commandé par différentes autorisations dont le rôle est de permettre le déclenchement de la mesure au début de l'accélération. Il y a ordre d'inversion des bascules lorsque la tension vernier provenant du discriminateur de phase atteint la valeur de seuil (fig. 9).

Tous ces circuits ainsi que les alimentations sont disposés dans une armoire standard 12 pouces de

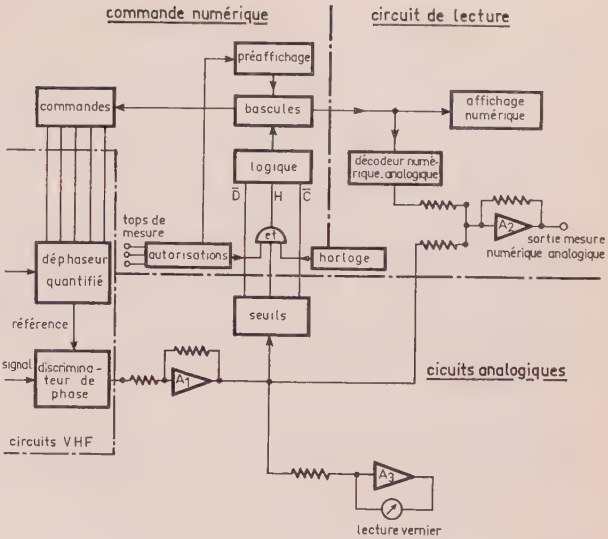


FIG. 9. — Schéma synoptique.

42 unités. Cette armoire étant étudiée afin de rendre minimal l'effet de signaux parasites haute fréquence présents près du linac.

5. Applications

Ce matériel conçu pour mesurer avec précision un déphasage dynamique à 200 MHz, peut servir aussi pour la mesure statique de phase (ou à évolution très lente) et les mesures ultrafines de fréquence.

L'inconvénient majeur est évidemment l'utilisation à fréquence fixe. Toutefois, moyennant l'addition d'une tête HF changeuse de fréquence, il serait aisé d'étendre la gamme de fréquence.

Les auteurs remercient le Commissariat à l'Energie Atomique et la Société ALCATEL d'avoir bien voulu autoriser la publication de cet article. Ils remercient MM. GOUTTEFANGEAS, LE COZ, BAHUCHET et MORET qui ont dirigé leurs travaux, ainsi que MM. CAVOIZY et LOUGE qui se sont chargés de la partie expérimentale.

Bibliographie

- [1] *L'Onde Electrique*, n° 387, juin 1959.
- [2] *L'Onde Electrique*, juin 1967, p. 744.

ANNEXE

Optimalisation des longueurs électriques entre poids de phase

Il y a désadaptation au niveau des diodes de commutation, c'est-à-dire aux points A, B, C et D.

Les coefficients de réflexion des poids de phase en B et C sont, suivant les divers chemins possibles (fig. 10) :

$$\begin{aligned} \Gamma_{10} &= \rho_B + \rho_A e^{-2j\beta L_{10}} \\ \Gamma_{11} &= \rho_B + \rho_A e^{-2j\beta L_{11}} \\ \Gamma_{20} &= \rho_C + \rho_D e^{-2j\beta L_{20}} \\ \Gamma_{21} &= \rho_C + \rho_D e^{-2j\beta L_{21}} \end{aligned}$$

avec : $\beta = 2\pi/\lambda$ (cf. fig. 6).

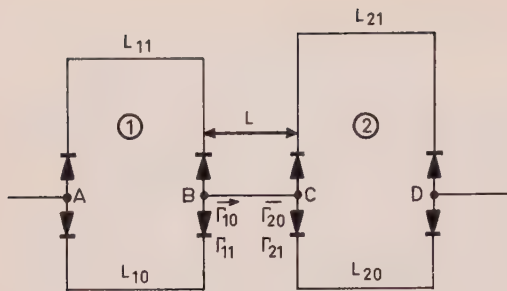


FIG. 10. — Interaction entre deux poids de phase. Il y a désadaptation au niveau des diodes de commutation, c'est-à-dire aux points A, B, C, et D.

Les coefficients de réflexion ρ_A , ρ_B , ρ_C et ρ_D sont, en principe, égaux (en module et en phase) :

$$\rho_A = \rho_B = \rho_C = \rho_D = \rho.$$

Dans le calcul suivant, on suppose que ρ est réel, sinon il faudrait ajouter à θ_1 , θ_2 , θ_3 et θ_4 un déphasage constant θ_0 .

Alors il vient :

$$\begin{aligned}\Gamma_{10} &= \rho (1 + e^{-2j\beta L_{10}}) = \rho_1 e^{-j\theta_1} \\ \Gamma_{11} &= \rho (1 + e^{-2j\beta L_{11}}) = \rho_2 e^{-j\theta_2} \\ \Gamma_{20} &= \rho (1 + e^{-2j\beta L_{20}}) = \rho_3 e^{-j\theta_3} \\ \Gamma_{21} &= \rho (1 + e^{-2j\beta L_{21}}) = \rho_4 e^{-j\theta_4}\end{aligned}$$

avec :

$$\begin{aligned}\theta_1 &= \beta L_{10} & \rho_1 &= 2\rho \cos \beta L_{10} \\ \theta_2 &= \beta L_{11} & \rho_2 &= 2\rho \cos \beta L_{11} \\ \theta_3 &= \beta L_{20} & \rho_3 &= 2\rho \cos \beta L_{20} \\ \theta_4 &= \beta L_{21} & \rho_4 &= 2\rho \cos \beta L_{21}\end{aligned}$$

Il y a quatre choix possibles de trajet auxquels correspondent quatre signaux d'erreur se superposant à l'onde incidente. Ces quatre signaux d'erreur sont (en prenant comme référence la phase de l'onde progressive non perturbée) :

$$\begin{aligned}\rho_1 e^{-j\theta_1} \rho_3 e^{-j\theta_3} e^{-2j\beta L} &= \rho_1 \rho_3 e^{-j(\theta_1 + \theta_3 + 2\beta L)}, \\ \rho_2 e^{-j\theta_2} \rho_3 e^{-j\theta_3} e^{-2j\beta L} &= \rho_2 \rho_3 e^{-j(\theta_2 + \theta_3 + 2\beta L)}, \\ \rho_1 e^{-j\theta_1} \rho_4 e^{-j\theta_4} e^{-2j\beta L} &= \rho_1 \rho_4 e^{-j(\theta_1 + \theta_4 + 2\beta L)}, \\ \rho_2 e^{-j\theta_2} \rho_4 e^{-j\theta_4} e^{-2j\beta L} &= \rho_2 \rho_4 e^{-j(\theta_2 + \theta_4 + 2\beta L)}.\end{aligned}$$

Le premier signal donnera, sur la phase de l'onde incidente, une erreur ε_1 donnée par la figure 11 :

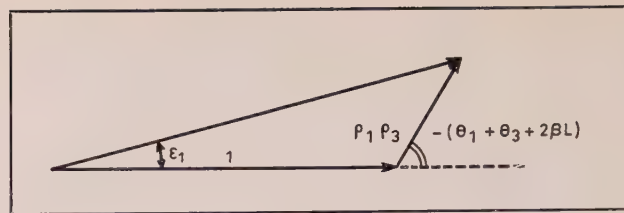


FIG. 11.

$$\varepsilon_1 \simeq -\rho_1 \rho_3 \sin(\theta_1 + \theta_3 + 2\beta L)$$

en admettant que $\rho_1 \rho_3 \ll 1$.

De même :

$$\begin{aligned}\varepsilon_2 &\simeq -\rho_2 \rho_3 \sin(\theta_2 + \theta_3 + 2\beta L), \\ \varepsilon_3 &\simeq -\rho_1 \rho_4 \sin(\theta_1 + \theta_4 + 2\beta L), \\ \varepsilon_4 &\simeq -\rho_2 \rho_4 \sin(\theta_2 + \theta_4 + 2\beta L).\end{aligned}$$

Entre A et D, le déphasage suivant les différentes combinaisons de poids de phase sera :

$$\begin{aligned}\phi_0 + \varepsilon_1 &= \phi'_0 \\ \phi_0 + \phi_1 + \varepsilon_2 &= \phi'_0 + \phi'_1 \\ \phi_0 + \phi_2 + \varepsilon_3 &= \phi'_0 + \phi'_2 \\ \phi_0 + \phi_1 + \phi_2 + \varepsilon_4 &= \phi'_0 + \phi'_3\end{aligned}$$

ϕ_0 , ϕ_1 , ϕ_2 sont les déphasages, compte tenu des réflexions internes dans chaque poids de phase.

Les poids de phase auront chacun les valeurs :

$$\begin{aligned}\phi'_1 &= \phi_1 + \varepsilon_2 - \varepsilon_1 \\ \phi'_2 &= \phi_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_1.\end{aligned}$$

Le réglage de ϕ_1 et ϕ_2 permet de donner à ϕ'_1 et ϕ'_2 les valeurs désirées.

Il faut alors que la dernière combinaison soit égale à $\phi'_1 + \phi'_2$ c'est-à-dire que :

$$\phi'_1 + \phi'_2 = \phi_1 + \phi_2 + \varepsilon_4 - \varepsilon_1$$

soit :

$$\phi_1 + \varepsilon_2 - \varepsilon_1 + \phi_2 + \varepsilon_3 - \varepsilon_1 = \phi_1 + \phi_2 + \varepsilon_4 - \varepsilon_1,$$

ou :

$$\varepsilon_2 + \varepsilon_3 = \varepsilon_4 + \varepsilon_1.$$

Cette équation donne une condition sur L . Tous calculs faits :

$$\operatorname{tg} 2\beta L = \frac{\rho_2 \rho_3 \sin(\theta_2 + \theta_3) + \rho_1 \rho_4 \sin(\theta_1 + \theta_4) - \rho_1 \rho_3 \sin(\theta_1 + \theta_3) - \rho_2 \rho_4 \sin(\theta_2 + \theta_4)}{\rho_1 \rho_3 \cos(\theta_1 + \theta_3) + \rho_2 \rho_4 \cos(\theta_2 + \theta_4) - \rho_2 \rho_3 \cos(\theta_2 + \theta_3) - \rho_1 \rho_4 \cos(\theta_1 + \theta_4)}.$$

Analyse électronique à grande bande passante de films photographiques à résolution élevée*

Cl. REMY et Y. LEBRANCHU

Laboratoire de Recherches Balistiques et Aérodynamiques (LRBA)

1. Introduction

Cet article présente deux dispositifs d'analyse électronique de films photographiques à résolution élevée ; l'un utilise un tube cathodique (flying-spot), l'autre un miroir tournant.

Ces solutions permettent de satisfaire au mieux de sévères contraintes, de poids, de consommation et d'encombrement.

De telles études présentent un grand intérêt pour de nombreux domaines, du fait de la capacité de mémoire considérable d'un film.

2. Systèmes envisageables

Les deux critères de qualité d'un système d'analyse sont sa résolution et son rapport signal/bruit.

2.1. Systèmes non intégrateurs

Ils utilisent, en général, un photomultiplicateur. On mesure le flux de photons ayant traversé chaque élément de surface du film pendant l'éclairement. L'élément analysé peut être défini, soit par un diaphragme avec un éclairement uniforme du film, soit par la réalisation d'un éclairement ponctuel sur le film.

2.2. Systèmes intégrateurs

Le film étant éclairé par transparence, une optique forme une image d'une partie de ce film sur la cible d'un tube qui accumule les charges électriques engendrées par les informations lumineuses reçues (il y a intégration).

Cette cible douée de « capacité » peut assurer elle-même la transformation photons-charges électriques (vidicons) ou simplement stocker les charges provenant d'une photocathode (image-orthicon).

2.3. Choix entre les deux systèmes

Les meilleurs tubes intégrateurs existant actuellement ayant une résolution-limite de l'ordre de 60 cycles/mm, il faut donc, pour analyser le film avec une résolution supérieure, employer une optique de projection de grandissement supérieur à 2, et ayant un excellent transfert de modulation dans tout le champ jusqu'à la fréquence spatiale maximale souhaitée. Cela, compte tenu des performances des optiques actuelles, oblige à décomposer la photographie en un trop grand nombre de parties pour réussir à analyser le négatif dans le temps imparti.

Pour ces raisons, malgré l'intérêt des tubes du genre vidicon (faible encombrement, robustesse), les systèmes non intégrateurs sont actuellement susceptibles de donner des meilleurs résultats que les tubes intégrateurs ; ils ont donc fait l'objet des premières études.

* Cet article fait suite à ceux publiés dans *L'Onde Électrique* de septembre 1969, fascicule 8.

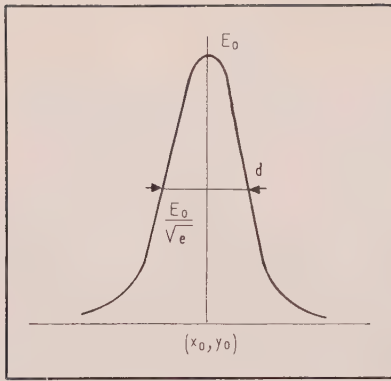


FIG. 1.

3. Systèmes non intégrateurs

3.1. Signal

Prenons le signal représenté en figure 1.

Soit $E = E(x - x_0, y - y_0)$ la répartition de l'éclairement du spot sur le film. Supposons un spot gaussien, soit :

$$E = E_0 e^{-\frac{(x-x_0)^2 + (y-y_0)^2}{d^2/2}}.$$

Soit, d'autre part :

$$T(x, y) = T_0 + \Delta T \cos \frac{2\pi x}{l}$$

la transparence du film (pour une mire sinusoïdale suivant l'axe x d'analyse).

Afin d'améliorer le rapport signal/bruit, il faut intégrer légèrement le signal en sortie du photomultiplicateur, soit δt ce temps d'intégration :

$$S = k \int_{t-\frac{\delta t}{2}}^{t+\frac{\delta t}{2}} dt \int_{-\infty}^{+\infty} dy \int E(x - x_0, y - y_0) T(x, y) dx$$

avec : $y_0 = \text{Cte}$,

$x_0 = vt$: déplacement continu du spot suivant une ligne.

On trouve :

$$S = K \left[T_0 + \Delta T e^{-\frac{\pi d^2}{2l^2}} \frac{\sin \frac{\pi v \delta t}{l}}{\frac{\pi v \delta t}{l}} \cos \frac{2\pi vt}{l} \right].$$

K est proportionnel :

- à l'éclairement E_0 du spot d'analyse,
- à la sensibilité σ de la photocathode du photomultiplicateur,
- à la surface du spot $\pi d^2/4$,
- au temps d'intégration δt .

$$S = K_1 s \delta t E_0 \sigma T_0 \left[1 + \frac{\Delta T}{T_0} e^{-\frac{\pi d^2}{2l^2}} \frac{\sin \frac{\pi v \delta t}{l}}{\frac{\pi v \delta t}{l}} \cos \frac{2\pi vt}{l} \right].$$

Pour un spot de diamètre $d = 5 \mu$, une intégration $\delta t = d/v$ et une mire de pas $l = 10 \mu$, la modulation en sortie est égale à 40 % de la modulation incidente.

Remarque

La surface S du film étant donnée ainsi que le temps T de son analyse :

$$s = \frac{S}{n^2}$$

$$\delta t = \frac{T}{n^2}$$

(n^2 = nombre de points de la photographie).

On constate que le signal diminue avec la puissance quatrième de la résolution.

3.2. Modulation minimale détectable

Le signal d'analyse S peut être exprimé par le nombre N des électrons fournis par la photocathode du photomultiplicateur. Ce nombre étant faible, le bruit quantique est prépondérant : il est de l'ordre de $\sqrt{N}$ (loi de Poisson).

On considère que la modulation $\Delta N/2N$ n'est plus détectable lorsque $\Delta N \leq \sqrt{N}$.

La modulation minimale détectable peut être définie par $m_f = 1/2\sqrt{N}$ au niveau de la photocathode.

C'est-à-dire que les performances de l'analyseur diminuent lorsque la densité du film augmente. (On conçoit en particulier que, dans le cas d'un codage du signal vidéo, il est avantageux d'utiliser un codeur non linéaire).

Ces conditions permettent d'évaluer la luminance nécessaire à la source d'éclairement.

3.3. Luminance de la source

Nombre d'électrons N fournis par la photocathode :

$$N = \frac{\sigma P}{e 2 \Delta F},$$

P : puissance lumineuse reçue par un point d'analyse,
 ΔF : bande passante du signal vidéo,
 e : charge de l'électron.

On a alors :

$$m_f = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2e \Delta F}{\sigma P}}$$

avec :

$$P = \frac{T\pi Ls}{4(1+m)^2 O^2}$$

T : transparence du film et des optiques,
 O : ouverture numérique,
 m : grandissement.

La luminance de la source s'écrit :

$$L = \frac{2(1+m)^2 O^2 e \Delta F}{T\pi s m_f^2};$$

avec :

$$\begin{aligned} \sigma &= 6.10^{-2} \text{ A/W}, & O &= 4, \\ \Delta F &= 1,5 \text{ MHz}, & m &= \frac{1}{5}, \\ e &= 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Cb}, & m_f &= 2 \%. \end{aligned}$$

On trouve :

$$L = \frac{1}{T} 7 \cdot 10^3 \text{ W/m}^2/\text{srad}.$$

Les films à haute résolution utilisables ont des densités comprises entre 0,5 et 1,4. Si nous prenons, par exemple, une densité moyenne de 1, elle correspond à une transparence de 1/10 du film; si l'on tient compte également de la transmission de l'optique, la luminance de la source doit être de l'ordre de $10^5 \text{ W/m}^2/\text{srad}$.

Nous n'avons trouvé que trois sources ayant, dans le visible, des luminances supérieures à cette valeur et de consommations tolérables : source à arc, laser et flying spot.

4. Système à miroir tournant

4.1. Généralités

Un miroir est incorporé à 45° dans un cylindre dont la partie avant est en verre, tournant autour de son axe de révolution.

Le spot décrit un cercle; le négatif enroulé sur une couronne de verre coaxiale au cylindre, animée d'un mouvement de translation, est donc analysé, ligne par ligne ou en hélice suivant le type de translation (continue ou pas à pas).

4.2. Description du dispositif (fig. 2)

La source lumineuse utilisée est une lampe à arc (xénon). Une optique (L_1) concentre la lumière de cette source dans le plan d'un diaphragme de très petit diamètre (quelques microns).

Deux objectifs identiques accolés, ayant une résolution élevée sur l'axe, permettent de focaliser le spot sur le film, après réflexion sur un miroir plan tournant.

Le faisceau lumineux sortant des deux objectifs

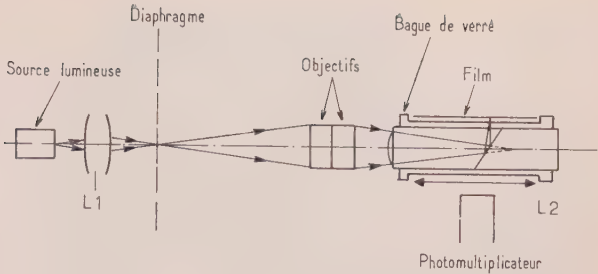


FIG. 2. — Schéma optique d'analyseur à miroir tournant.

pénètre dans la partie avant du cylindre, suivant un dioptre sphérique.

Tout se passe donc comme si le spot se formait, en l'absence du miroir, au centre du dioptre sphérique. Le faisceau lumineux après s'être réfléchi sur le miroir plan traverse une faible épaisseur d'air d'environ 10 μ que l'on peut assimiler à une lame à faces parallèles qui déplace le spot de quelques microns; il est donc nécessaire que cette lame ait une épaisseur pratiquement constante, ce qui impose des tolérances très serrées sur les concentricités de l'axe et de la bague.

Une optique (L_2) concentre la lumière sur un photomultiplicateur. Elle est constituée, soit par des miroirs, soit par un faisceau de fibres optiques disposé de telle façon que la lumière du spot soit recueillie par un grand nombre de fibres pour ne pas introduire une modulation parasite.

4.3. Réalisation (fig. 3 et 4)

L'axe et la bague ont été réalisés spécialement pour cette étude à l'APX. Les tolérances sur leurs concentricités sont de 5 μ .

L'axe est réalisé en plusieurs parties collées à l'araldite. La partie avant le miroir plan est un cylindre de verre sur lequel est fixée une lentille plan convexe, la partie arrière peut être, soit en verre (solution réalisée), soit en métal.

La bague de verre doit avoir une épaisseur suffisante pour pouvoir résister aux forces nécessaires à la tension du film (3 mm dans la solution réalisée).

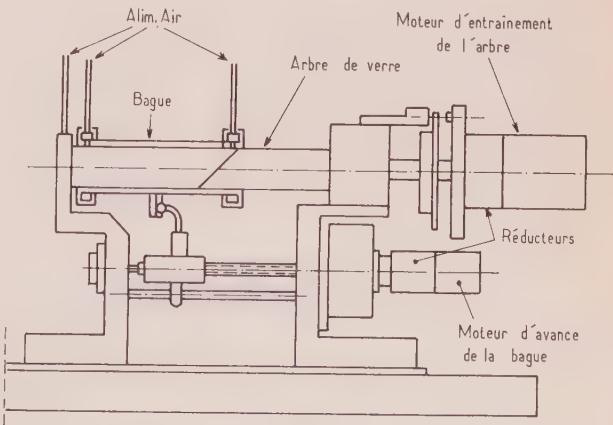


FIG. 3. — Schéma mécanique d'analyseur à miroir tournant.

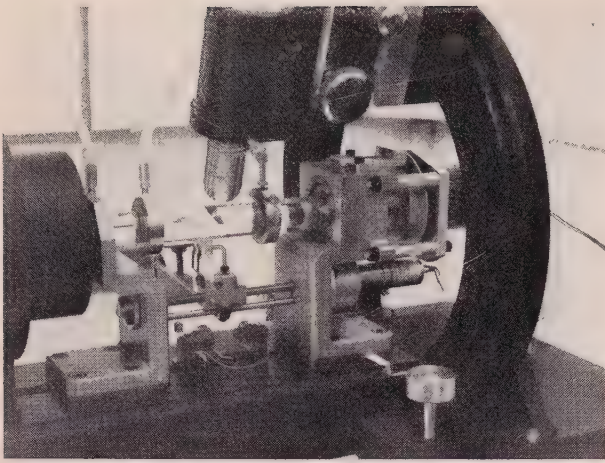


FIG. 4. — Analyseur à miroir tournant.

Axe et bague étant reliés sur paliers à air, il a fallu percer à chaque extrémité de la bague, une série de trous équidistants pour l'alimentation en air.

Le moteur entraînant l'axe est un moteur synchrone à hystérésis. A chaque cycle, un moteur réducteur, de faible inertie entraîne une vis de commande de translation qui fait avancer ou reculer la bague, de la longueur d'une ligne.

4.4. Perspectives

Les premiers résultats sont encourageants. Le spot reste de l'ordre de 5μ en statique. Les prochaines étapes devraient permettre de vérifier le bon fonctionnement de l'ensemble jusqu'à 12 000 tr/mn, vitesse correspondant au temps d'analyse recherché.

On peut, par ailleurs, envisager de remplacer la source à arc par une source laser stabilisée afin d'améliorer le rapport signal/bruit en sortie.

5. Analyse par flying-spot (fig. 5)

5.1. Présentation

On utilise comme source lumineuse, un tube cathodique (flying-spot) ayant un spot de 25μ de diamètre. Un objectif du type « photoréducteur » donne sur le film une image réduite de ce spot (grandissement $1/5$). L'image à analyser est ainsi découpée en 6×6 éléments, chacun étant balayé successivement, ce qui implique des déplacements mécaniques du film entre l'analyse de deux éléments. Le balayage est du type télévision.

On aurait pu utiliser des déplacements unidirectionnels du spot d'analyse mais cette solution présentant des difficultés technologiques importantes (dissipation de la puissance du faisceau sur une seule ligne, déplacement lent et continu du film), elle n'a pas été retenue pour la réalisation de la maquette probatoire.

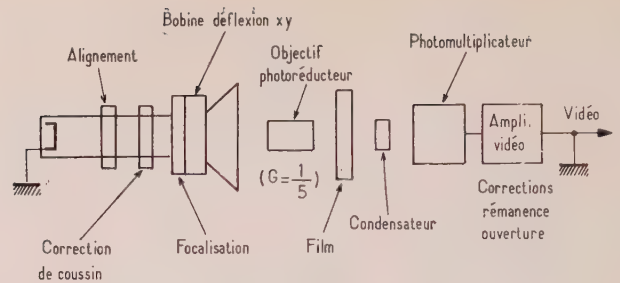


FIG. 5. — Schéma d'analyseur flying-spot.

5.2. Tubes flying-spot

Un compromis a dû être fait lors du choix des tubes, entre une brillance élevée et la finesse du spot. Les tubes utilisés pour ce système sont à déflexion et focalisation magnétiques. La taille du spot au centre du tube est de 25μ à 60 % de l'intensité maximale avec un potentiel d'anode de 25 kV et un courant de faisceau de $10 \mu\text{A}$. Elle passe à 27μ dans les mêmes conditions aux extrémités du champ utilisé.

Lors du balayage, le spot ne reste pas focalisé car la surface de l'écran est plane. On a donc introduit une correction dynamique de la focalisation du faisceau. La vitesse de déplacement du spot étant élevée ; le phosphore P16, ayant une faible rémanence ($0,2 \mu\text{s}$ à 10 % d'amplitude) a été choisi.

