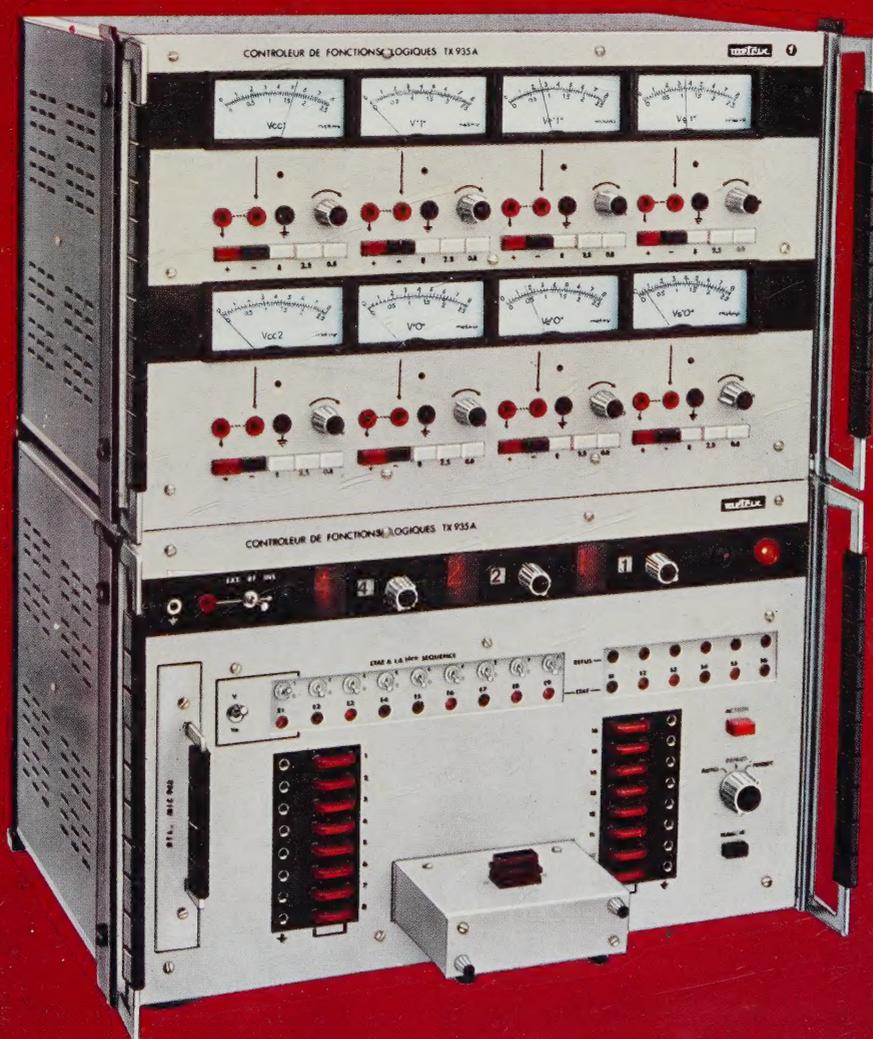
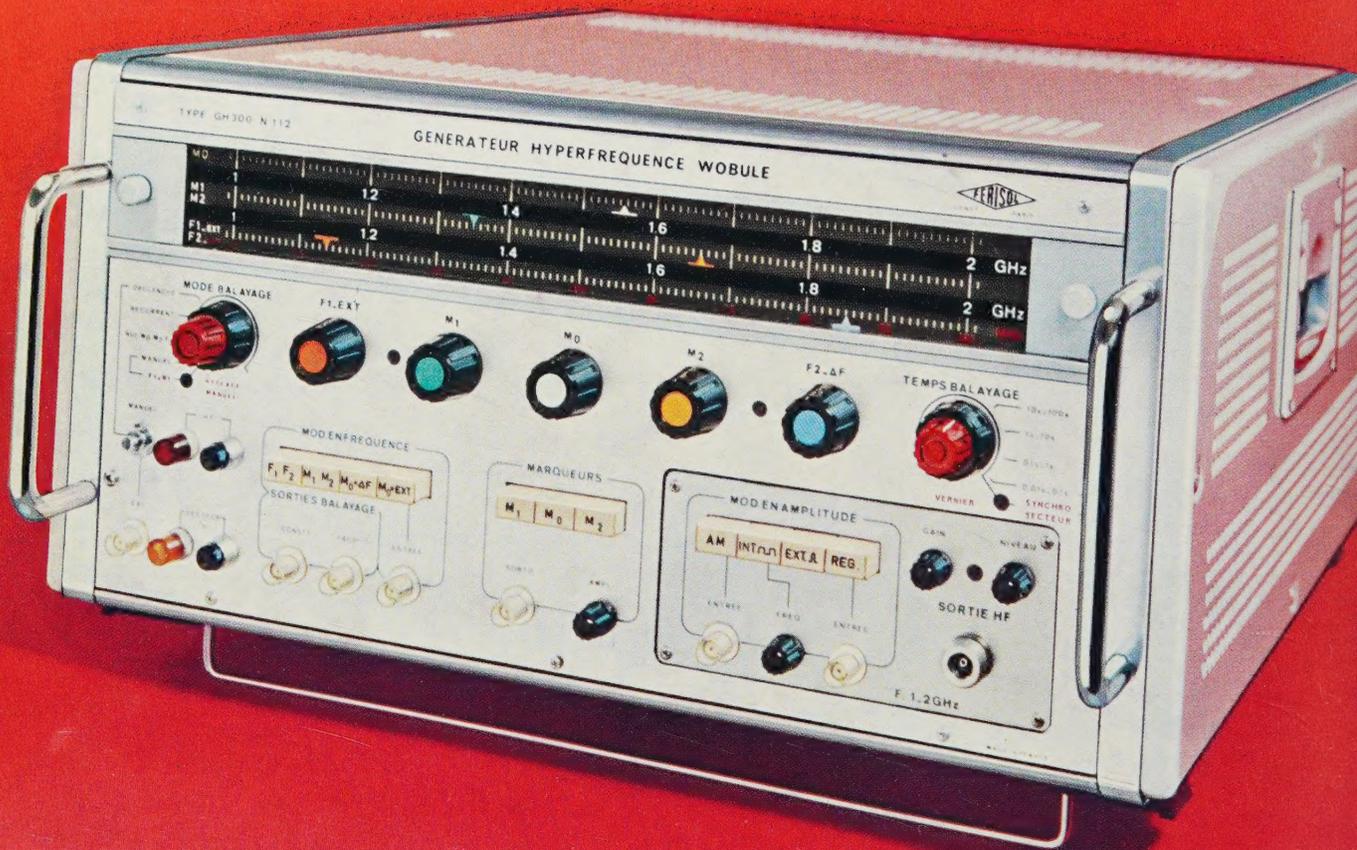


# l'onde électrique

revue mensuelle  
de la  
Société française  
des électroniciens  
et des radioélectriciens





PERFECTION  
DE LA TECHNIQUE

•  
ESTHÉTIQUE  
FONCTIONNELLE

•  
GRANDE SOUPLESSE  
D'UTILISATION  
PAR SIGNALISATION  
COULEUR AUTOMATIQUE

**nouveau**  
**générateur**  
**hyperfréquence**  
**wobulé**

TYPE **GH 300**

*à tiroirs interchangeable*

**0,4 GHz à 40 GHz**

Ets GEFROY & C<sup>ie</sup>  
DOCTEUR - INGÉNIEUR - CONSTRUCTEUR  
S. A. CAP. 7.160.000 F.

18, AVENUE PAUL VAILLANT COUTURIER — 78 TRAPPES — TÉL. 462-88-88  
TÉLEX : 25.705 — CABLE : FERITRAPPES (FRANCE)



DÉLÉGATION RÉGIONALE : 281, R<sup>o</sup> D'ESPAGNE - 31 TOULOUSE - TÉL. 42.11.88

○ E. Service : cercléz le n° 500

★ VOIR AUSSI PAGE 3 COUVERTURE

# Caméras électroniques

## de 1 ns de durée d'ouverture

E. LAVIRON - C. DELMARE

*Commissariat à l'Energie Atomique*

H. BACCHI

*Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée*

### 1. Généralités

Les caméras ultra-rapides à images intégrales peuvent se ranger en trois catégories, à savoir : les caméras mécaniques, les caméras électro-optiques et les caméras électroniques.

- Les caméras mécaniques sont constituées d'un objectif d'entrée, d'un miroir tournant et d'objectifs de reprise répartis sur la circonférence d'un cercle centré sur l'axe du miroir tournant. Ceux-ci reçoivent successivement le faisceau lumineux pendant un temps d'autant plus court que le miroir tourne plus vite.

Dès 1954, une cadence de  $10^7$  images par seconde a été obtenue avec des turbines tournant à plus de 10 000 tours/s ; ce type de caméra permet de prendre un grand nombre d'images (de 20 à 100 suivant les modèles), mais la limitation dans la durée d'ouverture semble avoisiner 50 ns. De plus, pour ces durées d'ouverture, il est nécessaire d'avoir des phénomènes très lumineux.

- Les caméras électro-optiques sont constituées d'un objectif d'entrée, d'une cellule électro-optique, généralement à effet Kerr, placée entre deux polariseurs croisés, et d'un objectif de reprise.

La caméra est dite « fermée » lorsqu'aucune tension n'est appliquée sur la cellule, elle est « ouverte » lorsqu'une tension adéquate de l'ordre de 15 à 20 kV, appliquée sur les plaques de la cellule fait tourner l'axe de polarisation de la lumière d'un angle de  $90^\circ$ . De telles caméras permettent d'obtenir une seule image dont la durée d'ouverture peut être aussi courte que 5 ns, voire 1 ns. Malheureusement, les pertes lumineuses de l'ensemble sont grandes, ce qui limite le nombre d'applications.

- L'apparition des caméras électroniques est très récente, le premier exemplaire commercialisé apparaissant en 1962.

La caméra est constituée d'un objectif d'entrée, d'un convertisseur d'image qui sert d'obturateur et d'un objectif de reprise. Le convertisseur d'image apporte, en plus de la fonction d'ouverture, un gain photonique et peut au besoin être couplé avec un intensificateur de luminance. Cette caméra permet ainsi de photographier pendant des temps très courts des phénomènes qui n'étaient pas assez lumineux pour la caméra électro-optique. Le tube peut de plus, comme son nom l'indique, convertir les fréquences lumineuses et être sensible à des longueurs d'ondes différentes suivant la composition de la photocathode.

Les caméras électroniques à images intégrales sont réalisées autour de deux types différents de convertisseurs d'images, le type « diode » et le type « triode ».

Le convertisseur « triode » est constitué d'une photocathode, d'une électrode de commande d'ouverture — grille ou anneau — placée, soit près de la photocathode, soit après une électrode accélératrice, et d'un écran.

Dans le premier cas, la forme de l'impulsion électrique de commande d'ouverture influe sur la focalisation ; de plus, les photoélectrons ont une vitesse très faible, et il n'est pas possible d'obtenir avec une définition de l'ordre de 10 paires de lignes/mm, des durées d'ouverture inférieures à 5 ns.

Dans le deuxième cas, les électrodes d'ouverture sont placées après une électrode d'accélération. Citons le tube anglais développé par l'AWRE et le tube PIM3 développé par l'Institut KURCHATOV, qui permettent des durées d'ouverture de 2 ns et moins. Il suffit d'envoyer sur deux paires de plaques placées

symétriquement autour d'un diaphragme très fin pour laisser passer ou non le faisceau d'électrons, une impulsion de tension dont seule la pente définit le temps d'ouverture.

Le convertisseur à tube « diode », appelé à focalisation de proximité, est constitué d'une photocathode et d'un écran. Le transfert des photoélectrons de la cathode vers l'écran n'a lieu que pendant l'application d'une impulsion haute tension.

La caméra décrite ci-dessous et conçue aux LEP en étroite liaison avec le CEA, utilise un tel type d'obturateur électronique dont la description détaillée fait l'objet de l'article de MM. ESCHARD et POLAERT, pp. 426 à 429 de ce numéro de l'*Onde Electrique*.

## 2. Principe de fonctionnement de la caméra

La caméra se compose de deux parties essentielles : la tête optique et le générateur d'impulsions brèves haute tension de 1 ns à mi-hauteur.

### • 2.1 Tête optique

La tête optique comprend un objectif de mise au point, un tube « diode », un objectif de sortie et le film photographique.

L'objectif de tête permet la mise au point de l'objet à photographier sur la photocathode du tube « diode ». Celui-ci est opaque. Lorsque le générateur lui applique une tension de l'ordre de 10 kV, les photo-électrons sont rapidement accélérés suivant les lignes de champ,

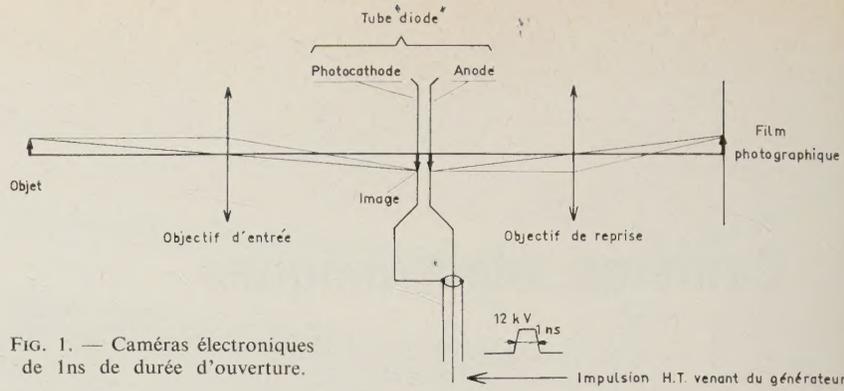


FIG. 1. — Caméras électroniques de 1 ns de durée d'ouverture.

c'est-à-dire perpendiculairement aux électrodes, et reçus par l'écran. Les photons émis par celui-ci sont collectés sur une plaque photographique par un objectif de reprise (fig. 1).

### • 2.2 Générateur haute tension

Il fournit à chaque déclenchement une impulsion d'amplitude comprise entre 10 et 15 kV dont la durée à mi-hauteur est réglable de 1 à 10 ns. Le fonctionnement de ce générateur est analysé dans l'article de MM. BACCHI et BLANCHET, pp. 430 à 437 de ce numéro de l'*Onde Electrique*.

## 3. Description

La caméra comprend deux ensembles distincts reliés par un câble multiconducteurs (fig. 2).

Le premier rassemble la tête optique, les circuits de formation, les circuits de déclenchement et l'alimentation très haute tension. Il est équipé de prises coaxiales permettant de transmettre les signaux de commande ou de test de la caméra.

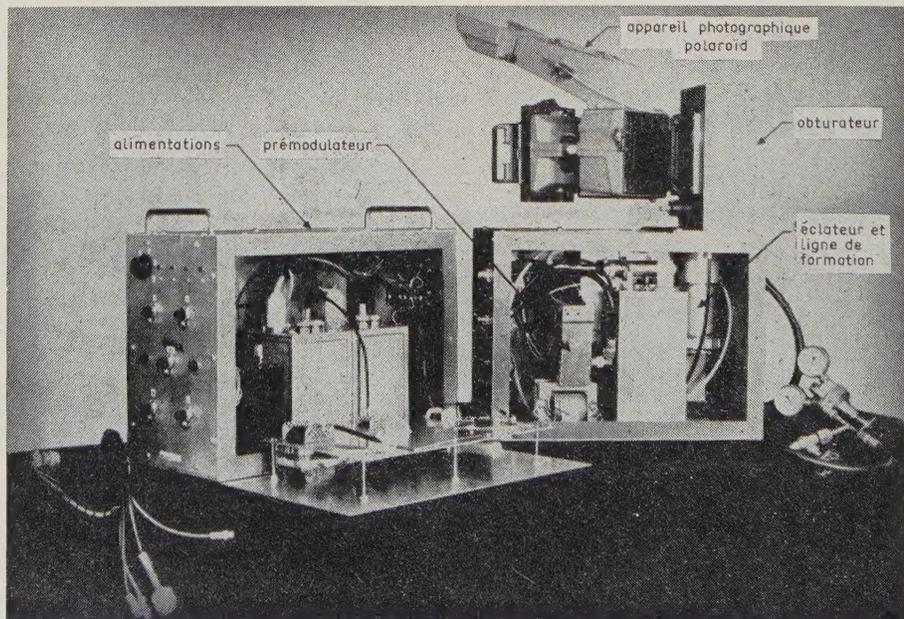


FIG. 2. — Vue d'ensemble de la caméra LEP montrant la disposition intérieure des éléments.

Le deuxième contient les alimentations moyenne et basse tension. Il présente un panneau de commande où l'utilisateur trouve le commutateur de mise en marche et les boutons de réglage des différentes alimentations.

Le générateur doit être raccordé à un secteur 220 V, 50 Hz stabilisé à  $\pm 1\%$  et à une bouteille d'azote U équipée d'un manodétendeur permettant le réglage de la pression entre 10 et 20 bars.

### 3.1. Ensemble tête optique et circuit de formation

La figure 3 représente cet ensemble. A la partie supérieure du dessin est la tête optique où nous distinguons principalement une ligne plate le long de laquelle nous rencontrons successivement :

- la transition entre la ligne coaxiale et la ligne plate,
- le diviseur capacitif,
- les pièces de fixation du tube,
- la charge terminale.

Un des conducteurs de cette ligne plate est constitué par la masse du boîtier de la tête optique.

Les deux conducteurs sont séparés par une plaque de *teflon* capable de supporter des impulsions de 15 kV.

Le diviseur capacitif mérite une mention spéciale. La connexion entre les deux condensateurs du pont a été supprimée : c'est une même pièce métallique qui sert d'électrode à l'un et l'autre de ces condensateurs. Nous obtenons ainsi une réponse parfaitement apériodique, même pour des temps de montée de 0,5 ns.

La partie inférieure de la figure 3 représente le circuit de formation terminé par une transition « ligne coaxiale, ligne plate » à l'intérieur de laquelle passe le tuyau de raccordement à la bouteille d'azote comprimé.

L'éclateur possède une structure coaxiale, avec des passages pour l'arrivée de l'azote et pour la connexion transmettant l'impulsion de déclenchement. Les électrodes ont une forme annulaire ; les distances inter-électrodes sont de l'ordre de 0,3 mm à 0,5 mm. La pression est comprise entre 10 et 20 bars.

La ligne de formation est divisée en deux parties :

— la première est solidaire du bloc contenant l'éclateur et constitue la ligne 1 ns. Le diélectrique utilisé est du téflon, de constante diélectrique 2,25 ; sa longueur est donc de 10 cm. C'est dans le conducteur intérieur de cette ligne que nous avons enroulé en hélice la chaîne de résistances reliée à l'arrivée de la très haute tension  $W_0$ .

— la deuxième est constituée par un bloc amovible servant de ligne additionnelle pour augmenter le temps de pose jusqu'à la valeur voulue. Afin de réaliser des éléments de longueurs raisonnables, nous avons utilisé les diélectriques suivants :

- teflon ( $\epsilon = 2,25$ ) pour la ligne « 2,5 ns »
- capinvar ( $\epsilon = 17$ ) pour la ligne « 5 ns »

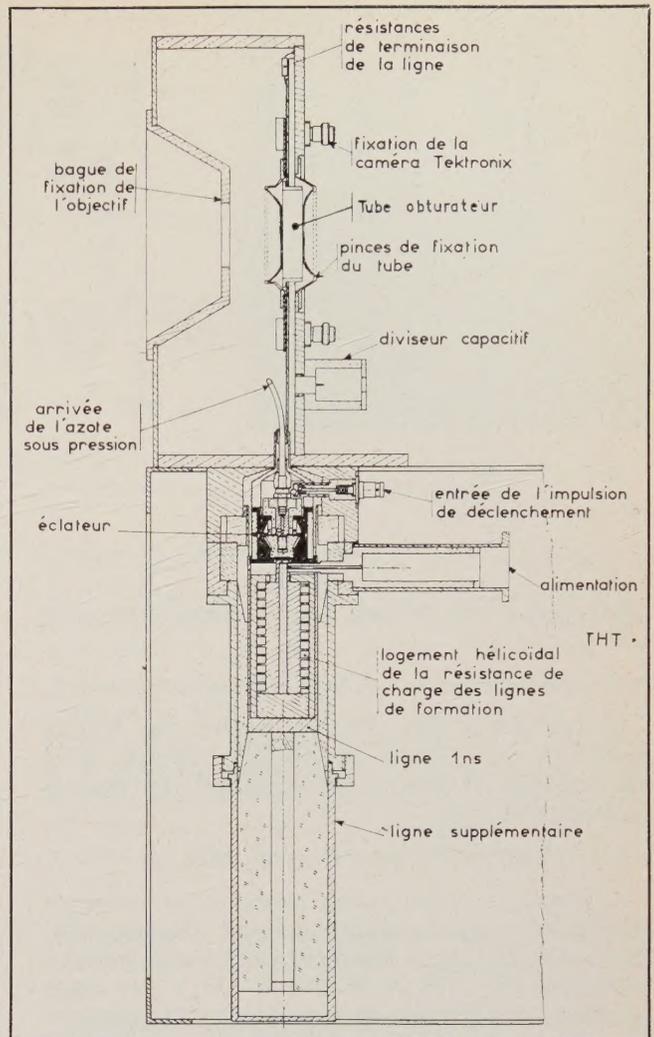


FIG. 3. — Circuit de formation d'impulsions et tête optique montrant le dispositif de couplage, le tube, la ligne plate et les lignes de formation.

faradite ( $\epsilon = 70$ ) pour la ligne « 10 ns ».

Ces deux derniers matériaux sont des céramiques particulières, choisies pour la valeur de leur constante diélectrique et leurs faibles pertes en haute fréquence.

La très haute tension utilisée a une valeur maximale de 30 kV, ce qui oblige à donner aux conducteurs des formes arrondies et aux lignes de fuite des longueurs suffisantes (0,5 à 1 kV par mm).

### 3.2. Circuits de déclenchement

La figure 4 représente le schéma général sur lequel nous reconnaissons un générateur de MARX à transistors, une tétrode de puissance et un transformateur d'impulsions. Ce dernier a pour but de changer la polarité de l'impulsion de déclenchement, ce qui est indispensable lorsque le générateur d'impulsions associé au tube est relié à la photocathode et que l'écran est à la masse de l'appareil.

L'ensemble se présente sous forme de deux boîtiers séparés, parfaitement blindés avec des joints métalliques HF, reliés entre eux par une prise coaxiale.

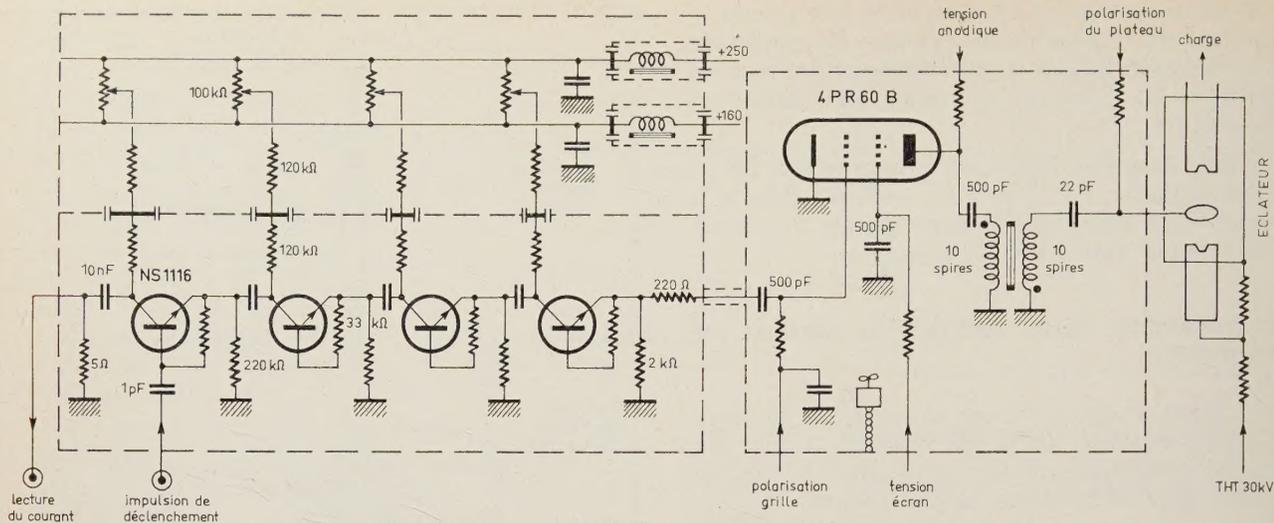


FIG. 4. — Schéma d'ensemble du circuit de déclenchement et du générateur d'impulsions.

Les seuls points délicats que l'on peut mentionner sont :

— Le blindage des circuits et les filtres antiparasites :

les transistors NS 1116 supportent une tension proche de leur tension d'avalanche ; ils sont donc très sensibles et doivent être protégés des champs parasites extérieurs.

— Le câblage du générateur de MARX :

le temps de commutation propre d'un transistor en régime d'avalanche est de l'ordre de la nanoseconde, l'excursion de tension que l'on peut obtenir avec des transistors NS 1116 est d'environ 120 V par étage. L'action des capacités parasites peut alors produire des courants de plusieurs ampères risquant de détruire les transistors de tête.

— Le transformateur d'impulsions :

le signal à transmettre a une amplitude de 15 kV environ et un temps de montée de 10 ns.

Dans un transformateur-inverseur de rapport  $-1$ , les capacités parasites sont rapidement gênantes. Pour les réduire, ainsi d'ailleurs que la self de fuite du bobinage, nous devons diminuer le nombre de spires sans cependant atteindre la saturation du matériau magnétique. Nous utilisons trois tores LTT 2000, 10 spires par enroulement et un bobinage très aéré.

Rappelons que ce transformateur peut être supprimé si l'impulsion d'ouverture du tube est appliquée à l'écran, la photocathode étant alors à la masse. Ceci permet de réduire le retard au déclenchement de 10 ns environ.

### 3.3. Caractéristiques et résultats obtenus

a) *Retard au déclenchement* : compris entre 40 et 45 ns.

b) *Variation du retard au déclenchement* : la plage globale de dispersion est de l'ordre de 3 ns.

c) *Largeur, mesurée à mi-amplitude, des impulsions*

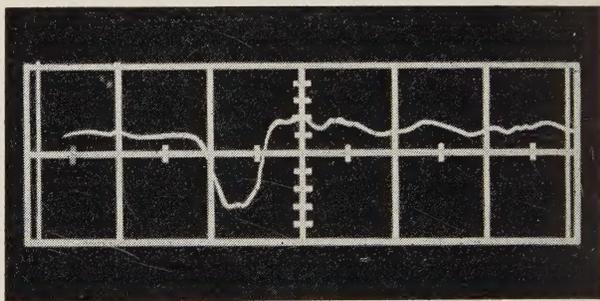


FIG. 5. — Impulsion appliquée au tube - 10 kV/carreau, 2 ns/carreau.

appliquées au tube obturateur : 1 - 2,5 - 5 - 10 ns

d) *Formes d'impulsions* : sur la figure 5, est reproduite la forme d'impulsion correspondant aux temps de pose 1 ns. Les temps de montée et de descente de celle-ci sont de l'ordre de 300 ps.

### 3.4. Perspectives d'avenir

Ces résultats pourraient être encore améliorés en modifiant la polarité de l'impulsion appliquée au tube obturateur. Le transformateur d'impulsions pourrait être ainsi supprimé et le retard encore diminué. Les études que nous avons en cours actuellement montrent qu'il serait possible d'atteindre des retards inférieurs à 30 ns et des dispersions ne dépassant pas 1 ns.

## 4. Utilisation de la caméra

### 4.1. Chronométrie

Obtenir la photographie d'un objet à grande vitesse d'évolution, avec une durée d'exposition de 1 ns, nécessite de connaître, par rapport à un phénomène de référence, le moment exact de cette prise de vue. Il a donc été nécessaire d'étudier et de mettre au point un chronomètre qui donne avec une précision de 100 ps tout écart de temps entre deux impulsions distantes de

0 à 140 ns. La caméra fournit, par l'intermédiaire d'un atténuateur, une impulsion synchrone de l'ouverture du tube dont le temps de montée est de 0,5 ns. Il est ainsi possible de recaler chaque prise de vue par rapport à un temps de référence donné par l'expérience.

## 4.2. Résultats d'essais

Deux exemples d'utilisation de la caméra 1 ns de durée d'ouverture vont être donnés. Le premier concerne l'observation des claquages dans un gaz à l'aide d'une impulsion provenant d'un laser déclenché. Le second concerne l'observation d'un plasma créé par la décharge électrique d'un banc de condensateurs dans une enceinte de géométrie de révolution remplie de deutérium (expérience Focus).

### 4.2.1. Expérience de claquage de gaz sous l'effet d'un faisceau laser déclenché

L'impulsion laser est focalisée dans un gaz, et l'expansion de la boule de claquage est observée.

L'instant d'apparition de l'impulsion laser étant indéterminé, il a été nécessaire, pour déclencher la caméra, d'étudier un générateur d'impulsions électriques ayant un retard très faible. Une photodiode détecte le début de l'impulsion lumineuse 70 ns avant le sommet et fournit une impulsion électrique de quelques millivolts. Celle-ci est amplifiée et la tension crête est portée à 6 V sur une impédance de 50  $\Omega$  avec un retard inférieur de 10 ns et une dispersion négligeable. Cette impulsion est appliquée à l'entrée de la caméra, le tube obturateur reçoit l'impulsion HT 45 ns plus tard.

Le figure 6 permet de comparer, pour un même phénomène, la qualité des images obtenues avec des durées d'exposition de 1 ns et 5 ns.

### 4.2.2. Expérience Focus

Dans une première étape, toutes les photographies concernant la phase de compression du plasma ont été prises avec des caméras classiques de 5 ns de temps d'ouverture. Elles laissaient entrevoir des instabilités dans la phase finale de la compression. L'utilisation

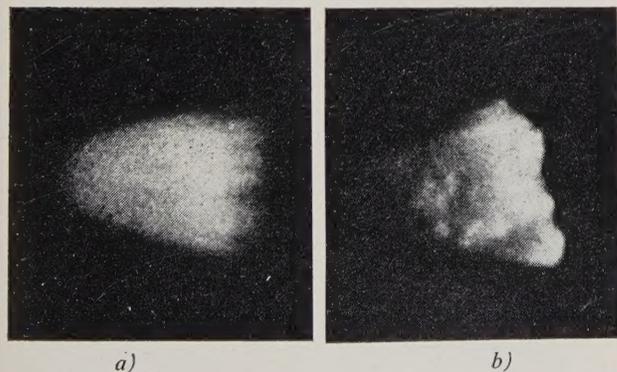
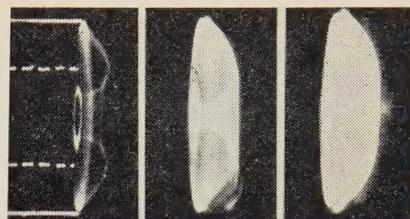


FIG. 6. — Expérience de claquage de gaz sous l'effet d'une impulsion laser déclenchée. a) Durée d'ouverture = 5 ns ; b) Durée d'ouverture = 1 ns.

Durée d'ouverture : 5 ns



Durée d'ouverture : 1 ns



FIG. 7. — Comparaison entre durées d'ouverture 5 et 1 ns. Expérience de compression de plasma (exp. Focus).

d'une caméra à temps de pose de 1 ns a permis de fixer l'image du phénomène et d'observer ces instabilités. La figure 7 permet de comparer des photographies obtenues aux temps de pose 1 ns et 5 ns.

Le niveau lumineux du phénomène est tout juste suffisant pour obtenir un cliché utilisable, et il serait souhaitable d'adjoindre un amplificateur de luminance à l'obturateur ultra-rapide. La réalisation d'une nouvelle caméra utilisant un tube avec sorties par fibres de verre est actuellement envisagée et permettrait l'obtention d'un gain lumineux 20 fois plus grand.

### 4.3. Examen des limitations vers l'obtention éventuelle de temps de pose plus courts

L'examen des résultats précédents fait apparaître la nécessité d'obtenir des temps de pose inférieurs à 1 ns. Les limitations dues au tube obturateur sont étudiées dans l'article correspondant.

Le générateur que nous avons étudié fournit des impulsions présentant des temps de montée et de descente de 300 ps.

Nous pouvons donc songer à réaliser des temps de pose de cet ordre de grandeur. Pour conserver une forme d'impulsion trapézoïdale, il faudrait encore améliorer le régime de propagation qui s'établit depuis la ligne de formation d'impulsions jusqu'à la charge terminale de la ligne de couplage sur le tube obturateur.

## 5. Conclusion

Nous n'avons pas eu de baisse appréciable de définition de l'image en passant d'un temps d'ouverture de 5 ns à 1 ns et il nous semble possible d'obtenir des temps d'ouverture de 300 ps. Il sera, à ce moment, nécessaire d'adjoindre au tube un étage amplificateur de luminance. Celui-ci peut être constitué, soit d'un tube semblable couplé par fibres de verre, soit d'un tube amplificateur de brillance classique couplé par une optique de grande ouverture, soit d'un multiplicateur électronique directement incorporé dans le tube obturateur.

# Tube obturateur

## pour photographie ultra rapide

G. ESCHARD  
R. POLAERT

*Laboratoires d'Electronique et de Physique Appliquée*

### 1. Introduction

L'article précédent [1] fait apparaître que les limites d'utilisation des caméras mécaniques se situent aux environs de 50 ns.

Pour réduire le temps de pose, on est conduit naturellement à utiliser des phénomènes ne présentant pas « d'inertie ». Deux directions se sont révélées très fructueuses, d'une part l'utilisation de l'effet Kerr, d'autre part, des dispositifs électroniques basés sur l'emploi de convertisseurs d'images.

Le temps d'établissement ou de disparition de l'effet Kerr est en moyenne de  $10^{-11}$  s. Dans le domaine de la nanoseconde, le temps d'ouverture est donc lié uniquement au temps d'établissement de la tension appliquée à la cellule. On a été conduit à l'insérer directement dans la ligne de transmission de l'impulsion haute tension, ce qui a permis d'obtenir des images avec des temps de pose d'une nanoseconde [2].

L'usage de convertisseur d'image est une autre voie qui a été suggérée et utilisée depuis de nombreuses années [3] : en effet, la constante de temps d'établissement de l'effet photoélectrique n'a pas encore été mise en évidence expérimentalement. On peut seulement montrer qu'elle est inférieure à  $10^{-11}$  s. D'après certains auteurs, elle serait inférieure à  $10^{-14}$  s [4]. Une analyse plus précise des conditions réelles de l'émission photoélectrique montre que cette limite doit être ramenée à  $10^{-12}$  seconde.

Alors que la cellule de Kerr absorbe une partie importante de la lumière, même dans la position « ouverte », le tube photoélectrique apporte un gain photonique appréciable (quelques dizaines). On peut d'ailleurs, en cas de nécessité, l'associer avec un amplificateur de brillance.

Dans le tube dont nous présentons ici quelques caractéristiques, le temps de pose est fixé par la durée

de l'impulsion appliquée entre la photocathode et l'écran.

### 2. Description générale

Le tube obturateur est, avant tout, un tube à image du type diode à focalisation de proximité (fig. 1). Il comprend une photocathode et un écran luminescent disposés à quelques millimètres l'un de l'autre. La scène à photographier est focalisée dans le plan de la photocathode, l'image est reproduite sur l'écran luminescent seulement lorsque celui-ci est porté à une tension convenable (supérieure à 5 000 V). Le temps de pose est fixé directement par la durée de l'impulsion HT appliquée entre l'écran et la cathode.

La photocathode est une couche photoémissive trialkaline du type S 20, dont la sensibilité spectrale s'étend depuis  $\lambda = 0,4 \mu$  jusqu'à  $0,8 \mu$ . Le diamètre utile est de 38 mm.

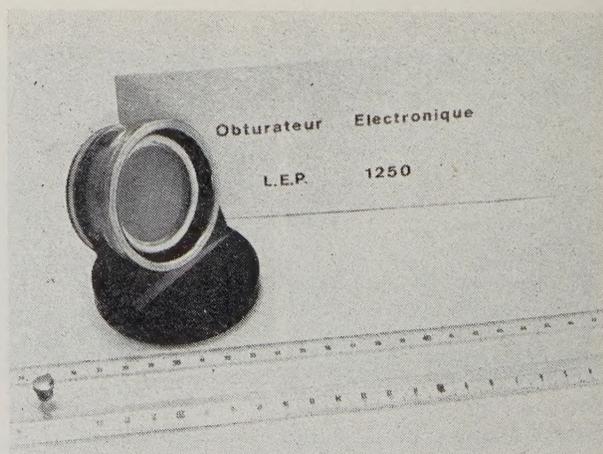


FIG. 1. — Tube obturateur

L'anode est constituée par un écran de type P11 à rémanence moyenne dont la luminescence bleue est adaptée à l'enregistrement photographique.

### 3. Qualité de l'image

La qualité de l'image est liée au mode de focalisation et au grain de l'écran luminescent. Dans notre cas, le grain de l'écran n'intervient pas, c'est la distance et la tension appliquées entre cathode et anode qui fixe la qualité de l'image.

Si on appelle  $R$  la limite de résolution de l'image exprimée en paires de lignes par millimètre (mire de Foucault),  $d$  la distance entre cathode et écran et  $V_0$  l'énergie initiale des photoélectrons exprimée en volt, on établit la relation suivante :

$$R = \frac{k}{d} \sqrt{\frac{V}{V_0}}$$

$k$ , étant un coefficient qui tient compte du diagramme d'émission des photoélectrons.

Par comparaison avec les tubes à focalisation électrostatique ou magnétique, la limite de résolution est relativement faible : 20 paires de lignes par millimètre, mais ce mode de fonctionnement présente deux atouts majeurs :

- absence de distorsion de l'image, quelle que soit sa dimension (fig. 2) : le champ utile n'est limité que par le diamètre du tube.

- absence de défocalisation, quelle que soit la forme d'onde de l'impulsion haute tension appliquée aux bornes du tube.

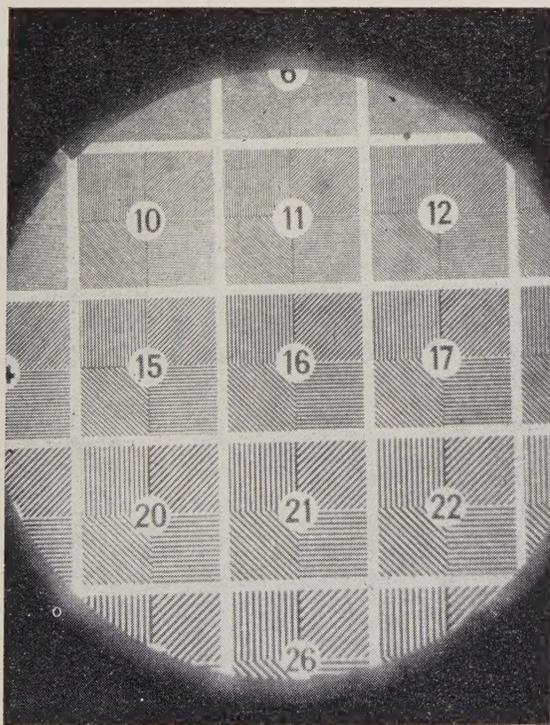


FIG. 2. — Photographie d'une mire illustrant l'absence de distorsion de l'image.

En régime d'impulsions brèves, le tube supporte des tensions élevées, de l'ordre de 12 kV.

La figure 3 montre la variation relative de la brillance de l'écran en fonction de la tension appliquée : le seuil de tension à partir duquel l'écran s'illumine est de 4 kV. La figure 4 montre la variation de la limite de résolution  $R$  de l'image exprimée en paires de lignes par millimètre, en fonction de la tension : on observe à 4 kV une limite de résolution de 18 paires de lignes par millimètre à 4 % de contraste et cette limite croît avec la tension d'accélération en  $V^{1/2}$ .

La figure 5 montre la variation de la limite de résolution, en fonction de la longueur d'onde de la lumière incidente ; en effet, l'énergie initiale des photoélectrons est reliée à la longueur d'onde  $\lambda$  de la lumière

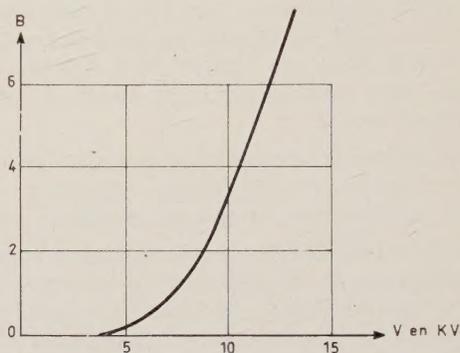


FIG. 3. — Brillance relative  $B$  de l'écran en fonction de la tension appliquée  $V$ .

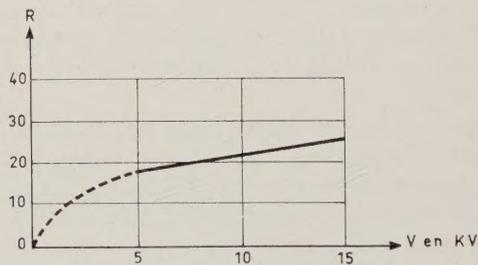


FIG. 4. — Variation de la limite de résolution  $R$  exprimée en nombres de paires de lignes par mm visibles à 4% de contraste en fonction de la tension  $V$  appliquée.

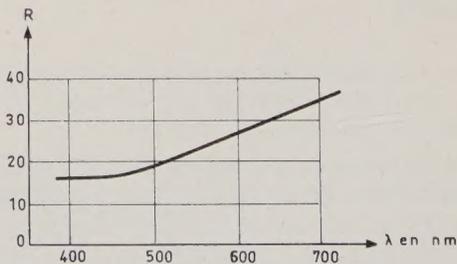


FIG. 5. — Variation de la limite de résolution  $R$  exprimée en paires de lignes par mm en fonction de la longueur d'onde de la lumière incidente  $\lambda$  ( $V = 10$  kV).

incidente et  $\lambda_0$  du seuil d'émission de la photocathode par la relation :

$$V_0 = \frac{hc}{e} \left( \frac{1}{\lambda} - \frac{1}{\lambda_0} \right).$$

Le seuil d'émission de la photocathode type S 20 est de l'ordre de 850 nm et on observe, dans ces conditions, une limite de définition deux fois meilleure en lumière incidente rouge qu'en lumière bleue.

#### 4. Rapport d'obturation

L'efficacité de l'obturateur électronique dépend essentiellement du rapport de transmission de lumière à travers le tube, entre les régimes ouvert et fermé. Ce rapport d'obturation doit être le plus élevé possible si l'on désire enregistrer un phénomène lumineux relativement long, de l'ordre de la milliseconde. On pourra, dans certains cas, être amené à ajouter un obturateur lent.

Dans notre cas, le rapport d'obturation est supérieur à  $10^6$ , c'est le produit du gain lumineux en régime ouvert par le facteur d'opacité en régime fermé.

Le gain lumineux est proportionnel à la sensibilité photoémissive de la cathode, à la tension d'accélération et au rendement lumineux de l'écran à cette tension ; dans les conditions nominales d'emploi, ce gain est de l'ordre de 10. L'opacité est assurée essentiellement par la couche absorbante qui recouvre l'écran luminescent ; elle est mesurée en lumière collimatée au moyen d'une cellule photoélectrique qui capte toute la lumière qui traverse l'écran.

En pratique, ce facteur d'opacité  $W$  est supérieur à  $10^5$  et cette valeur est quasiment indépendante de la longueur d'onde de la lumière incidente, de 0,35 à 1,20  $\mu$ .

Dans certaines applications particulières où la longueur d'onde de la lumière incidente est très différente de la bande d'émission de l'écran (centrée sur  $\lambda = 0,45 \mu$ ), il est possible d'augmenter le rapport d'obturation en plaçant, entre cet écran et l'appareil de prise de vue, un filtre spécialement adapté pour transmettre la lumière émise par l'écran et arrêter la lumière parasite qui traverse cet écran.

#### 5. Fonctionnement en obturateur ultra-rapide

Le circuit équivalent au tube fonctionnant en obturateur peut être schématisé par une capacité en parallèle sur un générateur de courant.

Le générateur de courant est constitué par la couche photoémissive, et le courant est proportionnel au flux lumineux reçu et à la sensibilité de la photocathode

La capacité entre les deux électrodes du tube est d'une dizaine de pF. En régime d'impulsion ultra-rapide, il faut considérer le mode de liaison du tube au générateur d'impulsions : il y a deux possibilités :

— le tube peut être placé en terminaison de ligne, celle-ci étant constituée de un ou plusieurs câbles en parallèles ;

— le tube peut être inséré sur le trajet de la ligne ; dans ce cas, la géométrie du tube sous forme de deux disques parallèles se prête à l'insertion du tube dans une ligne de propagation plane.

Dans le premier cas, on pourra assimiler le tube à un obturateur central, et dans le second à un obturateur à rideau.

Il faut en effet tenir compte du temps de propagation de l'impulsion à travers le tube lui-même. Avec les dimensions adoptées, ce temps est de  $0,12 \cdot 10^{-9}$  s. On ne peut pas totalement négliger cet effet lorsque le temps de pose est d'une nanoseconde.

Le temps de vol des photoélectrons de la cathode jusqu'à l'écran est fixé par la tension appliquée et la distance entre électrodes. Dans le tube en fonctionnement réel, ce temps de vol est inférieur à 0,1 ns. Les derniers photoélectrons émis ne bénéficient pas de toute la tension d'accélération : il y a donc une légère perte de gain.

La conduction des électrodes doit assurer la transmission uniforme du champ électrique ; en particulier, la glace qui supporte la photocathode a été revêtue d'une couche conductrice semitransparente adaptée à cette fin : la présence de cette couche absorbe évidemment une partie de la lumière incidente ; cela affecte à la fois le gain du tube et son opacité, mais ne change pas le rapport d'obturation proprement dit.

#### 6. Charge d'espace

Le courant moyen à travers un tube à image est habituellement de l'ordre de quelques nanoampères par  $\text{cm}^2$ . Au temps de pose de la nanoseconde, compte tenu de la sensibilité du film photographique (3.000 ASA) et du rendement de l'écran, la densité de courant nécessaire pour impressionner convenablement la pellicule atteint  $0,1 \text{ A/cm}^2$ . Cette densité de courant crée une charge d'espace dont le premier effet serait de défocaliser le faisceau d'électrons et de dégrader la qualité de l'image. Dans notre cas, le régime de saturation du courant par charge d'espace est de l'ordre de  $50 \text{ A/cm}^2$  et l'effet de défocalisation n'a pu être mis en évidence.

#### 7. Conclusion

Ces quelques remarques montrent que l'obturateur électronique doit répondre à la fois aux exigences des tubes à images et des tubes pour hyperfréquences. Plusieurs de ces exigences tendent vers une réduction des dimensions et une augmentation de la tension appliquée, mais ici intervient la limite de tenue en tension sous vide entre deux électrodes dont l'une au moins est chargée de métaux alcalins propices à l'apparition d'amorçages intempestifs.

Le tube que nous avons mis au point réalise un compromis entre ces diverses tendances. Associé à un générateur d'impulsions haute tension synchronisé, ce tube a permis d'observer en hyperstroboscopie le développement de la décharge lumineuse à travers le tube à gaz d'un stroboscope et de photographier le développement du plasma créé lors du claquage de l'air par concentration d'un faisceau laser.

## Bibliographie

- [1] DELMARE, LAVIRON, BACCHI. — Caméra électronique de 1 nanoseconde de durée d'ouverture. *Onde Électrique* Mai 1968 - 494, pp. 421 à 425.
- [2] BLANCHET M. — Obturateur dans le domaine de la nanoseconde Proc. Vith Symposium High Speed Photography, pp. 313 à 320 (1963).
- [3] Proc. Vth Symposium on High Speed Photography, pp. 95 à 126 (1962).
- [4] Image Converter High Speed Photography with  $10^{-9}$  -  $10^{-14}$  sec time resolution. E.K. ZAVOISKY and S.D. FANCHENKO, *Applied Optics*, sept. 1965, vol. 4, n° 9.