5.3. Objectif

L'objectif employé est un « photoréducteur ». Ce type d'objectif ayant d'excellentes performances en résolution, a été développé pour la construction des circuits intégrés.

L'ouverture a été choisie suffisamment grande pour ne pas augmenter les dimensions du spot par diffraction, l'ouverture maximale étant limitée par les aberrations optiques.

Avec l'objectif choisi, travaillant au grandissement de $1/5$, les meilleurs résultats sont obtenus pour l'ouverture 2,8.

Le champ image utilisé est de 1 cm, dimension pour laquelle les pertes de résolution, ainsi que les pertes d'éclairement, de l'axe au bord du champ, sont minimales. La fonction de transfert reste supérieure à 60 % jusqu'à 100 cycles/mm.

6. Conclusion

Les deux systèmes permettent de répondre aux contraintes imposées. La solution « Flying-spot » conduit, cependant, à un encombrement et à une consommation supérieurs à la solution « Miroir tournant » laquelle, en revanche, pose davantage de problèmes mécaniques.

Bibliographie

- [1] SOLLER T., STARR M.A., VALLEY G.E. — Cathode Ray tube Displays. *MIT Radiation Laboratory Series*, vol. 22, New York, Mc Graw-Hill, 1948.
 - [2] JOHNSON R.E. — Vidicon performance characteristics at slow scan rates. *RCA Review*, mars 1966.
 - [3] ELLE B.L., HEINMILLER, FROMME, NEUMER. — Film and Television in Space technology. *SMPTE*, août 1967, vol. 76.
 - [4] BROWN. — Resolution of flying-spot scanners systems, *IEEE spectrum*, August 1967.
 - [5] ROSS. — Television film Engineering. John Wiley.
 - [6] POOLE. — Fundamentals of display systems. Spartan Book.
 - [7] SOULE. — Electro-optical photography at low illuminations levels. John Wiley 1968.
 - [8] FERRANTI. — Micro-Spot Cathode Ray tubes.
-

Analyse fine, traitement par ordinateur et restitution de photographies*

G. MAINCENT

Laboratoire de Recherches Balistiques et Aérodynamiques
(LRBA)

1. Introduction

Les travaux sur l'analyse fine et la restitution de photographie décrits ici ont pour but d'étudier la détérioration que subit une image par son passage à travers une chaîne complète de prise de vue optique - film, de développement, d'analyse de la photographie, d'échantillonnage et de restitution.

Les premiers travaux ont consisté :

- 1) à mettre au point un ensemble permettant :
 - l'analyse d'une photographie dans des conditions données ;
 - l'échantillonnage, le codage et la mise sur bande magnétique du signal analogique ainsi numérisé ;
 - la restitution de la photographie.
- 2) à expérimenter les premiers traitements numériques de l'information image permettant de connaître les caractéristiques du signal photographique à la sortie de l'analyseur.

2. Ensemble d'analyse et de restitution

2.1. Description

L'ensemble d'analyse et de restitution de photographie, mis au point au LRBA, comprend :

1. Un microdensitomètre Joyce LoebI permettant d'analyser un négatif photographique avec une fente de dimension variable, suivant des lignes successives de pas variables. C'est un appareil comportant deux

faisceaux lumineux issus d'une même source : un faisceau passant par la photographie à analyser et un faisceau de référence passant par un coin sensitométrique. La mesure de la densité se fait par comparaison sur un photomultiplicateur du faisceau analyseur, passant par la fente d'analyse, au faisceau de référence. Le signal d'erreur commande un servomécanisme qui déplace le coin pour égaliser les deux faisceaux : c'est une méthode de zéro dont la précision n'est fonction que du seuil de sensibilité du servomécanisme et de la linéarité du coin sensitométrique. Celui-ci a une longueur d'environ 15 cm et l'accroissement de densité suivant la longueur est de 0,13/cm.

Le spot d'analyse est obtenu à partir d'une fente mécanique réglable en largeur et en hauteur, dont l'image est formée par une optique sur le négatif. On peut ainsi obtenir un spot d'analyse très fin en utilisant un objectif de fort grossissement. Le négatif photographique est fixé sur un plateau porte-objet qui se déplace suivant des lignes successives de pas réglable (multiple de $1,25 \mu$ ou de 25μ). Le spot décrit ainsi sur la photographie un balayage de lignes successives. La dimension du spot est un carré ou un rectangle dont les côtés peuvent varier de quelques microns à 200μ .

L'information image ainsi obtenue se présente sous forme d'une tension analogique directement proportionnelle à la densité moyenne de la photographie sur la surface du spot :

$$V = KD.$$

Une règle graduée, solidaire du plateau, fournit, par l'intermédiaire d'un système à lecture optique, une suite d'impulsions régulièrement espacées et un signal de début de ligne donnant la référence spatiale. Un compteur initialisé par le signal début de ligne permet

* Cet article fait suite à ceux publiés dans *l'Onde Électrique* de septembre 1969, fascicule 8.

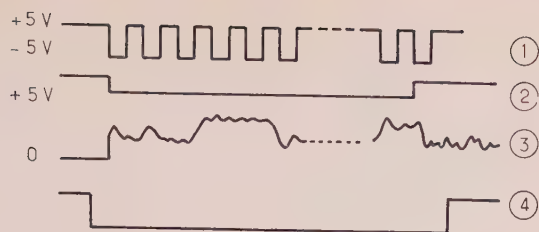


FIG. 1.

1. Signal de synchronisation pour l'échantillonnage. — 2. Signal « début de ligne ». — 3. Signal analogique de mesure. — 4. Signal d'inhibition.

d'obtenir 512 impulsions correctement positionnées pendant le balayage « Aller ». L'inhibition de ce compteur est assurée pendant le retour du balayage (fig. 1.).

2. Un appareil de restitution de type bélinographe, permettant d'enregistrer sur film une photographie.

Le récepteur bélinographe est un appareil formé d'un cylindre tournant sur lequel est appliqué le film à impressionner. Une lampe fournit un faisceau lumineux, dont l'intensité est modulée par le signal analogique d'entrée. Ce faisceau est limité par une fente rectangulaire dont l'image se forme sur le film. La rotation du cylindre fournit le balayage ligne, tandis qu'une vis-mère, entraînant l'ensemble optique-source, donne le déplacement latéral.

Sur la photographie, la référence spatiale est donnée par deux signaux de synchronisation issus de l'appareil de restitution :

— un signal « début de ligne » obtenu à partir d'une palette, passant à chaque tour du rotor devant un détecteur photoélectrique et mémorisé ;

— une suite de 512 impulsions par tour de rotor correspondant à des positions du spot de restitution régulièrement espacées sur le film.

Ces impulsions, obtenues à partir de la fréquence pilotant la rotation du cylindre, sont appliquées, après mise en forme, à un compteur, par l'intermédiaire d'une porte. Celle-ci est ouverte par le signal « début de ligne » dont le retour à +5 V est commandé par la dernière impulsion. On obtient ainsi, pour chaque tour, une suite de 512 impulsions (fig. 2).

Le support employé pour la restitution de la photographie est un film à grain très fin, dont le format maximal est de 220 × 250 mm. Ce film permet une très bonne reproduction de détails et une large gamme de niveaux de gris.

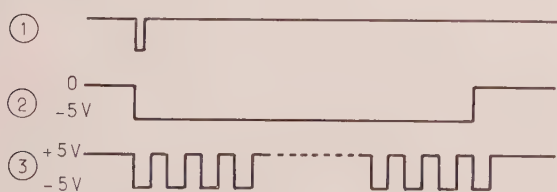


FIG. 2.

1. Impulsions fournies par le détecteur photoélectrique. — 2. Impulsions « début de ligne ». — 3. Signal de synchronisation pour le décodeur.

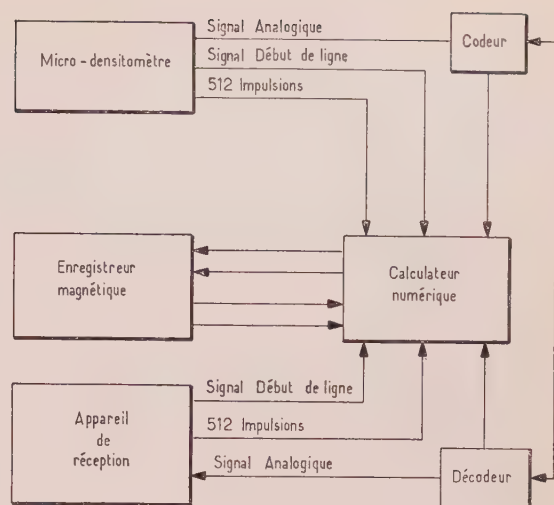


FIG. 3.

2.2. Fonctionnement

Les appareils d'analyse et de restitution, précédemment décrits, sont reliés, comme l'indique le schéma synoptique de la figure 3, à un calculateur numérique comportant un codeur, un décodeur et un enregistreur incrémental.

Cet ensemble, ainsi constitué, permet :

— d'analyser finement, suivant des lignes successives, un négatif photographique ou une partie de ce négatif ;

— d'emmagasiner cette information numérisée sur bande magnétique pouvant être traitée, soit directement par ce calculateur, soit après transfert, par ordinateur IBM 360 ;

— de restituer la photographie ainsi analysée et enregistrée.

Le microdensitomètre et l'appareil de réception ayant des vitesses de fonctionnement totalement différentes, il est nécessaire de séparer nettement l'enregistrement et la restitution.

2.2.1. Mise sur bande magnétique (fig. 4)

Le calculateur reçoit, par l'intermédiaire d'un codeur, le signal analogique d'analyse et, directement sur entrée numérique, le signal de synchronisation.

A chaque impulsion, le programme commande l'échantillonnage, le codage et la mise en mémoire de l'information image. Lorsque 512 points sont ainsi échantillonnés, le programme commande le dérouleur et l'écriture sur bande magnétique de deux blocs de 256 mots. Le signal d'inhibition est utilisé pour indiquer le passage d'une ligne à la suivante et éviter ainsi des décalages en cas de perturbation dans le nombre des impulsions (parasites).

D'autres programmes ont été réalisés :

— constitution d'une table d'étalonnage en mémoire à partir de neuf niveaux de densité bien définis, envoyés à partir du microdensitomètre.

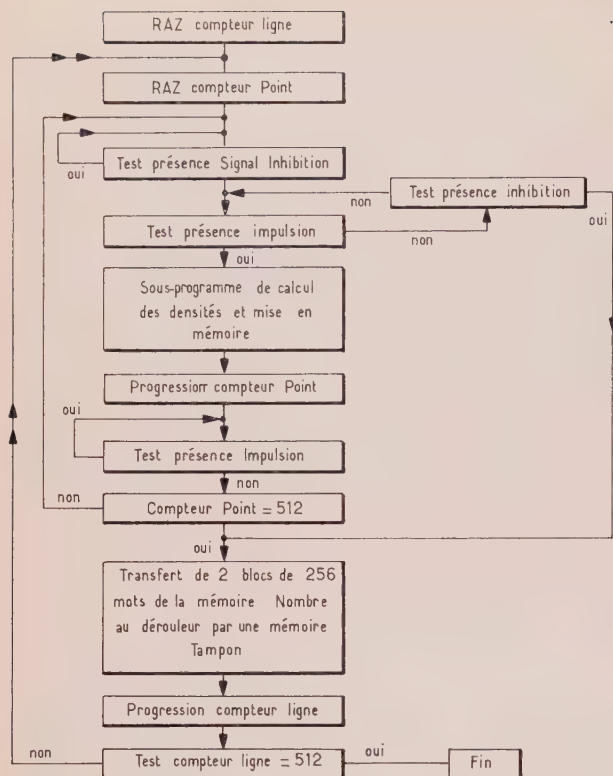


FIG. 4. — Organigramme simplifié de mise sur bande magnétique.

— enregistrement sur bande magnétique des neuf niveaux de densité afin de pouvoir restituer une gamme de gris.

— restitution de l'information enregistrée pour contrôle.

2.2.2. Restitution de la photographie (fig. 5)

Le principe adopté est analogue au précédent. L'appareil de restitution envoie au calculateur une suite de 512 impulsions liées directement à la position du spot sur le film récepteur. Le programme, à chaque impulsion, commande le transfert des informations contenues dans chaque mot de la mémoire-tampon vers le décodeur qui fournit le signal analogique de modulation. Toutes les 256 impulsions, le programme commande le transfert d'un bloc de 256 mots de la bande magnétique dans la mémoire-tampon.

Le contrôle du passage d'une ligne à une autre se fait par une temporisation de 800 ms à partir du signal « début de ligne ».

3. Travaux effectués

3.1. Mise au point de l'ensemble

Les premiers essais faits avaient seulement pour but la mise au point de l'ensemble analyse - enregistrement - restitution. Ils se sont déroulés comme suit :

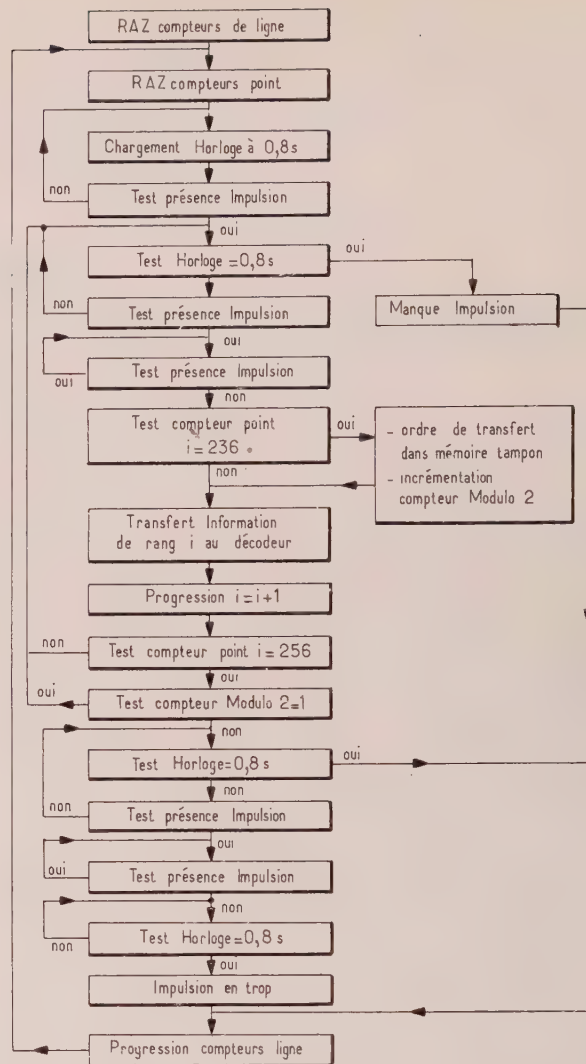


FIG. 5. — Organigramme simplifié du programme de restitution.

— Restitution d'une mire électronique simple enregistrée sur bande magnétique formant un carré blanc et un carré noir, afin de contrôler la synchronisation.

— Enregistrement des neuf plages de densité (étalonnage) et restitution. La réponse sensitométrique du film utilisé pour la restitution n'étant pas linéaire (fig. 6), il sera nécessaire ultérieurement, afin de reproduire correctement les densités, d'établir une table de correction dans le programme de restitution.

— Analyse et restitution d'une photographie.

Conditions d'analyse { Photo : Film type I
Fente : $33 \times 33 \mu$

Conditions de restitution { Film : type II
Nombre de lignes : 200 lignes
Pas de restitution : 250μ

Les photos correspondantes sont présentées figure 7 (photos 1, 2, 3).

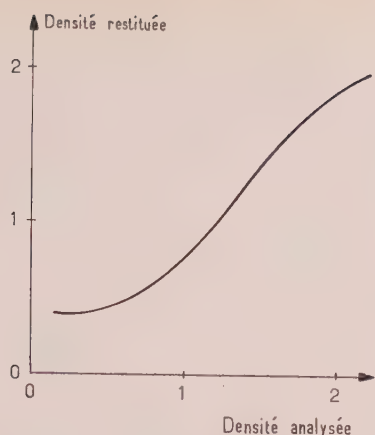


FIG. 6. — Courbe de restitution des densités.

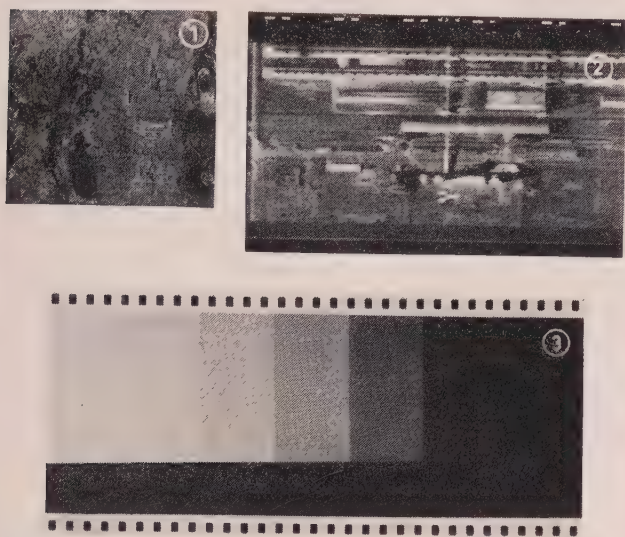


FIG. 7.

3.2. Mesure de bruit photographique

Le bruit photographique est un phénomène aléatoire à deux dimensions dû à la structure granulaire de l'émulsion du film. Ce phénomène aléatoire peut être considéré comme isotrope et stationnaire, ce qui ramène son étude à une seule dimension.

Lors de l'analyse d'une plage de densité uniforme impressionnée sur un négatif photographique, par une fente de surface S , on obtient, à la sortie du photomultiplicateur détecteur, la composante continue sur laquelle se superpose un signal aléatoire correspondant au bruit photographique. Ce signal de bruit varie en fonction de la dimension de la fente d'analyse et de la densité moyenne de la plage.

La tension, sortant du microdensitomètre, étant proportionnelle à la densité, les mesures de bruit sont faites directement en densité à partir d'un sensittogramme de 21 plages de densité uniforme impressionné sur type I et type II (les deux types de film). Chaque plage correspondant à une densité moyenne est analysée avec des fentes carrées de différentes dimensions. Afin d'augmenter la précision de la

mesure, celle-ci est faite sur trois balayages, c'est-à-dire 1 560 échantillons.

Nombre d'échantillons : 1 560

Pas d'échantillonnage : $0,3 \mu$

Conditions
d'analyse

Fentes utilisées $\left\{ \begin{array}{l} 5 \times 5 \mu \\ 10 \times 10 \mu \\ 15 \times 15 \mu \\ 20 \times 20 \mu \\ 40 \times 40 \mu \end{array} \right.$

Les résultats sont donnés sous forme de courbes (fig. 8 et 9) représentant la densité $\bar{D}$ en fonction de l'écart type $\sigma(D)$ calculés comme suit :

$$\bar{D} = \frac{\sum D}{1560}$$

$$\sigma(D) = \sqrt{D^2 - (\bar{D})^2}.$$

3.3. Mesure de fonctions de transfert optique-film

La notion de fonction de transfert de modulation en photographie (optique et film), devient de plus en

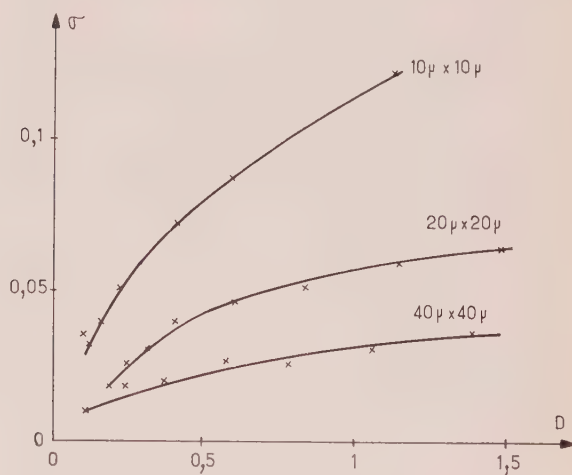


FIG. 8. — Bruit photographique. (type I)

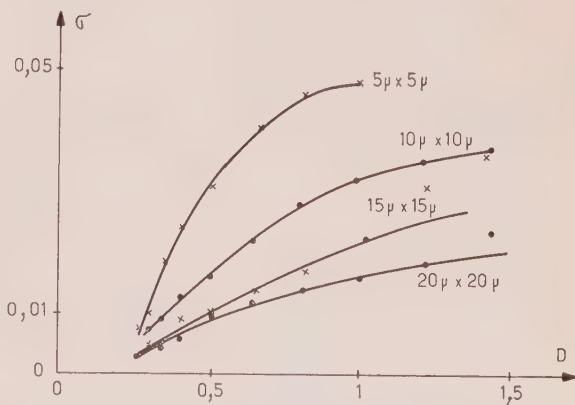


FIG. 9. — Bruit photographique (type II)

plus courante. C'est la réponse d'un ensemble film-optique à des signaux sinusoïdaux de l'umination, en fonction de leur fréquence spatiale exprimée en cycles par millimètre.

Il existe plusieurs méthodes de mesure de la fonction de transfert optique - film :

1) par impression de mire sinusoïdale de fréquence variable et mesure de la modulation obtenue au microdensitomètre.

2) par impression d'un échelon de densité, décomposition de Fourier et comparaison terme à terme du signal original et du signal impressionné.

La première méthode paraît, a priori, la plus simple ; mais il est très difficile de fabriquer des mires sinusoïdales de fréquence fixe et encore moins de fréquence variable.

La deuxième méthode que nous avons étudiée, semble très séduisante, car elle n'impose qu'une seule impression et il est très aisé de faire des échelons de densité. La décomposition de Fourier, qui pourrait paraître la principale difficulté, a été résolue par l'emploi de programme de calcul rapide (Fast Fourier Transform).

Ces deux méthodes imposent, pour l'impression, l'emploi de mire initiale neutre.

3.3.1. Méthode de calcul

Les impressions ont été faites sur film type I et type II par la méthode du contact à partir d'une mire à faible contraste (échelon de densité $\Delta D = 0,17$) réalisée au LRBA. Celle-ci, éclairée par une source de lumière parallèle uniforme, se présente comme un échelon de luminance qui impressionne le film en contact. En agissant sur le temps t de pose, on modifie la position de l'échelon de l'umination sur la courbe de noircissement du film.

L'analyse, au microdensitomètre, avec une fente rectangulaire très fine de la mire initiale, donne une courbe en densité que l'on doit transformer en transparence d'après la relation :

$$D = -\log T.$$

L'échelon de l'umination est alors directement proportionnel à l'échelon de transparence (fig. 10) :

$$\begin{aligned} E_1 &= T_1 L t \\ E_2 &= T_2 L t. \end{aligned}$$

L'analyse au microdensitomètre avec la même fente de l'impression obtenue sur le film est une

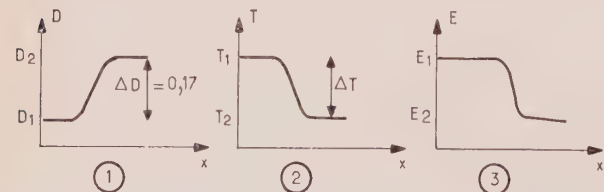


FIG. 10. — Mire initiale. 1. Échelon de densité. — 2. Échelon de transparence. 3. Échelon de l'umination.

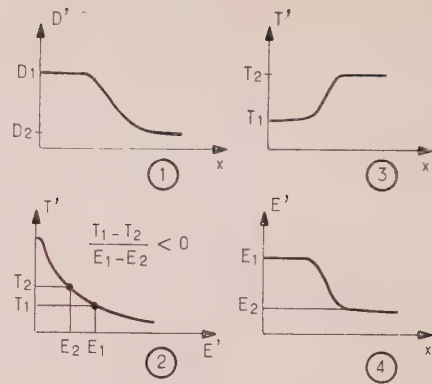


FIG. 11.

1. Échelon de densité. — 2. Noircissement du film. 3. Échelon de transparence. — 4. Échelon de l'umination.

courbe représentant un échelon de densité inversé par rapport au précédent. Cet échelon, ainsi obtenu, est affecté de la même manière que le précédent par la fonction de transfert de la fente du microdensitomètre, mais en plus, par la fonction de transfert de l'ensemble de restitution (film + système de contact). Afin de pouvoir analyser cette détérioration, il est nécessaire de transformer l'échelon de densité en transparence et, par l'intermédiaire de la courbe de noircissement $T = F(E)$, de revenir à l'échelon de l'umination. Dans notre cas, la variation de densité étant très faible, on peut assimiler la courbe de noircissement autour du point de fonctionnement à une droite, de pente :

$$\frac{\Delta T}{\Delta E} = \frac{T_1 - T_2}{E_1 - E_2}.$$

Le passage de l'échelon de transparence à l'échelon de l'umination consiste simplement à multiplier par la pente $\Delta E / \Delta T$.