---

## ADDENDUM

### A L'ARTICLE DE MM. NOVACK ET VICH

sur la Synthèse de filtres à fréquence intermédiaire  
à sélectivité concentrée pour les récepteurs de télévision

L'article que nous avons fait paraître sous ce titre dans *l'Onde Electrique* de janvier 1968, pp. 71 à 75, renvoyait les lecteurs à cinq références bibliographiques qu'ils ont cherché en vain, la page « Bibliographie » du manuscrit des auteurs s'étant égarée. La Rédaction s'excuse d'avoir publié un article incomplet et répare cette omission en donnant ci-dessous la liste des références mentionnées dans le texte :

## BIBLIOGRAPHIE

- [1] NOVAK M. — Synthèse des filtres de fréquence. Academia, Prague 1966 (en langue tchèque).
- [2] RUMPELT E. — Über den Entwurf elektrischer Wellenfilter mit vorgeschriebenem Betriebsverhalten. Diss. T.H. München, 1947.
- [3] VÍCH R. — Eine Methode zur Lösung algebraischer Gleichungen höheren Grades mit Hilfe eines Digitalrechners. Mitteilung aus dem Institut für Radiotechnik und Elektronik der Tschechoslowakischen Akademie der Wissenschaften, Prag.
- [4] PROKOP J. — Topological Analysis and Synthesis. Institut de Recherches de Télécommunication, Prague.
- [5] VÍCH R. — Eine Verallgemeinerung der Filteranalyse und -synthese. Wissenschaftliche Zeitschrift der Technischen, Hochschule Ilmenau, 1967.

# Générateurs d'impulsions haute tension

## de 1 nanoseconde à mi-hauteur

H. BACCHI

Laboratoires d'Electronique  
et de Physique Appliquée

M. BLANCHET

Services Techniques des Armées

### 1. Introduction

L'apparition de tubes convertisseurs d'images à focalisation de proximité <sup>(1)</sup> permettant la photographie de phénomènes lumineux avec des durées de l'ordre de la nanoseconde, d'une part, et de lasers déclenchés qui permettent la réalisation de sources lumineuses intenses et très brèves par découpage de l'impulsion lumineuse par l'intermédiaire de cellules électro-optiques (effets Kerr ou Pockels), ont nécessité l'étude de générateurs haute tension délivrant des impulsions de 1 ns de largeur à mi-hauteur.

Les deux générateurs décrits ici, étudiés et réalisés l'un par LEP, l'autre par le LCA, répondent au même cahier des charges qui peut se résumer ainsi :

- amplitude crête de l'impulsion : 15 kV
- temps de montée et de descente inférieurs à 1 ns
- largeur à mi-hauteur de 1 ns ou réglable de 1 ns à 10 ns
- irrégularité sur le palier ou après l'impulsion, inférieure à 10 %
- retard au déclenchement, inférieur à 50 ns.

L'impulsion doit être mesurée à proximité de la charge utile qui présente une capacité de l'ordre de 10 pF.

Le principe de base est commun aux deux types de générateurs, la différence fondamentale se situant au niveau de l'éclateur et de son mode de déclenchement.

L'impulsion haute tension est obtenue par décharge, à l'aide d'un éclateur coaxial *E*, d'une ligne coaxiale

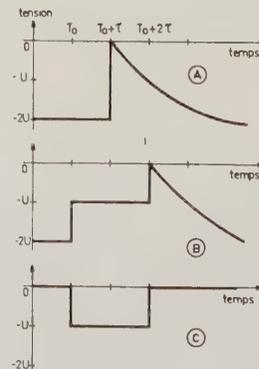
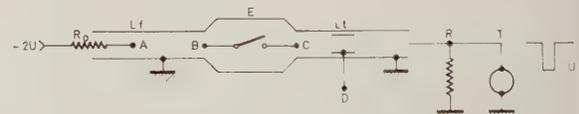
ouverte *L<sub>f</sub>* de longueur électrique  $\tau = 0,5$  ns, chargée à une tension de 20 à 30 kV.

Une ligne coaxiale *L<sub>T</sub>* assure le transport de cette impulsion vers la charge, constituée du tube convertisseur d'image *T* (10 à 15 pF) et d'une résistance *R* d'adaptation.

La figure 1 donne le principe commun aux deux générateurs et le diagramme des tensions.

#### 1.1. Difficultés de réalisation

Les principales difficultés proviennent de la nécessité d'obtenir une impulsion ayant les caractéristiques



- $2U$  Tension continue de charge.
- $R_0$  Résistance de charge
- $L_f \gg Z_c$
- $L_f$  Ligne de formation de longueur électrique  $\tau$ .
- E* Interrupteur rapide.
- $L_t$  Ligne de transmission.
- D* Diviseur pour test.
- $R+T$  Utilisation résistance + tube.
- $t_0$  Instant de fermeture de *E*.

FIG. 1. — Principe commun aux générateurs LEP et LCA.

<sup>(1)</sup> Article de MM. ESCHARD et POLAERT, l'Onde Electrique même numéro, pp. 426 à 429.

suivantes :

- tension utile de crête élevée : 10 kV à 15 kV,
- durée courte : 1 ns,
- forme se rapprochant le plus possible de l'impulsion rectangulaire,
- impulsion unique à chaque déclenchement : absence de rebondissement, de réflexion, ou de résidu de mise en forme pouvant provoquer plusieurs ouvertures consécutives du tube,
- bonne reproductibilité.

D'autres difficultés, non moins importantes, ont pour origine :

- l'observation de l'impulsion formée ; il est en effet aussi délicat de mesurer avec fidélité une impulsion rapide haute tension, que de la générer.
- le déclenchement de l'éclateur ; il est nécessaire d'obtenir une variation sur le retard aussi faible que possible.

Il est indispensable que les montages soient à structure coaxiale ou de ligne et présentent le minimum de TOS. Les causes de désadaptation sont essentiellement dues :

- au côté ouvert de la ligne de formation  $L_f$  prévue pour supporter une tension continue de 30 kV,
- aux transitions ligne-éclateur,
- à l'éclateur qui introduit une rupture d'impédance entre lignes de formation et de transmission,
- au système assurant l'étanchéité de l'éclateur pressurisé,
- à la liaison ligne de transmission-tube,
- aux résistances d'adaptation  $R$ , de bande passante suffisante, et devant supporter une tension crête de 15 kV.

## 2. Générateur construit par le L C A.

### 2.1. Conception du générateur d'impulsions

Le générateur fonctionne sur le principe de la décharge d'une ligne coaxiale ouverte, dans une charge égale à son impédance caractéristique, par l'intermédiaire d'un éclateur coaxial à deux électrodes, déclenché par surtension.

Il satisfait au diagramme de la figure 1. Dans ces conditions, le générateur produit des impulsions d'amplitude égale à la moitié de la tension de charge et de durée double du temps de propagation dans la ligne. La production d'impulsions haute tension, de forme rectangulaire acceptable, dans le domaine de la nano-seconde et de la subnanoseconde, nécessite la réalisation de générateurs à structure de ligne de transmission.

L'impédance caractéristique du générateur a été fixée à 50  $\Omega$ , pour faciliter le transport de l'impulsion dans des câbles coaxiaux courants, bien que la constante de temps  $Z_0 C$ , de l'ordre de 0,5 ns dans ces conditions, soit assez voisine de la durée d'impulsion souhaitée.

Si l'on veut limiter à 10% par rapport à celle de l'impulsion principale, l'amplitude des impulsions parasites qui peuvent prendre naissance dans des discontinuités du générateur, il est indispensable que l'adaptation des éléments soit réalisée avec un coefficient de réflexion inférieur à 10 %, c'est-à-dire un TOS inférieur à 1,2 dans toute la gamme des fréquences jusqu'aux environs de 1 000 MHz. Cette qualité de circuit s'obtient assez facilement en structure coaxiale mais nécessite cependant une réalisation appropriée et soignée. Pour cette raison, le principe de fonctionnement du générateur est presque exclusivement limité à la décharge d'une ligne ouverte dans une résistance ou dans un circuit équivalent : ligne de transmission adaptée.

L'élément fondamental est l'interrupteur qui assure la décharge de la ligne. Dans l'état actuel de la technique, cet interrupteur ne peut être qu'un éclateur pressurisé à structure de ligne de transmission.

### 2.2. L'éclateur coaxial à deux électrodes

L'éclateur coaxial présente l'avantage de n'avoir que des pièces de révolution qui facilitent sa réalisation et s'adaptent aisément par ligne conique au câble coaxial de sortie.

Il est prévu pour fonctionner jusqu'à une pression maximale de 50 bars et une tension maximale de 50 kV.

Son fonctionnement dans l'azote à 99,997 % est très satisfaisant et les impulsions produites sont parfaitement reproductibles.

Dans le domaine de fonctionnement indiqué ci-dessus, la tension d'amorçage est une fonction linéaire du produit : pression  $\times$  distance inter-électrodes.

Son temps de montée, limité par le temps d'établissement de la décharge disruptive, est une fonction linéaire de la distance inter-électrodes et ne dépend pratiquement pas de la tension de fonctionnement.

Pour un temps de montée déterminé, la tension d'amorçage est alors une fonction linéaire de la pression.

Le temps de montée est d'environ une nanoseconde par millimètre de la distance entre électrodes. Ce temps de montée est en accord avec des résultats théoriques et expérimentaux qui donnent dans l'azote des taux d'accroissement de courant de 500 A/ns par mm et par kV appliqués à l'éclateur.

Le retard dans l'amorçage d'un éclateur en régime d'impulsions, qui est très grand au seuil de l'amorçage disruptif, peut être réduit à quelques nanosecondes, en cas de surtension rapide et importante.

Ce résultat s'obtient encore plus facilement si l'éclateur est maintenu en permanence à une tension continue voisine de l'amorçage disruptif. Il suffit de superposer une impulsion de déclenchement brève à la tension continue de charge de la ligne de formation d'impulsions. Dans ces conditions, la tension d'amorçage diffère peu de celle en fonctionnement statique. Pratiquement, pour que le retard ne dépasse pas quelques nanosecondes, il suffit que l'impulsion de déclenchement ait un temps de montée de moins de

10 ns et une amplitude voisine de la tension continue de charge.

### 2.3. Description du générateur d'impulsions

Le générateur d'impulsions (fig. 2) se présente sous la forme d'une armoire standard US de 19 unités de hauteur. Il est constitué de deux châssis formant deux ensembles distincts :

— le châssis supérieur comprenant : le circuit de formation d'impulsions, l'atténuateur d'impulsions haute tension, les éléments de pressurisation : bouteille  $B_1$  d'azote, détendeur, manomètres haute et basse pression, fuite réglable, l'alimentation haute tension ainsi que ses dispositifs de réglage et de contrôle.

— le châssis inférieur comprenant : le circuit de synchronisation haute tension et son alimentation, les dispositifs de contrôle, le circuit de synchronisation basse tension et les alimentations.

#### 2.3.1. Circuit de formation d'impulsions

Il est composé de l'éclateur coaxial et de sa ligne de formation associée (fig. 3).

L'éclateur est constitué de deux électrodes hémisphériques en molybdène de 17 mm de diamètre, distantes de 0,5 mm. Sa pression de fonctionnement est d'environ 20 bars.

L'électrode située du côté de la ligne de formation d'impulsions fait partie de cette ligne qui mesure ainsi environ 10 cm.

L'adaptation au câble coaxial de sortie se fait par une ligne coaxiale conique.

L'impédance est maintenue constante dans tous les changements de dimensions imposés par la construction. Les joints d'étanchéité sont en viton dont les propriétés électriques sont voisines du diélectrique qui est en polyéthylène.

#### 2.3.2. Atténuateur d'impulsions haute tension

Cet atténuateur permet d'observer les impulsions produites par le générateur et de mesurer leur ampli-



FIG. 2. — Générateur d'impulsions haute tension et caméra convertisseur d'images.

tude à l'aide d'un oscilloscope à large bande du type à onde progressive.

Il est constitué (fig. 4) de deux lignes coaxiales concentriques telles que le conducteur extérieur de la première soit en même temps le conducteur intérieur de la seconde. Dans ces conditions, l'atténuateur est équivalent au montage de la figure 5. Les caractéristiques principales de cet atténuateur sont les suivantes :

— impédance caractéristique :  $50 \Omega$

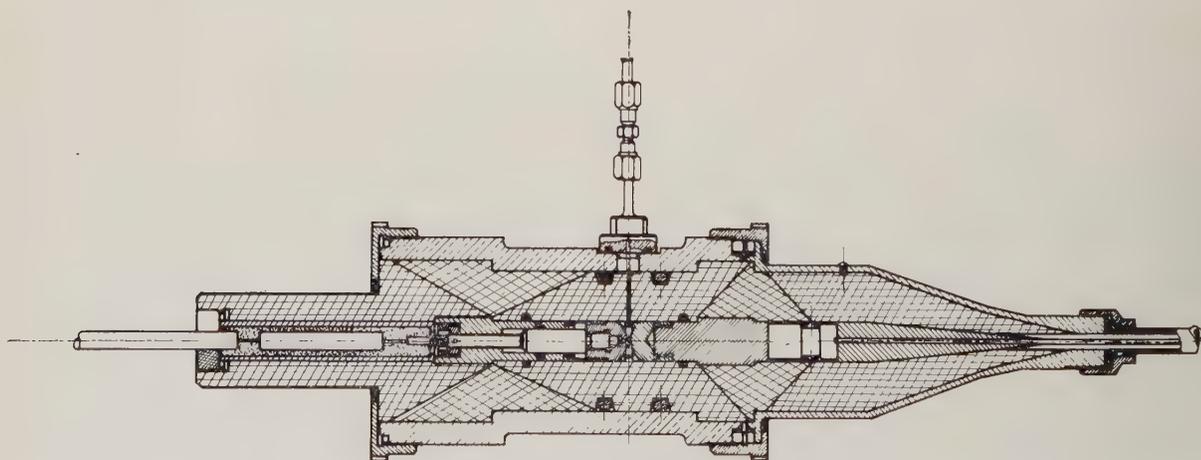


FIG. 3. — Éclateur coaxial et ligne de formation d'impulsions associée.

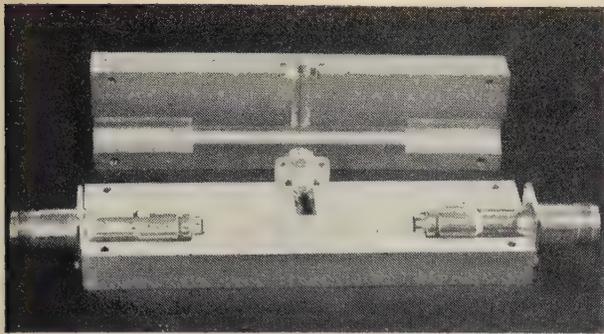


FIG. 4. — Atténuateur coaxial d'impulsions haute tension.

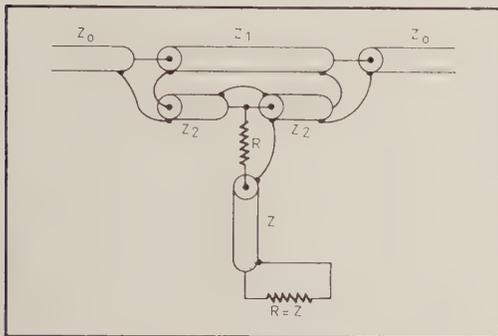


FIG. 5. — Schéma de principe de l'atténuateur coaxial.

- TOS de la ligne principale :  $< 1,1$
- atténuation :  $\approx 60$  dB
- temps de montée :  $< 0,5$  ns
- différentiation :  $< 10$  % jusqu'à 100 ns
- oscillations parasites :  $< 5$  %

Voir la figure 6.

### 2.3.3. Circuit de synchronisation

Il est constitué de trois étages. Un transistor en régime d'avalanche reçoit l'impulsion de synchronisation de 6 V et attaque un thyatron intermédiaire. L'étage final (fig. 7) est chargé de produire une sur-

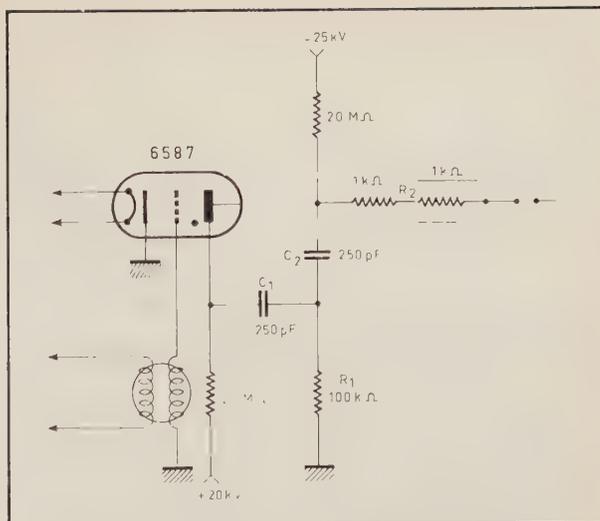


FIG. 7. — Circuit de synchronisation haute tension

tension de 20 kV capable d'amorcer l'éclateur coaxial. Pour réduire l'inductance parasite des connexions, le thyatron et le condensateur  $C_1$  sont montés dans une housse métallique.

### 2.4. Adaptation du générateur au tube convertisseur d'images

L'impulsion haute tension peut être transportée sans perturbation par un câble coaxial du type RG 213/U sur une longueur pouvant atteindre 10 mètres. Dans ce cas, le retard est allongé du temps de propagation dans le câble.

Le raccordement au tube convertisseur d'images se fait par l'intermédiaire de trois câbles bifilaires de  $150 \Omega$ , mis en parallèle à la sortie du câble de liaison, et commandant simultanément le tube en trois points équidistants situés à  $120^\circ$ . Trois résistances au carbone de  $150 \Omega$  assurent l'adaptation de l'ensemble.

Un petit atténuateur capacitif amovible constitué de deux électrodes de 5 mm de diamètre et de deux résistances d'adaptation, le tout monté dans une housse métallique, permet de vérifier la forme de l'impulsion au niveau du tube, ce que ne permet pas

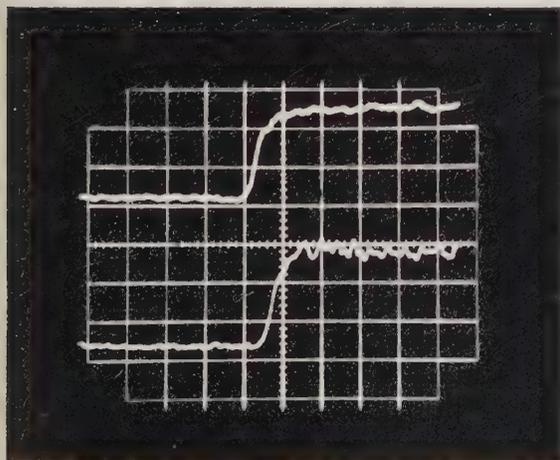


FIG. 6. — Réponse de l'atténuateur coaxial

En haut : signal d'entrée ; en bas : signal atténué. Vitesse de balayage : 1 ns/division.

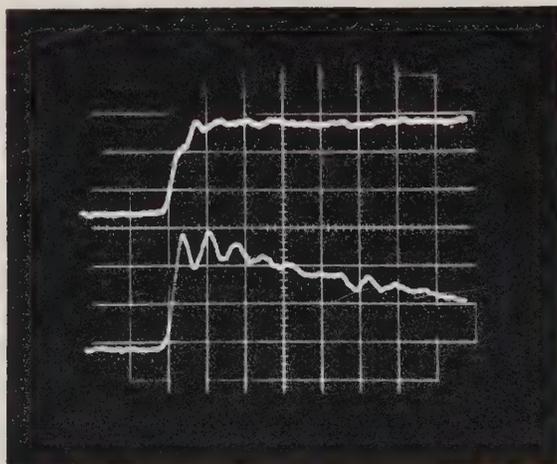


FIG. 8. — Réponse de l'atténuateur capacitif

d'effectuer l'atténuateur coaxial, partie intégrante du générateur.

Les caractéristiques principales de cet atténuateur sont les suivantes :

- capacité d'entrée :  $\approx 2$  pF
- atténuation :  $\approx 60$  dB
- temps de montée :  $< 0,5$  ns
- différentiation :  $\approx 10$  % à 2 ns
- oscillations parasites :  $\approx 10$  %.

Voir la figure 8.

## 2.5. Caractéristiques du générateur d'impulsions

- fonctionnement : relaxé ou synchronisé
- déclenchement : manuel ou par impulsion
- cadence de fonctionnement : monocoup jusqu'à 25 Hz
- impulsion de déclenchement : positive de 5 à 10 V
- impédance d'entrée du circuit de synchronisation 50  $\Omega$
- retard au déclenchement :  $\approx 150$  ns
- variation du retard au déclenchement (jitter) :  $< 3$  ns
- impédance caractéristique : 50  $\Omega$
- charge d'utilisation : 50  $\Omega$  + convertisseur d'images ou 50  $\Omega$  + cellule de Kerr
- amplitude de l'impulsion : réglable de 5 kV à 12,5 kV
- allure de l'impulsion : voir la figure 9
- temps de montée de l'impulsion :
  - à la sortie du générateur :  $\approx 0,5$  ns
  - aux bornes du tube convertisseur d'images :  $\approx 1$  ns
- temps de descente de l'impulsion :
  - à la sortie du générateur :  $\approx 1$  ns
  - aux bornes du tube convertisseur d'images :  $\approx 1$  ns
- durée de l'impulsion à mi-hauteur :
  - à la sortie du générateur :  $\approx 1,1$  ns

- aux bornes du tube convertisseur d'images :  $\approx 1$  ns

## 3. Générateur construit par L E P.

La description de ce générateur étant faite dans l'article de MM. LAVIRON, DELMARE et BACCHI (Onde Électrique, même numéro, pp. 421 à 426) nous n'étudions ici que la conception générale de l'appareil et plus particulièrement celle de l'éclateur.

### 3.1. Conception du générateur d'impulsions

Le premier problème est posé par le raccordement du générateur d'impulsions au tube.

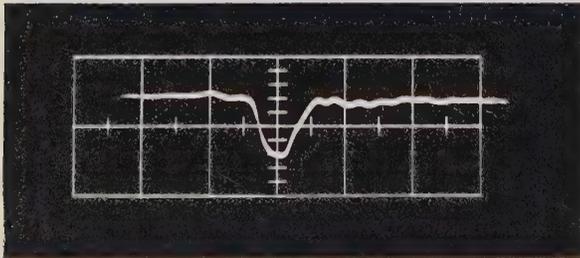
Ce dernier présente deux faces conductrices planes situées en regard l'une de l'autre. Il est à peu près équivalent à un condensateur dont la capacité mesurée en basse fréquence est de l'ordre de 10 pF environ.

Nous avons inséré le tube dans une ligne plate adaptée, d'impédance caractéristique 10  $\Omega$ . Cette configuration convient bien à la structure plane du tube. La désadaptation provoquée par la présence du tube se traduit par un coefficient de réflexion inférieur à 10 %.

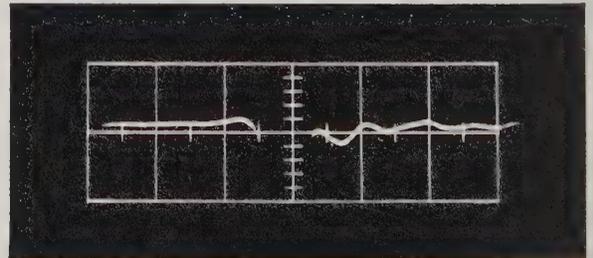
Le deuxième problème réside dans la réalisation d'un circuit de formation susceptible d'imposer la forme d'onde voulue à l'entrée d'une ligne d'impédance 10  $\Omega$ . Le courant crête dans cette ligne peut atteindre 1 500 A. Dans l'état actuel de la technique, seul un éclateur peut établir un tel courant en moins de 1 ns.

Nous utilisons dans un éclateur, le phénomène de la décharge électrique entre deux électrodes placées dans un gaz comprimé ; ce dispositif est assimilable à un interrupteur électronique ultra-rapide et s'insère très bien dans une ligne de transmission à structure coaxiale. Dans le chapitre 3.2. nous étudierons la façon dont il peut être déclenché.

Le troisième et dernier problème important provient de la faible valeur admissible pour le retard au déclenchement. Pour être convenablement déclenché (voir 3.2.), un éclateur demande sur son électrode de commande une impulsion (amplitude 15 kV et temps de montée inférieur à 10 ns) produisant une surtension de valeur suffisante. La capacité d'entrée de l'éclateur étant de l'ordre de 20 pF, le circuit de déclenchement doit donc débiter un courant crête de 2 A.



A la sortie du générateur (atténuateur coaxial)



Aux bornes du tube convertisseur d'images (atténuateur capacitif)

FIG. 9. — Allure de l'impulsion haute tension de 12,5 kV. Vitesse de balayage : 2 ns/division.

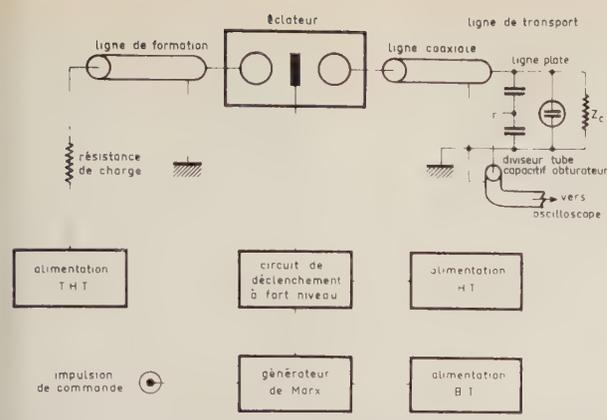


FIG. 10. — Bloc diagramme du générateur d'impulsions réalisé à LEP.

Un thyatron peut fournir ce courant dans le temps voulu ; malheureusement, son propre retard au déclenchement est en général de l'ordre de 100 ns. Nous nous sommes donc orientés vers l'emploi d'un tube à vide de puissance, la tétrode 4 PR 60 B de chez EIMAC, qui peut débiter un courant atteignant 30 A et possède une capacité de sortie inférieure à 10 pF.

Devant cette tétrode, nous utilisons un générateur de Marx à transistors fonctionnant en régime d'avalanche. Ce circuit fournit, sous un faible encombrement et avec une consommation quasi nulle, une impulsion d'amplitude de 1 kV dont le temps de montée est de 2 ns environ. Le courant crête est alors de 4 à 5 A. Dans ces conditions, l'impulsion anodique présente un temps de montée de 10 ns pour une amplitude de 15 kV. Le retard au déclenchement mesuré à mi-amplitude est inférieur à 10 ns.

La figure 10 représente le bloc-diagramme complet du générateur d'impulsions.

En plus des éléments fondamentaux que nous venons de citer, nous trouvons également les dispositifs suivants :

- diviseur capacitif fournissant, avec une atténuation de l'ordre de 60 dB, l'image de l'impulsion appliquée au tube obturateur,
- alimentations continues haute et basse tension.

### 3.2. L'éclateur

Nous n'avons pas trouvé dans le commerce d'éclateurs déclenchés susceptibles d'être utilisés. Parmi ceux que nous avons expérimentés, aucun ne permettait d'obtenir un temps de montée inférieur à 1 ns, pour un courant de 1 500 A, les valeurs observées étaient comprises entre 5 et 10 ns.

De plus, la plupart de ces éclateurs sont scellés, sans réglage possible de la pression ou de la distance entre électrodes. Le retard au déclenchement dépend alors beaucoup de la valeur de la haute tension utilisée. Nous avons, par exemple, enregistré des retards compris entre 60 et 250 ns pour des hautes tensions variant dans un rapport 2. Enfin, en raison de leur disposition géométrique, aucun des éclateurs examinés ne pouvait s'introduire commodément dans une

ligne coaxiale sans apporter une rupture d'impédance importante.

Nous avons donc décidé, à l'exemple de nombreux auteurs, d'étudier et de réaliser un éclateur spécialement adapté à nos besoins, c'est-à-dire capable de fonctionner dans le domaine de la nanoseconde. Avant d'en donner une description, nous rappelons brièvement le processus de fonctionnement d'un éclateur.

#### 3.2.1. Eclateur à deux électrodes

C'est le plus simple de tous. Il comporte seulement deux électrodes plongées dans un gaz (fig. 11a).

Faisons croître très lentement la tension  $v$ . Lorsqu'une certaine tension  $V_B$  (appelée tension disruptive) est atteinte, la décharge s'établit entre les deux électrodes (fig. 12a).

La tension disruptive présente, d'un essai à l'autre, des variations aléatoires ; on ne peut définir qu'une valeur moyenne, à l'intérieur d'une plage de dispersion  $\Delta V_B$ .

La nature du gaz, celle des électrodes, la présence d'agents ionisants et des précautions technologiques de réalisation (polissage, dégraissage, dégazage, etc...) ont beaucoup d'influence sur la valeur du rapport  $\Delta V_B/V_B$ .

Dans l'azote U, nous avons obtenu des dispersions de l'ordre de 10 %, avec des électrodes en acier inoxydable légèrement polies. Des électrodes sphériques en molybdène, particulièrement bien polies, nous ont conduits à une dispersion de l'ordre de 3 à 5 %. L'introduction de sels radioactifs permet de réduire encore la plage de dispersion et d'atteindre des valeurs de 0,5 %.

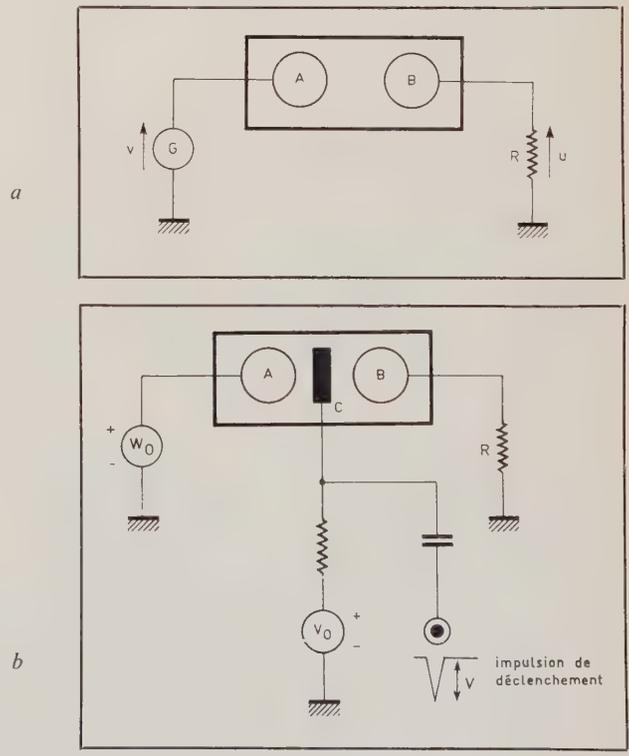


FIG. 11. — Circuits de décharge simplifiés :  
 a) Avec éclateur à 2 électrodes.  
 b) Avec éclateur à 3 électrodes.

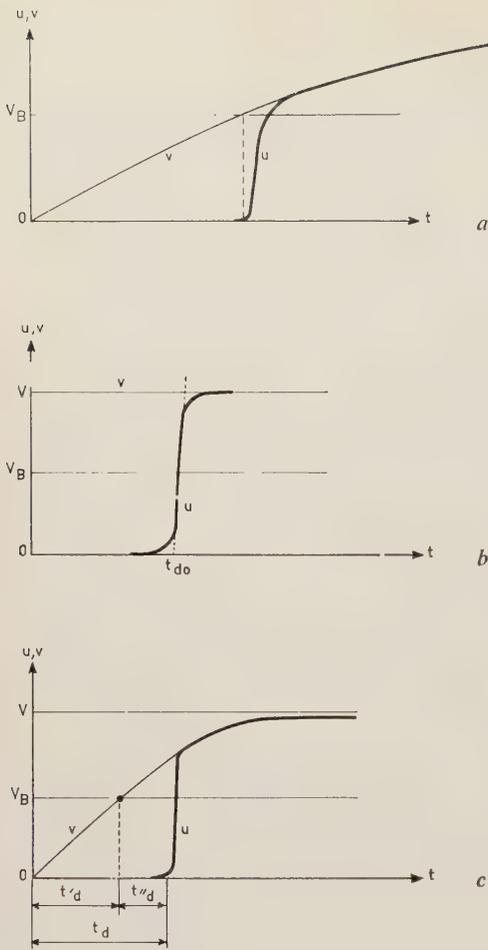


FIG. 12. — Allure des tensions relevées sur les électrodes des éclateurs utilisés comme indiqué sur la figure 11.

Lorsque l'éclateur est ionisé, la tension disruptive entre ses bornes est très faible : 10 à 100 V pour des courants compris entre 1 et  $10^4$  A par exemple.

Dans le domaine des courants compris entre 30 et 1 500 A, nous avons pu mettre en évidence, expérimentalement, les résultats suivants :

1) pour des valeurs de *résistance de charge R assez élevées* (200  $\Omega$  à 1 000  $\Omega$ ), le temps de montée de la tension aux bornes de R dépend relativement peu de la valeur de R.

Dans ce cas, le circuit associé à l'éclateur a donc peu d'influence ; c'est l'ionisation du gaz qui semble être le phénomène déterminant. Le temps de montée du courant, que nous appellerons ici  $t_1$  est proportionnel à la distance inter-électrodes  $d$  ( $t_1 = A \cdot d$ ). Le coefficient A est indépendant de la pression mais dépend de la nature du gaz. Pour de l'azote U, avec des électrodes en molybdène, A est de l'ordre de 1 ns/mm.

2) lorsque la valeur de la *résistance de charge R est assez faible* (5 à 10  $\Omega$  par exemple), nous constatons, cette fois, que le temps de montée du courant dépend beaucoup de la valeur de R.

Tout se passe approximativement comme si l'éclateur se comportait comme un interrupteur ultra-

rapide idéal associé à une self inductance L placée en série avec lui. La self inductance L est pratiquement proportionnelle à la distance inter-électrodes ( $L = B \cdot d$ ) B est un coefficient indépendant de la pression et, semble-t-il également, de la nature du gaz (nos expériences, faites avec de l'air et de l'azote U, conduisent au même résultat).

Le temps de montée de la tension U présente alors une croissance exponentielle de constante de temps  $t_2$  ayant pour valeur :

$$t_2 = \frac{L}{R} = \frac{B}{R} \cdot d$$

La valeur du coefficient B dépend beaucoup de la géométrie de l'éclateur, de la forme des connexions aboutissant aux électrodes et de la structure dans laquelle est insérée l'éclateur

La principale difficulté, lors d'une réalisation pratique, consiste à réduire à une valeur de quelques nH la self inductance des connexions aboutissant aux électrodes de l'éclateur. On obtient ce résultat en insérant l'éclateur dans une ligne de transmission coaxiale.

Avec des distances inter-électrodes de 0,4 mm environ et des lignes d'impédance caractéristique de 10  $\Omega$  correctement adaptées, nous avons obtenu un temps de montée de 0,5 ns environ.

Appliquons à l'instant 0 sur l'électrode A, grâce au générateur G, un échelon de tension de valeur V. L'allure de la tension u, obtenue aux bornes de la charge R est représentée sur la figure 12b.

Nous constatons, cette fois, que le phénomène d'ionisation se produit au bout d'un temps  $t_{d0}$ . Nous retrouvons ici la nature aléatoire du phénomène d'ionisation : les différentes valeurs de  $t_{d0}$  que l'on peut relever sont comprises à l'intérieur d'une certaine plage de dispersion  $\Delta(t_{d0})$ .

Le retard  $t_{d0}$  et ses variations aléatoires  $\Delta(t_{d0})$  dépendent essentiellement du rapport  $V/V_B$  que nous appellerons « surtension ».

La figure 13 reproduit les résultats que nous avons obtenus avec des électrodes en acier inoxydable plongées dans de l'azote U.

La figure 12c représente les résultats obtenus lorsque le générateur G produit une forme d'onde ayant un temps de montée de l'ordre de grandeur du retard minimal à l'ionisation  $t_{d0}$ .

Le phénomène comprend alors deux phases successives :

— la première correspond au temps mis par la tension v, issue du générateur, pour atteindre la tension disruptive de l'éclateur. Pendant ce laps de temps, que nous appelons  $t'_d$ , aucune décharge ne peut évidemment se produire.

— la deuxième correspond à la période où l'éclateur supporte une surtension croissante avec le temps et au cours de laquelle le phénomène d'ionisation peut s'établir au bout d'un temps  $t''_d$ .

Le retard total  $t_d = t'_d + t''_d$  est évidemment beaucoup plus grand que le retard minimal  $t_{d0}$ .

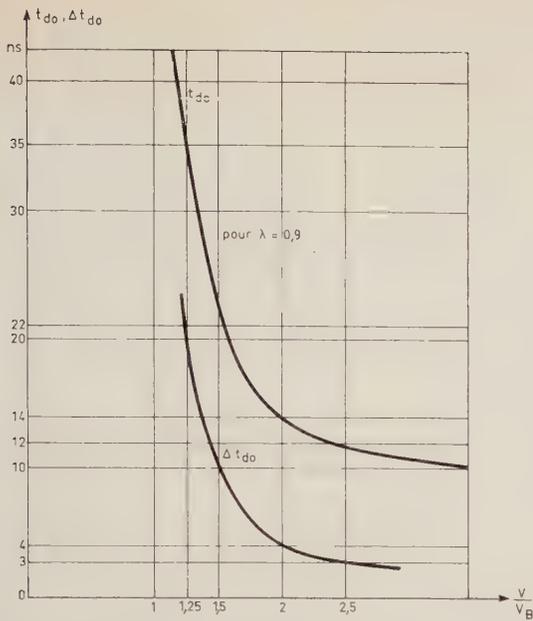


FIG. 13. — Représentation des valeurs du retard au déclenchement et de celles des variations aléatoires de ce retard en fonction du rapport  $V/V_B$ .  $\lambda$  est le rapport entre la tension de repos et la tension disruptive de l'éclateur.

Dans la pratique, nous nous efforcerons de déclencher l'éclateur avec une surtension ayant un temps de montée nettement inférieur au retard minimal  $t_{do}$ , ce dernier étant alors très peu différent du retard total  $t_d$  (30 ns environ).

### 3.2.2. Eclateur à trois électrodes

Pour commander un éclateur avec un retard minimal au déclenchement, il est très intéressant d'utiliser un tube à vide. L'impulsion de sortie est pratiquement en phase avec l'impulsion appliquée, sur la grille, ce qui n'est pas le cas, par exemple, avec des thyatron.

Pour conserver cet avantage, il faut que la capacité parasite entre l'électrode de déclenchement de l'éclateur et la masse ne dépasse pas quelques picofarads. De très nombreux systèmes de déclenchement sont décrits dans la littérature et nous ne les examinerons pas tous ici. Celui que nous avons retenu utilise en fait

deux éclateurs montés en série, comme indiqué sur la figure 11b.

Nous trouvons les deux électrodes principales  $A$  et  $B$ , séparées par l'électrode de commande  $C$ . L'électrode  $A$  est portée au potentiel  $W_0$ , et l'électrode  $C$  est polarisée par une tension de valeur  $V_0$  inférieure à  $W_0$ .

Le premier éclateur (électrodes  $A$  et  $C$ ), ainsi que le deuxième éclateur (électrodes  $C$  et  $B$ ), supportent avant déclenchement une tension voisine de 0,9 fois leurs tensions disruptives respectives.

Le déclenchement s'obtient en provoquant (grâce à l'impulsion  $V$  de polarité opposée à  $W_0$ ) une surtension sur le premier éclateur alors que le deuxième voit diminuer la tension existant entre ses bornes. Lorsque le premier éclateur s'ionise,  $C$  est brusquement porté au potentiel de  $A$ , le deuxième éclateur est soumis à son tour à une surtension et, après ionisation, l'électrode  $B$  se trouve finalement reliée à l'électrode  $A$  par un canal conducteur à très faible impédance.

Par un choix judicieux des différents paramètres, on peut obtenir des impulsions de 15 kV, 1 500 A, présentant des temps de montée inférieurs à la nanoseconde et des retards propres à l'éclateur de 30 ns environ. L'impulsion de commande doit pour cela avoir un front dont la durée ne dépasse pas 10 ns et une amplitude de l'ordre de  $W_0/2$  (15 kV environ dans notre cas).

## 4. Conclusion

Les deux générateurs d'impulsions se sont avérés satisfaisants pour la commande d'ouverture des tubes convertisseurs d'images. L'amplitude de l'impulsion est généralement insuffisante pour la commande parfaite d'une cellule de Kerr en  $\lambda/2$ . Aussi d'autres générateurs ont-ils été élaborés au LCA, ils délivrent des impulsions de 25 kV d'amplitude. La solution de l'éclateur à deux électrodes semble présenter un certain avantage pour les impulsions devant atteindre des largeurs à mi-hauteur de 200 ps. Actuellement, un générateur ayant cette performance est en cours de réalisation. Par contre, la solution de l'éclateur à trois électrodes s'avère la meilleure pour les moindres retards et variations dans le retard.

# Calculateurs et systèmes de traitement de l'information

J. CARPENTIER

*Direction des Recherches et Moyens d'Essais*

## 1. Historique et évolution des calculateurs

• La première génération (1942-1957) des calculateurs numériques correspond, après les tâtonnements initiaux, à la réalisation de calculateurs ayant les caractéristiques suivantes :

— spécialisation suivant les applications (calcul scientifique, gestion, etc)

— structure conforme aux propositions de Von NEUMANN (1945)

— technologie à tubes électroniques, en ce qui concerne les circuits logiques et les circuits d'accès aux mémoires. En ce qui concerne les mémoires elles-mêmes, la technologie n'est pas figée : lignes à retard acoustiques, tambours magnétiques (qui sont les plus utilisés) et tores magnétiques (début de leur emploi).

• La deuxième génération (1956-1965) est celle des calculateurs à transistors qui, en remplaçant les circuits à tubes électroniques, ont permis d'effectuer de grands progrès en miniaturisation et en fiabilité. Ces machines sont encore spécialisées, les progrès résident surtout dans la technologie et dans les aides à la programmation :

— L'emploi, qui s'est généralisé, des tores magnétiques pour les mémoires centrales a permis un gain en rapidité très important : les temps d'accès à la mémoire s'expriment en microsecondes pour les tores au lieu de millisecondes pour les tambours magnétiques. D'autre part, les bandes magnétiques et les organes périphériques qui commencent à se diversifier permettent une utilisation commode des calculateurs.

— Les aides à la programmation (software) que le constructeur fournit en même temps que le calculateur (hardware) comprennent :

— les compilateurs qui traduisent en langage machine les programmes écrits en langage symbolique (FORTRAN pour le calcul scientifique, COBOL pour le calcul de gestion),

— les programmes généraux,

— les programmes de contrôle et d'entretien.

Du fait de l'excellence de la technologie à transistors et à tores, la qualité d'un calculateur de la deuxième génération découle surtout de celle des aides à la programmation et de la variété des organes périphériques.

• La troisième génération est annoncée dès 1964 avec la série IBM 360. Il s'agit de gammes de calculateurs caractérisés par la modularité, la compatibilité et l'universalité :

— Modularité des mémoires à tores organisées en blocs autonomes et modularité des circuits logiques. Ceux-ci sont réalisés, soit en technologie hybride (ex. : micromodule IBM composé de transistors et de diodes rapportés sur des circuits passifs déposés par sérigraphie), soit en technologie intégrée monolithique. C'est cette technologie des circuits intégrés monolithiques qui semble se généraliser dans la troisième génération de calculateurs grâce, surtout, aux avantages qu'elle procure sur le plan de la fiabilité et du prix de revient.

— Compatibilité au niveau :

— du format des données exprimées en caractères (ex : octet 8 bits + 1 bit de parité choisi par IBM) pour le calcul de gestion, et demi-mots, mots et double-mots de 2, 4 et 8 caractères pour les autres applications

(\*) Conférence prononcée au cours de la demi-journée d'études sur les problèmes posés par le développement des ordinateurs. 10<sup>e</sup> section SFER - 8<sup>e</sup> section SFE - AFRA - AFIRO, le 27 avril 1967.

— du code d'instruction, ce qui permet à l'utilisateur d'accroître son potentiel à mesure de l'augmentation de ses besoins de calcul, en remplaçant les machines du bas de gamme par les machines du haut de gamme.

— Universalité, grâce au format des données, à la richesse des aides à la programmation et à la variété des organes périphériques.

## 2. Les systèmes de traitement de l'information

Ces systèmes sont organisés autour d'un (ou plusieurs) calculateur électronique numérique et comprennent en outre :

— des organes d'entrée (détecteurs) qui envoient leurs informations au calculateur,

— des organes de sortie : organes de visualisation et organes de commande qui reçoivent les signaux de sortie du calculateur.

Parmi les applications militaires, citons :

— les systèmes de surveillance de l'espace aérien dont les organes d'entrée sont principalement les radars à grande portée du réseau d'alerte. Le calculateur ou plutôt l'ensemble de calcul qui forme le centre de système reconstitue la trajectoire des « cibles » radar, ce qui permet d'évaluer la menace et de déterminer les moyens de riposte.

— les systèmes d'armes tactiques qui permettent, sur un théâtre d'opérations, de déceler les mouvements ennemis et de fournir au poste de commandement une présentation, soit générale, soit sectorielle, de la situation des forces ennemies et amies sur ce théâtre d'opérations.

— les systèmes de guidage des avions, des missiles et des véhicules spatiaux qui permettent d'effectuer, à bord du véhicule, le traitement des données des appareils de navigation ou de guidage et d'élaborer les ordres de commande destinés à faire décrire au véhicule une trajectoire déterminée avec la précision requise pour l'accomplissement de la mission.

Parmi les applications civiles, il faut citer les systèmes de gestion de comptes bancaires, d'assurances, de comptabilité d'entreprises à succursales multiples, les systèmes de réservation de places, les systèmes de documentation automatique, etc.

Tous ces systèmes présentent en commun les caractéristiques suivantes :

— fonctionnement en « temps réel », ce qui signifie que, pour chaque utilisateur, le système traite le problème posé en un temps inférieur au temps de réaction de l'utilisateur ou des organes d'action dont il dispose.

— fonctionnement en multiprogrammation et partage de temps (time-sharing) : les travaux demandés par les divers utilisateurs sont traités successivement par le calculateur avec un ordre de priorité fonction de l'utilisateur, de l'importance et de la durée du travail demandé.

Pour avoir la fiabilité exigée par le fonctionnement en temps réel, les systèmes de traitement de l'information utilisent de plus en plus des ensembles de calcul à plusieurs processeurs : c'est le multitraitement (multiprocessing). Les processeurs (unités arithmétiques et logiques) sont reliés aux blocs modulaires de mémoires à tores et aux unités d'échange avec les organes d'entrées-sorties. Le programme moniteur permet d'affecter à chacune des tâches n'importe quel processeur et n'importe quel bloc mémoire, mais en tenant compte de la charge des processeurs et des priorités respectives des tâches. En cas de panne d'un processeur, le système se réorganise en éliminant l'élément défaillant. Cette faculté de ne se dégrader que partiellement et d'éviter la panne totale est essentielle pour tous les systèmes travaillant en temps réel.

Pour que le fonctionnement, en temps réel, d'un système accessible à de nombreux utilisateurs soit possible, il faut que le système dispose :

— d'un (ou plusieurs) processeur de grande fiabilité et de grande rapidité. La rapidité des circuits logiques dépend non seulement du retard propre aux circuits, mais aussi des retards dus aux charges des circuits d'entrée et de sortie et à la propagation sur les fils de connexion. Ces retards sont actuellement, au total, de quelques nanosecondes alors que le retard propre aux circuits dépend de la logique choisie et de la technologie : ce retard est, pour les circuits intégrés monolithiques actuellement disponibles, de l'ordre de 10 nanosecondes pour une porte typique en logique TTL (logique qui présente les avantages d'une grande marge de protection au bruit — de l'ordre du volt — et d'une grande sortance — supérieure à 10).

L'un des facteurs de performance des circuits intégrés monolithiques est l'énergie dissipée — produit du temps de propagation dans le circuit par la puissance moyenne consommée — dans le cas de la porte TTL considérée, ce produit est de l'ordre de 150 pJ. Ce produit est du même ordre pour les portes en logique ECL non saturée qui sont plus rapides mais consomment plus et ont, en outre, une marge de protection au bruit beaucoup plus faible (de l'ordre de 0,2 V). A noter que l'énergie dissipée par circuit élémentaire sera un facteur prédominant lors de l'emploi massif des circuits intégrés à grande échelle (cf. 3.2).

— de blocs modulaires de mémoires de capacité allant de 4 K (4096) à 1 million de caractères (octets) avec un cycle d'écriture-lecture de l'ordre de la microseconde. Actuellement ces blocs modulaires sont à tores magnétiques de diamètre inférieur au millimètre.

— d'une mémoire de masse de capacité allant de 1 à 100 millions de caractères. Les mémoires de masse actuelles sont le plus souvent à disques magnétiques qui ont un temps d'accès moyen de l'ordre de 20 ms (unité de disques à têtes fixes) ou de 100 ms (unités de disques à têtes mobiles).

— d'un ensemble très complet d'organes périphériques (organes d'entrées-sorties) comprenant notamment les lecteurs-perforateurs de cartes, les dérouleurs de bandes magnétiques, les imprimantes rapides, les machines à écrire télécommandées, les scopes de visualisation, etc.

— d'un système de programmation comprenant les programmes de base (assembleur, compilateurs, moniteur, superviseur) et les programmes d'application correspondant à une large gamme d'utilisateurs. Les programmes de diagnostic doivent permettre la détection des pannes — si possible sous forme préventive — et la localisation des organes défectueux.