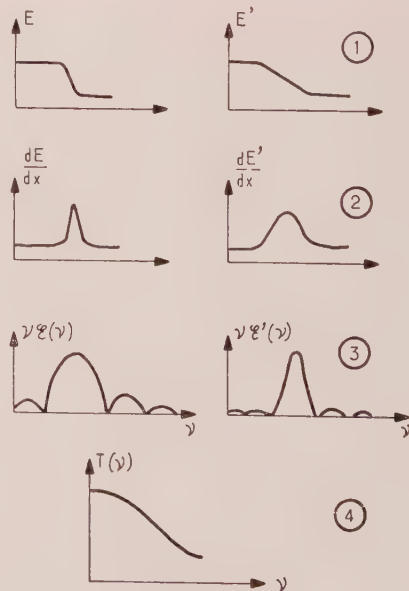


FIG. 12.

1. Fonctions à comparer. — 2. Dérivées. — 3. Décompositions en fréquences spatiales du signal analysé. — 4. Fonctions de transfert.

Les signaux représentant la densité, échantillonnés, codés et mis en ordinateur, sont transformés, selon la méthode indiquée ci-dessus et dérivés. On calcule ensuite, par la méthode de la transformée de Fourier rapide (Algorithme de FORMAN), la décomposition en fréquences spatiales des deux signaux à comparer. En divisant, amplitude par amplitude, les résultats de décomposition des deux signaux E et E' pour chaque fréquence spatiale, on obtient directement la fonction de transfert désirée (fig. 12).

3.3.2. Résultats

Les premiers résultats ont été obtenus par la méthode précédente à partir d'une mire impressionnée sur film de type I et analysé par des fentes de largeur 20 et 5 μ . Les figures 13 et 14 montrent, pour les fentes 20 et 5 μ , les traces microdensitométriques ainsi que les courbes en transparence et les dérivés correspondant à la mire initiale et à l'impression.

La figure 15 représente la fonction de transfert de modulation du film obtenue par la méthode exposée précédemment pour les fentes de 20 à 5 μ .

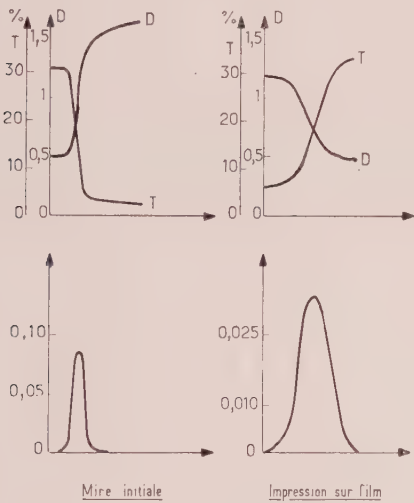


FIG. 13.

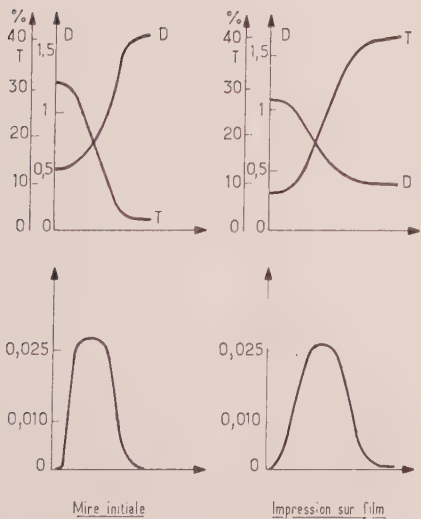


FIG. 14.

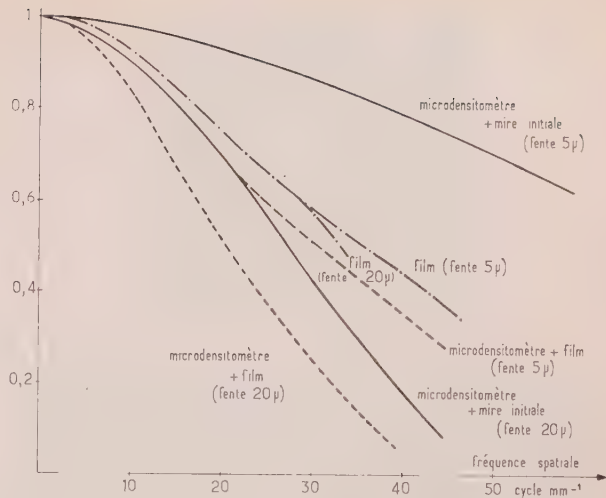


FIG. 15. — M.T.F. film.

On constate que ces deux courbes divergent à 25 tr/mm ce qui correspond à une limite au-delà de laquelle la mesure avec la fente de 20 μ n'est plus valable.

Les résultats obtenus avec des fentes plus étroites font apparaître des phénomènes dus au bruit photographique et il est alors nécessaire de faire un lissage des courbes. Un programme sera étudié incessamment.

4. Détérioration d'image par analyse

Il s'agit d'étudier l'influence de l'analyse et de l'échantillonnage sur la qualité de la photographie. Pour cela, on analyse avec des spots de dimensions variables une photographie d'un type donné et on la restitue sur bélinographe.

Les premiers travaux ont été faits dans les conditions suivantes :

Photographie originale	Altitude de prise de vue : 15 km	
	Film : type I	
	Focale : 150 mm.	
Spot d'analyse	33 × 33 μ	
	13 × 13 μ	
	7 × 7 μ	
Pas d'échantillonnage	33 μ	
	13 μ	
	7 μ	

Les photographies présentées en figure 16 (photos 4, 5, 6) sont respectivement : la photo originale, la photo analysée à 33 μ , la photo analysée à 13 μ .

On voit déjà, sur cette dernière, apparaître le bruit photographique.

5. Conclusion

L'ensemble d'analyse et de restitution, ainsi décrit, nous a permis d'expérimenter les méthodes de mesure

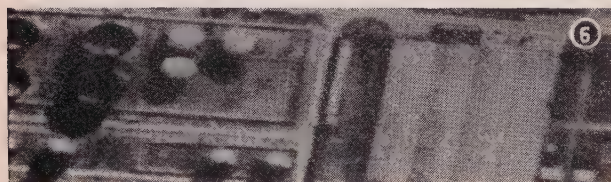
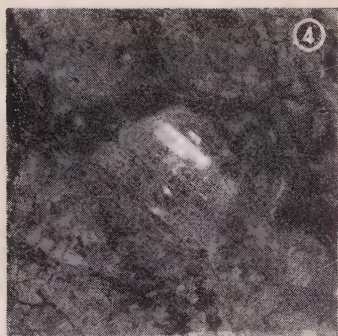


FIG. 16.

de bruit photographique et de fonction de transfert qui sont fondamentales pour la caractérisation d'une photographie aérienne, ainsi que la méthode à employer pour l'étude des conditions optimales d'analyse.

La mise au point de ce système a été faite en collaboration avec le Service Calculateur du LRBA. Une chaîne d'analyse et de restitution fonctionnant sur le même principe a été étudiée au LRBA afin d'éviter l'utilisation du calculateur numérique pour l'enregistrement des informations. Le traitement sera, alors, fait à partir des bandes magnétiques par ordinateur IBM.

Le champ d'applications d'un tel système paraît très vaste, car il permet la simulation de conditions particulières d'analyse d'une photographie et le traitement numérique de ces images par calculateur.

Bibliographie

- ROBERT A. — An Automated Technique for Deriving MTF's from Edge Traces. *Photographic Science and Engineering*, vol. 11, n° 2, mars-avril 1967.
- FORMAN H.L. — A fast Fourier Transform Technique and its application to Fourier spectroscopy.
- BELLANGER et BONNAVAL. — Quelques applications de la TFR, technique puissante et économique de calcul des spectres de Fourier échantillonnés. *L'Onde Électrique*, vol. 48, n° 500 pp. 962-972, novembre 1968.

L'IRIS 80

grand système informatique universel

J. AURICOSTE

*Directeur Général Adjoint de la
Compagnie Internationale pour l'Informatique*

1. Introduction

Les plus grands ordinateurs existant à ce jour, tels que le Control Data 7600 et l'IBM-195 ont été conçus pour répondre à des besoins spécifiques, où une très grande vitesse de traitement est requise : c'est le cas, par exemple des calculs nécessités pour le développement des armes thermonucléaires et des calculs météorologiques. Ce sont en fait des machines spécialisées à clientèle limitée. A lui seul, le marché européen, base de notre action commerciale, ne permettrait pas à la CII de s'attaquer seule au développement de telles machines.

En revanche, il existe une couche de plus en plus large de clientèle pour une machine très puissante, capable de remplir concurremment les fonctions suivantes :

— résolution des grands problèmes scientifiques de la recherche ou de l'industrie,

— fourniture d'un service en temps partagé (time sharing) à de nombreux utilisateurs, essentiellement pour des calculs scientifiques et techniques et des travaux simples de gestion,

— gestion de transactions, par consultation et mise à jour en temps réel de fichiers, de banques de données.

La CII tente aujourd'hui de répondre à ce besoin nouveau avec IRIS-80, première grande machine vraiment *universelle* à être introduite sur le marché mondial.

IRIS-80 est une machine universelle dans sa clientèle qui peut être multiple, mais aussi dans son exploitation car son moniteur d'exploitation SIRIS-8 permet bien l'exécution simultanée des trois types de tâches décrites ci-dessus.

2. Clientèle d'Iris-80

En toute priorité, IRIS-80, répond aux besoins des grandes Entreprises et des grandes Administrations dont les applications sont suffisamment intégrées pour justifier un ordinateur centralisé, important.

Ses clients de prédilection se classent en quatre catégories :

a) *Grands centres de traitement* : scientifiques et de gestion où le traitement classique de trains de travaux est effectué à partir de stations locales ou à distance équipées de lecteurs de cartes et d'imprimantes,

b) *Utilisateurs multiples s'adressant à l'ordinateur en temps partagé* : les utilisateurs disposent d'un clavier qu'ils emploient pour converser avec l'ordinateur dans un langage simple (BASIC et FORTRAN) et traiter ainsi des problèmes exigeant un temps de réponse rapide. Les claviers sont de simples téléimprimeurs ou des écrans de visualisation associés à un clavier de dialogue. C'est le domaine des calculs scientifiques ou techniques de faible ou moyenne importance, des calculs de type industriel et financier (prix de revient, impôts, taxes, budgets), des études de marché, etc.

Ce marché, en plein développement, s'adresse à tous les responsables administratifs et techniques de toute industrie ou administration.

c) *Systèmes de gestion en temps réel* (on line) des transactions effectuées à partir d'un clavier sur un fichier central stocké sur la mémoire de masse de l'ordinateur. Citons, dans cette catégorie, les réservations de places (avions, hôtels, théâtres, etc.) les transactions bancaires et d'assurances, celles relatives aux ventes par correspondance, etc.

d) *Systèmes de traitement vraiment en temps réel* de problèmes complexes tels que les calculs de poursuite d'engins spatiaux ou l'acquisition rapide de données de toute sorte.

L'originalité d'IRIS-80 réside dans le fait qu'il peut servir ces quatre types de problèmes *simultanément*.

Puissance de traitement et sécurité de fonctionnement

Pour répondre à ces besoins de la clientèle, IRIS-80 devait être une machine performante.

La caractéristique dominante d'IRIS-80, que la CII voulait la plus modulaire possible pour répondre à une vaste couche de clientèle, est sa possibilité de *multitraitement* répondant à la fois à une puissance graduée en fonction des besoins de l'utilisateur et à une grande sécurité de fonctionnement.

Le *multitraitement* désigne un mode de traitement dans lequel l'ensemble des travaux est pris en compte par plusieurs unités centrales fonctionnant simultanément sur la même mémoire centrale. Le multitraitement ne se confond pas avec la multiprogrammation qui désigne l'exécution en temps partagé de plusieurs travaux sur une même unité centrale, sous commande automatique d'un moniteur unique.

IRIS-80 peut être doté d'une à quatre unités centrales ; le système est particulièrement bien adapté au marché européen où les possibilités d'investissements des Entreprises sont plus étroites qu'aux Etats-Unis : en effet, un utilisateur peut commencer à traiter ses problèmes avec un système d'importance moyenne à une unité centrale et, lorsque ses besoins croissent de façon notable, il peut ajouter une puis deux unités centrales pour obtenir une puissance de traitement accrue.

Les possibilités de multitraitement d'IRIS-80, jointes à la souplesse de son organisation, ont permis à la CII de mettre au point une technique de *reconfiguration* qui augmente la sécurité de fonctionnement (vitale dans le cas d'un grand nombre d'utilisateurs simultanés). On verra plus loin en quoi consiste cette propriété.

3. Structure du système Iris-80

Le système est composé d'un certain nombre d'unités qui sont essentiellement :

- mémoire centrale contenant programmes et données,
- unités centrales assurant les fonctions de traitement,
- unités d'échange qui organisent les échanges d'information entre la mémoire centrale et les périphériques,
- unités périphériques reliées aux unités d'échange par l'intermédiaire d'unités de liaison. Parmi les périphériques, on trouve des organes d'entrée et de sortie tels qu'imprimantes, lecteurs et perforateurs de cartes et des mémoires auxiliaires telles que bandes magnétiques et disques magnétiques. Les unités de télé-

transmission sont également considérées comme des périphériques.

3.1. Mémoire centrale

Toutes ces unités ont un fonctionnement asynchrone et sont reliées entre elles par des liaisons normalisées. Cette organisation confère à l'ensemble un haut degré de parallélisme générateur de hautes performances. En particulier, les accès aux divers blocs mémoire sont entrelacés, c'est-à-dire que des adresses successives se situent dans des blocs différents. Le débit global de la mémoire centrale est ainsi très élevé et atteint environ trois millions de mots par seconde pour chaque organe utilisateur.

La technologie utilisée fait appel aux techniques d'intégration et d'implantation les plus modernes. Le volume de l'ensemble a été minimisé pour raccourcir les liaisons entre circuits. On sait en effet que l'un des facteurs essentiels qui s'oppose à l'accroissement de rapidité de la logique est précisément le temps de propagation des signaux dans les liaisons. Pour illustrer cette optimisation du volume, signalons qu'une capacité de mémoire centrale de 524 000 octets est implantée dans une seule armoire de 1,65 m de haut, 75 cm de large et 80 cm de profondeur.

La rapidité des unités centrales est accrue au maximum par une organisation logique entièrement parallèle. Les opérateurs arithmétiques font appel à des techniques d'accélération du report qui leur confèrent d'excellentes performances. L'emploi de l'anticipation permet d'augmenter le nombre d'opérations exécutées pendant un temps donné : l'unité centrale tient compte simultanément de trois instructions successives, celle qui s'exécute, la suivante qui a déjà été appelée et dont elle calcule l'adresse d'opérande, la suivante qu'elle appelle de la mémoire. Chaque unité centrale peut ainsi exécuter plus d'un million d'instructions par seconde.

Grâce aux techniques d'implantation qui ont été utilisées, la capacité de la mémoire centrale peut atteindre quatre millions d'octets. Cette forte capacité permet d'implanter simultanément de nombreux travaux, et ainsi de rendre minimal le nombre des transferts entre la mémoire centrale et les mémoires auxiliaires.

3.2. Unités centrales

Le système peut réagir instantanément à des sollicitations extérieures matérialisées par des signaux d'interruption. Ces signaux sont reçus par une logique spécialisée qui les prend en compte en fonction de leur niveau de priorité et les transmet aux unités centrales en interrompant les tâches moins prioritaires en cours d'exécution. Le système peut ainsi distinguer jusqu'à 224 niveaux de priorités. La logique d'interruption permet de relier le système à un environnement temps réel quelconque, et le rend apte à recevoir directement des données en provenance de stations d'acquisition ou de télétransmission.

Multitraitements

IRIS-80 fait appel à la technique du multitraitement et de la multiprogrammation. Multitraitement et multi-

programmation sont employés simultanément dans le système IRIS-80, afin de profiter des temps morts dus aux opérations d'entrée et de sortie. Le système peut comporter de une à quatre unités centrales qui travaillent simultanément sur les divers programmes. Chaque unité centrale est un élément anonyme, en ce sens que le système moniteur n'a pas besoin d'affecter les unités centrales aux travaux à traiter. Cette affectation est réalisée de manière automatique par le jeu des interruptions ; en effet, chaque programme est caractérisé par un contexte qui le définit et qui est placé en mémoire au sommet d'une pile, lorsque ce travail est interrompu. Il est rappelé du sommet de la pile par la première unité centrale qui redevient libre et qui peut être différente de celle qui l'exécutait auparavant. Si le système comprend, par exemple, deux unités centrales, il se comporte, en pratique, comme un système classique qui serait équipé d'une unité centrale deux fois plus rapide. On voit ainsi apparaître le principal avantage du multitraitement ; il permet de remplacer une unité centrale unique de prix élevé par plusieurs unités plus simples et plus fiables, mais fournissant une puissance de calcul équivalente. L'affectation automatique des unités centrales aux tâches à traiter simplifie de manière considérable la réalisation du système moniteur, qui demeure comparable à un système classique écrit pour une unité centrale. Citons comme autre avantage essentiel du multitraitement la modularité accrue du système ; l'utilisateur qui a débuté avec une unité centrale, c'est-à-dire, avec un système moyen, peut en doubler ou en tripler les performances, par adjonctions d'unités centrales, d'unités de mémoire et de périphériques.

Reconfiguration

Grâce au multitraitement, le système est reconfigurable, c'est-à-dire qu'un dispositif de commutation électronique permet d'isoler les éléments défectueux et de poursuivre l'exploitation pendant qu'on les dépanne. En pratique, le dispositif de reconfiguration sera utilisé dans deux circonstances bien distinctes :

Tout d'abord, il servira, comme on vient de le dire, à isoler des éléments défectueux qui seront remis aux techniciens de maintenance. L'isolement de ces éléments s'effectue par partage du système en deux partitions physiquement indépendantes, la composition de ces partitions étant affichée sur un panneau de commande centralisé. La figure 1 représente un système ainsi partitionné ; on y voit un premier sous-système, repéré par des hachures sur la figure, isolé pour le dépannage, et un deuxième sous-système qui continue à assurer les besoins de l'exploitation. Les périphériques électromécaniques, comme les lecteurs de cartes ou les imprimantes, seront en général doublés sur des systèmes de cette taille et chacune des partitions pourra donc disposer de ses propres périphériques. Par contre, les bandes magnétiques ou les disques magnétiques seront affectés à l'une ou à l'autre des partitions à partir du panneau de commande centralisé. Le partitionnement est provoqué par l'opérateur qui en informe au préalable le système d'exploitation. Celui-ci peut donc interrompre les travaux en cours et réaffecter les diverses ressources de manière à ne plus utiliser les éléments qui seront retirés de la partition en exploitation. La procédure de retour à la configuration

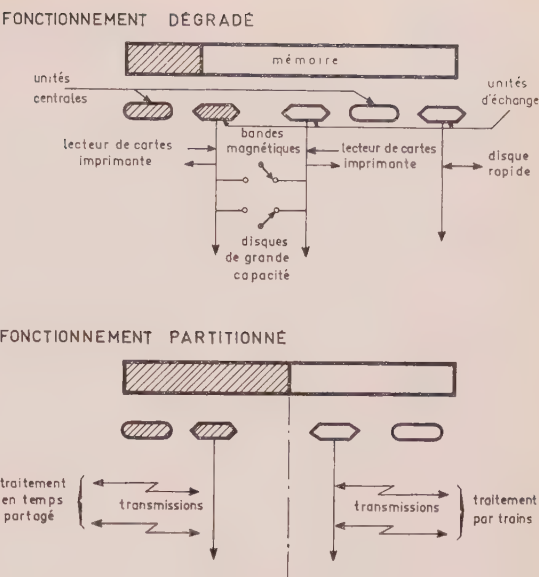


FIG. 1. — Reconfiguration du système IRIS 80.

initiale sera tout à fait analogue et s'effectuera lorsque les éléments défectueux auront été remis en service.

Le dispositif de reconfiguration pourra également être utilisé pour diviser le système en deux partitions physiques contenant deux systèmes opératoires différents. On pourra ainsi envisager un fonctionnement par vacations, la composition des diverses partitions changeant au cours de l'exploitation. A titre d'exemple, citons le cas d'une installation qui, pendant la journée, serait mise à la disposition d'utilisateurs en temps partagé et qui, pendant la nuit, serait uniquement consacrée à des travaux classiques par train. Pendant le jour, le système serait divisé en deux partitions dont l'une effectuerait des travaux de routine par train et dont l'autre serait affectée aux utilisateurs en temps partagé ; pendant la nuit, les deux partitions seraient à nouveau réunies en un seul système qui serait entièrement consacré aux travaux classiques.

Pagination

Un dispositif dit de « pagination », associé à chaque unité centrale, permet de faciliter l'implantation des programmes et des données dans la mémoire centrale. Ces derniers sont divisés en « pages » successives de 2 048 octets dites « virtuelles » qui sont implantées dans des pages « réelles » de la mémoire qui ne sont pas nécessairement successives. Ainsi, tout nouveau segment de programme peut être introduit en mémoire à la seule condition qu'il y ait un nombre suffisant de pages libres. Il devient donc inutile de déplacer périodiquement les programmes afin de ménager des zones libres continues : la gestion de la mémoire centrale, problème essentiel en multiprogrammation, s'en trouve ainsi facilitée. La figure 2 représente schématiquement ce dispositif de pagination. La correspondance entre les pages virtuelles auxquelles les programmes font référence et les pages réelles dans lesquelles les programmes sont implantés, est définie par un jeu de tables contenu dans la mémoire centrale. Chaque unité centrale dispose d'une mémoire asso-

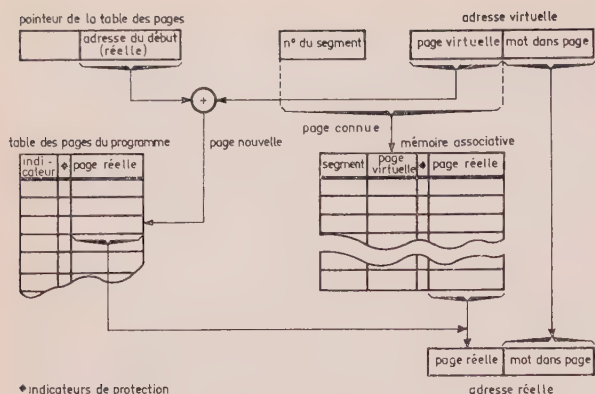


FIG. 2. — Dispositif de pagination d'IRIS 80.

ciative qui contient à chaque instant la correspondance entre le numéro virtuel et le numéro réel des seize dernières pages qui ont été utilisées par le programme. Lorsque l'unité centrale a besoin de lire ou d'écrire un mot dans la mémoire centrale, l'adresse virtuelle de ce mot est transmise à la mémoire associative et recherchée dans un temps de 90 ns ; si cette page virtuelle se trouve dans la mémoire associative, l'adresse réelle correspondante est transmise à la mémoire sans aucune perte de temps. Par contre, si elle ne s'y trouve pas, l'unité centrale va la chercher dans les tables qui se trouvent en mémoire, ce qui exige une durée d'un cycle mémoire. Chaque page comporte 512 mots et la mémoire associative contient donc, à tout instant, les références relatives à 8 000 mots de programme, de telle sorte que, statistiquement, les références aux tables de la mémoire centrale seront relativement peu fréquentes. Signalons enfin que toutes les informations relatives à la protection des programmes entre eux sont contenues dans les tables de la mémoire ou dans la mémoire associative.

Une unité de disque rapide à têtes fixes constitue le support et l'instrument principal du système d'exploitation. Il joue le rôle de tampon entre les organes lents d'entrée et de sortie, tels que les lecteurs de cartes et imprimantes, et la mémoire centrale où s'effectuent les traitements. L'expérience montre qu'un système moniteur fonctionnant sur de tels principes apporte un accroissement de débit considérable par rapport à des systèmes utilisant des disques à bras mobile ou des bandes magnétiques.

IRIS-80 est compatible avec le système CII-10.070. Cette compatibilité au niveau unité centrale est prolongée par une compatibilité totale au niveau du système d'exploitation ; le système d'exploitation IRIS-80 impose aux programmes les mêmes règles d'écriture et les mêmes conventions que le système 10.070. La compatibilité s'exerce seulement dans le sens ascendant, car le système IRIS-80 comporte des fonctions inconnues sur le système 10.070 ; c'est le cas, en particulier, du multitraitement. Ces fonctions se traduiront, au niveau du système d'exploitation, par des possibilités inexploitées sur 10.070.

3.3. Schéma général d'Iris-80

La figure 3 représente le schéma général d'un système IRIS-80 comprenant à titre d'exemple :

— Deux unités mémoires de 524 000 octets chacune. Chaque unité comprend deux blocs de 262 000 octets ayant un fonctionnement autonome. Les unités mémoires sont reliées aux autres unités du système par des accès indépendants les uns des autres. Le nombre maximal d'unités connectables est de huit ce qui porte la capacité maximum à plus de 4 millions d'octets. Le nombre maximal d'accès par unité est de huit, il y a autant d'accès que d'organes utilisateurs.

— Deux unités centrales qui assurent les fonctions de calcul et de traitement logique. Leur nombre peut atteindre quatre au maximum.

— Une unité d'échange multiplexée. De cette unité partent trois liaisons de huit chiffres binaires :

- une liaison multiplexée à laquelle sont reliés les organes électromécaniques et les lignes de transmissions. Les organes reliés à la liaison multiplexée peuvent fonctionner simultanément ;

- deux liaisons directes auxquelles sont reliées des unités de bande magnétique et des disques à grande capacité. Plusieurs unités de liaison de type quelconque peuvent être connectées à chaque liaison directe mais une seule peut être en fonctionnement à un instant donné.