### 3. Tendances

#### 3.1. Conception des systèmes

L'importance relative du prix du processeur (unité arithmétique et logique) comparé au prix du système global doit continuer à décroître en raison de :

— l'emploi des techniques de production de circuits intégrés à grande échelle

— la variété des organes périphériques nécessaires au dialogue homme-système ou à la prise en compte d'informations multiples de nature différente

— l'ampleur des systèmes de programmation (software) permettant d'exploiter les possibilités des matériels (hardware).

Si le rapport performance/prix des calculateurs de la troisième génération est excellent en ce qui concerne le hardware, il est beaucoup plus faible en ce qui concerne l'ensemble hardware + software.

Les systèmes de la quatrième génération devront être conçus de façon à optimiser le rapport performance/prix du système global. Parmi les solutions possibles, on peut citer :

— l'extension de la microprogrammation câblée « firmware » : les circuits intégrés à grande échelle (LSI) devraient permettre, à faible prix et avec de grandes performances en rapidité, l'exécution de microprogrammes câblés, tant pour les sous-programmes, les contrôles des opérations en temps partagé, les transferts entrées-sorties, les programmes de diagnostic en temps réel que pour les compilateurs et les programmes écrits directement en notations polonaises. L'utilisateur pourra ainsi utiliser des langages de haut niveau sans perte d'efficacité, les temps de traitement grâce au « firmware » seront exprimés en microsecondes au lieu de l'être en millisecondes si l'on n'utilise que le software. En outre, la réalisation d'émulateurs de faible coût permettra, grâce à cette technique, l'emploi des programmes écrits pour les calculateurs de la 3<sup>e</sup> génération, sur les calculateurs de la 4<sup>e</sup> génération.

— le développement du fonctionnement en parallèle : le parallélisme au niveau des opérateurs était onéreux en technologie à circuits discrets, il ne le sera plus grâce aux circuits intégrés à grande échelle. Au niveau des processeurs, le parallélisme qui se développe au sein de la 3<sup>e</sup> génération, peut se généraliser pour la 4<sup>e</sup> génération : les systèmes seraient des ensembles de modules de processeurs et de mémoires permettant d'atteindre un très haut degré de fiabilité grâce à la redondance et aux processus de diagnostic en temps réel.

— le choix de structures souples s'écartant de plus en plus de celle découlant des idées de VAN NEUMANN : le calculateur universel avec code d'instructions et format rigides serait remplacé progressivement par un ensemble de processeurs qui, au sein d'un même système, traiteraient indifféremment des informations de nature et de format divers, rangées dans des modules de mémoire banalisés. Ces processeurs pourraient, grâce aux microprogrammes câblés en LSI, fonctionner en processeurs tantôt généraux, tantôt spécialisés.

— les aides au dialogue homme-système : le scope avec crayon optique sera fourni avec tous les programmes d'exploitation nécessaires. Les dispositifs de lecture optique des caractères manuscrits, de reconnaissance de formes et de sons, les systèmes de visualisation à mémoire incorporée, etc, figureront parmi les nombreux moyens d'accès direct au système.

En ce qui concerne la réalisation et la mise au point des systèmes, leur automatisation devra être très poussée aussi bien sur le plan de l'analyse logique détaillée (allant jusqu'aux blocs logiques en LSI), sur le plan de l'implantation physique, que sur celui des programmes aux divers niveaux et des programmes de test. La collaboration entre le constructeur du système, le fabricant de composants et le réalisateur du software devra être extrêmement intime.

#### 3.2. Technologie

Bien que les possibilités des circuits intégrés à grande échelle permettent de concevoir des structures de calculateur où les fonctions mémoires et logiques soient intimement associées, les problèmes posés par la programmation et la mise en œuvre de ces structures semblent tels que, pour la quatrième génération de calculateurs, il soit encore raisonnable de distinguer fonctions logiques et fonctions mémoires.

##### 3.2.1. Fonctions logiques

Comme nous l'avons vu, l'influence des circuits intégrés monolithiques sur les calculateurs de la troisième génération est importante. Tout porte à croire que l'impact de circuits intégrés à grande échelle (LSI) sur les calculateurs de la quatrième génération sera plus grand encore.

Du point de vue du prix de revient, le nombre optimal de composants par circuit intégré était de 10 en 1962, de 70 en 1966 ; il pourrait être de 1 000 en 1970 et de 5 000 en 1972. D'autre part, la grande densité obtenue grâce à l'intégration à grande échelle permet de réduire les retards dus aux interconnexions. L'intégration à grande échelle permet aussi un gain en fiabilité du fait de la réduction du nombre de ces interconnexions. Les gains en prix, rapidité et fiabilité des circuits intégrés à grande échelle semblent devoir être tels que, lorsque leur technologie sera bien connue, ils pourront réaliser de nombreuses fonctions qui, jusqu'à présent, étaient faites par programme, notamment pour les petites machines. Ils permettront aussi de développer le fonctionnement en parallèle des processeurs et de faciliter les liaisons avec les

organes d'entrée-sortie (circuits de conversion de code, de contrôle et circuits tampons). Ils contribueront à simplifier la programmation, notamment celle des programmes d'application.

D'autre part, l'existence de circuits intégrés à grande échelle peut conduire à un remodelage des systèmes de calcul où le circuit logique élémentaire serait remplacé par le bloc logique. Ceci paraît particulièrement intéressant pour les registres à décalage, les convertisseurs analogiques-numériques et les analyseurs différentiels numériques. Certains de ces blocs logiques sont dès maintenant disponibles en technologie intégrée MOS qui présente des avantages (prix, immunité aux bruits, densité, puissance dissipée) sur la technologie des circuits intégrés bipolaires.

### 3.2.2. Mémoires (cf. tableau)

Les études entreprises depuis de nombreuses années dans le domaine des mémoires pourraient avoir des conséquences importantes pour les calculateurs de la quatrième génération :

— Les circuits intégrés à grande échelle permettront vraisemblablement la réalisation de mémoires de faible capacité, mais de grande rapidité (cycle inférieur à 100 ns).

— Les couches magnétiques minces — sur plans ou sur fils — constitueront le niveau de mémoire immédiatement supérieur en capacité :  $10^5$  à  $10^6$  éléments binaires (bits) avec un cycle de l'ordre de 0,5  $\mu$ s. Cependant, d'autres solutions pour cette mémoire rapide sont possibles (ex : mémoires à gaufres magnétiques, mémoires à microtores) ;

— Les tores magnétiques continueront à être employés pour les capacités moyennes et les cycles de l'ordre de la microseconde. Les progrès sur la qualité de la fabrication des tores et sur l'électronique associée peuvent permettre l'extension de leur domaine d'emploi.

— Le domaine des capacités supérieures à 100 millions de bits semble devoir rester dominé par les unités de disques magnétiques, en raison du faible coût au bit de ce type de mémoire, et en dépit du temps d'accès relativement long.

Constitution des mémoires	Cycle	Capacité (bits)	Coût approximatif (F/bits)
Circuits intégrés	50 à 250 ns	$10^4$	5 à 50
Couches minces magnétiques	100 à 500 ns	$10^5$ à $10^6$	2 à 10
Tores magnétiques	0,5 à 10 $\mu$ s	$10^6$ à $10^7$	0,05 à 0,5
Disques magnétiques	accès 15 à 150 ms	$10^8$ à $10^9$	0,002

Les recherches entreprises en vue d'obtenir des mémoires de masse statiques de grande capacité et de faible temps d'accès seront poursuivies activement. Aux recherches sur les mémoires à supraconducteurs et sur les mémoires à flux magnétique guidé (qui présentent en commun l'avantage de pouvoir être réalisées avec des circuits d'accès de même technologie que les éléments mémoires) s'ajouteront les recherches sur les mémoires optiques. Leur intérêt réside principalement dans l'énorme pouvoir de résolution des supports optiques d'information (émulsions photographiques, photochromes, etc.) et éventuellement dans la possibilité de réaliser des mémoires en volume permettant un stockage tridimensionnel par interférence d'ondes cohérentes. L'emploi de ces mémoires exige la déflexion numérique rapide d'un pinceau lumineux. Parmi les solutions proposées pour la déflexion numérique, citons celle basée sur l'emploi de cristaux sensibles à l'effet Pockels (changement du plan de polarisation de la lumière sous l'effet d'un champ électrique) associés à des cristaux biréfringents. D'une façon générale, les recherches sur les mémoires optiques présentent des points communs avec celles sur les dispositifs de visualisation, notamment en ce qui concerne la déflexion numérique d'un pinceau laser dont la brillance et la finesse sont intéressantes pour la visualisation sur grand écran.

— Une mention particulière doit être faite concernant les recherches sur les mémoires mortes de faible coût, leur emploi pour le stockage de données permanentes (ex : programme et données de la mission pour les applications militaires) et pour la microprogrammation semble devoir se développer largement : parmi les techniques disponibles, citons les mémoires mortes à gaufres magnétiques.

### 3.3. Calculateurs spécialisés

Nous avons vu que les systèmes de traitement de l'information de la quatrième génération semblent devoir être conçus à partir de modules de processeurs, de mémoires et d'unités d'échanges dialoguant avec des organes d'entrée-sortie normalisés — ce qui conduit à l'extension de la notion de gammes compatibles de calculateurs. Ceci ne signifie pas que, parallèlement, des calculateurs spécialisés ne trouveront pas un débouché important. En effet, les techniques de production des circuits intégrés à grande échelle devraient permettre un prix de revient tel que le prix de calculateurs spécialisés soit très inférieur au prix du système universel correspondant. A titre d'exemple, l'analyseur différentiel numérique en circuits intégrés MOS peut trouver des applications dans le domaine scientifique et dans celui de la commande de processus industriels.

Le traitement optique de l'information constitue également une voie d'accès au calculateur spécialisé ou plutôt à l'opérateur permettant de calculer rapidement des fonctions complexes : les procédés de corrélation optique en lumière cohérente aussi bien qu'en lumière incohérente peuvent s'appliquer aux calculs de la transformée de Fourier, à la réalisation de mémoires associatives, à l'identification de formes, etc. Il est vraisemblable que le calcul optique trouvera

ses premières applications dans ces voies spécialisées où il peut rendre de grands services, plutôt que dans la réalisation d'un calculateur universel dont les fonctions logiques seraient réalisées par des moyens optiques.

#### 4. Conclusion

Ce bref rappel de l'évolution et des tendances concernant la conception et la technologie des systèmes de traitement de l'information ne saurait constituer un tour d'horizon des nombreuses voies possibles.

L'importance des efforts à entreprendre dans le domaine de la programmation — qui fait l'objet d'un exposé particulier dans le cadre de cette demi-journée d'études — est universellement reconnue. Le développement des systèmes de traitement de l'information exige l'étroite collaboration des équipes chargées de la programmation avec celles chargées de la conception et de la technologie.

De même, en ce qui concerne les programmes d'application, la collaboration entre constructeurs et utilisateurs devrait permettre la création d'une bibliothèque de programmes d'application accessible à une très vaste clientèle.

Sur le plan technologique, la conception modulaire des divers sous-ensembles, constituant les systèmes de traitement de l'information, pourrait s'accompagner d'une normalisation (format, codes, interface entrées-sorties, etc.) qui prolongerait celle effectuée pour les capteurs dans les systèmes de télémessure et pour les modems de télécommunications.

Malgré les problèmes que soulèvent — sur le plan industriel et commercial — la constitution de cette bibliothèque de programmes et l'adoption de cette normalisation, elles permettront — par les avantages qu'elles procureront aussi bien aux constructeurs qu'aux utilisateurs — de dégager plus largement encore les vastes perspectives du domaine de l'Informatique.

# Quelques aspects du fonctionnement des circuits intégrés logiques TTL

M. DEPEY  
COSEM

## 1. Caractéristiques essentielles des différentes configurations

Dans sa version la plus simple (fig. 1b), le circuit logique à couplage par transistor a été introduit il y a plus de six ans [1]. Il découle assez directement du circuit à diode (fig. 1a) en remplaçant dans ce dernier les diodes d'entrée par des jonctions émetteurs-base et la diode de transposition par une jonction collecteur-base. Sa réalisation en composant discrets conventionnels nécessite autant de transistors que l'on désire d'entrées, ces transistors étant mis en parallèle par leur jonction collecteur-base. Lors de l'intégration, cette association des transistors d'entrée s'est traduite par l'apparition d'un élément nouveau : le transistor multi-émetteur. Le remplacement des diodes par un transistor n'a pas seulement pour effet de faciliter la réalisation technologique en réduisant la surface nécessaire, il permet aussi d'améliorer la vitesse, grâce à l'action du transistor de couplage pendant le régime transitoire. En effet, lorsque, partant d'un état initial où toutes les tensions d'entrée sont hautes et le transistor de sortie saturé, on applique brusquement à l'une des entrées une tension basse, le point de fonctionnement du transistor multi-émetteur décrit, à partir de l'instant où le courant qui passait en direct dans la jonction base-collecteur s'annule, la courbe en tirets de la figure 1c. La charge du transistor multi-émetteur considéré comme fonctionnant en émetteur commun, est alors constituée par la jonction émetteur-base du transistor de sortie. Or, pendant la désaturation de ce dernier, cette jonction conserve à ses bornes une tension voisine de 0,6 V, et se comporte comme une capacité de forte valeur. Il en résulte, tant que cette tension est maintenue, la possibilité de

passage d'un courant collecteur normal dans le transistor de couplage qui correspond à un courant base négatif dans le transistor de sortie dont la désaturation est ainsi favorisée. Ce phénomène, qui était déjà mis à profit dans la logique DCTL, permet de s'affranchir de la lenteur des logiques saturées inhérente au temps de désaturation. C'est grâce à lui que l'on a pu, en augmentant par ailleurs la fréquence de coupure des transistors, réaliser une version monolithique du circuit de la figure 1b ayant un temps de propagation de l'ordre de la nanoseconde [2]. Malheureusement, ce circuit souffre de deux défauts majeurs : sa sortance est faible, sa protection contre les parasites est médiocre. Ce dernier point apparaît sur la caractéristique de transfert (fig. 1d) dont la zone de transition, qui correspond à une tension d'entrée de l'ordre

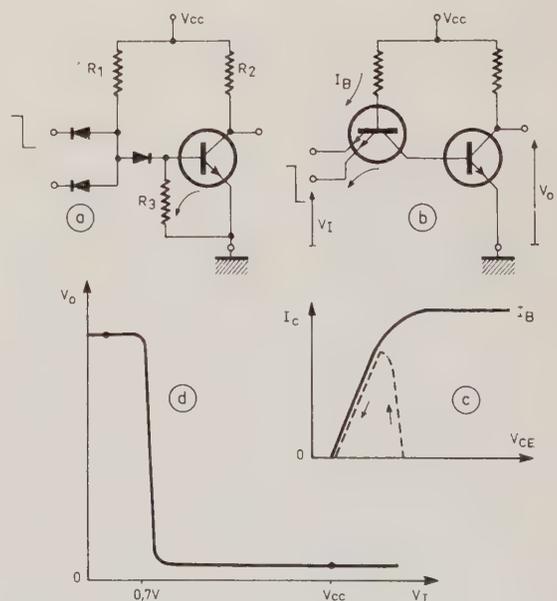


FIG. 1

(<sup>1</sup>) Conférence prononcée le 5 juin 1967 au cours de la demi-journée d'études des 5<sup>e</sup> et 10<sup>e</sup> Sections de la SFER sur la Technologie pour calculateurs.

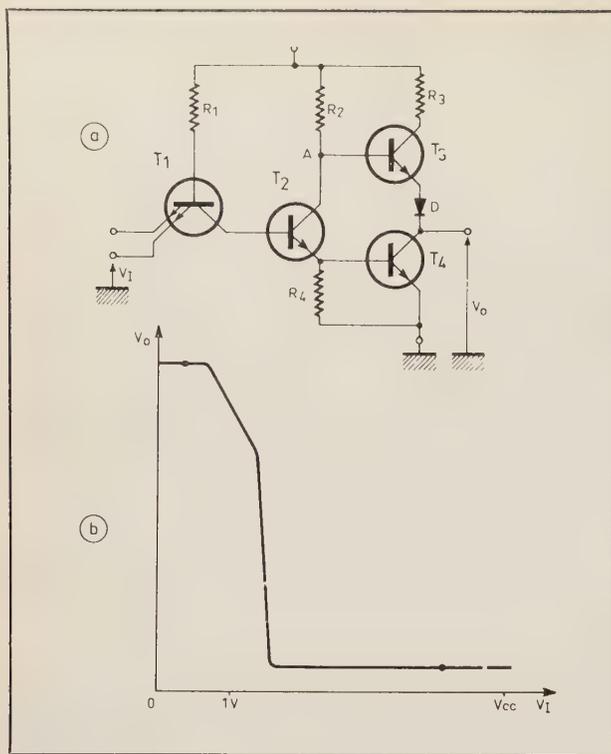


FIG. 2

de 0,7 V, est relativement proche du point de repos normal de la sortie à l'état zéro dont la tension est voisine de 0,2 V.

Pour améliorer la sortance et la protection contre les parasites, tout en bénéficiant des avantages technologiques et électriques du transistor multi-émetteur, on a introduit des circuits plus élaborés, tels que celui de la figure 2a. L'adjonction de la diode émetteur-base du transistor intermédiaire  $T_2$  décale vers la droite la zone de transition de la caractéristique de transfert, améliorant ainsi la marge de protection contre les perturbations à l'état zéro. En outre, ce transistor permet par son gain en courant d'augmenter la sortance, puisque, pour un courant d'entrée à l'état zéro donné et fixé par la résistance

$R_1$ , on peut agir sur le courant de sortie disponible à l'état zéro, en jouant sur la valeur de  $R_2$ .

On voit aussi que la résistance de charge du transistor de sortie a été remplacée par un dispositif plus complexe, constitué par  $R_3$ ,  $T_3$  et  $D$ . Il jouit de deux propriétés essentielles :

a) possibilité de fournir un courant important sur la borne de sortie sous faible tension lorsque l'une au moins des entrées est à l'état bas ; ceci favorise, lors de la transition de l'état zéro vers l'état un sur la borne de sortie, la charge des capacités ramenées sur cette borne ;

b) basse impédance de sortie à l'état un, d'où meilleure protection contre les perturbations quasi continues ou rapides.

Ce dispositif présente aussi des inconvénients qui seront analysés plus loin.

Comme le montre la figure 3, il existe de nombreuses variantes de ce circuit.

## 2. Spécification en régime statique

Sans vouloir entrer dans le détail de la spécification, rappelons, pour pouvoir mesurer l'intérêt des caractéristiques d'entrée et de sortie qui seront indiquées ci-après, la philosophie de base des tests qui garantissent le bon fonctionnement logique à l'état permanent avec une marge de protection contre les perturbations [3].

En nous reportant à la figure 4, nous voyons que les deux états logiques à la sortie, définis par les deux plages de tension limitées par  $V_{Lmin}$ ,  $V_{Lmax}$ , et  $V_{Hmin}$ ,  $V_{Hmax}$ , restent garantis pour des tensions d'entrées situées dans des plages plus larges, englobant les précédentes et limitées par  $V_{ILmin}$ ,  $V_{ILmax}$ ,  $V_{IHmin}$ ,  $V_{IHmax}$ . Autrement dit, le point de fonctionnement en l'absence de perturbations est situé dans les zones A ou A', alors qu'en présence des perturbations admissibles, il peut aussi se trouver dans les zones B, C, D ou E. La position effective du point de fonctionnement d'un étage dans ce système d'axes des tensions, est en fait

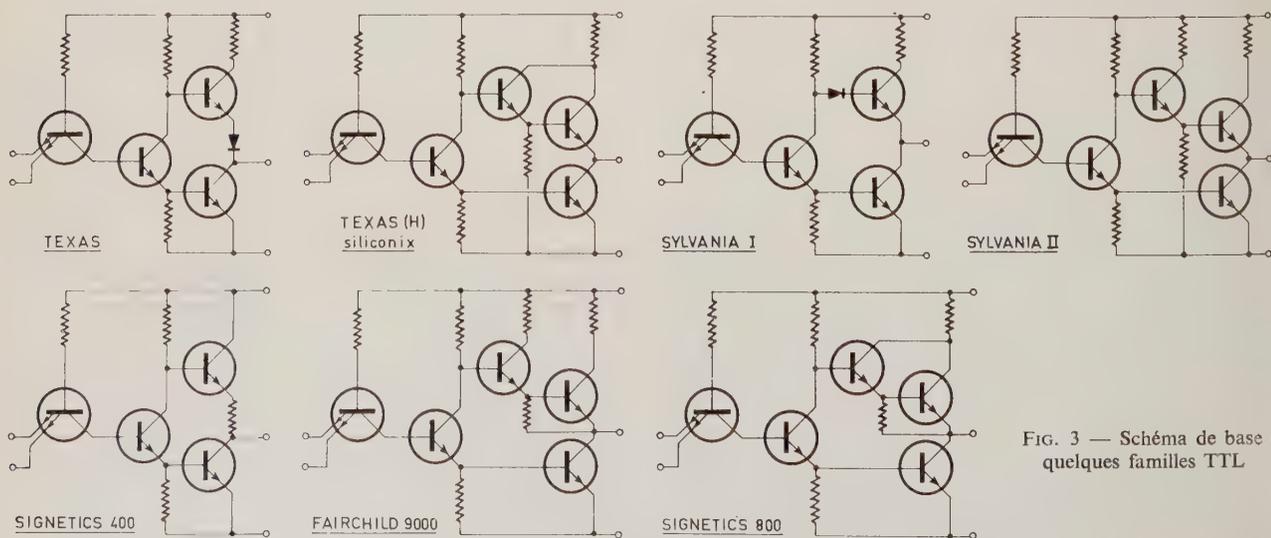


FIG. 3 — Schéma de base de quelques familles TTL

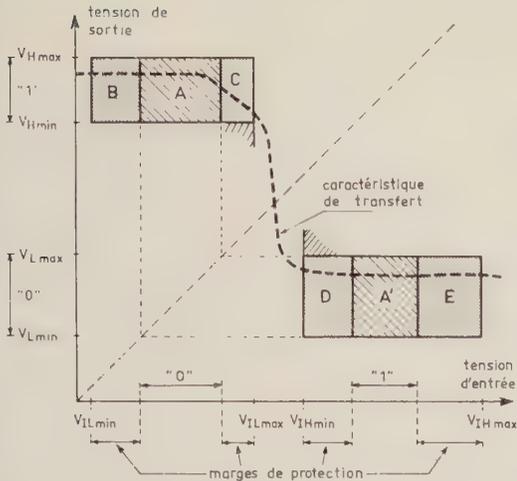
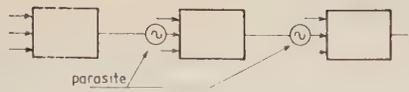


FIG. 4. — Gabarit de tension. Protection contre les parasites.

déterminée par l'intersection de la courbe caractéristique de sortie courant-tension de cet étage et de la caractéristique d'entrée de l'étage suivant (fig. 5). La position exacte du point importe peu, tout ce que l'on désire c'est qu'il soit compris à l'intérieur des plages garanties. Utilisant par ailleurs la propriété de résistance positive d'entrée et de sortie des circuits au voisinage des points de repos qui, compte tenu des conventions de signe sur les courants et les tensions, fixe le sens de la pente des caractéristiques d'entrée et de sortie considérées, on est ramené à des mesures relatives aux valeurs limites des plages de tension garanties. Ainsi dans l'exemple de la figure 5, pour garantir que

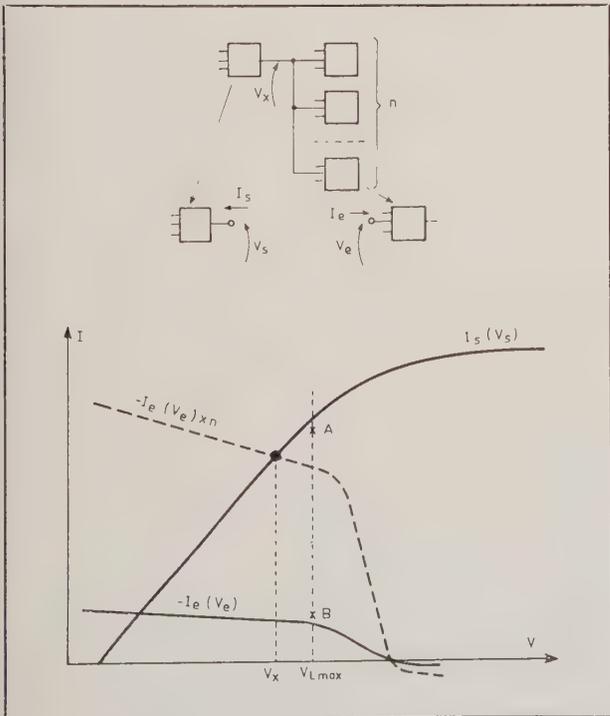


FIG. 5

$V_X$  sera inférieur à  $V_{Lmax}$ , on s'assure que la courbe de sortie  $I_S(V_S)$  passe au-dessus du point A et que la courbe d'entrée inversée  $-I_e(V_e)$  passe au-dessous du point B (avec  $I_A$  et  $I_B$  choisis tels que  $I_A > nI_B$  pour garantir la sortance  $n$ ).