— Une unité d'échange directe d'où part une liaison directe analogue à celles de l'unité d'échange multiplexée, mais autorisant une cadence de transfert plus élevée. A cette liaison est reliée une unité de disque magnétique à têtes fixes qui constitue le support du système d'exploitation.

— La logique d'interruption. Les signaux d'interruption externes sont classés par niveaux de priorité et sont reçus par un ensemble d'éléments logiques qui analysent les priorités respectives et retransmettent aux unités centrales le numéro du niveau en attente ayant la plus forte priorité. Les unités centrales comparent entre elles les niveaux des programmes qu'elles exécutent et celle dont le programme a la plus faible priorité examine la demande en attente et la prend en compte si elle est de priorité supérieure à celle du travail en cours.

— La liaison programmée. Elle permet aux unités centrales de s'adresser directement par des instruc-

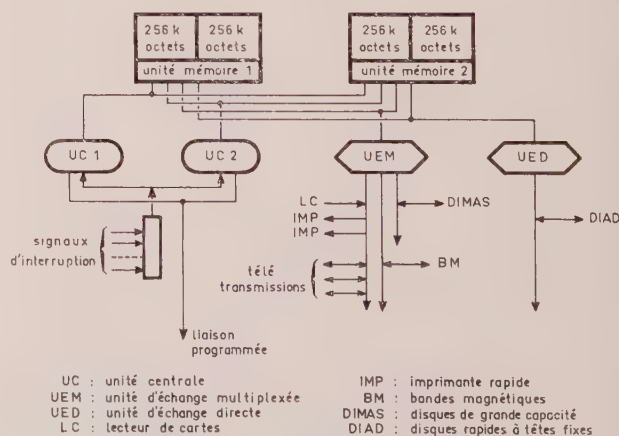


FIG. 3. — Schéma général d'Iris 80.

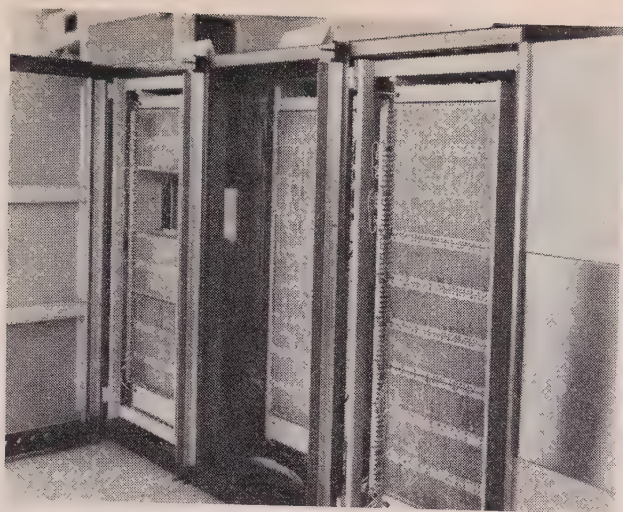


FIG. 4. — Vue générale du câblage arrière des châssis IRIS 80.

tions du programme à un environnement « temps réel » par l'intermédiaire d'unités de liaison spécialisées. Ces unités de liaison peuvent demander un échange d'informations aux unités centrales par l'intermédiaire de signaux d'interruption externes.

La configuration représentée ci-dessus n'est nullement limitative et est donnée seulement à titre d'exemple pour illustrer la structure du système. Le nombre maximal d'unités centrales et d'unités d'échange est limité en pratique par le nombre maximal d'accès mémoire qui est égal à huit, comme nous l'avons vu plus haut. Cependant, deux unités d'échange peuvent partager la même liaison mémoire par l'intermédiaire d'un dispositif optionnel. On pourrait ainsi envisager, par exemple, un système équipé de quatre unités centrales et de douze unités d'échange groupées deux par deux sur le même accès mémoire. Il est cependant peu probable qu'un système aussi important ait jamais à être composé. On notera que toutes les liaisons reliant les diverses unités entre elles sont des liaisons du type omnibus qui assurent un multiplexage dans le temps des informations échangées : on aperçoit, par exemple, une telle liaison qui relie entre elles unités centrales et unités d'échange. Elle permet à toute unité d'initialiser le fonctionnement de toute unité d'échange ; pendant le temps très bref nécessaire à cette initialisation, la liaison est immobilisée par l'unité centrale en question. Elle se libère dès que l'initialisation est terminée et devient disponible pour une autre unité centrale. La liaison programmée, les liaisons huit chiffres binaires commandées par les unités d'échange et les liaisons mémoire sont également de ce type.

4. Technologie d'Iris-80

Les critères qui ont régi la conception de cette machine sont essentiellement le prix de revient, la vitesse et la fiabilité ; on a combiné des circuits à hautes performances avec des techniques d'assemblage demeurant relativement classiques. C'est ainsi que tous les

circuits sont réalisés en utilisant des circuits intégrés pour les éléments actifs (basculeurs, inverseurs, amplificateurs, blocs de registre et discriminateurs). Par contre, les éléments logiques nécessaires entre ces éléments actifs sont réalisés en composants discrets : diodes et résistances sous forme de boîtiers de cinq résistances réalisées par sérigraphie.

En ce qui concerne les techniques de construction, la machine IRIS-80 reste relativement classique mais un gros effort a été fait sur le plan des outillages de fabrication pour assurer, d'une part, un prix de revient aussi bas que possible et, d'autre part, un maximum de qualité. Les composants sont montés sur des plaquettes de circuits imprimés double face ou double face avec plan de masse intermédiaire. Ces plaquettes, qui ont 52 points de sortie, sont groupées en paniers (rangées) de 32 plaquettes. L'assemblage de un, deux ou (au maximum) trois paniers avec les structures mécaniques nécessaires à la tenue constitue un châssis.

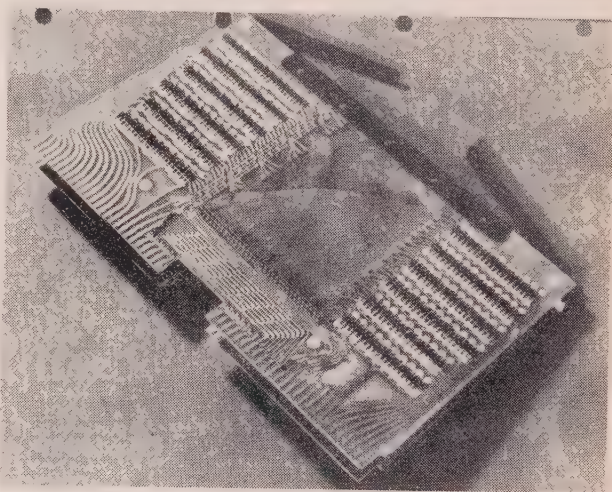


FIG. 5. — Vue d'une plaquette mémoire. Elle est composée de deux circuits imprimés. Les tores de ferrite sont placés entre les deux circuits.

Le câblage arrière des châssis se fait partiellement en circuits imprimés (le fond du châssis est lui-même un circuit imprimé) pour la distribution des tensions et des masses, et partiellement en câblage enroulé. Les liaisons entre châssis se font par liaison directe si les performances l'exigent ou par l'intermédiaire de câbles. Les châssis sont assemblés dans des cadres ou portes techniques, qui peuvent recevoir jusqu'à trois châssis (soit neuf paniers, c'est-à-dire 288 plaquettes). Chaque cadre a la possibilité de recevoir sur l'un des côtés, et ce sur toute la hauteur, les alimentations basse tension régulées dont il a été question plus haut. Du côté alimentation, le cadre possède les éléments mécaniques nécessaires à sa fixation dans une baie. C'est une fixation qui permet ensuite l'articulation du cadre dans la baie, de façon qu'il puisse s'ouvrir comme une porte. Une baie comporte normalement trois portes techniques c'est-à-dire trois cadres, dont deux articulés. Les alimentations sont implantées dans des baies séparées qui permettent d'alimenter chacune quatre armoires logiques ou mémoire.

4.1. Circuits

Sur le plan des techniques et outillages de contrôle, un gros effort a été fait pour assurer un maximum de fiabilité, en multipliant les points de contrôle jusqu'à la mise au point finale. Cet effort d'automatisation a porté sur le contrôle de réception des composants et sur le contrôle des opérations de câblage. De la même manière, les bancs d'essais pour les mises au point partielles ou finales sont très nombreux et ont exigé un investissement important. Enfin, il faut signaler dans ce domaine que l'utilisation, sur une grande échelle, de circuits intégrés nécessite des bancs d'essais très complexes au stade de la réception de ces composants.

Sur le plan des circuits, la technologie IRIS-80 utilise, comme il a été dit précédemment, un mélange de circuits intégrés et de composants discrets. C'est une technologie DTL caractérisée par un temps de propagation moyen par couche d'environ 20 ns, compte tenu du câblage entre éléments. C'est ainsi, pour donner un exemple, que pour traverser quatre amplificateurs avec la logique associée et mémoriser le résultat dans un basculeur, on considère qu'il faut environ 130 ns.

Cette technologie se caractérise aussi par une sortie (fan-out) élevée, de l'ordre de 10 à 15, et par une excursion de tension assez importante, compte tenu de l'utilisation de circuits intégrés.

Les interconnexions entre les châssis sont toutes réalisées en lignes adaptées ou semi-adaptées.

Tous les circuits actifs sont réalisés en circuits intégrés. Les réseaux logiques à diodes sont réalisés en composants discrets avec une intégration au niveau des résistances qui se présentent sous forme de boîtiers dans lesquels ont été réalisées, par sérigraphie sur support céramique, cinq résistances (six fils de sortie par boîtier : un par résistance, plus un commun pour la tension de rappel).

Tous les composants sont montés sur des plaquettes et il y a actuellement environ cent types de plaquettes comprenant les plaquettes mémoire, horloge et les plaquettes de transmission sur les câbles.

4.2. Blocs mémoire

Les blocs mémoire sont réalisés à partir de tores de ferrite ayant un diamètre de 18 millièmes de pouce, en utilisant un mode de sélection à trois fils. Le cycle intrinsèque de ces mémoires est de 650 ns. Il est bon de rappeler aussi qu'il y a recouvrement entre les différents blocs mémoires.

Logiquement et physiquement, un bloc mémoire peut avoir une capacité variant de 32 000 à 64 000 mots de 32 chiffres binaires. Un système IRIS-80 peut comporter jusqu'à 16 blocs mémoires. Chaque bloc mémoire doit être considéré comme une entité qui inclut :

- le support de mémoire (les tores de ferrite),
- le registre d'adresses,
- les circuits de sélection,
- les circuits de lecture,
- les circuits de génération et de vérification de parité (un chiffre binaire de parité par octet),

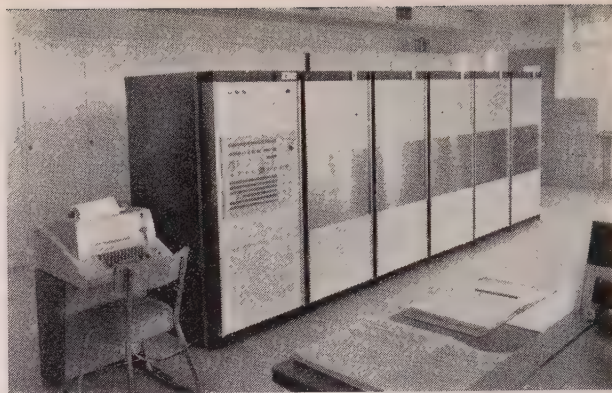


FIG. 6. — Vue de l'unité centrale de la mémoire et des unités d'échange d'un système monotraitement IRIS 80.

— les circuits de priorité entre les différents accès (maximum de huit accès),

— les circuits d'émission et de transmission des signaux soit vers une unité arithmétique, soit vers les unités d'échange,

— et enfin, les circuits de synchronisation.

Dans une baie, il peut y avoir un maximum de deux blocs mémoires, la capacité de chacun de ces blocs pouvant être de 32 000 ou 64 000 mots.

Le problème des alimentations et de leur fabrication a été l'un des plus ardues à résoudre. En effet, sur le plan de leur conception, elles sont assez inhabituelles car elles utilisent à tous les niveaux un maximum de régulations par voie magnétique. Par ailleurs, afin de faciliter le redressement et de diminuer la taille des transformateurs dans les alimentations régulées, ces alimentations comportent à l'origine (à l'arrivée du réseau), un ensemble qui transforme la tension du réseau en tension 2 400 Hz (par redressement du réseau 50 Hz, puis génération par onduleur statique d'une tension à 2 400 Hz).

5. Position d'Iris-80 dans la gamme CII

IRIS-80 vient prendre le haut de la gamme CII qui était jusqu'alors occupé par le système CII 10.070, déjà largement commercialisé. Il était donc indispensable d'assurer une compatibilité entre ces deux systèmes, afin de permettre aux utilisateurs de 10.070 d'accroître leur puissance de traitement en passant à un système plus important. Un ensemble IRIS-80 équipé d'une unité centrale offrira un débit supérieur d'un facteur 1,6 environ à celui du 10.070 ; avec deux unités centrales, ce facteur sera porté à plus de 3.

Par rapport à IRIS-50, le rapport des puissances est de 4 avec une unité centrale et de 7 avec deux unités centrales.

La compatibilité entre IRIS-80 et 10.070 s'exerce à deux niveaux.

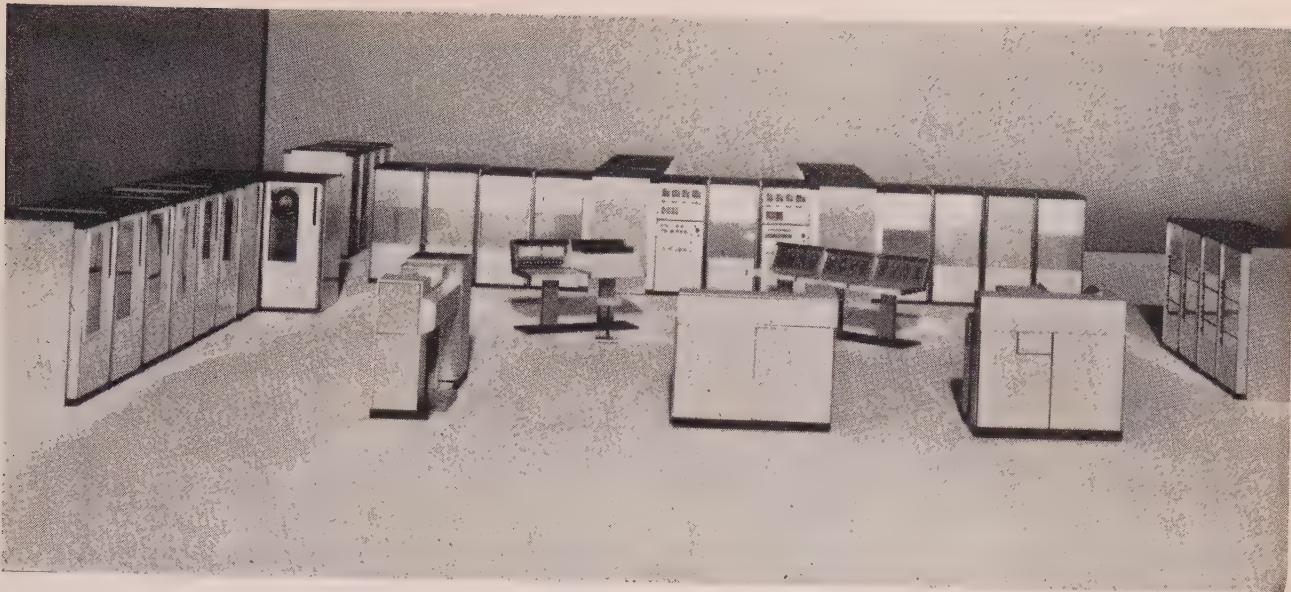


FIG. 7. — Vue générale d'un système de multitraitements IRIS 80.

- Au niveau du problème à traiter : tous les programmes des utilisateurs de 10.070, écrits, soit en langage assembleur, soit dans des langages externes tels que FORTRAN ou COBOL sont réutilisables sur IRIS-80 avec le moniteur SIRIS-8, IRIS-80 pourra donc bénéficier de la large bibliothèque de programmes qui existe dorénavant sur 10.070.

- Au niveau du système : IRIS-80 dispose d'un mode de fonctionnement dans lequel toutes les fonctions de supervision du 10.070 sont intégralement simulées. Cela permet d'employer sur IRIS-80, tous les systèmes d'exploitation (y compris les moniteurs) utilisés sur le 10.070. Toutefois, cela impose comme restriction que la partition physique dans laquelle sera placé le moniteur 10.070 ne dépasse pas la configuration maximale d'un système 10.070, c'est-à-dire 128 000 mots de mémoire et une seule unité centrale.

Cette compatibilité avec le 10.070 est donc complète. Cette propriété était fondamentale car elle permet à la CII de lancer IRIS-80 à coup sûr avec un *software* de base éprouvé dès les premières installations, et d'ajouter progressivement des possibilités accrues. La mise sur le marché d'IRIS-80, machine de conception très avancée, ne se fera donc pas au détriment de sa clientèle.

6. Position d'Iris-80 sur le marché mondial

IRIS-80, comme toutes les très grosses machines, possède des aspects particuliers qui rendent illusoire une comparaison point par point. D'ailleurs une véritable comparaison ne peut se faire que sur une application bien déterminée. Cependant, on peut examiner dans quelle « population » de machines, on peut situer IRIS-80 :

— Il faut d'abord éliminer les « super » gros ordinateurs (360/195, CDC-7600) qui, ne serait-ce que pour les prix, se situent très au-dessus d'IRIS-80.

— Les voisins d'IRIS-80 sont tous américains :

IBM	: 360-75 et 360-85
CDC	: 6400 - 6500 - 6600
UNIVAC	: 1108
GE	: 635

Aucune de ces machines ne cumule à elle seule, comme IRIS-80, les qualités suivantes :

- Hautes performances techniques,
- Bonne adaptation au télétraitement,
- Bonnes performances en gestion,
- Système d'interruption puissant nécessaire à de bonnes performances en temps réel,
- Système d'exploitation souple permettant de servir simultanément les quatre types de clientèle mentionnés au début de cet article.

7. Conclusion

En conclusion, on peut dire que la CII, avec IRIS-80, entre par la grande porte dans le domaine des grands systèmes d'informatique :

- Première machine mondiale à être annoncée d'emblée en multitraitements, IRIS-80 a été « pensée » ainsi, dès 1967, date du début de sa conception. Cela montre bien la capacité d'innovation technique de la CII.

- Muni d'une technologie et d'un *software* éprouvés dès le départ, IRIS-80 possède, de plus, des performances et un rapport performance/prix extrêmement brillants.

Il n'y a pas lieu de douter que, pour toutes ces raisons, IRIS-80 rencontrera sur le marché un vif succès, donnant ainsi à la France la place qu'elle mérite sur le marché mondial de l'Informatique.

Liaisons entre laboratoire de recherche et unités industrielles

Ph. GISCARD d'ESTAING

Laboratoire Central de Recherches Thomson-CSF

1. Introduction

Les problèmes que nous évoquons ici sont fort complexes et c'est, pour une certaine part, faute d'avoir su leur apporter des solutions satisfaisantes que nous nous trouvons, en France, dans la situation paradoxale d'être l'un des pays qui consacre le plus fort pourcentage de ses investissements de recherche aux études fondamentales et dispose, de ce fait, d'une matière à développement industriel considérable et qui en tire, en définitive, le plus faible bénéfice sur le plan industriel et économique.

Cette situation mérite qu'on s'en inquiète et que l'on se préoccupe d'y porter remède.

On ne peut que se féliciter que la SFER nous permette aujourd'hui d'en discuter. La contribution que je peux apporter à cet échange de vues est partielle puisque c'est à travers les problèmes qui se posent à notre propre groupe industriel THOMSON-CSF que j'en juge. Les réflexions auxquelles nous sommes conduits et les solutions que nous mettons en œuvre à l'intérieur de notre groupe ne sont pas obligatoirement transférables à d'autres entreprises et peut-être encore moins à d'autres secteurs de recherche.

Je pense cependant que le problème se pose partout et pour tous de la manière qui peut être résumée de la façon suivante :

1. La recherche doit se traduire par des résultats et pour qu'ils soient réels il est nécessaire que soient franchies dans de bonnes conditions toutes les étapes qui conduisent de l'invention à la mise en exploitation industrielle.

2. Il est nécessaire de bien exploiter une invention et cela suppose que les chercheurs poursuivent l'exploration de ses domaines d'application sans s'arrêter au premier d'entre eux. Il faut donc que l'investigation se poursuive pendant longtemps au laboratoire.

3. Il est nécessaire aussi que, dès que possible, surtout si l'on songe que, dans le milieu concurrentiel où nous sommes dans la plupart des cas, l'avantage industriel qui résulte d'une invention n'est que de

très courte durée, il est donc nécessaire que le résultat de la recherche soit apprécié, évalué sur les plans industriels et commerciaux, sans le moindre retard. Ceci ne peut être fait que par l'industriel responsable, en définitive, financièrement du choix et de l'évolution des produits qu'il fabrique, de manière à faire face au mieux à la concurrence et à satisfaire au mieux ses clients.

Le problème ainsi posé fait bien apparaître la nécessité d'une liaison étroite entre le laboratoire et l'unité industrielle et d'une commune participation à la promotion du progrès technique et économique souhaité.

Mais, ainsi qu'on le constate très généralement, les conditions de succès, en la matière, sont difficiles à remplir.

Je pense que, pour tenter d'y apporter une solution, il faut examiner :

— d'une part, quel rôle doit jouer le laboratoire dans un groupe industriel — et je rappelle que je m'en tiendrai à ce cas particulier —,

— d'autre part, quelles sont les meilleures — ou les moins mauvaises — conditions de transfert et de prise en charge par les unités industrielles des résultats de la recherche.

2. Rôle du laboratoire industriel

Avant de parler du rôle des laboratoires industriels, il me paraît nécessaire de préciser que nous avons opté, à l'intérieur de notre groupe, pour une forme d'organisation qui conditionne, en quelque sorte, l'idée que je me fais, et que je vais vous exposer, du rôle d'un tel laboratoire.

Nous avons en effet choisi de concentrer une part importante de nos moyens de recherche dans un Laboratoire Central de Recherches de la Compagnie qui a une vocation générale vis-à-vis de l'ensemble de ce que j'appellerai par la suite nos unités industrielles qui

sont des unités opérationnelles décentralisées, divisions ou filiales, chargées chacune de l'exploitation d'un domaine technique particulier. Il nous a paru raisonnable de ne confier à ces unités que des missions de recherches techniques bien déterminées :

— celles qui sont absolument spécifiques de son activité et sans lien avec celles des autres unités (par exemple certaines techniques propres aux tubes électroniques).

— celles qui sont très directement liées au développement à court terme ou même qui le conditionnent. Il s'agit, en l'occurrence, plus des études d'industrialisation et de développement que de la recherche appliquée qui reste du domaine et constitue même l'essentiel de l'activité du Laboratoire Central de Recherches.

Un laboratoire industriel tel que le nôtre doit *avant tout* et je dirais même *exclusivement* se consacrer à préparer l'avenir à moyen ou à long terme du groupe auquel il appartient, par la réalisation de recherches appliquées dans les domaines d'activité industrielle de ce groupe. L'entreprise se doit, sous peine de disparaître, d'être gouvernée par des objectifs de rentabilité ; ses investissements, dans le domaine de la recherche comme dans les autres, investissements fort lourds d'ailleurs, doivent nécessairement être faits en tenant compte de ce souci capital.

Cela se traduit par le fait, que l'on peut déplorer mais qu'il faut reconnaître, que des entreprises ne peuvent pas, sauf peut-être cas très particuliers que l'on ne rencontre d'ailleurs, je pense, ni en France ni même en Europe, se consacrer à des recherches à caractère fondamental.

Sans vouloir évoquer aujourd'hui le problème, lui aussi fort important, de la répartition des tâches de recherche entre les laboratoires d'Etat et les laboratoires d'industries, il faut souligner que cette option, ce choix, auquel sont conduits ces derniers suppose, bien entendu, que les laboratoires d'Etat puissent les faire profiter du résultat de leurs propres travaux et leur permettre ainsi de se consacrer sans arrière pensée à ce qui doit être leur but unique : recherche orientée vers des résultats exploitables sous la forme économique de l'industrialisation et de la commercialisation.

Le souci de préparation de l'avenir à moyen ou à long terme du groupe conduit le Laboratoire à établir une première forme de relation avec les unités industrielles et je pense d'ailleurs qu'elle est très importante et conditionne très largement la réussite des actions qu'il peut entreprendre.

Il s'agit de l'établissement et de la remise à jour de façon régulière du programme de recherches du laboratoire. Le choix des axes et le poids respectif qu'il convient de leur attribuer les uns par rapport aux autres ne doit pas et ne peut d'ailleurs pas raisonnablement être fait par le laboratoire, de façon unilatérale.

Il est évident que les unités industrielles responsables d'un secteur d'activité déterminé sont les mieux placées pour les connaître et en apprécier l'évolution

et que, par conséquent, ce sont elles qui, pour la plus large part, doivent définir les voies dans lesquelles il convient d'orienter la recherche.

Leurs critères d'appréciation ne sont pas forcément tous d'essence technique et il est fort possible que, dans certains cas, ils le soient même assez peu, mais le poids des contraintes industrielles, commerciales ou financières, en matière d'investissement par exemple, peut être tel qu'il apparaisse déraisonnable d'entreprendre telle recherche, a priori très séduisante sur le plan technique, mais dont la portée, sur le plan industriel, se trouverait gravement compromise par les difficultés de transposition. Il est alors sûrement meilleur, dans ces conditions, de s'en tenir à une solution moins évoluée techniquement mais dont le débouché paraît mieux assuré et pour laquelle, de ce fait, l'unité industrielle sera d'ailleurs plus tentée de collaborer avec le laboratoire.

On connaît trop de résultats d'étude très brillants, et donc généralement fort coûteux, mais sans prolongement industriel et sans rentabilité, pour ne pas attacher beaucoup de poids au critère qui vient d'être défini et au mode de collaboration préconisé avec les responsables industriels, lequel conduit donc à tenir un très large compte des besoins qu'ils manifestent. Cela paraît être une nécessité absolue si l'on veut éviter l'isolement du laboratoire dans le groupe et faire reconnaître l'intérêt de ses travaux.

Cependant une politique qui ne serait basée que sur ce seul critère serait sûrement dangereuse puisque :

— d'une part, elle limiterait le développement de l'entreprise aux seuls domaines dans lesquels elle se trouve déjà présente,

— d'autre part, elle pourrait conduire à décourager, en quelque sorte, l'innovation et la créativité des chercheurs.

C'est là un écueil important dont il faut être conscient et qui amène à pondérer les influences des industriels et des chercheurs au moment où les choix techniques sont faits et à savoir prendre, dans certains cas, malgré tout des risques mesurés que compensent des chances de grand succès. Il doit cependant alors s'agir de cas bien définis et de programmes dans lesquels l'entreprise s'engage en parfaite connaissance de cause.

La préparation, dans de bonnes conditions, de l'avenir d'un groupe industriel comme le nôtre ne peut pas exclure des investigations dans des domaines nouveaux par rapport à l'activité du moment.

Il est donc nécessaire que les travaux du laboratoire comportent une part de recherches, dont l'importance peut d'ailleurs être discutée, que l'on pourrait appeler recherche libre, dans des domaines qui ne sont pas encore ceux du groupe mais pourraient le devenir.

Le choix des axes correspondants est alors essentiellement, au moins au départ, le fait des chercheurs du laboratoire qui proposent, non plus aux unités industrielles mais à la Direction du groupe, d'explorer tel ou tel domaine nouveau avec idée d'y prendre par la qualité des idées mises en avant, une position

technique avancée garantissant sans trop de risques, un lancement industriel.

Dans de telles circonstances, le laboratoire assume une responsabilité d'ensemble et accomplit, sous une forme qui peut être très importante, sa mission de prévision de l'activité à long terme du groupe, en lui ouvrant des domaines nouveaux.

Peut-être même davantage que pour les travaux faits en liaison avec les unités industrielles, il est alors capital de ne pas perdre de vue les objectifs économiques qui restent forcément les plus importants pour l'entreprise.

La promotion de nouvelles activités constitue sûrement pour les chercheurs de nos laboratoires une motivation particulièrement séduisante, tout en présentant, évidemment, des difficultés sérieuses qui apparaissent au fur et à mesure que l'étude et son résultat prennent forme.

La décision de poursuivre ou d'abandonner tel ou tel axe de recherche de ce type est toujours difficile à prendre puisque, le domaine étant nouveau, les moyens d'apprécier la validité du choix et les modalités industrielles à adopter sont limités.

Il faut généralement, dans ces circonstances, et c'est un rôle important du laboratoire, qu'il trouve en son sein les moyens de promouvoir cette nouvelle activité et fournisse lui-même les moyens humains nécessaires pour le faire. Le laboratoire joue tout particulièrement alors son rôle de réserve de cadres techniques.

Il est bien connu que souvent la créativité des chercheurs s'émousse avec le temps et qu'un renouvellement, ou selon l'expression bien à la mode, une certaine mobilité des chercheurs est souhaitable et nécessaire. C'est là une façon fort intéressante, généralement aussi bien pour les individus que pour le groupe auquel ils appartiennent, de résoudre le problème.

Nous allons d'ailleurs voir, en regardant maintenant comment doivent s'effectuer les transferts des résultats des recherches dans les unités, comment le transfert simultané de chercheurs vers les unités de production constitue une des chances importantes de réussite, en même temps qu'il permet d'assurer, comme cela est indispensable, le renouvellement des moyens propres du laboratoire de recherches.

3. Le transfert vers les unités industrielles

Parlons donc maintenant de cette valorisation industrielle de la recherche qui, comme je l'ai dit tout à l'heure, constitue la finalité normale de nos efforts en la matière. Je me limiterai, faute de temps, aux recherches du premier type, dans les axes des unités industrielles qui constituent, je le répète, une très large majorité des travaux du laboratoire.

Au risque de perdre son rôle privilégié d'unité responsable de développer, plus que partout ailleurs dans le groupe, l'innovation et la créativité technique, un laboratoire industriel ne doit pas tenter de déborder du domaine qui est le sien et se laisser entraîner à jouer un rôle industriel pour lequel il n'est pas fait.

Même en effet si les hommes, ou en tous les cas certains d'entre eux, sont susceptibles de faire la re-conversion correspondante, il est bien évident que le contexte général du laboratoire ne constitue jamais, et c'est normal, le cadre adapté à un développement industriel.

Les préoccupations et les contraintes qui ont été rencontrées dans le déroulement de l'étude ne sont pas celles que l'on rencontrera lors de l'industrialisation et ne peuvent qu'inciter à de mauvais choix.

L'appréciation des caractéristiques des produits à développer peut différer totalement selon que l'on se place du point de vue du technicien qu'est l'inventeur, ou de celui du promoteur qu'est le commerçant qui apprécie et juge le marché, ou de l'industriel que préoccupent les meilleures conditions de fabrication.

La distinction de ces rôles est absolument primordiale et elle justifie pleinement, je crois, la séparation physique des unités chargées de les assumer.

J'ajoute que, par ailleurs, une telle confusion des missions conduit obligatoirement à donner aux équipes des dimensions importantes qui, justifiées au départ, peuvent, à terme, poser des problèmes de charge. La recherche de solutions à ces problèmes, en même temps qu'elle détourne le laboratoire de sa préoccupation technique, peut l'entraîner à prendre des options ou des orientations qui l'éloignent de sa mission d'origine, au plus grand détriment à la fois du groupe et des chercheurs.

Il existe là également des exemples de tels détournements dont les résultats ont pratiquement toujours été néfastes.

Comment effectuer alors les transferts dans de bonnes conditions ? Il est évident tout d'abord qu'il convient de susciter, dès l'origine de la recherche et ensuite en permanence, l'intérêt de l'unité industrielle pour le travail en cours au laboratoire. Si cet intérêt disparaît, il faut se poser la question de l'opportunité de poursuivre la recherche ou, en tous les cas, celle de sa réorientation.

C'est certes une grosse contrainte pour le chercheur qui voit ainsi limitée sa liberté d'investigation. Là encore un juste milieu doit être trouvé, mais cette contrainte est nécessaire. Il est bon d'ailleurs qu'elle puisse se manifester sur le plan financier et que, en quelque sorte, l'unité apparaisse au sens usuel du terme comme le client, et le laboratoire, comme le fournisseur.

Il en résulte un couplage étroit entre les intéressés des deux parties, lequel permet de bien suivre l'étude mais aussi et surtout d'apprécier à quel moment il est possible de transférer pratiquement tout ou partie de la responsabilité de l'opération de recherche, en vue de son développement à l'unité.

Le choix de ce moment conditionne très largement la réussite ou l'échec du transfert. Il est, à mon sens, important qu'il intervienne le plus tôt possible, en particulier pour deux raisons :

— la première est que, comme nous l'avons vu tout à l'heure, l'avantage technique qui résulte de la recherche est, dans bien des cas, d'un intérêt limité

dans le temps. La situation générale de la concurrence et la rapidité avec laquelle des inventions, même bien protégées, deviennent pratiquement du domaine public, font que ce facteur temps est primordial et que tout doit être mis en œuvre pour en tirer tôt le meilleur parti ;

— la seconde raison est que, comme chacun le sait, les résultats d'un travail technique sont toujours perfectibles et que la conscience professionnelle du chercheur le conduit tout naturellement à prolonger ses recherches, souvent au delà de ce que sont les besoins réels et instantanés de son client industriel.

Si le transfert géographique du laboratoire vers les usines dans des délais bien choisis est un facteur de réussite, il en est un autre au moins aussi important, c'est celui des hommes.

Autant, en effet, il me paraît peu souhaitable de poursuivre les opérations d'industrialisation à l'intérieur du laboratoire, autant, par contre, il peut être profitable qu'au moins une partie des chercheurs responsables d'une étude quitte le laboratoire à l'occasion de son transfert dans une unité et en suive le développement industriel.

Les avantages sont nombreux et assez évidents. Tout d'abord, en aucun cas, la mise à disposition de rapports ou de dossiers ne peut remplacer le transfert de la connaissance proprement dite, du know-how, et par conséquent l'introduction de chercheurs dans l'équipe industrielle permet sûrement d'accélérer le processus d'industrialisation.

De plus, puisque la recherche ne peut pas et ne doit pas être interrompue brutalement, elle peut ainsi se poursuivre dans les conditions exactes souhaitées par l'industriel et avec les meilleures chances techniques d'aboutir.

D'autre part, la mise en commun de formations, ou de déformations différentes résultant de la pratique prolongée du laboratoire ou de l'industrie est sûrement d'un effet bénéfique pour l'équipe ainsi réalisée et constitue un moyen de renouvellement appréciable pour l'unité.

Enfin, et comme je l'ai déjà dit tout à l'heure mais j'y reviens parce que cela me paraît particulièrement important, cette mobilité des individus est particulièrement souhaitable puisqu'elle permet tout à la fois :

— de garantir le bon déroulement de l'industrialisation,

— d'assurer aux techniciens l'évolution de carrière qu'ils peuvent souhaiter,

— et aussi, de ce fait, de permettre le renouvellement indispensable des équipes du laboratoire.

4. Conclusion

La pratique que nous avons de ce type d'opérations dans notre groupe est importante et les cas de transfert, nombreux et non des moindres.

C'est au laboratoire qu'est née la plus grande partie de nos activités dans le domaine des composants et que se sont développés les techniques et technologies actuellement utilisées dans les unités correspondantes devenues désormais de taille internationale.

C'est au laboratoire également qu'ont été poursuivies et transférées au fur et à mesure les études techniques relatives à l'amélioration des performances de tous nos matériels professionnels, en particulier actuellement, dans le domaine des hyperfréquences. C'est au laboratoire également que sont nées nos activités spatiales et que se poursuivent d'importantes recherches dans ce domaine.

C'est là aussi que nous réalisons actuellement, en liaison avec nos filiales intéressées, les nombreuses études qui conditionnent le développement de l'informatique en France.

Cette pratique et ses résultats font apprécier l'intérêt considérable des laboratoires industriels, aussi bien sur le plan technique que sur le plan industriel et économique.

Ils constituent sûrement, à la fois par leur motivation économique et par les liens étroits qui les unissent aux ensembles industriels, un moyen privilégié et sans équivalent de la valorisation de la recherche.

Cela justifie pleinement, je pense, la confiance que leur font les Pouvoirs Publics en s'efforçant de leur accorder, ce dont nous leur savons gré d'ailleurs, une place de plus en plus grande dans la réalisation des programmes de recherches de la Nation.

Collaboration CEA-Industrie dans le domaine de l'électronique

M. DOIREAU

*Département d'Électronique Générale
Commissariat à l'Énergie Atomique*

J'ai à vous tracer un tableau rapide de la collaboration du CEA avec l'industrie ; je le limiterai, en principe, au domaine de l'électronique, d'une part parce que nous sommes dans une réunion de la SFER, d'autre part parce que c'est mon propre domaine d'activité. La collaboration CEA-Industrie est inscrite dans les textes et, si on fait référence à l'ordonnance du 18-10-45 qui crée le CEA, on y lit que le CEA :

« — poursuit les recherches scientifiques et techniques en vue de l'utilisation de l'Énergie Atomique dans les divers domaines de la science, de l'industrie et de la défense nationale,

— réalise à l'échelle industrielle les dispositifs générateurs d'énergie d'origine atomique,

— en général, prend toutes mesures utiles pour mettre la France en état de bénéficier du développement de cette branche de la science... ».

Il apparaît donc, de façon assez claire, qu'une vocation a été donnée au CEA d'assurer au mieux sa liaison avec l'industrie et d'organiser le transfert dans l'industrie des résultats des laboratoires de recherche. En matière d'électronique, une politique d'ensemble a même été élaborée par une commission dite d'« électronique industrielle », les agents d'exécution étant, sur le plan administratif, le Département des Relations Industrielles, sur le plan technique, le Département d'Électronique Générale.

Dans la pratique, le CEA a dû, jusque vers 1955, fabriquer lui-même ou avec le concours de sous-traitants toute l'électronique et l'instrumentation dont il avait besoin parce qu'il ne les trouvait pas sur le marché français ou, faute de devises, ne pouvait pas se les procurer sur le marché étranger. Vers 1955, les décisions prises concernant le 1^{er} Plan Quinquennal d'énergie atomique, la construction du Centre de Saclay, la mise en route de nouveaux accélérateurs, ont créé un important accroissement des besoins en matériel élec-

tronique. Le CEA s'est mis alors à établir des dossiers de fabrication complets qu'il remettait à un industriel, choisi en général après appel à la concurrence, pour réaliser les fabrications de série. Au bout de quelques années, une certaine décantation s'est produite et quelques industriels sont devenus spécialistes de l'électronique nucléaire. Cette spécialisation les a conduits à constituer des équipes capables non seulement de développer mais encore d'étudier de nouveaux appareils, soit directement, soit par l'intermédiaire de licences étrangères prises, en général, pour assurer la soudure avec la sortie d'appareils originaux. C'est ainsi que la Société Intertechnique, après avoir pris la licence de fabrication d'un analyseur multicanal à tubes, a pu, au bout de quelques années, revendre aux États-Unis la licence d'un appareil multicanal à transistors. Cette nouvelle phase a entraîné un certain ralentissement des études de développement au CEA, les problèmes étant posés de plus en plus tôt aux industriels et, si possible, sous forme d'un cahier des charges établi, dans un certain nombre de cas, avec leur collaboration. Simultanément le CEA continuait à apporter son soutien, soit financier sous forme de marchés de prototypes ou d'un engagement d'acheter un certain nombre d'appareils pendant plusieurs années, soit technique sous forme d'une aide importante apportée pour définir les méthodes de mesure et préciser les essais permettant d'évaluer les différents paramètres et, par conséquent, les performances des appareils. Les appareils ainsi homologués sont réunis dans un catalogue que l'on peut se procurer au CEA.

Le problème délicat qui se pose à l'époque actuelle où les besoins propres du CEA sont en nette diminution, est celui de doser la part d'activité des laboratoires qui doit continuer à être consacrée à ce genre de travaux qui constituent une aide indirecte au développement à court terme et la part d'activité qui doit être consacrée à des études « avancées » qui permettront, à moyen ou long terme, de faire bénéficier l'in-

dustrie de nouveaux progrès techniques. Cet équilibre n'est pas facile à trouver si on ne veut ni stériliser les opérations de développement, ni stériliser les innovations qui sont le meilleur gage pour l'avenir.

D'autre part, les laboratoires de recherche doivent aussi éviter plusieurs écueils :

— le premier est la « perfectionnisme » qui consiste à ne jamais savoir terminer une étude ni présenter un rapport de fin d'étude exploitable, la tendance étant d'ajouter constamment de nouveaux perfectionnements ou de suivre au jour le jour les innovations techniques : c'est ainsi que telle maquette réalisée en éléments discrets est reprise en technologie circuits intégrés en attendant sa transformation demain en technologie MSI ou LSI ;

— un second écueil est celui qui consiste à se désintéresser totalement de la phase développement et de se contenter de résultats toujours « exceptionnels », obtenus sur une maquette avec des composants plus ou moins sélectionnés. Si le laboratoire de recherche est aussi l'utilisateur, il risque, d'autre part, d'être plein d'indulgence à l'égard de son « enfant » et passera outre aux concepts de « fiabilité » et de « maintenabilité » alors qu'il sera très exigeant pour l'appareil de série.

Enfin le laboratoire de recherche n'a que rarement en vue, au départ d'une étude, l'industrialisation possible et les autres applications que l'étude entamée pourrait avoir. Cela conduit en effet à mener l'étude dans un tout autre esprit, en augmente les difficultés, mais aussi l'efficacité.

Il appartient donc au responsable du laboratoire de recherche de bien tenir compte de tous ces facteurs si l'on veut qu'en définitive, les résultats de l'étude soient exploitables par l'industrie sans avoir à reprendre pratiquement des études depuis le début. C'est le souci que nous avons eu pour le développement de l'électronique nucléaire et, en définitive, cette activité a été payante et a permis depuis plusieurs années un chiffre d'affaires annuel pour l'industrie de l'ordre de 180 millions de francs, les commandes du CEA étant de l'ordre de 90 à 100 millions, les exportations de l'ordre de 20 millions.

Je ne m'étendrai pas davantage sur cet aspect de la collaboration avec l'industrie, puisque, dans une certaine mesure, cette collaboration a réussi et qu'elle correspondait à un besoin spécifique conditionnant, en partie, le développement des activités du CEA et que, s'il y a eu effectivement transfert de connaissances ou de résultats de recherche, c'était en fonction d'un plan concerté et réfléchi. C'est pourquoi je vais évoquer d'autres aspects de cette question et d'abord l'aspect « brevets ».

Du fait de l'avance prise en matière nucléaire pendant la dernière guerre par les américains et les anglais et malgré l'existence de brevets de base pris avant la guerre par l'équipe de Joliot-Curie, le CEA se trouvait peu armé pour promouvoir une politique nationale sans tomber sous le coup de brevets étrangers. C'est pourquoi une politique très active de brevets a été mise sur pieds pour inciter chercheurs et ingénieurs à prendre le maximum de brevets de façon que les études originales jouissent d'une protection et

que le CEA dispose, dans les discussions techniques internationales, d'un portefeuille de brevets suffisant pour ne pas se trouver dans une situation inconfortable. Cette politique de propriété industrielle s'est concrétisée, il y a une dizaine d'années, par la constitution d'une société « Brévatomie » à laquelle le CEA ne participe que pour 25 % et où il n'est donc pas majoritaire. Le CEA a confié à cette société la gestion commerciale de la totalité des applications nucléaires de ses brevets propres et de la totalité des brevets issus de ses contrats d'études : de son côté, l'industrie participant à Brévatomie confiait à cette société la gestion des applications nucléaires de ses propres brevets. Leur nombre se monte à 2 500 brevets français et 15 000 brevets étrangers, tandis qu'ont été concédées environ 400 licences et que les redevances versées sont de l'ordre de 1 million de francs par an.

Il est évident que la prise de brevets n'est pas une panacée et que l'action doit être poursuivie par des contacts avec les industriels que l'on pense pouvoir être intéressés par l'application et le développement et par une large information. Pour le nucléaire, cette information est assurée, d'une part, par une revue spécialisée bimensuelle « La propriété industrielle nucléaire » ainsi que par les publications du CEA : rapports et notes CEA, Bulletin Mensuel d'Informations Scientifiques et Techniques (BIST) et son supplément Bulletin d'Instrumentation Nucléaire, enfin rapport d'activité annuel du CEA. Il est bien évident aussi que le transfert de connaissances qui peut se faire par cette voie, ne peut être efficace que si, du côté de l'industrie, en effort est fait pour s'informer, dépouiller ces publications et entamer les dialogues indispensables pour une suite de l'action. En effet, si l'on peut reprocher aux laboratoires de recherche de ne pas toujours faire connaître les résultats susceptibles d'intéresser un partenaire industriel, réciproquement on peut reprocher à l'industrie de ne pas suffisamment exploiter les documentations et publications qui sont à sa disposition.

Un autre aspect de la collaboration avec l'industrie est celui des retombées qu'entraîne la réalisation de programmes importants dans lesquels sont impliqués des laboratoires de recherche. S'il ne s'agit pas là, sans doute, de transfert direct de connaissances de ces laboratoires vers l'industrie, il n'en demeure pas moins que la réalisation de grands ensembles (accélérateurs, réacteurs expérimentaux, séparation isotopique, etc.) a entraîné le développement de techniques nouvelles ou l'amélioration de techniques existantes (notamment le vide, les supraconducteurs et la cryogénie, l'utilisation des calculateurs en connexion directe avec l'expérience, l'électronique rapide, etc.). C'est également l'occasion pour des équipes venant de l'industrie et des laboratoires d'échanger des idées, de s'apprécier mutuellement et par là d'amorcer des collaborations futures. C'est dans le même esprit et sur une échelle moindre que, depuis plusieurs années, nous avons constitué à Saclay des équipes dites d'assistance technique venant de l'industrie et auxquelles nous posons un certain nombre de problèmes d'application pratique ou d'adaptation des matériels qui ont été fabriqués et mis au point par l'industrie. Le contact avec

les utilisateurs, l'appréciation des difficultés que peut présenter l'utilisation d'un matériel, les utilisations diverses qui peuvent en être faites, les suggestions d'amélioration ou les nouveaux problèmes susceptibles d'être posés sont autant d'éléments d'un dialogue qui permet, de façon directe et très constructive, le transfert d'idées et d'une expérience acquise sur le tas.

Je voudrais enfin mentionner une autre forme de collaboration qui a été innovée au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble. Ce Centre a, en effet, été créé avec le double objectif de décentraliser des activités de recherche et de collaborer avec l'Industrie et l'Université. Cela a été facilité par la cohabitation partielle résultant de la présence, dans les laboratoires du Centre, d'équipes universitaires groupées autour de Professeurs de l'Université, conseillers scientifiques du CENG. De même, depuis dix-huit mois, a été constitué un Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Informatique (LETI) qui constitue un organisme de recherche sous contrat et qui permet d'associer directement à une recherche ou un développement des équipes venant d'horizons divers et notamment de l'industrie. Ces équipes retournent ensuite dans leur laboratoire ou usine d'origine pour terminer l'étude ou le développement. On pourrait, réciproquement, former également le souhait d'une mobilité plus grande des chercheurs et que ces derniers puissent facilement passer dans l'industrie pour assurer le développement rapide d'une étude et que, le cas échéant, comme c'est pratique courante aux USA, ils puissent retrouver leur place ou une place dans un laboratoire de recherche lorsque le travail de développement est terminé.

La participation directe d'équipes de l'industrie est évidemment le mode de transfert des connaissances le plus rapide et le plus efficace, mais il n'est pas toujours possible. Ce mode de travail peut être organisé pour un certain nombre de sujets importants. C'est le cas des actions concertées sur le plan national et financées en partie par des crédits gérés par des organismes tels que la DGRST et la DRME. C'est aussi le cas des sujets auxquels l'industrie est intéressée directement et pour lesquels elle trouve dans un Centre Nucléaire un certain nombre de moyens matériels et techniques qu'elle ne possède pas toujours

dans ses propres installations. Il faut également noter que, de plus en plus, les progrès ne peuvent être obtenus que par des équipes interdisciplinaires où chercheurs et ingénieurs venant d'horizons divers (électronique, physique du solide, biologistes, chimistes, etc.) se côtoient et apportent chacun leur pierre à l'édifice. D'une certaine manière, la constitution de telles équipes doit rendre le transfert ultérieur des connaissances plus facile que lorsque l'on a affaire à des chercheurs isolés.

En conclusion de ce bref tour d'horizon, je peux dire qu'en ce qui concerne le CEA, en effort important a été consenti pour le transfert des connaissances des laboratoires vers l'industrie, de façon très différenciée. Ce transfert s'est d'ailleurs trouvé facilité par l'existence de Services Techniques Généraux tels que le Laboratoire d'Electronique et de Technologie de l'Informatique et le Département d'Electronique qui disposent de moyens non négligeables et constituent un relai entre le laboratoire de recherches proprement dit et l'industrie. Sur un plan plus général, on peut également dire que notre expérience montre que l'existence de laboratoires de recherches fondamentales et avancées est absolument indispensable d'une part, pour l'éclosion d'idées nouvelles, l'évolution de la technique et, d'autre part, pour permettre de poser les problèmes dans des termes valables.

Le travail de ces laboratoires ne peut cependant être valorisé qu'au prix d'un effort de développement important, comme l'a souligné un récent rapport de la DGRST. Mais à une époque où les crédits sont rares, on doit résoudre le dilemme :

— ou bien les laboratoires de recherche poussent jusqu'au bout le développement que ne peuvent entreprendre les industriels, mais ils ne sont plus disponibles pour de nouvelles études,

— ou bien ils ne s'intéressent pas au développement pour s'intéresser, en priorité, aux études, mais les opérations de développement risquent de ne pas suivre.

Il y a donc un juste milieu à trouver qui le sera dans la mesure où l'industrie et les pouvoirs publics prendront chacun leur part, variable selon les cas, aux opérations de développement sans lesquelles la recherche ne peut apparaître comme rentable.