En pratique, on adopte souvent  $V_{ILmin} = V_{Lmin} = 0$  et  $V_{IHmax} = V_{Hmax} = V_{CC}$  (où  $V_{CC}$  est la tension d'alimentation). Ceci revient à dire que l'on ne garantit pas de protection contre les parasites au-dessous de 0 V et au-dessus de  $V_{CC}$ . C'est sans doute une erreur car de telles tensions peuvent apparaître aux bornes des circuits, ne serait-ce qu'en raison des réflexions sur les lignes de transmission comme l'a montré M. PIEL.

En circuit TTL, les valeurs de tensions qui définissent le gabarit dans toute la gamme de température de fonctionnement peuvent être par exemple (pour  $V_{CC} = 5$  V) :

$$V_{Lmax} = 0,4 \text{ V} ; V_{ILmax} = 0,8 \text{ V} ;$$

$$V_{IHmin} = 2 \text{ V} ; V_{Hmin} = 2,4 \text{ V} .$$

### 3. Courbes caractéristiques

#### 3.1. Caractéristiques de sortie

La caractéristique de sortie  $I_o(V_o)$  lorsque toutes les entrées sont à l'état un, est analogue à la caractéristique  $I_C(V_{CE})$  d'un transistor (ici  $T_4$ ) dans la région de saturation.  $T_3$  en effet est alors bloqué, car  $T_2$  est saturé et son collecteur est à un potentiel bas. L'abscisse à l'origine (tension « d'offset ») et la pente de la courbe (résistance de saturation collecteur-émetteur de  $T_4$ ) vont donc fixer, pour un courant donné, le niveau de tension de sortie à l'état zéro.

La caractéristique de sortie, lorsqu'une entrée au moins est à l'état zéro, fait au contraire intervenir  $T_3$  et les autres éléments qui lui sont associés. Pour une tension de sortie suffisamment haute,  $T_3$  et  $D$  sont pratiquement bloqués et le courant observé est pratiquement le courant de fuite  $I_{CER}$  de  $T_4$ . Si l'on diminue la tension,  $T_3$  et  $D$  tendent à devenir conducteurs, et le courant de sortie s'annule et s'inverse. Lorsqu'il est nul le courant de fuite de  $T_4$  est compensé par le léger courant direct de  $T_3$  et  $D$ . Pour ces faibles valeurs de courants mis en jeu, les tensions sur l'espace émetteur-base de  $T_3$  et sur la diode  $D$  varient assez vite avec le courant. Comme ces tensions fixent, à partir de la tension d'alimentation, le potentiel flottant de sortie (la chute de tension dans  $R_2$  étant négligeable) celui-ci varie assez fortement d'un échantillon à l'autre.

Lorsqu'on continue à diminuer la tension de sortie,  $T_3$  devient fortement conducteur et très rapidement la pente de la courbe tend vers :

$$\frac{R_2}{\beta(T_3) + 1}$$

qui est une valeur très faible puisque  $R_2$  est de l'ordre de 1 500  $\Omega$ . C'est dans cette région que l'on bénéficie de la basse impédance de sortie à l'état un. Dans cet

état, le circuit peut fournir du courant sans que la tension baisse de façon prohibitive en risquant de perdre l'information logique. On va voir que cette propriété est utile car il faut effectivement fournir aux entrées des circuits qui constituent l'étage suivant un courant non négligeable, très supérieur au cas du DTL. Diminuant encore la tension de sortie, il arrive un moment où le transistor  $T_3$  se sature. Le courant émetteur qu'il fournit est alors limité par  $R_3$  dont la valeur fixe la pente de la courbe de sortie jusqu'à 0 V.

### 3.2. Caractéristiques d'entrée (fig. 6)

Considérons maintenant la caractéristique d'entrée  $I_I(V_I)$ . Partant d'une tension nulle, on trouve d'abord une pente définie par la valeur de  $R_1$  puisque  $T_2$  et  $T_4$  sont alors bloqués et tout le courant qui traverse  $R_1$  se retrouve à l'entrée. Lorsque la tension d'entrée atteint environ 0,6 V,  $T_2$  devient conducteur et la résistance d'entrée tend vers la mise en parallèle de  $R_1$  et de  $[\beta(T_2) + 1] R_4$  ce qui reste voisin de  $R_1$ , compte tenu des ordres de grandeur des résistances et du gain en courant. Aussi le changement de pente de la caractéristique d'entrée entre 0,6 V et 1,2 V est-il presque imperceptible. Par contre, la mise en conduction de  $T_2$  avant même que  $T_4$  soit conducteur est apparente sur la caractéristique de transfert (fig. 2b) puisqu'elle se traduit par la première descente de celle-ci, à partir du palier haut. Continuant à augmenter la tension d'entrée, on observe vers 1,5 V une petite anomalie, un petit décrochement dans la courbe, qui correspond en réalité à une résistance négative dont on verra l'explication plus loin. Dans ces conditions,  $T_2$ ,  $T_3$  et  $T_4$  sont simultanément conducteurs. Au delà de cette région critique,  $T_2$  est suffisamment conducteur pour que sa tension collecteur permette le blocage de  $T_3$ . Le courant qui traverse  $R_1$  se répartit

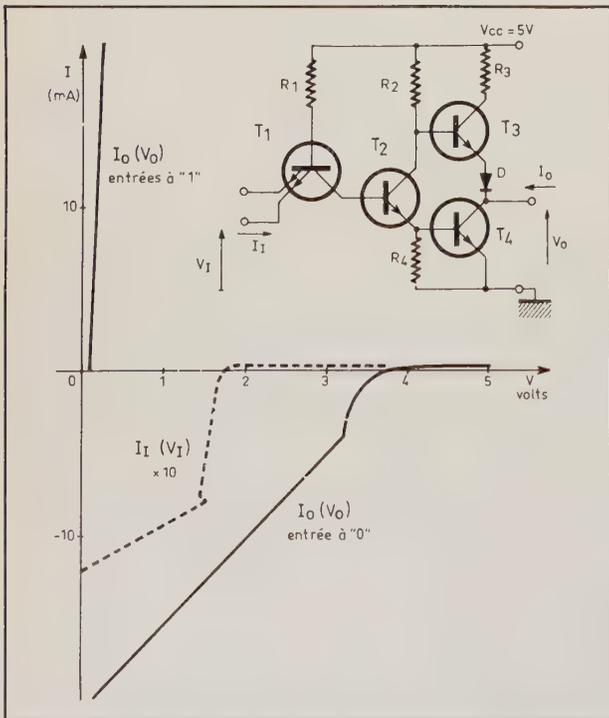


FIG. 6

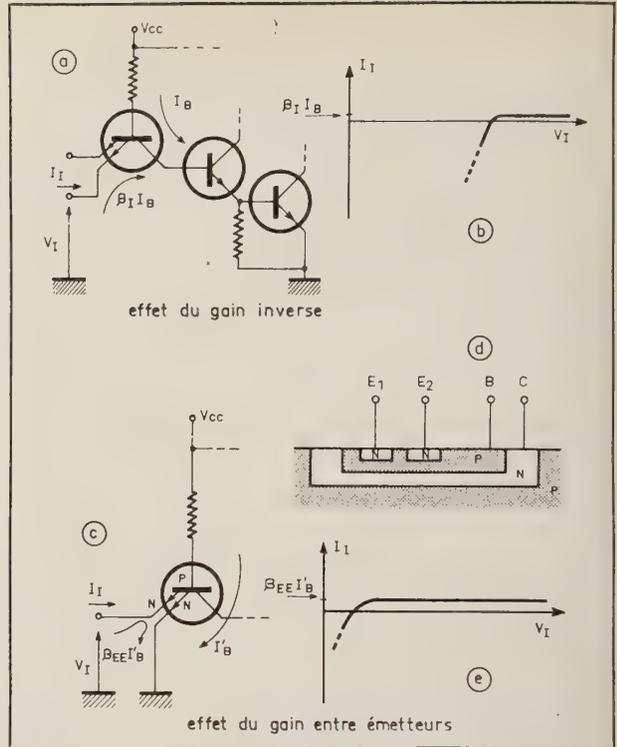


FIG. 7

entre l'émetteur d'entrée commandé et la base de  $T_2$ . Comme la diode émetteur-base et la diode collecteur-base de  $T_1$  ainsi que les diodes émetteur-base de  $T_2$  et  $T_4$  sont toutes en direct, la résistance différentielle d'entrée est alors pratiquement égale à la mise en série des résistances différentielles de ces différentes diodes, donc très faible. Puis la diode émetteur-base d'entrée se bloque et au-delà de 1,8 V, le courant d'entrée est positif, de faible valeur et presque constant jusqu'au claquage. Il est cependant plus élevé qu'un courant de fuite de diode en inverse, puisqu'il atteint quelques dizaines de microampères. Il est dû, en fait, au gain du transistor multi-émetteur inversé c'est-à-dire dans lequel le rôle de l'émetteur et du collecteur sont permutés. Cet effet est illustré par les figures 7a et 7b.

Un effet analogue se rencontre lorsqu'on considère la caractéristique  $I(V)$  d'une entrée, une autre entrée au moins étant à la masse. Comme le montre la figure 7d, il existe entre deux émetteurs du transistor multi-émetteur un transistor NPN latéral dont le gain, quoique très faible, joue le rôle parasite illustré par les figures 7c et 7e. En fait, comme l'a montré G. LE ROUX (2), la réduction du gain de ce transistor parasite lors de la réalisation du circuit (émetteurs éloignés, transistor multi-base, etc) n'apporte pas toute l'amélioration attendue sur le courant d'entrée, car les phénomènes sont plus complexes et font intervenir même en ce cas le transistor inversé envisagé précédemment. Le collecteur du transistor multi-émetteur, bien que flottant, c'est-à-dire fournissant un courant nul vers l'extérieur, est en réalité parcouru par deux courants égaux et de sens inverse dus au transistor normal sous l'émetteur mis à la masse et au transistor inversé sous

(2) Rapport CSF interne.

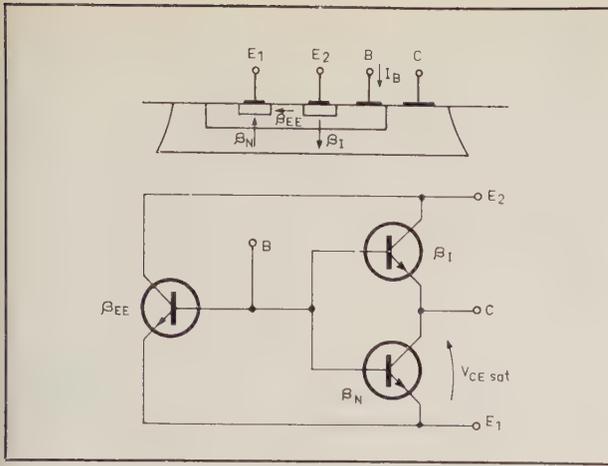


FIG. 8

l'émetteur mis à la tension positive. C'est ce qu'illustre la figure 8 qui montre que le transistor inverse se trouve en parallèle sur le transistor inter-émetteur par l'intermédiaire du transistor normal qui est alors saturé. Donc à la limite, même si  $\beta_{EE} = 0$ , l'effet de  $\beta_i$  suffit pour causer un courant d'entrée non négligeable.

#### 4. Courant d'alimentation

Si l'on trace la courbe de variation du courant fourni par l'alimentation, en fonction de la tension

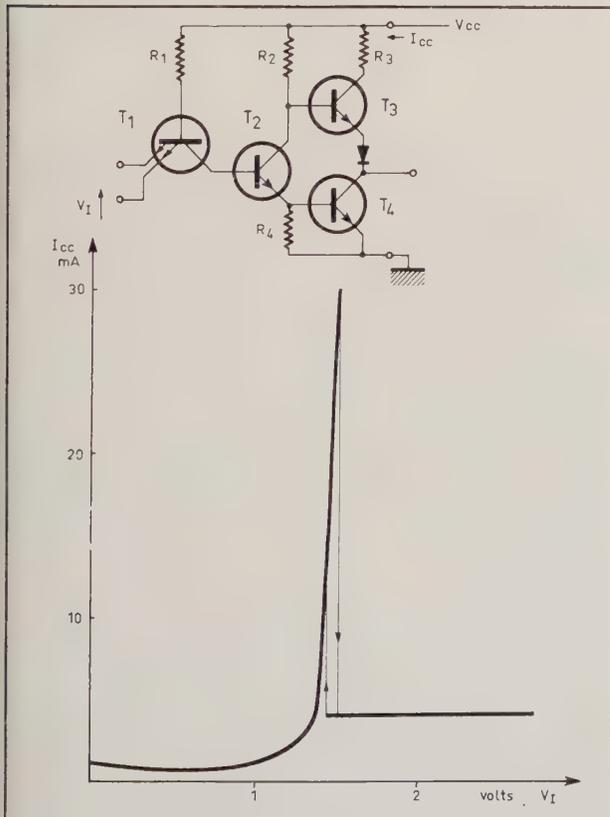


FIG. 9

d'entrée appliquée au circuit, on constate une pointe de courant importante pour  $V_1 \approx 1,5$  V (fig. 9). Elle résulte de la conduction simultanée de  $T_3$  et  $T_4$  dont il a déjà été fait mention.

Le courant qui traverse  $T_3$  et  $T_4$  dans ces conditions n'est pratiquement limité que par  $R_3$ . Lorsque le circuit est au repos, dans l'un ou l'autre des deux états logiques, ce courant n'intervient pas. Mais lorsqu'on passe d'un état à l'autre, on traverse obligatoirement cette zone critique de forte consommation. Il est vrai qu'en régime dynamique rapide, ce phénomène est en outre affecté par les temps de retard à la conduction et au blocage de  $T_3$  et  $T_4$  dus aux effets capacitifs ou aux charges stockées, et qui, suivant leur localisation ou leur valeur, l'atténuent ou l'accroissent. Quoi qu'il en soit, il faut en tenir compte en ce qui concerne la création de parasites sur les connexions d'alimentation et de masse, ce qui nécessite souvent des capacités de découplage au voisinage même des circuits. Une autre conséquence de cet effet sera l'augmentation de la puissance consommée en régime dynamique par rapport au régime statique. Cette augmentation, d'ailleurs linéaire avec la fréquence, s'ajoute à celle, bien connue, qui résulte de la charge et décharge des capacités (du circuit, du câblage, etc).

#### 5. Risques d'oscillations

On a déjà signalé la résistance négative apparaissant sur la caractéristique d'entrée (fig. 6). On remarque aussi l'hystérésis indiquée sur la courbe de courant

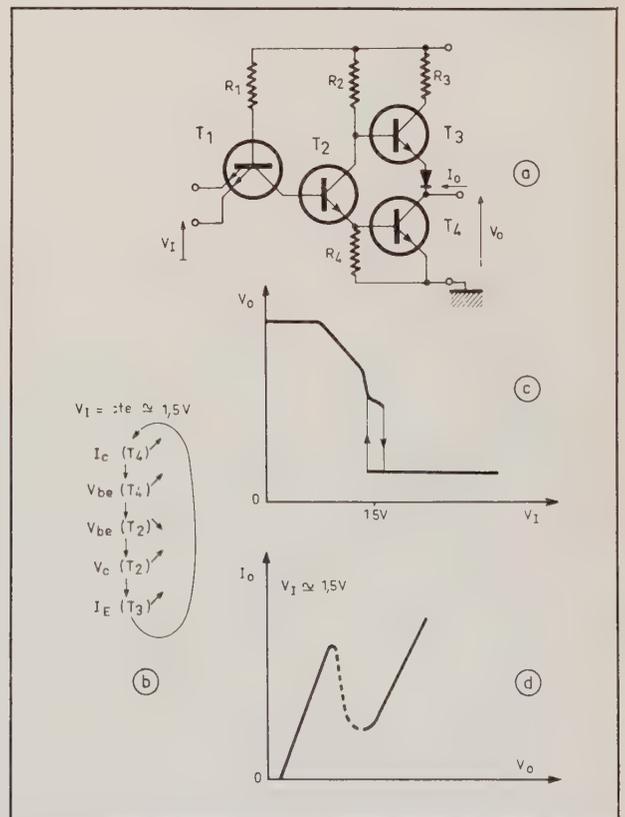


FIG. 10. — Réaction et hystérésis en TTL

d'alimentation (fig. 9). Ces anomalies sont le reflet d'une instabilité du circuit pour une tension d'entrée voisine de 1,5 V, c'est-à-dire lorsque tous les transistors du circuit sont conducteurs et que le circuit fonctionne en amplificateur, voire en oscillateur. Le diagramme de la figure 10b montre quelle est la boucle de réaction qui existe alors. Cet effet se manifeste également par une hystérésis dans la caractéristique de transfert (fig. 10c) et plus nettement encore par une caractéristique à résistance négative (de type N, analogue à celle d'une diode tunnel) sur la sortie, lorsque l'entrée est maintenue à 1,5 V (fig. 10 d).

La possibilité d'existence d'oscillations parasites qui en résulte dépend des impédances ramenées à l'entrée et à la sortie du circuit et de la durée des fronts du signal appliqué à l'entrée, relativement à la période des oscillations susceptibles de se produire. Ce défaut de certains circuits TTL semble prohiber leur emploi dans le traitement de signaux à variations lentes. Il serait intéressant de savoir ce qu'en pensent les utilisateurs et de connaître leurs expériences à ce sujet.

## 6. Autres éléments parasites

Enfin, il nous paraît utile de signaler la présence des autres éléments parasites dus à l'intégration qui sont représentés sur la figure 11. Ce sont essentiellement des diodes qui, dans les conditions normales de fonctionnement, se trouvent polarisées en inverse et n'interviennent donc que par leur courant de fuite et surtout leurs effets capacitifs affectant la vitesse du circuit. La connaissance de ces diodes parasites permet aussi d'expliquer l'allure des courbes caractéristiques du circuit hors des régions normales de fonctionnement qui ont été les seules considérées ici, en particulier pour des tensions négatives appliquées aux entrées ou à la sortie. Certaines de ces diodes deviennent alors conductrices.

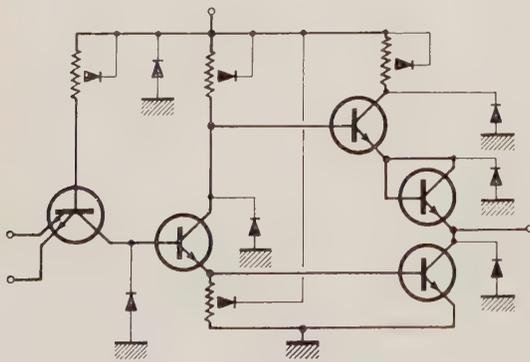


FIG. 11. — TTL. Éléments parasites

## 7. Exemple de réalisation

La photo de la figure 12 montre une vue partielle de plaquette de silicium après l'étape finale du traitement collectif, c'est-à-dire la réalisation des intercon-

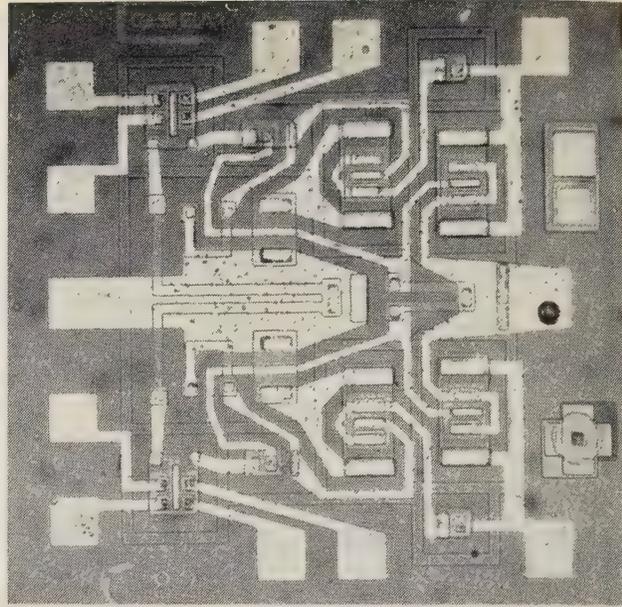


FIG. 12. — Double opérateur ET-NON à 4 entrées

nexions métalliques. Le circuit comprend deux opérateurs ET-NON dont la configuration électrique est celle de la figure 2a.

## 8. Conclusion

Les propriétés des circuits intégrés logiques de type TTL sur lesquelles nous avons voulu attirer ici l'attention nécessitent des précautions particulières d'emploi et risquent de rendre ces circuits inadaptés à certaines applications. Il n'en reste pas moins que l'essor grandissant que connaît actuellement ce type de logique est parfaitement justifié par les avantages importants qu'il présente par rapport aux autres configurations de circuits (DCTL, RTL, DTL, etc.) et sur lesquels nous n'avons pas insisté, les supposant maintenant bien connus.

Par ailleurs, les problèmes posés par le fonctionnement du transistor multi-émetteur montrent comment l'intégration fait apparaître des éléments actifs nouveaux par rapport aux composants discrets utilisés jusqu'à présent et prouvent que, tout en étant encore bien loin de « l'électronique moléculaire » envisagée il y a quelques années, les circuits intégrés sont déjà plus qu'une simple juxtaposition de composants conventionnels.

## Bibliographie

- [1] MOUNT. — « New in integrated Circuits : Transistor Coupled Logic » *Electronic Design*, 22 nov. 1961, pp. 8-9.
- [2] SPIEGEL et LUCE. — « A nanosecond monolithic TTL gate » *IEEE Trans. EC*, déc. 65, pp. 944-946.
- [3] Documents CCTU 17-03, Fascicules I/A et 2.
- [4] THOMAS et THORKELSON. — « The evolution of TTL integrated circuits » *Industrial Electronics*, Feb. 1967, pp. 59-66.

# Introduction au fonctionnement des bascules J.K.

M. MOUSSIÉ

RTC, La Radiotechnique - Compelec

## 1. Avant-propos

Le but de cet exposé est d'essayer de faire apparaître comment est composée une bascule JK, d'un point de vue logique, en étudiant un certain nombre de bascules moins complexes. Le point de départ en sera l'élément mémoire le plus simple, constitué de deux opérateurs ET NON rétrocouplés (Latch). Nous verrons sur cet exemple comment on peut déduire du schéma logique le tableau de transition et le tableau de vérité qui sont utiles à connaître pour l'emploi de ce type d'élément.

Il ne sera malheureusement pas possible de faire le même raisonnement sur les bascules plus complexes, les dimensions de cet article étant limitées. Il ne sera pas possible non plus d'aborder ici les problèmes que rencontre l'utilisateur concernant le choix et l'emploi de ces circuits, l'exposé qui suit n'étant qu'une introduction rapide à de vastes problèmes.

Nous verrons enfin les particularités qui distinguent les différentes bascules JK (maître-esclave à déclenchement par niveau, bascule à déclenchement par flancs, caractéristiques de l'entrée d'horloge) et essaierons de donner une classification d'un certain nombre de bascules actuellement disponibles sur le marché sous forme de circuits intégrés.

Il est nécessaire, avant d'aborder ce sujet, de préciser les symboles graphiques que nous utiliserons pour représenter les différents opérateurs. Le tableau I donne les symboles ainsi que la relation booléenne correspondant à chacun des opérateurs élémentaires.

Il faut dire également qu'un élément mémoire peut fonctionner dans un ensemble synchrone ou asyn-

Tableau 1. — Symboles graphiques des opérateurs

<p>ET</p> <p><math>R = A \cdot B</math></p>	<p>OU</p> <p><math>R = A + B</math></p>	<p>NON</p> <p><math>R = \bar{A}</math></p>
<p>ET NON</p> <p><math>R = \overline{A \cdot B}</math></p>	<p>équivalent à</p> <p><math>R = \overline{A + B}</math></p>	
<p>OU NON</p> <p><math>R = \overline{A + B}</math></p>	<p>équivalent à</p> <p><math>R = \overline{A \cdot B}</math></p>	

chrone mais qu'il n'est pas constitutionnellement synchrone ou asynchrone. Les éléments qui peuvent fonctionner dans un système synchrone possèdent des entrées soumises à l'autorisation d'une entrée dite « d'horloge » car c'est à elle que l'on applique les impulsions d'horloge dans un système synchrone. Ces entrées peuvent être utilisées dans un système asynchrone. Par ailleurs, les éléments mémoires possèdent généralement des entrées dites « directes » en ce sens qu'elles ne sont pas soumises à l'autorisation d'une autre entrée. Ces entrées ont, en général, un effet prioritaire par rapport aux entrées soumises.