PRÉVISION ET PROSPECTIVE DANS L'INDUSTRIE ÉLECTRONIQUE

DEMI-JOURNÉE D'ÉTUDES DE LA SFER

Paris, le 18 décembre 1968

La prospective est à l'ordre du jour et son emploi se développe de plus en plus dans l'Administration et l'Industrie pour préparer les décisions et options qui s'imposent si l'on veut faire face à l'avenir et le façonner d'une certaine façon. L'industrie électronique, qui est un des secteurs de pointe du monde moderne a organisé une réunion comportant neuf exposés suivis de discussions, qui a attiré plus de 200 participants.

La demi-journée était présidée par M. René MONTJOIE, Commissaire général au Plan et animée par l'Ingénieur en Chef Hugues de L'ESTOILE, Directeur du Centre de Prospective et d'Evaluation au Ministère des Armées; ce dernier a mis au point une méthode générale de planification (programmation de la recherche appliquée) qui est décrite dans le numéro 118 d'avril 1968 du *Progrès Scientifique*.

Nous donnons ci-dessous *in extenso* l'exposé d'introduction de M. R. MONTJOIE, Commissaire Général au Plan.

« Lorsque M. SIMON, rencontré voici quelque deux mois, m'a fait part de votre projet de réunion consacrée à « la prévision et la prospective dans l'industrie économique », c'est très spontanément que je lui ai donné mon accord pour y participer, disons même pour profiter de cet ensemble exceptionnel de conférences qui nous est offert aujourd'hui.

« Vous me permettrez d'ajouter que je tenais à marquer tout spécialement l'intérêt que porte le Commissaire Général du Plan à l'activité électronique, pour une série de raisons que je rappellerai en quelques mots, en guise d'introduction à vos débats.

« 1° L'électronique, c'est tout d'abord un *secteur d'activité important* : économiquement, il représente un pourcentage non négligeable du produit national; il a un impact direct sur l'équilibre de la balance des échanges extérieurs, il mobilise dans ses très nombreuses activités, allant de la recherche à l'industrialisation et à la commercialisation, une grande masse d'effectifs et de ce fait tient sa place dans l'équilibre de l'emploi. Cela c'est pour le présent. Si l'on considère d'autre part son taux de croissance passé, aussi bien en France que dans les grands pays industrialisés, on ne peut qu'être sensible à l'évidence que ce secteur comptera de plus en plus quantitativement et qualitativement dans le développement de notre économie.

« 2° Mais, l'électronique est aussi une *activité carrefour* dont les produits ont et auront de profondes répercussions dans des domaines qui débordent très largement celui de la fabrication de composants ou d'ensembles électroniques.

« Il est certain en effet que l'automatique, l'informatique et les télécommunications qui ne peuvent se développer que par la mise en place de systèmes complexes où l'électronique joue un rôle éminent, vont bouleverser nos méthodes de gestion, de contrôle, de fabrication, de collecte de données et de prise de décisions. L'administration, l'entreprise, la banque, les services publics sont très directement concernés par la transformation radicale qui s'annonce et dont les premiers effets commencent à se faire sentir.

« 1° Il est presque superflu de souligner devant vous l'immensité du domaine dont il s'agit : c'est d'abord la très importante famille des composants avec ses cellules capables d'engendrer, d'amplifier ou de détecter les signaux électroniques, ses mémoires capables de stocker l'information, ses dispositifs d'intercommunication; c'est ensuite la non moins grande famille de biens industriels (calculateurs, équipements radiophoniques, instruments scientifiques de contrôle, de mesure, oscilloscopes), de biens à usages gouvernementaux (radar, sonar), de biens à usage du grand public (télévision, radiodiffusion, etc.).

« 2° Cet immense secteur pose, à l'évidence, un certain nombre de problèmes particuliers; je citerai notamment : la part décisive de la recherche, l'importance des risques pris au moment du lancement d'opérations très onéreuses dans la phase de développement industriel, le niveau de qualification très élevé du personnel.

« 3° L'intervention de l'Etat semble *nécessaire*, du fait de l'importance des moyens à mettre en œuvre et elle semble *justifiée* par le fait que la collectivité y reconnaît un moyen décisif de progrès.

« Mais, comme le domaine est immense et comme la part des ressources de l'économie qui peuvent y être consacrées n'est pas indéfiniment extensible, il est nécessaire de procéder à des *choix* : il s'agit de déterminer en quels points nous devons être absolument présents et les raisons pour lesquelles nous devons l'être.

« D'où la nécessité d'un effort prospectif qui est, je crois, l'objet principal de cette réunion.

« Effort donc d'évaluation, tant des *perspectives* offertes par la *recherche* que des *chances de promotion industrielle* des produits de cette recherche dans des *créneaux* tenant compte de la situation de nos concurrents.

« Effort d'évaluation aussi du coût des investissements en hommes et en moyens, afin d'éviter de nous lancer dans des opérations, excellentes en soi, mais dont nous ne pourrions soutenir le rythme de croissance et qui, de ce dernier fait, ne pourraient atteindre qu'un seuil de développement sous-critique, les rendant finalement injustifiées.

« Nous ressentons tous ce besoin d'éclairer nos choix, de bien distinguer ce qui est économiquement possible et doit donc être justifié par des critères économiques, de ce qui est d'une autre nature (politique, sociale, etc.) et qui ne doit pas avoir les mêmes critères de justification.

« Il n'est sans doute pas possible de connaître avec précision tous les domaines dans lesquels l'Électronique s'imposera. On doit au moins essayer, car les exigences du marché sont toujours aussi contraignantes, ce qui impose une claire appréciation des besoins des branches en aval, qui seront les clients de cette industrie; des inflexions volontaristes devront être données à ces branches pour leur permettre d'être au bon niveau technique et servir ainsi de débouchés pour des produits aux performances élevées.

« Je ne voudrais pas terminer sans insister sur l'importance que j'attache à ce que soit pris un relais civil des débouchés de l'électronique, de ce qui est souvent du ressort exclusif des marchés de la Défense Nationale en matière d'électronique professionnelle ».

On trouvera ci-après un résumé des autres exposés présentés au cours de la demi-journée d'études.

● L'Ingénieur en chef Hugues de L'ESTOILE, Directeur du Centre de Prospective et d'Evaluation du Ministère des Armées, qui remplaçait M. P. AIGRAIN Délégué Général à la Recherche Scientifique et Technique, s'est placé du point de vue de la Recherche Appliquée, laissant de côté la Recherche Fondamentale. Il a défini la *Prospective* en la distinguant de la *Prévision*, cette dernière étant une attitude un peu passive, consistant à prévoir ce qui se passerait si on prenait la tangente à la courbe de l'évolution actuelle, tandis que la prospective intervient comme une dynamique, en faisant varier la tangente. Il s'agit de rendre le plus probable l'avenir estimé le plus souhaitable, et pour cela construire des scénarios représentant les avénirs possibles. On doit regarder vers 1970 à partir du futur et non pas à partir du présent.

La corrélation entre l'approche prospective et l'approche prévisionnelle donne lieu à des coïncidences et des oppositions ; c'est le conflit entre le court et le long terme. La prospective ne peut s'évaluer qu'en fonction de prévisions sérieuses, sinon c'est de la « science fiction ».

Elle est essentiellement un outil de choix, entre une infinité de prévisions. L'approche prospective est plus difficile que l'approche prévisionnelle classique, qui imagine le débouché, mais fige la demande et cristallise l'avenir — mais elle élargit la marge de choix aux « décideurs ».

Il importe de raisonner, non en terme de systèmes, mais en composants — (les Opérations unitaires de recherches de la publication dans le progrès scientifique) — qui sont comme « des briques » pour construire la maison dont le plan n'est pas encore arrêté.

● M. H. DURAND, Directeur adjoint des Laboratoires de Recherches de la Compagnie Générale d'Electricité à Marcoussis, a présenté un exposé sur « Quelques cas de prospective intéressant un groupe privé », exemples bien choisis d'application pratique, qui montrent, par exemple, qu'une chose aussi concrète que le kilowatt-heure peut être traitée de façon prospective, en considérant dans l'avenir les diverses façons de le produire, avec leur coût et les perspectives industrielles correspondantes.

● L'exposé de M. P. AUDOIN, Secrétaire général de la Délégation à l'Informatique, portait sur « les aspects économiques d'un grand programme et l'exemple du Plan Calcul français ».

L'importance de ce qui est appelé un « grand programme » dépasse sa finalité et le problème des « retombées technologiques ». Ce qui compte est la méthode utilisée, qui réduit le temps pour l'innovation et optimise les opérations d'une filière économique complète. Il a évoqué le cas des Etats-Unis, où les grands programmes (tels que l'espace, l'océanographie) ont provoqué un bond en avant énorme, par l'attitude « volontariste » qui a été prise. Ces programmes n'ont pas pour seul but de développer la recherche, on donne bien de l'argent aux laboratoires mais au lieu de rester passif en attendant les résultats, on part du but à atteindre et on renverse le cycle Recherche - Développement - Production. La notion de « grand programme » est liée à celle de stratégie économique. L'URSS au contraire, qui a adopté la « méthode de l'arsenal » et maintenu les chercheurs dans leur tour d'ivoire, s'est appauvrie et a soustrait des ressources à une croissance économique normale.

Le Plan Calcul français est un « grand programme » dont l'objet est de promouvoir le développement autonome d'une industrie de pointe : l'Informatique.

Les conséquences conjoncturelles ne sont pas négligeables, elles ont des effets d'entraînement de l'ensemble des industries, mais ce sont les conséquences structurelles qui sont essentielles. Il a été mis en place un nouveau type d'administration : la Délégation à l'Informatique qui dépend du Premier Ministre et qui utilise l'énorme masse des dépenses d'équipement de la nation pour promouvoir une méthode à long terme, obligeant les gens à faire de la prospective sans le savoir.

Quelques détails techniques frappants ont été mentionnés, ainsi que les conséquences industrielles (« hardware », y compris périphériques, composants — concentration pour les circuits intégrés : SESCOSEM, « software »).

● Pour clore la première partie de la réunion, M. J. GAUDERNAU, Directeur des Plans et Programmes de la Compagnie Industrielle d'Informatique, a parlé de « Prospective et préparation des plans en informatique », en trois volets :

— La recherche dans une politique de produits pour l'informatique, qui présente des aspects particuliers ;

— L'étude économétrique des programmes et les choix à faire à différentes époques ;

— La conception des plans et la préparation d'un contrôle de gestion à partir de ces plans.

La seconde partie de la réunion comprenait quatre exposés par des industriels qui ont fait part de leur expérience en la matière.

● M. J.E. CADOUX, Directeur général adjoint de la Société ENGINS MATRA, a parlé de l'organisation de l'expansion au sein de cette société :

— Choix des axes de développement, les critères étant fixés par la vocation de la firme, tant pour les recherches que pour l'industrialisation ;

— Structures, modifiées tant en vue de réactions rapides et efficaces à tout nouveau problème, que pour obtenir le cumul du savoir-faire ;

— La pratique de l'expansion est le souci de tous (importance accordée aux problèmes humains).

● M. J. SHIRMER, Directeur Général de la Société française de l'électrorésistance SFERNICE, a exposé ses idées sur « la prévision et la prospective dans le cadre d'une entreprise moyenne et spécialisée ».

La prévision, pour une telle entreprise, est plus importante que la prospective, et elle prend une forme légèrement paradoxale, en cherchant à atténuer les effets des variations conjoncturelles, venues de très haut, sur l'économie de la firme.

La prévision à court terme (sous forme de budget prévisionnel et de comptabilité analytique, précis à 3 % près) constitue la *tactique* des exécutants, menée par discipline et par produit, sous forme d'actions précises et bien préparées. La méthode PERT est très précieuse à ce sujet pour avoir des ordonnancements corrects.

La prévision à moyen terme est affaire de la direction générale : c'est déjà une *stratégie*, donc une approche prospective. Elle s'applique à la formation des cadres, aux expansions industrielles et aux nouveaux produits (délais de trois ans environ).

La prévision à long terme est l'affaire du Conseil d'Administration, qui fixe les buts et objectifs lointains, conclut des accords internationaux et constitue une prospective.

Ce sont des formes de l'instinct vital, qui assurent la survie lointaine de l'entreprise.

● M. J.C. SIMON, Professeur associé à la Faculté des Sciences de Paris et Conseiller Scientifique de la CSF a présenté sous le titre « Prospective et Participation » le compte rendu d'une expérience de prospective scientifique faite en 1964 au sein de la CSF dans des groupes de travail de spécialistes pris, à l'exclusion des responsables de gestion, parmi les ingénieurs de recherche et les services techniques, (tous doués d'imagination et assez jeunes, âge moyen 30 ans), en vue de prévoir l'avenir de la firme. Les comptes rendus des séances (qui se sont déroulées pendant six mois) étaient diffusés à la Direction Générale.

Cette expérience (sans lendemain, au moins dans la CSF) a eu des effets positifs en entraînant l'adhésion des exécutants, en faisant naître des idées nouvelles et en améliorant la circulation des informations et les contacts humains.

● Enfin M. P. CHAVANCE, Directeur Technique du Groupe Electronique de la CFTH, a parlé de « la Prospective au service de l'entreprise » en définissant le domaine d'application de la prospective dans le contexte offensif d'une entreprise dynamique (sa mission étant d'éclairer le choix des investissements), en précisant ce qu'on peut en attendre et en donnant quelques recettes à appliquer pour atteindre l'efficacité ; en somme une pédagogie des novations.

Une discussion animée a suivi chacune des deux parties de la réunion.

En conclusion, on peut dire que les méthodes prospectives sont de plus en plus appliquées en France et que leur utilité est indéniable pour maintenir la vie et l'adaptation continue, aussi bien dans l'administration que dans l'industrie.

Contrats d'Etudes de la DGRST - Résumés des résultats obtenus

Contrat DGRST
n° 67.01.53

DISPOSITIFS MAGNÉTIQUES

RECONSTITUTION DE LA CONTINUITÉ MÉCANIQUE ET MAGNÉTIQUE D'UN CIRCUIT COMPOSÉ DE PLUSIEURS PIÈCES EN FERRITE



Principal collaborateur :

M. SROUSSI

Organisme contractant :

THOMSON-CSF

Laboratoire ayant
exécuté la recherche :

THOMSON-CSF

Laboratoire Ferrites
Domaine de Corbeville
91-Orsay
Tél. 928.48.20.

OBJECTIF DES ÉTUDES ET TRAVAUX

Le premier aspect de la recherche est l'obtention sous très haute pression de composés ferrimagnétiques utilisables en hyperfréquences. Le deuxième aspect est la reconstitution de la continuité mécanique et magnétique de tels matériaux par pressage à chaud.

PROGRAMME DE RECHERCHE

1. Réalisation par synthèse sous très hautes pressions de ferrites hyperfréquences, de ferrites de structures spinelle et grenat. Les paramètres suivants ont été étudiés : courbes de traitement thermique, valeur et durée de la pression appliquée.

2. Réalisation de pièces composites par pressage à chaud ; étude du joint et des propriétés de ces pièces. On a examiné principalement les cycles d'hystérésis de tores composites à joints diamétraux, en vue d'effets de compensation de température.

PRINCIPAUX RÉSULTATS - CONCLUSIONS

1. L'étude a permis une nette amélioration de

la technique du pressage à chaud, permettant de passer de deux pièces de diamètre 22 mm par semaine à cinq pièces 32 et 40 mm par semaine, en fin de marché. La durée de vie moyenne d'un moule en alumine est passée, dans le même temps, de 6 essais environ à plus de 30. Les matériaux obtenus s'avèrent extrêmement intéressants dans les applications à haute puissance UHF crête et ont été utilisés dans des dispositifs à hautes performances. Par exemple, on a pu réaliser un circulateur coaxial entre 2,4 et 2,6 GHz tenant plus de 5 kW crête (0,5 kW crête pour un matériau classique) et 100 W moyen avec un découplage de 30 dB et des pertes d'insertion de 0,3 dB.

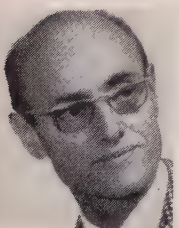
2. L'étude a également permis la réalisation de diverses pièces composites parfaitement continues aux points de vue mécanique et magnétique. Les effets attendus de stabilisation de l'induction rémanente ont été obtenus (coefficients de température inférieurs à $10^{-3}/^{\circ}\text{C}$ entre -20 et $+80^{\circ}\text{C}$).

En conclusion, cette étude a permis de réaliser des progrès importants dans la technique du pressage à chaud, progrès qui ouvrent des possibilités intéressantes spécialement dans le domaine de la microélectronique en hyperfréquences.

Contrat DGRST
n° 67.01.054

EPITAXIE ET CROISSANCE

IMPERFECTIONS DANS LES COUCHES HÉTÉROÉPITAXIQUES DE SILICIUM SURALUMINÉ



Principal collaborateur :

I. MERCIER

Laboratoire ayant
exécuté la recherche :

LEPM du CNRS
Section Physique des
Couches Minces
Cedex 166
38-Grenoble-Gare
Tél. (15) - 76.87.22.11

Les conditions les plus favorables ayant été retenues, (tirage, orientation et épaisseur du substrat, sursaturation et température de dépôt, montage propre, épaisseur de couche), les couches présentent néanmoins :

1) un taux élevé de défauts de structure (joints de grain, fautes d'empilement) passant par un minimum à T optimale ($\sim 1100^{\circ}\text{C}$),

2) un taux d'autodopage de type P croissant quant $T_{\text{épi}}$ croît,

3) une mobilité de porteurs majoritaires et une durée de vie en surface des porteurs minoritaires qui passent par un maximum à T optimale. Pour les mobilités, ce résultat s'explique par la contribution des défauts de structure qui prédomine à $T < T_o$ et celle des défauts d'impuretés, à $T > T_o$.

Une méthode spéciale d'analyse qualitative par spectroscopie IR en réflexion totale atténuée montre que :

1) l'autodopage P dû à l'aluminium libéré par le substrat est associé à l'épitaxie qui s'effectue par substitution des atomes d'Al par Si,

2) les défauts de structure sont corrélés à l'existence de phases diverses Si_2O_y , selon la $T_{\text{épi}}$ et l'optimum correspondant à l'absence de phases quartz α et à un minimum des autres phases.

Dans les imperfections de ces couches hétéroépitaxiales, on conclut à la prédominance des processus chimiques (Al et O) devant les effets cristallographiques de distorsion de réseau, dont l'influence n'est qu'indirecte.

En outre, cette étude a permis de vérifier l'intérêt des méthodes physiques (diffraction RX, topographie de surface aux RX, microscopie électronique à balayage et spectro IR) dans l'analyse des propriétés de ces couches, et elle a abouti à la mise en œuvre complète du procédé d'homoépitaxie à partir du silane.

DOCUMENTATION TECHNIQUE ET COMMUNIQUÉS

DOCUMENTS TECHNIQUES

NORMES AFNOR SUR LE TRAITEMENT DE L'INFORMATION

L'AFNOR vient de publier, sous la forme de normes françaises enregistrées, quatre documents intéressant les transmissions de données.

La norme NF Z 66-010 (mars 1969) : « Procédure de commande pour transmission de données en mode de base » définit les formats de messages et des séquences de supervision ; elle couvre la majeure partie des systèmes actuels de transmission de données. La norme complète les définitions et le mode d'emploi des dix caractères de commande du jeu de caractères codés à 7 éléments (cf NF Z 62-010).

La norme NF Z 66-100 : « Structure des caractères pour la transmission des données », définit la structure des caractères dans le cas des transmissions synchrone ou asynchrone. Elle précise le nombre d'unités de temps que comporte un caractère et définit également l'élément de parité et son sens.

La norme NF Z 66-120 : « Emploi de la parité longitudinale pour la détection d'erreurs dans les messages d'information » donne une des méthodes employées actuellement pour la détection des erreurs lors de la transmission de données : celle de la « parité longitudinale ». La norme précise le domaine d'application et les règles de constitution du caractère de contrôle par bloc et de parité longitudinale.

Enfin la norme NF Z 66-200 « Allocation des numéros de broche de connecteurs pour les circuits d'échange » reprend les dispositions déjà arrêtées dans ce domaine par le Comité consultatif international télégraphique et téléphonique (CCITT) et pour différents cas d'utilisation et différents types de modems.

Pour toute commande, s'adresser à l'AFNOR, 19, rue du 4-Septembre, Paris-2^e, (tél. 742.60.55) ou à ses délégations régionales.

PUBLICATIONS NOUVELLES DE L'UIT

L'Union internationale des Télécommunications nous informe qu'elle vient de publier les documents ci-après :

Liste internationale des fréquences, 5^e édition 1969.

Nomenclature des stations de radiodiffusion fonctionnant dans les bandes au-dessous de 5950 kHz, 5^e édition 1969 (Liste III A).

Nomenclature des stations du service spatial et du service de radioastronomie, 2^e édition 1969.

Nomenclature des stations de radiopérage et des stations effectuant des services spéciaux, 4^e édition, 1968.

Nomenclature des stations de navire, 9^e édition 1968.

On peut se procurer ces volumes en écrivant au Service des Ventes de l'UIT, place des Nations, 1211 Genève 20, Suisse.

NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

LE PLATINEL

Nouvel alliage pour thermocouple, le PLATINEL est composé de platine, de palladium et d'or. Il a une courbe de température approximativement identique au type K chromel-alumel, mais une durée de vie plus grande sous atmosphère oxydante. La possibilité d'utiliser des fils plus fins lui donne une vitesse de réponse plus grande. Il peut être utilisé jusqu'à 1 000 °C et au-dessus avec des isolants en céramique, donc dans la gamme des températures juste au-dessus de celle du chromel-alumel. Il donne une force électromotrice plus de trois fois plus élevée que le platine-platine rhodié 10 % type S actuellement utilisé dans cette gamme.

Renseignements : OE Service, cercelez le n° 400.

CIRCUITS HYPERFRÉQUENCES EN COUCHES MINCES ALCATEL

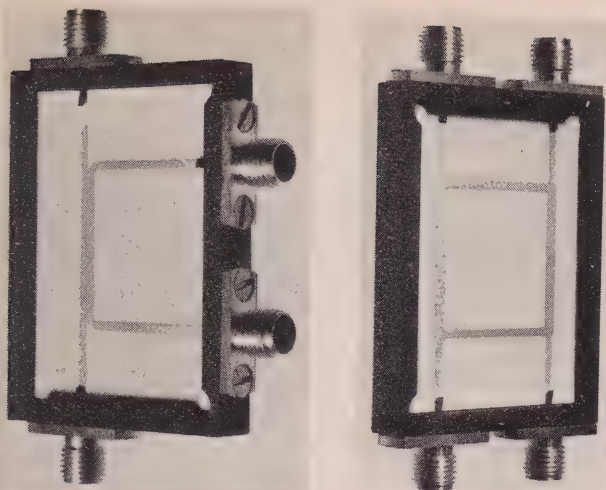
Etudiés par le département « transmission » d'ALCATEL, les circuits hyperfréquences ci-après sont produits par son département « Microélectronique ».

1. *Filtre passe-bande* : fréquence centrale : 5 GHz, largeur de bande à 3 dB : 2 %, pertes d'insertion : 1 dB.

2. *Jonction hybride 3 dB* : fréquence : 1,5 GHz, bande : 10 %, découplage : 25 dB ; complété par des diodes PIN, ce circuit peut être utilisé comme mélangeur.

3. *Coupleur directif 15 dB* : fréquence : 1,5 GHz, bande : 10 %, directivité : 25 dB.

Ces circuits sont produits par dépôt par pulvérisation cathodique de couches minces de tantale sur un substrat en céramique (diélectrique à constante élevée). L'utilisation de substrat associé à la technique de dépôt permet de diminuer le poids des systèmes hyperfréquences, de permettre une miniaturisation de ces systèmes aux fréquences élevées et d'accrocher leur fiabilité.



Rappelons que le Département Microélectronique d'ALCATEL est organisé pour la production de circuits intégrés hybrides en couches minces « sur mesure » à partir des spécifications de leurs utilisateurs.

Renseignement : OE Service, cercele le n° 401.

GÉNÉRATEUR BASSE FRÉQUENCE CRC A ACCORD PAR CONDENSATEUR VARIABLE

Le condensateur variable, organe d'accord des ponts de Wien utilisés dans les générateurs basse fréquence, largement utilisé à l'époque des tubes à vide, avait été abandonné avec la transistorisation et entraîna l'emploi de potentiomètres doubles dont le passage d'une spire à l'autre et les crachements constituaient un handicap ; l'apparition des transistors à effet de champ a permis aux constructeurs de revenir à la solution du condensateur variable, en raison de l'impédance d'entrée élevée des amplificateurs constitués avec ces semiconducteurs.

Le GBT 662 CRC bénéficie de cette innovation et possède ainsi une résolution infinie de la fréquence. Sa gamme de fréquence très étendue (10 Hz à 1 MHz) permet son utilisation



aussi bien en basse qu'en moyenne fréquence (servomécanismes, téléphonie, courants porteurs).

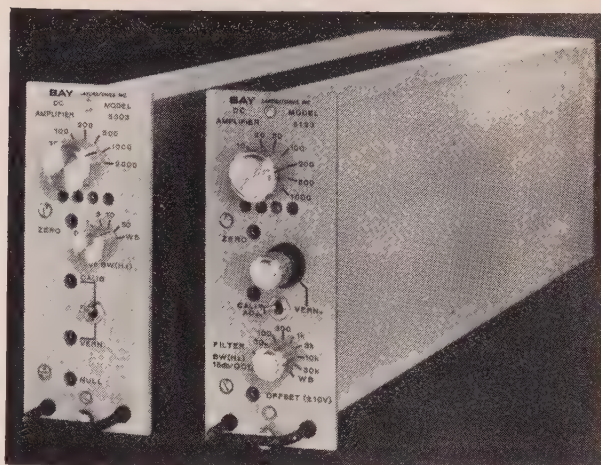
Un autre avantage de ce générateur est de posséder une très faible distorsion harmonique (1 % typique à 1000 Hz), ce qui lui fait trouver son emploi dans les laboratoires, sur les plateformes et pour les travaux pratiques dans l'enseignement.