## 2. Élément mémoire le plus simple (Bascule $\bar{R}\bar{S}$ ou latch)

Le schéma logique de l'élément mémoire le plus simple est donnée figure 1a. Il est formé de deux opé-

(\*) Conférence prononcée au cours de la demi-journée du 5 juin 1967 des 5<sup>e</sup> et 10<sup>e</sup> sections d'études de la SFER.

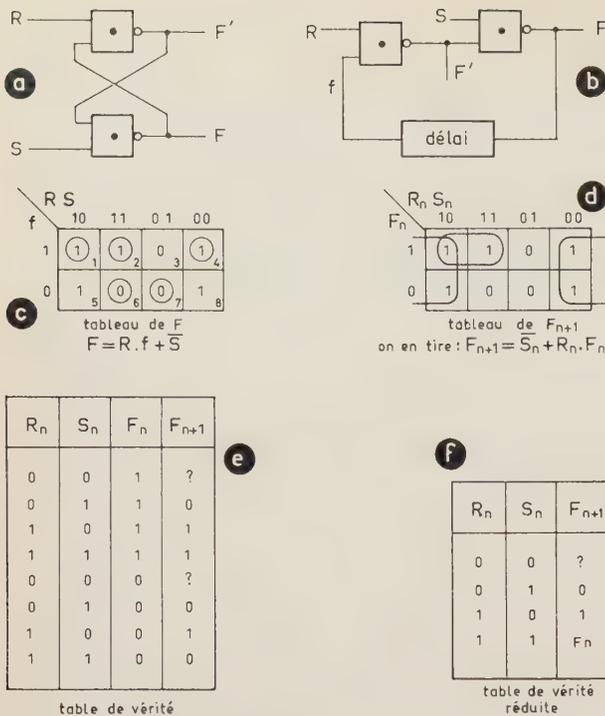


FIG. 1. — Bascule  $\overline{RS}$  (Latch)

rateurs ET NON rétrocouplés, une entrée de chaque opérateur ( $R$  et  $S$ ) servant d'entrée à l'élément.

Nous pouvons représenter ce circuit d'une manière légèrement différente d'un point de vue graphique (fig. 1b), de manière à faire apparaître plus clairement le rétrocouplage. En fait, nous avons deux opérateurs à la suite l'un de l'autre, la sortie du deuxième étant réunie à l'entrée du premier.

Les opérateurs logiques ont toujours un certain délai de réponse et notre circuit étant constitué d'une boucle fermée, nous pourrions mettre ce délai à un endroit quelconque de la boucle sans affecter la stabilité de l'ensemble. Nous pourrions notamment l'introduire dans la liaison de rétrocouplage d'une manière purement arbitraire qui facilitera le raisonnement. Ainsi, à certains instants, l'état de l'extrémité du rétrocouplage côté entrée (nous l'appellerons  $f$ ) pourra être différent de l'état de  $F$ .

L'état de la sortie  $F$  est donné par la relation booléenne suivante :

$$F = \overline{\overline{R \cdot f \cdot S}} = R \cdot f + \bar{S} \quad (1)$$

Admettons que, pour une combinaison de  $R$  et  $S$ , la sortie  $F$  ait un état tel que  $F = f$ . Si nous changeons l'état des entrées  $R$  ou  $S$ , la sortie  $F$  peut prendre une nouvelle valeur qui peut être différente de la précédente, donc de  $f$ . Cette nouvelle valeur de  $F$  correspond à un état dit « instable » car il entraîne un changement de  $f$  qui lui-même peut entraîner un nouveau changement de  $F$ . Le circuit évoluera vers un état final stable où à nouveau  $F$  est égal à  $f$ , s'il en existe un pour la combinaison  $RS$  imposée.

Nous pourrions représenter la relation (1) donnant  $F$  par le diagramme de Karnaugh de la figure 1c [1]. Chaque case  $y$  correspond à l'état de la sortie  $F$  pour une combinaison de  $R$ ,  $S$  et  $f$ . Seuls sont stables les cases où  $F = f$  (celles où  $F \neq f$  correspondent à des états instables).

Nous constatons que, pour la combinaison  $R = 1$   $S = 1$ , il y a deux états stables possibles (l'un où  $F = 0$ , l'autre où  $F = 1$ ). Cette situation est bien normale car, pour qu'il y ait effet mémoire, il faut que, pour une combinaison des entrées, l'élément puisse conserver un certain état alors que les conditions d'entrée l'ayant déterminé ne sont plus présentes. Ici l'effet mémoire a lieu pour  $R = S = 1$  ( $R \cdot S = 1$ ).

Maintenant il nous faut prévoir l'état que prendra la bascule. Pour cela nous établirons la table de vérité qui donne les états de  $F$  à l'instant  $n+1$ , ( $F_{n+1}$ ), en fonction de l'état de la bascule à l'instant  $n$  ( $F_n$ ) et des conditions d'entrée  $R_n S_n$ . Les instants  $n$  et  $(n+1)$  sont définis comme étant les instants où l'élément a la fonction mémoire ( $R = S = 1$ ). Les états des entrées  $R, S$  précédant immédiatement la combinaison  $R = S = 1$  seront notés  $R_n S_n$ .  $F_{n+1}$  donnera l'état de  $F$  lorsque  $R$  et  $S$  seront revenus à  $R = S = 1$ .

Il est intéressant de constater qu'en fait, on ne considère pas toutes les transitions possibles dans l'établissement de la table de vérité, mais seulement celles partant et aboutissant à  $R = S = 1$  avec une seule combinaison des entrées entre ces deux états. La table de vérité est pratique, mais présente une diminution du contenu par rapport au tableau de transition (fig. 2c).

Par l'examen de la table de transition, nous pouvons dresser un nouveau diagramme de Karnaugh donnant  $F_{n+1}$  en fonction de  $F_n R_n S_n$  (fig. 1d). Pour cela, en partant des états stables de la colonne  $R = S = 1$ , nous regardons ce qui se passe lorsque l'on change  $R$  ou (et)  $S$  et que l'on revient ensuite à  $R = S = 1$ .

Un exemple suffira à voir comment on procède :

Partant de la case  $R = S = 1$  où  $F = f = 1$  (par exemple) que nous avons numéroté 2 sur la figure 1c faisons  $R = 0$   $S = 1$ . Nous passons dans la colonne correspondante (0,1) à la case 3 où  $F = 0$  et  $f = 1$  donc à un état instable. Le nouvel état logique du rétrocouplage sera celui imposé à  $f$  par  $F$ . Donc  $f$  deviendra égal à zéro et nous passerons, en restant dans la colonne 01 ( $R = 0, S = 1$ ), à la case 7 où  $F = 0$ .

Le dernier état est stable. Revenant à  $R = S = 1$  nous passons dans la case 6 où l'état  $F = 0$  est stable. Nous pourrions porter dans notre table  $F_{n+1}$  (fig. 1d) :  $F_{n+1} = 0$  dans la case  $R = 0$   $S = 1$   $F_n = 1$ .

En opérant de la même manière nous pourrions compléter tout le tableau puis en extraire la relation booléenne donnant  $F_{n+1}$  en fonction  $R_n, S_n$  et  $F_n$  qui est :

$$F_{n+1} = \bar{S}_n + R_n \cdot F_n$$

Mais certains cas particuliers doivent attirer notre attention. En effet si nous changeons simultanément

les conditions sur les deux entrées, nous ne pouvons pas savoir laquelle agira la première et il faut examiner de près ces cas. Ce sont les passages :

11 à 00	La 1 <sup>re</sup> valeur correspond à $R$ , et la 2 <sup>e</sup> à $S$ .
01 à 10	
10 à 01	
00 à 11	

Seule la dernière transition sert dans l'établissement de la table de vérité, néanmoins nous les examinerons toutes.

Nous considérerons les transitions suivantes pour le passage de 11 à 00 :

- 11 → 01 → 00
- 11 → 10 → 00
- 11 —→ 00

Nous partons des cases (2) ou (6) (fig. 1c).

— En partant de la case (2) :

transition 11 → 01 → 00	Case (2) → 3 → (7) → 8 → (4)
» 11 → 10 → 00	» (2) —→ (1) —→ (4)
» 11 —→ 00	» (2) —→ (4)

— En partant de la case (6) :

transition 11 → 01 → 00	Case (6) —→ (7) → 8 → (4)
» 11 → 10 → 00	» (6) → 5 → (1) —→ (4)
» 11 —→ 00	» (6) —→ 8 → (4)

Dans tous les cas, nous terminons à la case (4) où  $F = 1$ .

Pour le passage de 01 à 10 :

01 → 00 → 10	Case (7) → 8 → (4) —→ (1)
01 → 11 → 10	» (7) —→ (6) → 5 → (1)
01 —→ 10	» (7) —→ 5 → (1)

Dans tous les cas, nous terminons à la case (1) où  $F = 1$ .

Pour le passage de 10 à 01 :

10 → 00 → 01	Case (1) —→ (4) → 3 → (7)
10 → 11 → 01	» (1) —→ (2) → 3 → (7)
10 —→ 01	» (1) —→ 3 → (7)

Dans tous les cas, nous terminons à la case (7) où  $F = 0$ .

Pour le passage de 00 à 11 :

00 → 01 → 11	Case (4) → 3 → (7) —→ (6)
00 → 10 → 11	» (4) —→ (1) —→ (2)
00 —→ 11	» (4) —→ (2)

Nous constatons que nous pouvons soit terminer à

la case (6) où  $F = 0$  soit à la case (2) où  $F = 1$ . Nous ne pouvons donc pas prévoir ce qui se passera à l'instant  $n+1$  si nous imposons  $R = S = 0$  à l'instant  $n$ .

Pour le fonctionnement correct du circuit nous devons éviter ce cas, c'est-à-dire que nous devons toujours avoir entre  $R$  et  $S$  la relation :

$$\bar{R}_n \cdot \bar{S}_n = 0$$

Cette mémoire peut être caractérisée par les deux relations suivantes :

$$F_{n+1} = \bar{S}_n \cdot R_n \cdot F_n$$

$$\bar{R}_n \cdot \bar{S}_n = 0$$

Du tableau donnant  $F_{n+1}$  en fonction de  $F_n R_n$  et  $S_n$  (fig. 1d), nous pouvons tirer la table de vérité de la mémoire.

Ceci revient à écrire ce tableau sous une forme plus habituelle en disposant  $R_n S_n F_n$  et  $F_{n+1}$  en colonne (fig. 1e) et en y introduisant l'indétermination qui correspond à la ligne où  $\bar{R}_n \cdot \bar{S}_n = 1$  (indiquée par un point d'interrogation).

En remarquant que, dans le tableau, les lignes correspondant à une même combinaison de  $R_n$  et  $S_n$  donnent un résultat  $F_{n+1}$  identique quel que soit  $F_n$  sauf pour  $R_n = S_n = 1$  où  $F_{n+1} = F_n$ , nous pouvons établir le tableau plus réduit (fig. 1f) qui est celui généralement publié.

### 3. Demi-registre à décalage (Bascule RSG)

Le demi-registre à décalage est formé d'une bascule  $\bar{R}\bar{S}$  telle que celle déjà étudiée, précédée de deux opérateurs ET - NON (fig. 2a). Une entrée de chacun de ces opérateurs permet l'application des informations  $R$  et  $S$ . Une entrée commune  $G$  permet d'autoriser ou non l'entrée de ces informations dans l'élément mémoire proprement dit qui est la bascule  $\bar{R}\bar{S}$ . C'est l'entrée d'horloge.

Par le même procédé employé pour la bascule  $\bar{R}\bar{S}$ , nous pouvons établir le tableau de transition (2b). L'entrée  $G$  étant commune à deux opérateurs, il faut dissocier les entrées de chacun de ceux-ci que nous appellerons  $G_1$  et  $G_2$ . Ceci est nécessaire sachant que les cas d'indétermination sont, comme nous l'avons vu précédemment, dus au changement simultané de deux entrées. L'examen de ce tableau (2b) montre qu'il y a indétermination pour  $R = S = 1$  lorsque  $G_1$  et  $G_2$  reviennent à l'état zéro. Ce cas sera évité en s'arrangeant pour avoir toujours :  $R \cdot S = 0$ .

Nous pouvons alors réduire ce tableau en faisant  $G_1 = G_2$  (fig. 2c) et déduire de ce nouveau tableau de transition la table de Karnaugh de  $F_{n+1}$  (fig. 2d).

Nous constatons que pour  $G = 0$  la bascule peut prendre les deux états possibles et que tous les états sont stables. Les instants  $n$  et  $n+1$  où il y a effet mémoire sont donc ceux où  $G = 0$ .

Ici on s'aperçoit que la table de vérité ne permet

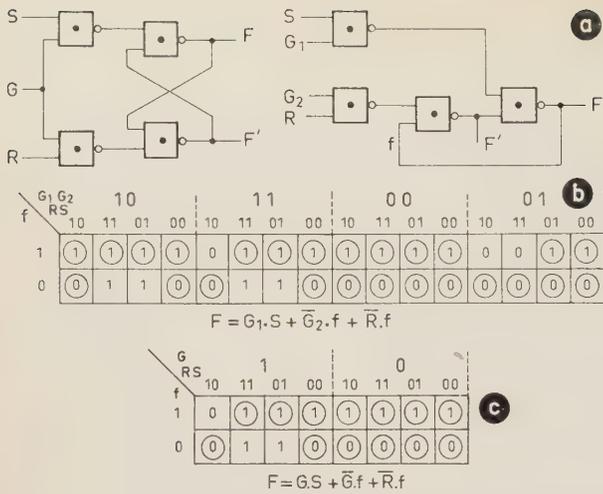


FIG. 2. — Demi registre à décalage (RSG)

pas de prévoir ce qui se passe, l'entrée  $G$  étant à 1, lorsque l'on change  $R$  et  $S$ . (fig. 2e)

Notamment lors des changements simultanés de  $RS$  il y a un cas d'indétermination qui n'apparaît pas. C'est celui où  $G$  étant à l'état 1,  $R$  et  $S$  passent ensemble de 1 à 0.

#### 4. Registre à décalage

Le registre à décalage est constitué de deux demi-registres (fig. 3a). Il possède deux entrées d'horloge qui, dans un emploi normal, sont commandées à des instants différents. Ceci permet, dans un premier temps, de faire rentrer les informations  $R$  et  $S$  dans le premier demi-registre grâce à une impulsion d'horloge en  $G_1$ . Lorsque  $G_1$  est revenu à zéro, donc les entrées  $R$  et  $S$  sans action, l'entrée  $G_2$  est attaquée par une impulsion d'horloge qui fait passer les informations du premier registre dans le deuxième.

Plusieurs registres peuvent être connectés en cascade tel que sur la figure 3b. A chaque impulsion d'horloge attaquant les entrées  $G_1$  connectées en parallèle, les informations des demi-registres pairs sont transférées dans les demi-registres impairs et, à chaque impulsion attaquant les entrées  $G_2$  en parallèle, les informations des registres impairs sont transférés dans les registres pairs. L'entrée d'information au début de la chaîne n'ayant lieu que lors de l'impulsion  $G_1$ , il ne peut pas y avoir rencontre des informations le long de la chaîne.

Le registre étant un assemblage de deux fonctions,

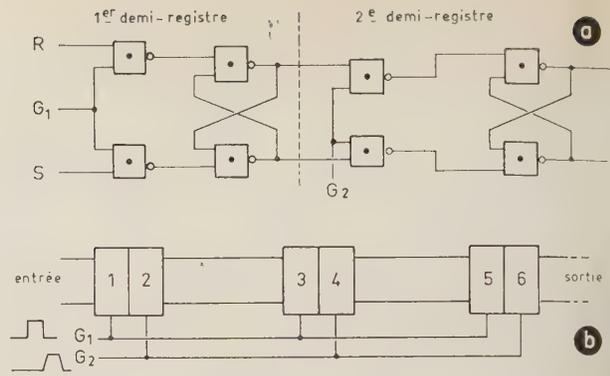


FIG. 3. — Registre à décalage

son étude relève des techniques d'utilisation que nous n'abordons pas ici mais il a l'intérêt de correspondre au cas général servant dans l'étude de la bascule  $RST$ , maître-esclave.

#### 5. Bascule RST maître-esclave

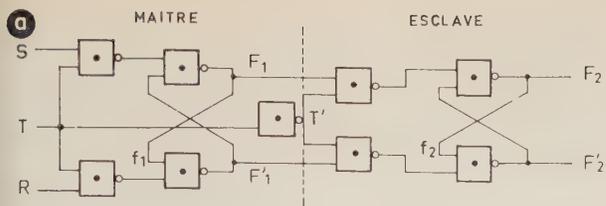
La bascule  $RST$  est identique au registre à décalage à ceci près que l'entrée d'horloge  $G_2$  est réunie à  $G_1$  par l'intermédiaire d'un opérateur NON (fig. 4a), l'entrée d'horloge est appelée  $T$  (1). Le premier demi-registre est appelé bascule « maître », le second « esclave ». Cette dénomination imagée vient de ce que la bascule « esclave » ne peut que se soumettre aux conditions du « maître ».

L'étude générale voudrait que l'on dissocie toutes les entrées d'horloge, aussi bien sur le maître que sur l'esclave, mais l'étude du demi-registre nous a déjà montré le cas d'indétermination due à l'action simultanée de l'entrée d'horloge. Nous nous contenterons de dissocier les entrées d'horloge du maître  $T$  et de l'esclave  $T'$  sachant que, aussi bien à l'entrée du maître que de l'esclave, on ne devra jamais avoir  $R = S = 1$ .

Notons que ce circuit comprend deux rétrocouplages, la table de transition comprendra donc, dans chaque case, les états des sorties du maître et de l'esclave  $F_1$  et  $F_2$  (fig. 4b). Par ailleurs, lors de la recherche des cas d'indétermination, il y a non seulement à considérer le cas où deux entrées changent simultanément d'état mais aussi le cas où dans une case de la table de transition,  $F_1$  et  $F_2$  sont en même temps instables. Dans ce cas, on ne peut pas prévoir lequel de  $F_1$  ou  $F_2$  produira le premier une évolution du circuit.

On retrouve dans la table de transition le cas d'indétermination correspondant au passage simultané de  $R = S = 1$  à  $R = S = 0$  déjà rencontré dans le demi-registre. Nous nous attarderons un peu plus au cas de  $F_1$  et  $F_2$  instables en même temps.

(1) Cette terminologie est en contradiction avec celle utilisée par Phister, mais est communément utilisée.



TT'		RS			
		10	11	01	00
f1	10	00	10	10	00
	11	00	11	11	00
f2	01	01	10	10	00
	00 <td>00</td> <td>10</td> <td>10</td> <td>00</td>	00	10	10	00

$$F_1 = T \cdot S + \bar{T} \cdot f_1 + \bar{R} \cdot f_1$$

$$F_2 = T' \cdot F_1 + \bar{T}' \cdot f_2 + \bar{T}' \cdot f_1 \cdot f_2 + \bar{R} \cdot f_1 \cdot f_2$$

T RS		1				0			
		10	11	01	00	10	11	01	00
f1	10	00	10	10	10	01	01	01	01
	11	00	11	11	11	11	11	11	11
f2	01	01	10	10	10	00	00	00	00
	00	00	10	10	10	00	00	00	00

(F1, F2)

Rn Sn		Fn			
		10	11	01	00
Fn	1	0	1	1	1
	0	0	1	1	0

$$F_{n+1} = S_n + \bar{R}_n \cdot F_n$$

Rn	Sn	Fn+1
0	0	Fn
0	1	1
1	0	0
1	1	?

table de vérité

T RS		1				0			
		10	11	01	00	10	11	01	00
f1, f2	10	01	01	01	01	11	11	11	11
	11	10	10	10	10	10	10	10	10
f2, f2'	01	10	10	10	10	01	01	01	01
	00	01	01	01	01	01	01	01	01

(F2, F2') F2 et F2' sont toujours complémentaires dans les états stables

FIG. 4. — Bascule RST « maître esclave »

Trois cas se présentent correspondants aux cases ombrées sur la figure 4b.

1) Case  $R = 0$   $S = 1$ ,  $T = T' = 1$ ,  $f_1 = f_2 = 0$

Cette case peut être atteinte lorsque en partant de la case  $R = 0$ ,  $S = 1$ ,  $T = 0$ ,  $T' = 1$ ,  $f_1 = f_2 = 0$ , on fait  $T = 1$ . A cause du temps de réponse,  $T'$  pourra rester un court instant à 1 tandis que  $T$  sera déjà à 1 et l'on sera dans la case où  $F_1$  et  $F_2$  sont instables. Les transitions possibles sont représentées par des flèches sur la figure 4b. Si  $T'$  reste suffisamment longtemps à 1, on aboutira à un état stable où  $F_1 = F_2 = 1$  puis, lorsque  $T'$  passera à zéro, on aura le même état stable. Par contre, si  $T'$  passe à zéro pendant les transitions dans la colonne  $R = S = T = T' = 1$ , on pourra aboutir à deux états différents dans la colonne  $R = 0$   $S = 1$ ,  $T = 1$ ,  $T' = 0$ , l'un où  $F_1 = F_2 = 1$ , l'autre où  $F_1 = 1$ ,  $F_2 = 0$ .

La seule manière d'éviter ce cas est de concevoir le circuit électrique de telle façon que l'on ne puisse pas passer par la case, cause de la double instabilité. Ceci peut se réaliser en conjuguant deux efforts, l'un pour diminuer au maximum le délai entre  $T$  et  $T'$ , l'autre pour décaler les seuils du maître et de l'esclave de

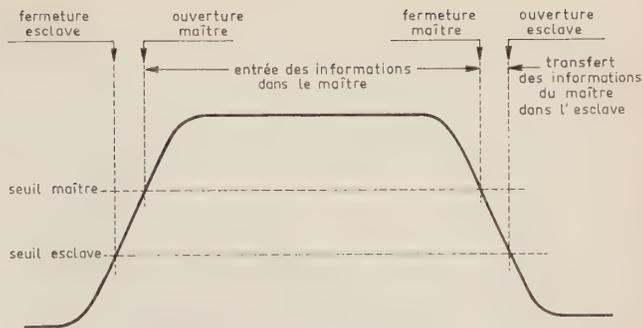


FIG. 5. — Disposition des seuils d'un « maître esclave »

telle manière que, malgré le délai, le seuil du maître (lorsque  $T$  va de 0 à 1) soit franchi à un niveau supérieur à celui où le seuil de l'esclave est franchi, lorsque  $T'$  va de 1 à 0 (fig. 5) : ainsi l'entrée de l'esclave est fermée avant que ne s'ouvre celle du maître.

2) Case  $R = 1$   $S = 1$   $T = T' = 1$   $f_1 = f_2 = 0$

Le cas est tout à fait identique mais il n'est pas gênant car, pour des raisons déjà exposées, on doit éviter la combinaison  $R = S = 1$ .

3) Case  $R = 1$   $S = 0$   $T = T' = 1$   $f_1 = f_2 = 1$

Cette case peut être atteinte à partir de la case  $R = 1$   $S = 0$   $T = 0$   $T' = 1$   $f_1 = f_2 = 1$  lorsque  $T$  passe de 0 à 1. Ce cas est identique au 1<sup>er</sup> cas et sera résolu par la même méthode.

L'étude de l'association de tels éléments, laquelle dépasse les limites de cet exposé, montrerait la nécessité d'avoir les seuils décalés lors du passage de  $T$  de 1 à 0, le seuil du maître étant franchi avant celui de l'esclave. Ainsi l'entrée de l'esclave ne s'ouvre que lorsque celle du maître est fermée (fig. 5).

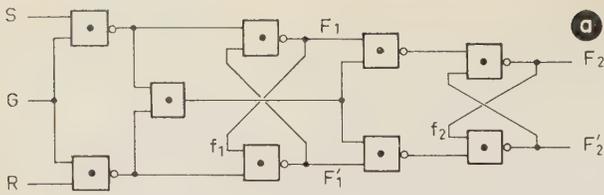
Les cas de fonctionnement défectueux étant éliminés, nous pourrions dresser une table de transition simplifiée en faisant  $T' = \bar{T}$  (fig. 4c). Nous en déduisons la table de Karnaugh donnant  $F_{n+1}$  (fig. 4d) ainsi que la table de vérité (fig. 4e).