Le GBT 662 fournit 20 V crête sur une charge de 250 Ω ; il donne des signaux rectangulaires rapides qui seront appréciés pour les essais des amplificateurs basse fréquence.

Renseignements : OE Service, cercele le n° 402.

AMPLIFICATEURS DIFFÉRENTIELS BAY LABORATORIES

BAY LABORATORIES, représentés en France par ANTARÈS SA annonce que les amplificateurs différentiels de mesure de la série 5 000 sont maintenant disponibles avec des filtres dont les fréquences de coupure vont de 0,1 Hz à 50 kHz, comprenant deux ou trois cellules à caractéristique Butterworth ou gaussienne.



Les amplificateurs différentiels de la série 5 000 offrent la possibilité de fonctionner avec des tensions de mode commun pouvant aller jusqu'à ± 500 V. La bande passante de ces amplificateurs est de 100 kHz avec un bruit de sortie libéré de l'intermodulation due au « chopper » puisque ces amplificateurs sont à couplage direct. La linéarité est de $\pm 0,005$ %, la dérive est inférieure à $1 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, le gain est variable de 1 à 5 000. La dynamique de sortie est de ± 10 V, 100 mA. La précision est $\pm 0,1$ % et l'impédance d'entrée de 50 M Ω .

En option, une précision de $\pm 0,01$ % peut être obtenue ainsi qu'une commande à distance du gain.

Renseignements : OE Service, cercele le n° 403.

GÉNÉRATEURS DE SIGNAL ET DE NIVEAU R & S POUR LA TÉLÉVISION

- Le générateur de signal test type SPIF de ROHDE & SCHWARZ comprend le signal de barre, le signal T ou $2T$ suivant le spectre de fréquence à analyser et le signal 20T. Selon la théorie, l'association de ces trois signaux permet d'analyser la répartition de l'énergie dans la bande vidéo jusqu'à 5 MHz environ et donne une bonne information quant à la qualité de la transmission. Actuellement ce type de signal est très utilisé par la RAI pour effectuer tous les contrôles de qualité d'image.

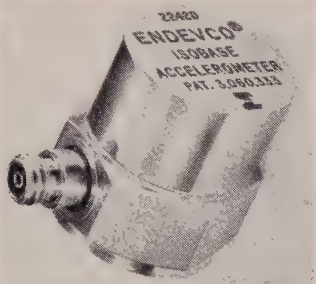
- Le générateur de niveau standard vidéo type SNF du même constructeur délivre un signal étalon de 1 V crête-crête avec une précision de 1 % par an. Entièrement transistorisé et ne comportant aucun réglage, ce générateur est le type même d'appareil destiné aux stations d'émission, de réémission ou centres de faisceaux hertziens, permettant de faire des mesures à un point bien précis de la chaîne de transmission.

Il se compose d'un signal de barre pour les mesures de transitoires et d'un signal de 4,43 MHz permettant d'apprécier la réponse en amplitude à la fréquence de la sous-porteuse couleur, ces deux signaux assemblés de façon à donner un signal ligne complet avec tops de synchronisation.

Renseignements : OE Service, cercele le n° 404.

NOUVEAUX ACCÉLÉROMÈTRES

Les contraintes dans la base d'un accéléromètre pouvant créer jusqu'à 300 % d'erreur à certaines fréquences, ENDEVCO a développé une nouvelle série d'accéléromètres piézoélectriques dits Isobase. Ces appareils à compression terminale unique ont une double base : l'une supporte le cristal alors que l'autre permet de fixer l'accéléromètre. On évite ainsi les erreurs dues aux contraintes dans la fixation. Ces nouveaux



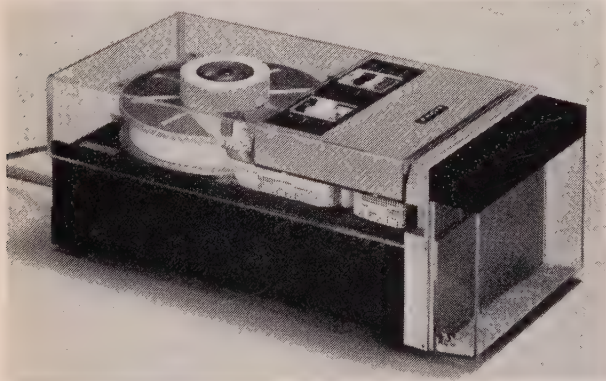
accéléromètres sont au nombre de cinq : le premier est très sensible (60 pC/g), le deuxième peut s'utiliser à très haute température (+400 °C), le troisième peut mesurer les très basses fréquences (0,01 Hz), le quatrième est destiné à l'utilisation générale et le cinquième est isolé intérieurement.

Renseignements : OE Service, cercelez le n° 405.

PERFORATEUR FACIT 4070

Ce perforateur, pas à pas, a une plage de vitesses allant jusqu'à 75 caractères/seconde. Il est utilisable pour toutes les largeurs de bandes existantes et pour les types les plus courants.

Le FACIT 4070 comprend une unité de commande électronique à circuits intégrés. Les bobines d'alimentation et d'enroulement sont montées sur le même arbre, ce qui réduit les dimensions du perforateur.



Le perforateur peut se brancher, soit sur le secteur, soit sur batterie, il permet donc une installation fixe ou mobile. Il peut, d'autre part, fonctionner horizontalement ou verticalement et n'exige qu'un minimum d'entretien (toutes les 500 bandes environ).

Tout est prévu sur le FACIT 4070 pour la mise en place de cartes circuits supplémentaires : emplacement, câblage, raccords et circuits d'alimentation. Il est donc facile de l'adapter à différents systèmes.

Rappelons que les équipements à bandes perforées FACIT sont actuellement représentés en France par la SPERAC.

Renseignements : OE Service, cercelez le n° 406.

UN NOUVEAU SYSTÈME POUR L'ATTERRISSAGE DES AVIONS

L'atterrissage des avions sera maintenant plus sûr grâce à un système nouveau mis au point par GEC-AEI Electronics.

Ce système qui va être installé sur cinq aéroports civils de Grande-Bretagne permettra d'informer en permanence les contrôleurs de trafic de la visibilité au sol le long de la piste d'atterrissage. Jusqu'à présent c'était un observateur au sol qui devait estimer cette visibilité, ce qui ne permettait pas d'avoir sa valeur en différents points de la piste.

Cet équipement appelé IVR (Instrumented Visual Range), effectue des mesures de visibilité en trois points de la piste et les transmet par câble téléphonique à un calculateur installé dans la salle de télécommunications. Les distances de visibilité sont ensuite affichées sur un tableau, dans la tour de contrôle.

Renseignements : OE Service, cercelez le n° 407.

RÉALISATIONS NOUVELLES

RADIOTÉLÉPHONES POUR L'EDF

A la suite d'un appel d'offre à l'échelle européenne, THOMSON-CSF vient d'être choisi par l'Electricité de France pour la fourniture de 6 000 radiotéléphones pour véhicules et de matériels pour stations fixes et relais, destinés à équiper les réseaux radiotéléphoniques utilisés par l'EDF.

Ces émetteurs-récepteurs à huit canaux HF, entièrement transistorisés, fonctionnent en modulation de phase et sont associés à des dispositifs d'appel automatique.

Cette très importante commande s'inscrit dans le plan de modernisation du réseau de liaisons radiotéléphoniques de l'EDF.

Renseignements : OE Service, cercelez le n° 408.

RÉGULATION AUTOMATIQUE DE TRAFIC ROUTIER

Pour la première fois en Europe, une opération expérimentale de régulation automatique du trafic va être mise en place à partir du 1^{er} décembre 1969 sur le tronçon Avallon - Pouilly-en-Auxois de l'Autoroute du Sud.

Cette opération, vient d'être lancée conjointement par le Ministère de l'Équipement et la Gendarmerie Nationale.

L'ÉLECTRONIQUE MARCEL DASSAULT (EMD), dont les dispositifs de comptage routier avaient déjà fait leurs preuves dans la région de Grenoble durant les Jeux Olympiques d'Hiver, a vu son projet de régulation électronique retenu pour cette opération.

L'EMD est chargée de la maîtrise d'œuvre de l'ensemble de l'équipement de régulation, ainsi que de la conception et de la réalisation des contrôleurs de carrefour, des détecteurs de trafic et des logiques de coordination.

Cette opération a pour but, à partir des informations fournies par des détecteurs de trafic à un poste central et traitées par un ordinateur CII - 10.010, de permettre des délestages sur l'itinéraire Pouilly-en-Auxois - Arnay-le-Duc, grâce à l'affichage automatique sur portique d'itinéraires de dégagement. Le système prévu, très élaboré, permettra également de réguler le trafic dans l'agglomération d'Arnay-le-Duc, où convergeront les automobilistes utilisant l'Autoroute du Sud dans les deux sens et ceux empruntant la Nationale 6.

Cette première étape s'inscrit dans le cadre d'une régulation électronique couvrant la zone routière comprise entre Avallon et Mâcon, de part et d'autre de la Nationale 6.

INAUGURATION DU MÉTRO DE MEXICO

La première ligne du « métro » de Mexico vient d'être inaugurée. D'une longueur de 16 km, elle traverse la ville d'Est en Ouest. Deux autres lignes seront mises en service d'ici à la fin de 1970 par le « Sistema de Transporte Colectivo », organisme public de la ville.

Le métro de Mexico est, après celui de Montréal, le second construit sur le continent américain selon les plans et avec l'assistance de la Régie Autonome des Transports Parisiens.

Ce sera également l'un des premiers au monde, avec le Réseau Express Régional de Paris, à être commandé par ordinateur. Une quarantaine d'entreprises françaises ont participé à cette réalisation qui a été achevée très rapidement puisque c'est seulement en juin 1967 que la RATP s'en est vue confier l'engineering.

Sous son égide, l'étude, la réalisation et la mise en œuvre de la commande centralisée du métro ont été assurées en treize mois par THOMSON-CSF et SODETEG. Ce système permettra la commande et le contrôle automatiques du trafic sur les trois lignes à partir d'un poste central équipé de trois pupitres de surveillance et deux ordinateurs THOMSON TH/AC 4020, associés à des équipements de télécontrôle et de télécommande.

L'équipement d'automatisation assure la sécurité des rails d'alimentation, la télécommande des aiguillages, l'affichage des cheminements et des numéros de trains. Un pupitre et un synoptique affectés à chacune des lignes regroupent les informations et commandes. Les calculateurs (un en service et un en secours) se substituent à l'opérateur qui se trouve devant le pupitre.

G 2 : calculateurs et programmation, 18, 19 et 20 novembre 1969.

G 3 : la programmation des ordinateurs et les langages, 25 et 26 novembre 1969.

G 4 : fiabilité, 2 et 3 décembre 1969.

G 5 : applications industrielles des calculateurs, 9, 10 et 11 décembre 1969.

Sessions d'information spécialisée

S 1 : systèmes de commande adaptatifs, 7 janvier 1970.

S 2 : commandes optimales, 20 et 21 janvier 1970.

S 4 : dialogue homme - ordinateur (systèmes de visualisation) 27 et 28 janvier 1970.

S 5 : traitement des données par ordinateur (optimisation statistique) 3 et 4 février 1970.

Programme détaillé des Sessions et Inscription auprès de : Madame BERNOT, tél. 722.10.00.

COURS DE PERFECTIONNEMENT

CYCLES DE CONFÉRENCES ET D'ENSEIGNEMENT DU GALF

Le Groupement des Acousticiens de Langue Française dont le Secrétariat Général est assuré par M. P. LORAND p/a CNET route de Trégastel 22 - Lannion, nous prie de porter à la connaissance de nos lecteurs les différents cycles de conférences et d'enseignement qu'il organise pour le 4^e trimestre de 1969.

I. Recyclage des audioprothésistes.

Du 13 au 16 octobre 1969 à Paris. Le lieu exact du déroulement des cours sera précisé ultérieurement par le GALF aux intéressés.

II. Enseignement théorique et pratique de détection, enregistrement et quantification de phénomènes vibratoires d'origine biologique.

Du 13 au 17 octobre 1969 au Laboratoire de Physiologie Acoustique INRA, Domaine de Vilvert, 78 - Jouy-en-Josas.

III. Aspects audiophoniques de la communication parlée.

Du 21 octobre au 17 décembre 1969, série de 18 conférences, chaque mardi et mercredi à 20 h 30 à l'Institut de Phonétique, 19, rue des Bernardins, 75 - Paris-5^e.

IV. Acoustique du bâtiment.

Cette session se déroule en deux parties : du 13 au 17 octobre 1969 et du 17 au 21 novembre au Domaine de St-Paul à 78 - Saint-Rémy-lès-Chevreuse.

V. Electroacoustique appliquée à l'enregistrement et à la reproduction des informations sonores.

Du 17 au 21 novembre 1969 au CNAM, 292, rue Saint-Martin, Paris-3^e, au Laboratoire d'acoustique en vue de ses applications.

VI. Bruits et vibrations des structures.

Du 10 au 19 décembre 1969 au Centre de Recherches Physiques du CNRS, 31, chemin Joseph-Aiguier, 33 - Marseille-9^e.

Pour tous détails complémentaires, s'adresser au secrétariat du GALF.

SESSIONS D'INFORMATION DE LA SESA

La Société d'Etudes des Systèmes d'Automation (SESA) 23, avenue de Neuilly, Paris-16^e organise cet hiver à Paris les sessions d'information générale et spécialisée dont nous donnons ci-dessous la liste :

Sessions d'information générale

G I : étude et conception de systèmes, 4 et 5 novembre 1969.

COLLOQUES ET EXPOSITIONS

SYMPOSIUM EUROPÉEN SUR LA PULVÉRISATION

Toulouse, 30-31 octobre 1969

Le Centre d'Informatique de l'Université de Toulouse, l'IRIA (Institut de Recherche d'Informatique et d'Automatique) et Bendix Vacuum Division organisent, sous le patronage de la SFITV, un symposium sur la Pulvérisation au Palais des Congrès de Toulouse, les 30 et 31 octobre 1969.

Il sera consacré aux développements récents des techniques de pulvérisation sous vide et de leurs applications aux couches minces.

Ce symposium comprendra des conférences plénières, des communications et des discussions sur plusieurs thèmes d'actualité, discussions qui seront menées et animées par les spécialistes de ces sujets.

La traduction simultanée sera faite en trois langues. Le prix d'inscription comprend le texte des communications et des discussions autour des tables rondes.

Pour les inscriptions, s'adresser au Comité d'Organisation du Symposium de Toulouse, 41, rue des Morillons, Paris-15^e.

SALON INTERNATIONAL DES TECHNIQUES AUDIOVISUELLES ET ÉLECTRONIQUES AU SERVICE DE LA FORMATION PERMANENTE

Paris 8-11 février 1970

Ce Salon aura lieu à Paris, au Parc des Expositions de la Porte de Versailles, du 6 au 11 février 1970. Il est organisé par la Société pour la Diffusion des Sciences et des Arts (SDSA) 14, rue de Presles, Paris-15^e (tél. 273.24.70) avec le concours de nombreux Centres, Groupements et Syndicats professionnels.

Il comprendra :

a) des journées d'études consacrées à la formation permanente et à la technologie appliquée à l'éducation ;

b) l'illustration animée des grands thèmes de la formation permanente,

c) une exposition des techniques audiovisuelles et électroniques au service de l'enseignement et des loisirs :

Electroacoustique. Vidéonique. Informatique et transmission des informations. Photo, cinéma, projection et optique. Editions, programmes et supports. Moyens d'enseignement et services pédagogiques.

MANAGEMENT AND ECONOMICS IN THE ELECTRONIC INDUSTRY SYMPOSIUM

Edinburg 17-20 mars 1970

Sous la présidence de Lord POLWARTH, président du Scottish Council (Development and Industry), gouverneur de la Banque d'Ecosse et directeur de compagnies du groupe ICI, organisé par dix-sept sociétés savantes anglaises, un symposium aura lieu à Edimbourg du 17 au 20 mars 1970 sur le thème « Management and Economics in the Electronic Industry ».

Ce sujet, lié à la personnalité du Président de ce Congrès, ne manquera pas d'attirer l'attention de nombreux responsables de l'organisation des sociétés d'électronique. On y traitera des directives concernant les produits nouveaux, du marché, des économies de production, des services de direction, de l'entraînement du personnel et du rôle des gouvernements.

Pour tous renseignements complémentaires, s'adresser à M. Roger Dence, IEE Press Office, the Institution of Electrical Engineers, Savoy Place, London WC2, Grande-Bretagne.

COLLOQUE SUR LA MÉTROLOGIE ET L'ANALYSE DES GAZ EN ULTRA-VIDE

Paris, avril 1970

Faisant suite aux journées de Technologie et d'Ultra-Vide organisées par la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide et qui se sont déroulées en mai 1969 au Palais des Congrès de Versailles, la SFITV a décidé de procéder à un colloque, en avril 1970, dont le sujet associera la métrologie et l'analyse des gaz en ultra-vide.

Les chapitres proposés sont les suivants :

I. Métrologie du vide. Mesure des pressions totales

Nouvelles jauges, procédés de calibration pour le domaine inférieur à 10^{-8} torr, alimentations nouvelles).

II. Analyse des gaz. Mesure des pressions partielles

Appareillage, (source d'ions, méthodes de séparation, méthodes de collection). Spectres types (calibration, perturbations apportées par l'appareil sur la mesure). Utilisation des appareils.

Les propositions de communications, accompagnées d'un résumé d'une dizaine de lignes dactylographiées sont à faire parvenir au secrétariat de la SFITV 19, rue du Renard, 75 - Paris-4^e.

CONFÉRENCE SIGNAL PROCESSING METHODS FOR RADIOTELEPHONY

Londres 19-21 mai 1970

L'IERE et l'IEEE (section Angleterre et Irlande) organisent à Londres du 19 au 21 mai 1970 inclus une conférence intitulée « Signal Processing Methods for Radiotelephony ».

Elle envisage de traiter des sujets suivants :

- techniques pour la réduction de la largeur de bande
- techniques pour la conservation de la puissance
- techniques pour l'adaptation des caractéristiques de transmission
- méthodes de numérisation : caractéristiques du système et performances
- systèmes auxiliaires, tels que qualité ou secret de la conservation.

Les personnes désireuses de participer à cette conférence sont priées d'envoyer au plutôt à l'IEE Savoy Place London WC 2, un résumé en 250 mots de la communication qu'ils envisagent de faire ; le texte définitif ne devant pas dépasser 2 000 mots doit être remis pour le 29 décembre 1969.

VIE DES SOCIÉTÉS

SODETEG

La Société d'Etudes Techniques et d'Entreprises Générales, SODETEG, annonce l'ouverture d'une Filiale, SODETEG inc., au capital de 30 000 \$, 745, fifth Avenue à New York N.Y. 10 022.

D'un autre côté, la SODETEG vient d'ouvrir une délégation à Clermont-Ferrand, 2, avenue Julien.

Comme on le voit, après les délégations de Bordeaux, Aix-en-Provence, Lille, Lyon, Nancy, Rennes, Toulouse, SODETEG poursuit sa politique de décentralisation.

SODETEG est l'un des premiers groupes d'engineering général. Elle occupe 2 500 personnes dont 1 000 ingénieurs et met au service de l'économie et de l'expansion régionale sa souplesse d'organisation, l'expérience qu'elle a acquise dans la programmation et la réalisation d'ensembles complexes touchant les domaines aussi différents que l'énergie atomique, l'espace, les essais d'ambiance, les hôpitaux et cliniques, l'hygiène publique et les industries alimentaires et agricoles, l'implantation et l'ordonnancement général, la construction d'usines, de complexes universitaires, les problèmes posés par les collectivités, les études à base d'informatique (calcul scientifique, recherche opérationnelle, gestion automatisée, simulation, études administratives, engineering d'organisation, software).

MODIFICATIONS DANS LA STRUCTURE DE TI FRANCE

Pierre CLAVIER, Assistant Vice-Président de TI Inc., Président Directeur Général de TI France, prendra à partir du 1^{er} septembre les fonctions de Directeur des Services de Contrôle financier et d'Informatique du Groupe Composants de Texas Instruments à l'échelle mondiale, au sein de l'Etat-Major de la Compagnie à Dallas. Tout en assumant ces nouvelles fonctions, il conservera la Présidence de TI France.

Le Groupe « Composants » englobe les 18 usines produisant des semiconducteurs et des composants électro-mécaniques répartis dans 13 pays, et représente une très importante partie des activités de la Compagnie.

A partir du 1^{er} juillet, René BAYLE, Directeur du Marketing Sud Europe depuis 1964, précédemment responsable du bureau de vente de Paris, devient Directeur Général Délégué de TI France.

Texas Instruments France, à Villeneuve-Loubet (AM) emploie 1 800 personnes et prévoit de dépasser 2 000 employés au début de 1970. Une partie de plus en plus importante de sa production est constituée par les circuits intégrés de technologie TTL. Un nouveau bâtiment de 4 000 m², portant à plus de 17 000 m² la surface de l'usine, permettra d'ailleurs, dans quelques mois, d'abriter les nouveaux équipements destinés à accroître encore sa capacité de production.

CIMATIC DEVIENT IFELEC

Fondée il y a plus de dix ans, CIMATIC a acquis sa réputation dans le domaine des enregistreurs potentiométriques et des capteurs de déplacement.

Pour éviter toute confusion avec les marques déposées antérieurement par une importante firme étrangère, cette société prendra désormais pour raison sociale : IFELEC ; son adresse reste 2, rue Navoisseau, 93 - Montreuil (tél. 808.19.20).

Ce changement n'entraîne aucune modification dans la structure de la Société dont la commercialisation des fabrications est toujours assurée, pour la métropole, par IMEX-FRANCE.

SPRAGUE

Le COMPTOIR COMMERCIAL D'IMPORTATION 42, rue Etienne-Marcel, Paris-2^e, déjà distributeur de GENERAL ELECTRIC, devient en outre le distributeur officiel des produits SPRAGUE.

Il est, dès à présent, en mesure de fournir sur stock, les circuits intégrés logiques TTL de la série 74, fabriqués à l'usine

de Tours, ainsi que les autres produits SPRAGUE : résistances de précision et de puissance bobinées, transformateurs d'impulsions, d'adaptation d'impédance et de commande de thyristors, inductances, etc.

CRÉATION D'ALCATEL RIBER

Le département Vide d'ALCATEL et la Société d'Ultra-Vide RIBER à Rueil-Malmaison, viennent de créer le Groupe d'Intérêt Economique ALCATEL RIBER.

Tout en conservant leur autonomie dans le domaine de la production des matériels qui ont fait leur réputation, les deux Sociétés ALCATEL et RIBER ont convenu de se concentrer pour définir leurs productions futures. Cette solution permettra d'augmenter la gamme des équipements de qualité disponibles sur le marché.

SERVICE « COMPOSANTS TÉLEX »

Afin de remédier à la pénurie de certains composants électroniques, la SOCIÉTÉ EUROPÉENNE D'ÉLECTRONIQUE vient de créer un service spécial dont l'objectif est la fourniture de composants de qualité professionnelle, dans des délais rapides.

Il s'agit, dans la majorité des cas, de composants importés, sans équivalent sur le marché européen ou pour lesquels les délais de livraison sont prohibitifs.

Le principe de ce nouveau service ne repose pas sur la création d'un stock important, mais de l'utilisation rationnelle d'un réseau de fournisseurs pouvant livrer du matériel sur stock, en association étroite avec des moyens de communications rapides tel que le télex : d'où le nom du service.

Pour contacter ce service, il y a lieu de téléphoner à 408.38.60 « Composants Télex ».

LE GRAND PRIX DES OSCARS 1969 DE L'EXPORTATION ATTRIBUÉ À LA SFENA

Le « Grand Prix des Oscars 1969 de l'Exportation » (pour le « meilleur produit ») vient d'être attribué à la SFENA (Société Française d'Équipements pour la Navigation Aérienne).

Le concours des Oscars de l'exportation est ouvert à toutes les entreprises françaises exportatrices, mais c'est la première fois, depuis sa création, que l'Oscar est accordé à une Société d'Équipements de l'Industrie Aéronautique.

Cette distinction attribuée à la SFENA vient couronner le dynamisme et la qualité technique d'une Société typiquement française, créée il y a vingt-deux années pour réaliser des équipements aéronautiques originaux.

Ses matériels ont d'abord équipé l'aéronautique française. Puis, ses équipements se sont imposés à l'étranger par leur fiabilité et l'ingéniosité des solutions apportées.

Les horizons artificiels, en particulier, et ce sont eux qui sont désignés par « le meilleur produit », ont conquis le marché international. Fabriqués sous licence en Allemagne Fédérale, en Australie et aux États-Unis, ils équipent actuellement quatre vingt-cinq compagnies aériennes et vingt-deux aviations militaires. Soixante-quinze pour cent de la production est destiné à l'exportation.

Dans la voie ouverte par les horizons, la SFENA est la seule Société française à développer et produire des pilotes automatiques d'avion de qualité internationale, (voir dans *L'Onde Electrique* de juin 1969, vol. 49, fasc. 6, pp 640-647, l'article de J. PAGNARD : le Pilote automatique TAPIR).

LA RÉGIONALISATION DE RAX

Après Lyon et Lille, l'ouverture prochaine de Centres RAX à Bordeaux, Grenoble, Rouen, Nantes et Toulouse dans le courant du 3^e trimestre, et à Marseille dans le courant du 4^e trimestre 1969, permettra bientôt aux intéressés l'emploi partagé d'un ordinateur par l'utilisation du téléphone (réseau commuté).

Les postes terminaux seront connectés dans chacun de ces centres RAX, à un ordinateur IBM 360 modèle 40.

Les futurs utilisateurs de RAX pourront ainsi apprécier les avantages de ce système : accès à distance et en permanence à l'ordinateur ; rapidité de la réponse ; possibilité de constitution de bibliothèque personnelle par stockage des programmes et des données sur disques magnétiques ; enfin, possibilité d'utilisation d'une bibliothèque de programmes généraux propres à RAX, soit plus de 300 programmes ou sous-programmes concernant, analyses, statistiques, génie civil, travaux publics, hydraulique, électricité, électronique, programmation linéaire, ordonnancement ; simulation.

En dernier lieu, on peut signaler l'ouverture d'un second Centre RAX à Paris, prévue pour le mois d'octobre 1969, afin de répondre aux besoins du marché de Paris-Ile-de-France.

Renseignements : OE Service, cerclez le n° 409.

DIVERS

CENTRE PERMANENT D'EXPOSITIONS COMMERCIALES DES ÉTATS-UNIS À PARIS

Le septième et plus grand centre permanent d'expositions commerciales des États-Unis à l'étranger, ouvrira ses portes le 17 novembre 1969, à Paris. Il occupera deux niveaux de l'immeuble du 123, avenue de Neuilly.

Outre les salles d'exposition qui offriront 700 m² de surface utile, le US Trade Center comprendra une salle de conférence, une bibliothèque spécialisée et des salons pour les hommes d'affaires.

Une exposition sur le laser inaugurera le nouveau Centre. A cette occasion, trente-cinq firmes américaines présenteront de nombreux appareils, parmi lesquels : des équipements pour la médecine, les communications et le refroidissement, des composants optiques, des systèmes de soudage et de photographie, des lasers solides, des sources d'alimentation, des dispositifs de mesure de puissance et des barreaux laser. Les derniers développements en matière de laser seront étudiés au cours d'un séminaire qui se tiendra en même temps que l'exposition.

De même que les six autres centres américains qui fonctionnent déjà, le Paris Trade Center organisera chaque année sept à huit expositions de matériels sélectionnés. Entre les expositions, les services du Centre seront à la disposition des industriels, des firmes et des associations américaines qui désirent organiser des présentations, des séminaires ou toute autre manifestation.

Les expositions inscrites au programme du Centre pour 1970 comprennent notamment les équipements pour l'industrie électronique du 12 au 17 janvier, et l'équipement médical avancé du 12 au 16 mai.

LES ARCHIVES D'EUGÈNE DUCRETET ENTRENT À L'ACADÉMIE DES SCIENCES

Les archives d'Eugène DUCRETET (1844-1915), l'un des grands précurseurs de la radio, viennent d'être remises par son petit-fils, Bernard DUCRETET, à l'Académie des Sciences.

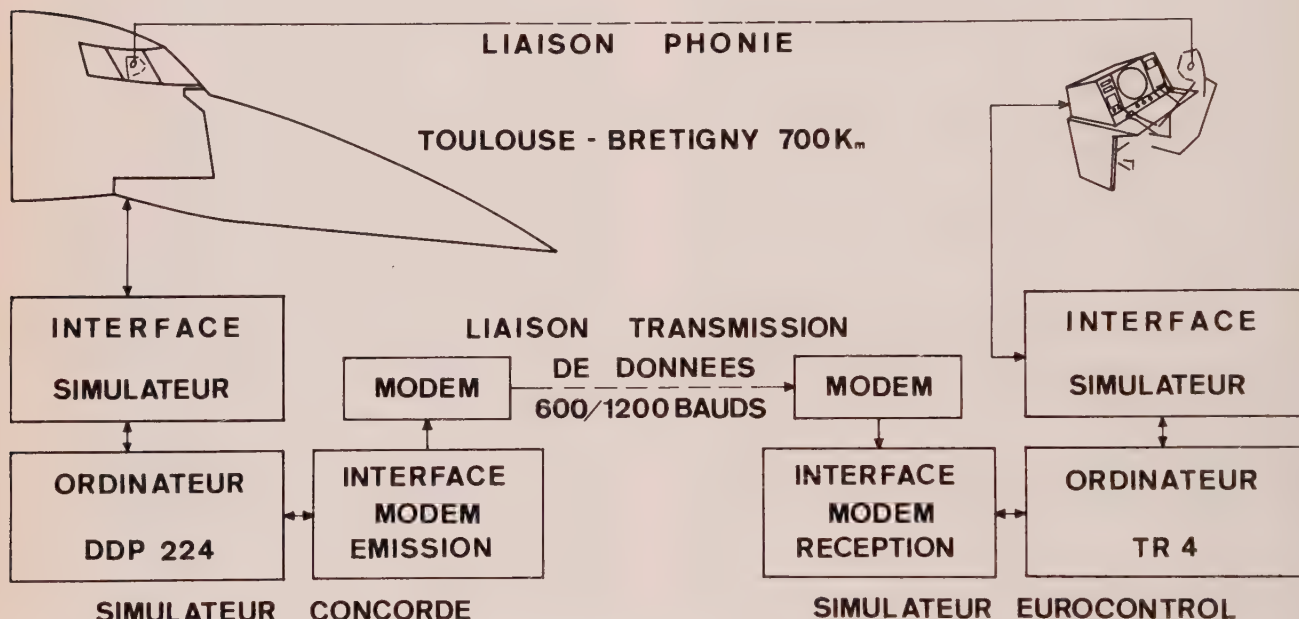
Rappelons que c'est à Eugène DUCRETET que l'on doit la première communication hertzienne à moyenne distance : celle-ci eut lieu, en novembre 1898, entre le 3^e étage de la Tour Eiffel et le Panthéon. On lui doit le premier appareil français de TSF, et c'est lui qui a réalisé les premiers appareils de radiologie construits dans notre pays. Il a également inventé le procédé permettant le réglage direct des postes émetteurs et récepteurs, ainsi que leur accord au moyen du résonateur Oudin.

Les documents remis à l'Académie des Sciences, qui contiennent des renseignements très importants sur les débuts de la TSF et sur les rapports d'Eugène DUCRETET avec BRANLY, le savant russe POPOV, ainsi que d'autres personnalités de l'époque comme LEE de FOREST et le Général FERRIÉ, apportent bon nombre d'éléments nouveaux qui permettront de préciser certains points encore mal connus de l'histoire des premières applications des ondes hertziennes et de la radioélectricité.

Liaison réalisée par LMT entre le simulateur de vol Concorde de Toulouse et le simulateur ATC d'Eurocontrol à Brétigny

La Société LMT (Le Matériel Téléphonique) réalise actuellement une liaison entre le simulateur d'études de l'avion supersonique Concorde situé dans les usines de Sud-Aviation à Toulouse et le simulateur d'études du contrôle du trafic aérien du Centre Expérimental Eurocontrol de Brétigny-sur-Orge.

analogique d'erreur effectuée au niveau du modem, une détection numérique réalisée grâce à deux chiffres binaires de parité par caractère de trafic, générés automatiquement. La liaison a été conçue de manière que les informations transmises soient redondantes et qu'ainsi, les informations erronées puissent être simplement rejetées.



Cette liaison est destinée à faciliter l'étude des problèmes économiques et des problèmes de navigation et de contrôle aérien liés à l'introduction des avions de transport supersoniques dans le trafic commercial.

Elle comporte une liaison de transmission de données à 600/1 200 bauds pour transmettre en permanence les informations de vol de l'avion simulé et permettre de définir, ainsi les plots radar, et une liaison téléphonique pour assurer les échanges habituels, en phonie, entre le pilote et les contrôleurs.

La liaison de transmission de données réunit deux ordinateurs de types très différents. Les circuits d'interface spécialement développés par LMT ajoutent à la détection

La programmation de cet ensemble est assurée en coopération entre les Sociétés LMT pour l'ordinateur DDP 224 du simulateur « Concorde » et AEG/Telefunken pour l'ordinateur TR4 du simulateur « Eurocontrol ».

Cette réalisation constitue un exemple typique de liaison transmission de données « sur mesures » que LMT est susceptible d'effectuer.

● LE MATÉRIEL TÉLÉPHONIQUE, 46-47, quai Alphonse-le-Gallo, 92-Boulogne-Billancourt. Tél. 603.50.00.

O. E. SERVICE

PUBLICITÉ

500 520 540 560 580 600 620 640 660 680 700 720 740 760 780 800 820 840 860 880
501 521 541 561 581 601 621 641 661 681 701 721 741 761 781 801 821 841 861 881
502 522 542 562 582 602 622 642 662 682 702 722 742 762 782 802 822 842 862 882
503 523 543 563 583 603 623 643 663 683 703 723 743 763 783 803 823 843 863 883
504 524 544 564 584 604 624 644 664 684 704 724 744 764 784 804 824 844 864 884
505 525 545 565 585 605 625 645 665 685 705 725 745 765 785 805 825 845 865 885
506 526 546 566 586 606 626 646 666 686 706 726 746 766 786 806 826 846 866 886
507 527 547 567 587 607 627 647 667 687 707 727 747 767 787 807 827 847 867 887
508 528 548 568 588 608 628 648 668 688 708 728 748 768 788 808 828 848 868 888
509 529 549 569 589 609 629 649 669 689 709 729 749 769 789 809 829 849 869 889
510 530 550 570 590 610 630 650 670 690 710 730 750 770 790 810 830 850 870 890
511 531 551 571 591 611 631 651 671 691 711 731 751 771 791 811 831 851 871 891
512 532 552 572 592 612 632 652 672 692 712 732 752 772 792 812 832 852 872 892
513 533 553 573 593 613 633 653 673 693 713 733 753 773 793 813 833 853 873 893
514 534 554 574 594 614 634 654 674 694 714 734 754 774 794 814 834 854 874 894
515 535 555 575 595 615 635 655 675 695 715 735 755 775 795 815 835 855 875 895
516 536 556 576 596 616 636 656 676 696 716 736 756 776 796 816 836 856 876 896
517 537 557 577 597 617 637 657 677 697 717 737 757 777 797 817 837 857 877 897
518 538 558 578 598 618 638 658 678 698 718 738 758 778 798 818 838 858 878 898
519 539 559 579 599 619 639 659 679 699 719 739 759 779 799 819 839 859 879 899

Pour bien
utiliser notre
Service aux
Lecteurs :

Chaque annonce pu-
blicitaire, chaque do-
cumentation technique
dans nos pages de
texte, portent un nu-
méro de référence.

Sur les tableaux
de publicité ou docu-
mentation) CERCLEZ
les numéros de réf-
érence correspondant
aux annonces ou à la
documentation techni-
que à propos desquel-
les vous désirez rece-
voir un complément
d'information.

Inscrivez vos nom
et prénoms, profes-
sion et adresse très
clairement.

Ne rien inscrire sur
les parties grisées.

Ne rien inscrire sur
les parties grisées.

ATTENTION : Cerclez
distinctement les nu-
éros qui vous inté-
ressent. Pas de croix,
de barre ni de coches.
Merci.

511

DOCUMENTATION TECHNIQUE

400 410 420 430 440 450 460 470 480 490
401 411 421 431 441 451 461 471 481 491
402 412 422 432 442 452 462 472 482 492
403 413 423 433 443 453 463 473 483 493
404 414 424 434 444 454 464 474 484 494
405 415 425 435 445 455 465 475 485 495
406 416 426 436 446 456 466 476 486 496
407 417 427 437 447 457 467 477 487 497
408 418 428 438 448 458 468 478 488 498
409 419 429 439 449 459 469 479 489 499

511

BULLETIN D'ABONNEMENT A L'ONDE ÉLECTRIQUE

Je, soussigné, souscris un abonnement d'un an à L'ONDE ÉLECTRIQUE
à partir du numéro de au prix de (1) :

France 75 F
Etranger 88 F F

Nom
Prénoms
Firme (2)
Fonctions (2)
Adresse

Je règle le montant de cet abonnement par (1) : chèque bancaire ou virement
postal au nom des ÉDITIONS CHIRON, C.C.P. 53-35 PARIS.

(1) Rayez les mentions inutiles
(2) Vous pouvez vous abonner à votre
domicile privé. Dans ce cas, pour notre
travail de statistique, n'omettez pas les
deux points mentionnés. Nous vous en
remercions.

Date :
Signature :

511

No
Dest
Date

Nom
Firme
Adresse
Prénom
Fonction

511

No
Dest
Date

Nom
Firme
Adresse
Prénom
Fonction



INDEX DES ANNONCEURS

	Pages		Pages
ALCATEL	76	INTERTECHNIQUE	19
AMP	8-9	ITT	43
AMPEX	28	LEMOUZY	83
ANALOG DEVICES	65	LGS	79
APR	62	LGT	37
BARNES	40	LTT	29
BECUWE	83	MARCONI INSTRUMENTS	60
BENSON	22	METRIX	63
BLET	83	NUMELEC	39
BULL GENERAL ELECTRIC	80	RADIO-EQUIPEMENTS	45-73
CBS LABORATORIES	24	RADIOPHON	68-69
CGEI - LEPAUTE	67	RCA INTERNATIONAL	75
CII	1 ^{re} c.	RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC	31-32
CIT	20	RTI	16-47
COREL	64	RUSSEMBERGER	42
CRC	55	SAGEM	21
DAGE CORPORATION	40-70	SALIES	77
EAI	25	SAPHYMO	36
ELA	23	SCHLUMBERGER	26 - 27 - 51 - 54
ELCO	59	SECME	10
ELECTRONIQUE MARCEL DASSAULT	15	SECRE	17
FERISOL	2 ^e c. - 3 ^e c.	SESCOSEM	57-61
FILOTEX	36	SILEC	38
G 3 S	7	SORAL	46
GENERAL RADIO FRANCE	4 ^e c.	SOURIAU	62
HEIMELECTRIC	48	SPETEELEC	40
HEWLETT-PACKARD	34-35	SPERRY	22
HEWLETT-PACKARD ACOUSTIQUE	30	SRPI-MORIN	44
IMEX FRANCE	40 - 41 - 56 - 66	TEKNIS	44
INSTRUMENTS B ET K	58	TRANCHANT ELECTRONIQUE	49/50 - 71/72
		TRT	18
		UMD/AMPHENOL	33

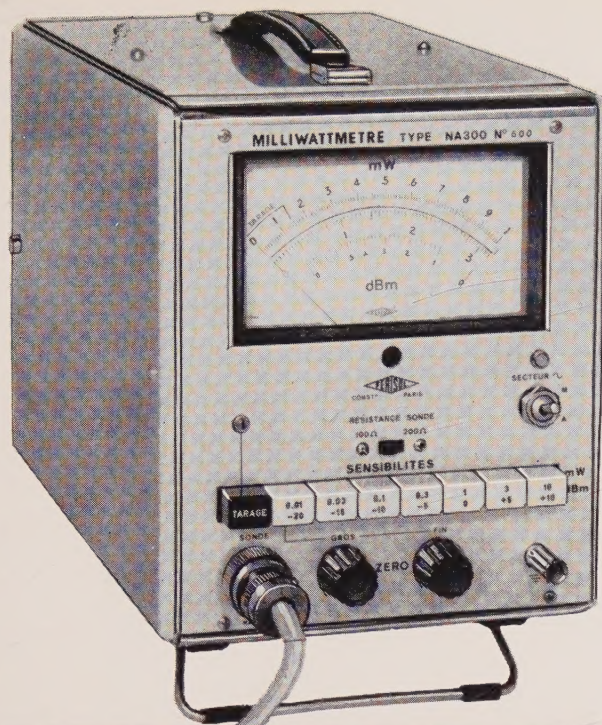
Sommaire de L'Onde Electrique n° 512, novembre 1969

(sous réserve de modifications de dernière heure)

- Editorial. La seconde station de Pleumeur-Bodou, F. JOB (CNET).
- Le centre de télécommunications par satellites de Pleumeur-Bodou, POPOT et DAUTREY (CNET).
- L'antenne, CARDOT, JARIAN, Y. TOCQUEC (CGE).
- L'ensemble de réception à faible bruit de la station spatiale de Pleumeur-Bodou, P. BOUTELAND (Lab. CGE).
- Antenne PB 2. Asservissements et dispositifs de pointage automatique, M. TOURNEYRIE, C. CARDOT (CGA).
- Station de télécommunications par satellites de Pleumeur-Bodou 2. Equipements de réception-Démodulateurs, M. FRANÇOIS (SAT).
- Equipements d'émission modulateurs, C. BREMENSON, P. LUGINBULL (CFTH).
- Action du champ électrique sur les céramiques ferro et antiferroélectriques. 2^e partie. Conduction en régime d'injection, L. BENGUIGUI (ELA).
- Compression de diagramme par codage spatio-temporel d'une antenne réseau, par S. DRABOWITZ, C. AUBRY, F. BONNASSIES (CSF).
- Les antennes Artémis du centre spatial guyanais, G. ROGER (CGE).
- Détermination des paramètres informationnels d'un radar quelconque, J. NEUVY (Marcel Dassault).
- Création et déplacements des défauts dans les solides, P. BARUCH (Ecole Normale Supérieure Paris) (DGRST).

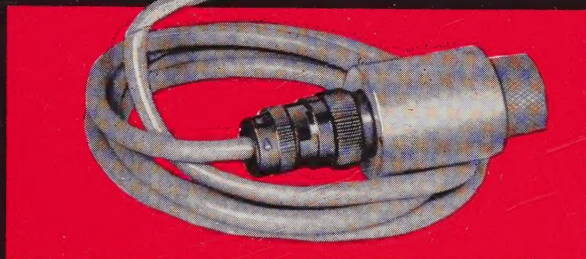
nouveau...

milliwattmètre hyperfréquences type NA 300



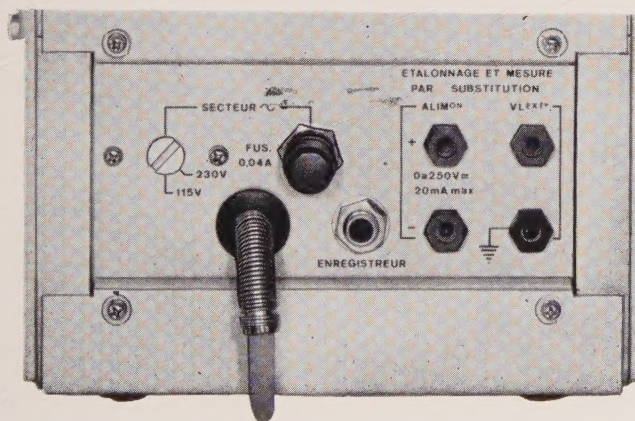
MESURES DES PUISSANCES EN HF, VHF, UHF, SHF.

- 0,01 mW à 10 mW (déviation totale) en 7 gammes.
- Lecture directe en μ W, mW et dBm.
- Zéro préréglé pour les 7 sensibilités.
- Variation du zéro : $\leq 1\%$ sur toutes les gammes d'utilisation.
- Eléments de sonde à coefficient de température négatif, fonctionnant avec des valeurs de résistance de 100 Ω ou 200 Ω .



une sonde coaxiale
à thermistors,
stable et robuste

sonde type S 404 compensée en température :
10 MHz à 10 GHz.



← VUE PARTIELLE ARRIERE DU NA 300

POSSIBILITES SUPPLEMENTAIRES

- 1 entrée "Alimentation de référence".
- 1 sortie "Voltmètre électronique ou voltmètre numérique".
- 1 sortie fournissant une tension continue (1 V/1000 Ω) proportionnelle à la déviation de l'aiguille du Milliwattmètre : utilisable en dispositif de régulation de niveau.

18, AVENUE
PAUL VAILLANT - COUTURIER
78 - TRAPPES - TÉL. 462.88.88
Telex : 25-705 - câble FERITRAPPES

délégations régionales
RENNES - TOULOUSE

Ets GEFFROY & Cie
S.A. CAP. 10.230.000 F

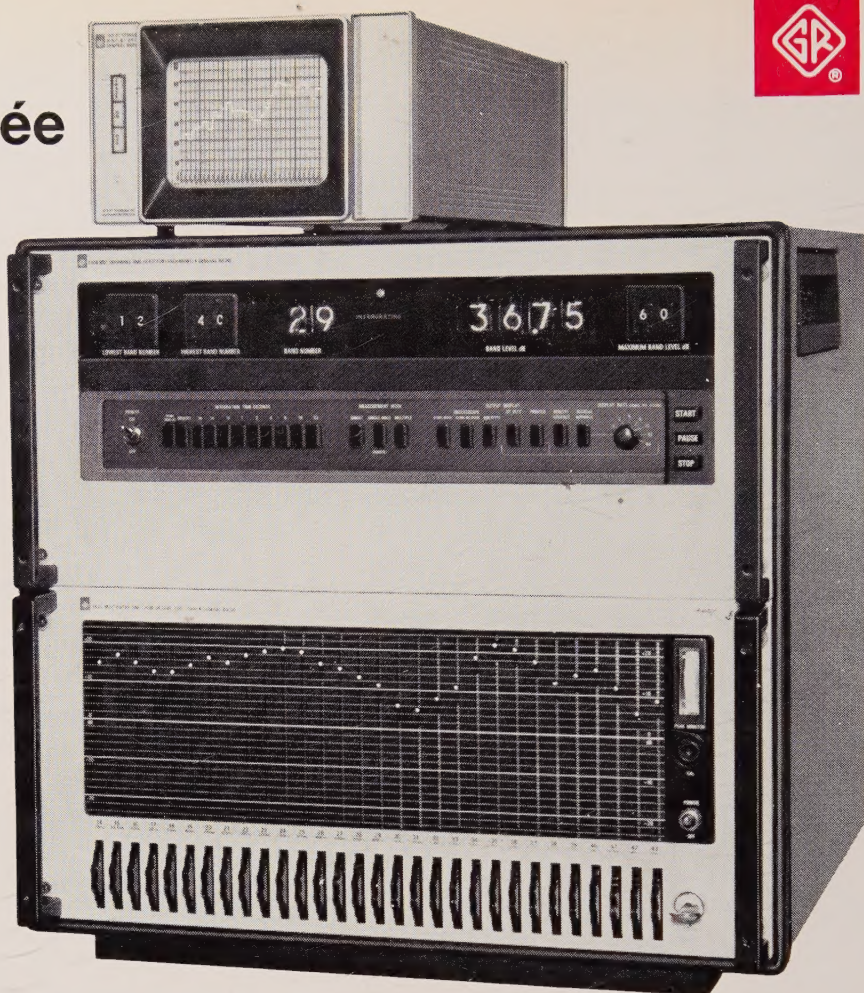


DOCUMENTATION FRANCO SUR DEMANDE

O.E. Service : cercelez le n° 561

Pour tous renseignements complémentaires, utilisez les cartes-réponse O.E. Service

Pour l'analyse instantanée du bruit



L'analyseur en temps réel 1921 avec le dispositif d'affichage à mémoire 1921-P1.

L'analyseur en temps réel 1921 est composé de deux appareils distincts: Le Multifiltre 1925 et le Détecteur de niveau efficace multicanaux 1926.

Selon la gamme de fréquence que vous désirez couvrir (entre 3, 15Hz et 80kHz), vous choisissez le nombre de filtres $\frac{1}{3}$ d'octave nécessaire, avec ou sans atténuateur. Vous pouvez aussi vous servir du Multifiltre comme synthétiseur de spectre.

Le Détecteur de niveau calcule la valeur efficace du signal sur chaque canal simultanément, pour l'une des 9 durées de mesure comprises entre $\frac{1}{8}$ s et 32s.

Le résultat est obtenu par échantillonnage à grande vitesse sur chaque canal, conversion analogique-numérique de chaque échantillon et traitement par l'unité de calcul incorporée.

On obtient ainsi une valeur efficace vraie. La dynamique est 70dB, la précision $\pm 0,5$ dB. Le facteur de forme peut atteindre 3000. Des tubes au néon indiquent le numéro du canal et la valeur efficace en dB. Les sorties analogiques et numériques et les signaux de contrôle permettent de sortir sur un périphérique quelconque.

Gamme de fréquence (Fréquence centrale à $\frac{1}{3}$ d'octave)	F. Prix avec douane	
	Avec Atténuateur	Sans Atténuateur
25 Hz à 20 kHz	61 560.-	59 280.-
12,5 Hz à 10 kHz	62 080.-	59 800.-
3,15 Hz à 2,5 kHz	62 730.-	60 450.-
100 Hz à 80 kHz	61 230.-	58 960.-

Pour tout renseignement supplémentaire, nous vous prions de bien vouloir vous adresser à:

GENERAL RADIO

GENERAL RADIO FRANCE
14, Rue Crespin Du Gast, 75 Paris XIe
Téléphone: 023 18 73 - 023 27 60, Télex: 22 991