Une particularité importante de la bascule RST est que les sorties  $F_2$  et  $F_2'$  sont toujours complémentaires dans les états stables. Ceci peut être vu sur le diagramme de Karnaugh de la figure 4f où l'on a porté  $F_2$  et  $F_2'$ . Cette propriété permet de transformer l'élément en bascule JK comme nous le verrons plus tard.

## 6. Bascule RSG maître-esclave

Le schéma logique est identique à celui de la bascule RST maître esclave à la différence près de la commande de l'entrée de l'esclave. Au lieu d'être commandée par un inverseur sur l'entrée d'horloge, cette entrée est attaquée par un opérateur ET dont les deux entrées sont réunies aux sorties des deux opérateurs ET - NON d'entrée du maître (fig. 6a).

L'étude peut être conduite comme celle de la bascule



différence avec le RST maître-esclave

	G		RS					
f <sub>1</sub> f <sub>2</sub>	10	11	01	00	10	11	01	00
10	00	10	10	00	01	01	01	01
11	00	11	11	00	11	11	11	11
01	01	10	10	00	00	00	00	00
00	00	10	10	00	00	00	00	00

$$F_1 = G.S + \bar{G}.f_1 + \bar{R}.f_1$$

$$F_2 = \bar{G}.f_1 + \bar{R}.S.F_1 + G.S.f_2 + G.R.f_2 + \bar{R}.f_1.f_2$$

Table of transition for F<sub>n+1</sub> based on R<sub>n</sub> and S<sub>n</sub>.

	R <sub>n</sub> S <sub>n</sub>	
F <sub>n</sub>	11	01
1	0	1
0	0	1

$$F_{n+1} = S_n + \bar{R}_n . F_n$$

Truth table for the transition.

R <sub>n</sub>	S <sub>n</sub>	F <sub>n+1</sub>
0	0	F <sub>n</sub>
0	1	1
1	0	0
1	1	?

Karnaugh map for F<sub>2</sub>'.

	G		RS					
f <sub>1</sub> f <sub>2</sub>	10	11	01	00	10	11	01	00
10	01	01	01	11	11	11	11	11
11	10	10	10	10	10	10	10	10
01	10	10	01	01	01	01	01	01
00	01	01	01	01	01	01	01	01

$$F_2' = \bar{f}_2 + \bar{f}_1 . \bar{G} + \bar{f}_1 . S . \bar{R}$$

FIG. 6. — Bascule RSG « maître esclave »

RST grâce aux figures 6b à 6e qui donnent la table de transition réduite, la table de Karnaugh de F<sub>n+1</sub>, la table de vérité, et la table de Karnaugh des sorties F<sub>2</sub> et F<sub>2</sub>'.

Comme précédemment, la combinaison R = S = 1 devra être évitée. Les conditions sur les seuils restent valables, les seuils intervenant ici étant ceux de la bascule RS du maître et de l'opérateur ET qui commande l'entrée de l'esclave.

Les sorties F<sub>2</sub> et F<sub>2</sub>' sont également toujours complémentaires, ce qui permettra aussi de transformer cette bascule en bascule JK.

Une particularité importante par rapport au RST est que, lorsque l'entrée d'horloge G est à 1, les entrées R et S peuvent faire changer d'état les sorties.

Sur la table de transition du RST (fig. 4) nous pouvons voir que pour T = 1 la sortie F<sub>2</sub> est toujours stable quelle que soit la case considérée, alors que sur celle du RSG (fig. 6b) il y a deux cases (ombrées) dans lesquelles F<sub>2</sub> est instable lorsque G = 1.

### 7. Bascules JKT et JKG maître-esclave

(Ce qui suit, concernant la bascule JKT, est également valable pour la bascule JKG).

La bascule JKT maître-esclave est une RST maître-esclave à entrées R et S multiples. Une des entrées R est réunie à la sortie F<sub>2</sub> et l'une des entrées S à F<sub>2</sub>'. Point n'est besoin de refaire l'étude complète dans ce cas. En effet nous avons vu que pour la bascule RST :

- Les sorties sont toujours complémentaires.
- Les sorties de l'esclave ne changent d'état que lorsque les entrées du maître sont fermées.

Les connexions sortie entrée peuvent donc être réalisées sans ennui. Cette bascule est une RST où l'on ferait :

$$S = J . F_2' \quad R = K . F_2$$

Comme on a toujours F<sub>2</sub>' =  $\bar{F}_2$ , ces relations peuvent s'écrire, en ne portant pas l'indice 2 pour simplifier la notation :

$$S = J . \bar{F} \quad R = K . F$$

Portant ces valeurs dans les relations de la bascule RST :

$$F_{n+1} = S_n + \bar{R}_n . F_n$$

$$F_{n+1} = J_n . \bar{F}_n + \bar{K}_n . F_n . F_n = J_n . \bar{F}_n + \bar{K}_n . F_n$$

La condition R.S = 0 est toujours satisfaite car nous avons toujours R.S = J.F.K.F = 0

Il n'y a donc jamais d'indétermination. Le tableau F<sub>n+1</sub> en fonction de F<sub>n</sub> est donné par la figure 7c.

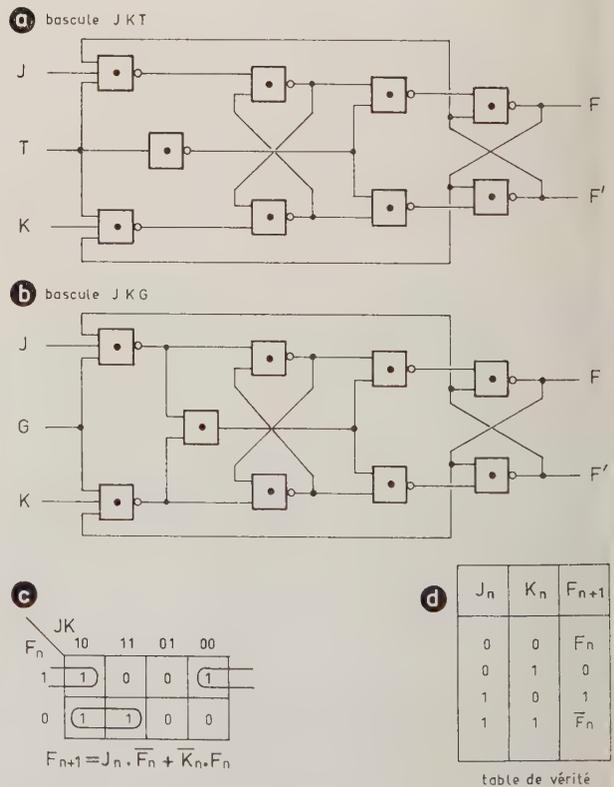


FIG. 7. — Bascule JK « maître esclave »

On en déduit le tableau de vérité de la figure 7d. Pour la combinaison  $R = S = 1$ ,  $F$  change d'état à chaque impulsion d'horloge. C'est la fonction « diviseuse binaire ».

## 8. Caractéristiques logiques des entrées d'horloge

Dans les chapitres précédents nous avons pu constater que les bascules possédant une entrée d'horloge ont des caractéristiques différentes lorsque cette entrée est à l'état 1. Certaines ( $RST$  et  $JKT$  maître-esclave) ne peuvent pas changer d'état en agissant sur les entrées d'information  $R$ ,  $S$ ,  $J$  ou  $K$ , d'autres, au contraire, ( $RSG$ ,  $RSG$  et  $JKG$  maître esclave) peuvent changer d'état.

C'est pour cette raison que nous avons appelé :

—  $G$  les entrées d'horloge pour lesquelles il peut y avoir changement d'état des sorties lorsqu'elles sont au niveau 1.

—  $T$  les entrées d'horloge pour lesquelles il ne peut pas y avoir changement d'état des sorties lorsqu'elles sont au niveau 1.

## 9. Caractéristiques dynamiques des entrées d'horloge

En ce qui concerne les seuils nous avons vu que le seuil du maître devait être plus haut que celui de l'esclave (fig. 5) Ceci permet d'éviter tout ennui de fonctionnement mais des bascules  $RST$ ,  $RSG$ ,  $JKT$  ou  $JKG$  ayant les seuils non décalés ou décalés en sens inverse (seuil du maître plus bas que celui de l'esclave) fonctionnent de manière satisfaisante si les transitions de l'horloge sont suffisamment rapides. Pour ne pas observer de défaut de fonctionnement, il faut que le temps de passage d'un seuil à l'autre du niveau de l'impulsion d'horloge soit inférieur au délai interne propre au maître ou à l'esclave.

Ainsi il apparaît qu'il peut exister deux sortes de bascules « maîtres-esclaves ». L'une à commande par niveau où le signal appliqué sur l'entrée d'horloge peut théoriquement avoir des temps de transition infiniment long si aucun bruit parasite ne se superpose au signal. L'autre, dite à commande par flancs, où les transitions du signal d'horloge doivent avoir une durée limitée pour éviter tout fonctionnement défectueux. Bascule « maître-esclave » ne doit pas être synonyme de bascule à commande par niveau.

On pourra reconnaître ces deux types de bascule en les commandant avec des signaux à transition très lente. Dans le cas d'un élément à commande par niveau, on pourra apprécier l'écart des seuils en superposant au signal de commande une onde, par exemple sinusoïdale, d'amplitude variable et de période beaucoup plus faible que le temps de transition.

Si ce signal composite a une amplitude suffisante pour passer dans les deux sens les seuils de la bascule, il y aura un fonctionnement défectueux qui se traduira en sortie par un double basculement.

Cette méthode peut servir d'appréciation à l'amplitude tolérable des parasites lors de transitions lentes.

## 10. Analyse des bascules

Les bascules que nous avons étudiées sont composées uniquement d'opérateurs ET NON, ce qui n'est pas la réalité en pratique, mais on peut toujours s'y ramener par des transformations logiques telles que celles indiquées sur la figure 8 grâce aux équivalences données au tableau 1. Le choix de la configuration réelle est souvent guidé par des considérations de rapidité de l'élément.

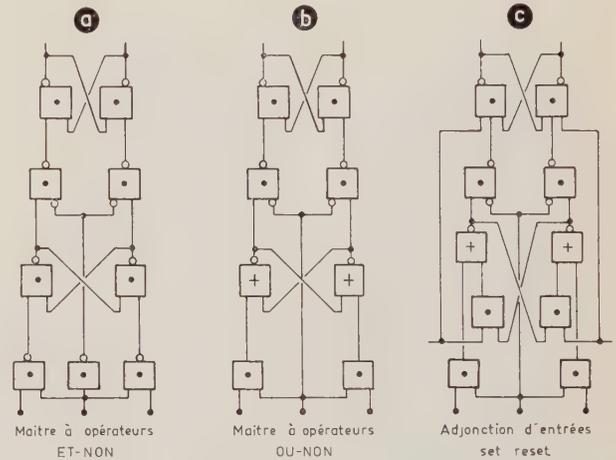


FIG. 8

La figure 9 donne un exemple d'analyse de la bascule  $JKT$  maître-esclave RT 125.

## 11. Bascule à mémoire temporaire

En fait, le maître n'a pas besoin de conserver l'information après le transfert de celle-ci dans l'esclave. Il suffit qu'elle reste présente pendant le temps de transfert. Il est donc possible de remplacer la bascule  $\bar{R}\bar{S}$  du maître par deux mémoires temporaires que nous avons représentées sur la figure 10a par un carré barré. Des transformations simples permettent d'obtenir le schéma logique de la figure 10c couramment rencontré dans la pratique.

Il va de soi que de telles bascules doivent être commandées par des signaux d'horloge dont les transitions sont inférieures à la durée de maintien de la mémoire temporaire du maître.

Bien que le fonctionnement logique de ce genre de bascule soit tout à fait similaire à celui d'un maître-esclave, cette appellation ne s'emploie que pour celle dont le maître est réalisé sous forme de bascule  $\bar{R}\bar{S}$  ou d'une de ses transformations logiques.

Pour terminer, nous donnerons une classification des bascules commercialisées sous forme de circuits intégrés. La liste de ces bascules ne prétend pas être

MÉMOIRE	RS		JK	
	T	G	T	G
BASCULE $\overline{RS}$	FAIRCHILD 945 PHILCO MOTOROLA TEXAS etc.		SIGNETICS SE 125 TEXAS SN -5472 RTC FJJ 111 RTC 125 etc.	SIGNETICS SU 320 RTC 18 OMY RTC FCJ 111 RTC 320 etc.
TEMPORAIRE	SIGNETICS SE 124 RTC FJJ 102 COSEM etc.		SYLVANIA SF 50 RTC FHJ 101 RTC FCJ 101 etc.	WESTINGHOUSE WM 215 COSEM SFC 323 etc.

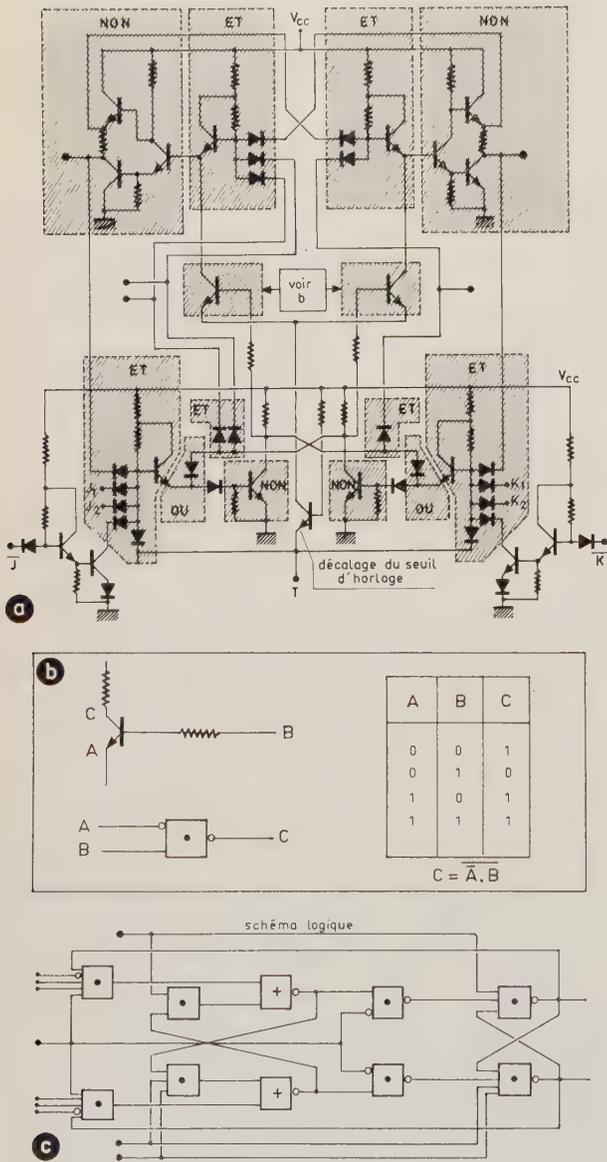


FIG. 9. — Bascule JKT « maître esclave » RTC 125

complète, d'autant plus que certains types sont présentés par plusieurs constructeurs. La classification est faite suivant le type de mémoire du maître, le type

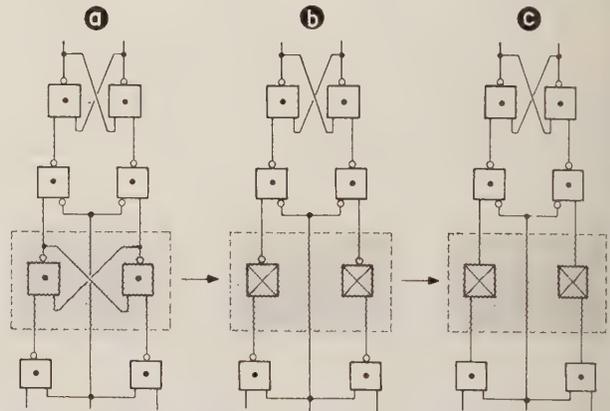


FIG. 10. — Passage de la bascule « maître esclave » à la bascule à mémoire temporaire.

d'entrée d'information (JK ou RS) et le type d'entrée d'horloge (T ou G) (tableau II). Il est à remarquer qu'il ne semble pas exister de bascule du type RSG maître-esclave ou à mémoire temporaire.

## 12. Autres types de bascules

Cet exposé nous a amené à passer en revue un certain nombre de bascules avant d'aboutir aux bascules JK. Le domaine des circuits séquentiels étant très vaste, nous n'avons pas abordé tous les types de bascules existants ; nous avons, en particulier, passé sous silence un type de bascule proche des types RST et JK du point de vue application et dont l'élément de base est formé par six opérateurs ET NON rétrocouplés.

Nous tenons à remercier M. CHAPRON, ainsi que le STTA (service télécommunication) pour l'aide qu'ils nous ont apportée dans cette étude.

### Bibliographie

- [1] MALEY JOHN EARLE A. — The logic design of transistor digital computers. Prentice Hall.
- [2] MONTGOMERY PHISTER. — Logic design of digital computers. Wiley.

# Problèmes d'emploi et de spécification

## de circuits logiques intégrés

G. PIEL

*Cie Internationale pour l'Informatique*

### 1. Choix d'une famille de circuits et études d'application

Les machines de Traitement de l'Information, suivant leur catégorie, définissent pour les composants électroniques qu'elles utilisent un cadre de contraintes diverses : économiques, électriques, mécaniques, climatiques, etc. Ces contraintes étant globalement précisées, le choix d'une famille de circuits logiques monolithiques est supposé se faire d'après les publications commerciales des fabricants.

Ce choix résulte alors à la fois d'un examen des spécifications, d'essais en laboratoire, de données économiques fournies par les fabricants, relativement à chaque famille.

Il sera évidemment avantageux, sinon fondamental, de choisir une famille promise à un large débouché et à une existence commerciale aussi prolongée que possible. Le choix d'une famille une fois fait, il est nécessaire d'entreprendre des études qui aboutiront à la formulation des règles d'emploi définissant les possibilités logiques et les performances dans des conditions réelles précises d'implantation et d'interconnexion.

Si les règles d'emploi respectent intégralement les spécifications de la famille de référence, le problème est résolu. Malheureusement, en pratique, une issue aussi simple n'est pas toujours atteinte.

La raison majeure de cette complication apparaît lorsque, pour s'assurer une avance technique satisfaisante, l'utilisateur porte son choix sur un produit commercialement annoncé et pour lequel personne n'a encore une expérience suffisante d'application.

Dans ces conditions, les spécifications initiales du fabricant, qui ont été fixées très tôt pour des raisons commerciales, sont loin d'être suffisantes pour permettre à l'utilisateur une utilisation optimale.

L'étude d'application ne peut alors se faire que moyennant des échanges fréquents d'informations entre fabricant et utilisateur. Le fabricant pourra, à la demande de l'utilisateur, préciser des propriétés particulières de la famille et fournir des indications sur les caractères les plus probables de la production envisagée. L'utilisateur pourra limiter les contraintes applicables aux circuits en ajustant ses règles d'utilisation. De ces échanges, il résulte l'émission par l'utilisateur d'une spécification admise par le fabricant dans des conditions économiques définies. Les échanges entre fabricant et utilisateur seront d'autant plus difficiles que ce dernier envisage d'utiliser plusieurs sources distinctes d'approvisionnement.

Sans vouloir analyser tous les problèmes d'emploi et de spécifications de circuits logiques intégrés, ce qui correspond à un sujet trop vaste, nous nous bornerons à porter notre attention sur le problème principal qui se pose lorsque les circuits atteignent une certaine rapidité, à savoir : déterminer leur comportement dans des conditions réelles d'interconnexion

### 2. Choix d'une famille logique — Considérations relatives à la performance

Nous espérons donner une idée, dans la suite de l'exposé de la très grande distance qui peut exister entre la définition d'une famille logique d'après les spécifications initiales et le document de l'utilisateur qui définira toutes les règles d'emploi des microstructures, tant vis-à-vis des logiciens que des implantateurs et des personnes chargées du contrôle des circuits séparés ou assemblés.

(\*) Conférence prononcée au cours de la demi-journée d'études du 5 juin 1967 de la 8<sup>e</sup> section de la SFER.

Cela tient, pour une part, à la difficulté que l'on rencontre lorsqu'on recherche la caractérisation d'un microcircuit à partir de ses bornes extérieures. Cette difficulté est surtout relative aux propriétés dynamiques transitoires du circuit lorsque la performance est élevée.

Pour juger de la difficulté, nous nous attarderons à considérer le rôle de deux paramètres essentiels. Le premier est la durée de front  $T_F$  ou temps mis par la structure d'attaque pour déterminer sur la charge un régime stable, en l'absence de réflexion parasite. Le second est le temps de propagation  $T_L$  d'une onde sur une liaison de longueur donnée  $L$ , en admettant que cette liaison puisse être assimilée à une ligne idéale sans perte (l'assimilation à une ligne homogène idéale peut être plus ou moins exacte, mais fournit, dans la majorité des cas, vis-à-vis de certaines propriétés transitoires, un moyen d'évaluation très valable).

Le rapport  $T_F/T_L$  est alors à considérer, pour une liaison donnée. Si ce rapport est très supérieur à 2, la liaison peut être assimilée à une capacité parasite.

La valeur critique définie par  $T_F/T_L = 2$  correspond au cas où le temps de propagation « aller et retour » d'une onde est égal au temps de front.

Dans ce cas ( $T_F/T_L = 2$ ) et dans tous ceux pour lesquels on a  $T_F/T_L < 2$ , l'amplitude des ondes réfléchies sur les extrémités de la liaison n'est pas limitée par la durée du front. On peut pratiquement dire qu'on aura déjà à tenir compte des phénomènes de réflexion pour un rapport  $T_F/T_L$  voisin de 5 et, dans ce cas, on ne pourra déjà plus commodément caractériser la performance réelle du circuit en assimilant la liaison à une capacité parasite.

Pour situer ces considérations dans un contexte historique, il est bon de noter que les longueurs maximales de liaisons utilisées dans les machines réalisées avec des plaquettes enfichables de dimensions classiques (nombre de plots connecteurs compris entre 10 et 40) sont passés de quelques mètres à un peu moins de un mètre en quelques années, c'est-à-dire que  $2 T_L$  est passé de quelques dizaines de ns à un peu moins de 10 ns. Dans ce même temps, les temps de front sont passés de quelques 200 ns à moins de 5 ns. Les progrès réalisés en matière d'implantation pour les grands systèmes ont donc été « dépassés » par les progrès réalisés en matière de performance.

L'intégration à grande échelle peut alors être considérée comme une nécessité qui résulte de ces progrès, en ce sens qu'elle apportera un changement d'ordre de grandeur sur les distances d'interconnexion et replacera pour un temps la majorité des liaisons dans le cas correspondant à  $T_F/2T_L \gg 1$ .

Du point de vue des technologies à circuits intégrés monolithiques du commerce, on peut dresser le tableau suivant :

Technologie	$T_{F_{min}}$
DTL	de l'ordre de 20 ns
TTL	de l'ordre de 5 ns
TTL rapide	de l'ordre de 2 ns
ECL rapide	de l'ordre de 1 ns

L'examen de ce tableau est à faire en tenant compte du stade actuel des techniques d'implantation qui

définissent des liaisons pouvant atteindre, suivant le type de matériel, des longueurs de l'ordre de 50 cm — matériel dense — à 1,50 m — matériel classique. (Les liaisons longues traitées spécialement, c'est-à-dire attaquées par amplificateurs spéciaux et utilisant des lignes coaxiales ne sont pas considérées).

On voit alors que la performance de la DTL classique peut être spécifiée sur charge capacitive (50 à 100 pF), tandis que la performance des ECL rapide devra être obligatoirement spécifiée sur ligne adaptée ou amortie, d'impédance caractéristique définie.

Quant à la performance des TTL et surtout des TTL rapides, il est à prévoir qu'elle posera des problèmes de spécification. Or, cette technologie, par suite de sa grande immunité aux parasites et des propriétés particulières des circuits de sorties qui sont à double effet (push-pull), a été présentée commercialement comme n'exigeant pas de précaution particulière pour la réalisation des liaisons.

En particulier, puisque les fabricants et les expériences donnent des indications de temps front sur charge capacitive élevée (100 pF et plus), correspondant, dans certains cas, à des  $T_F$  de moins de 2 ns, il y a tout lieu de penser que les études d'application auront largement à tenir compte des problèmes de réflexion d'ondes.

Dans les paragraphes suivants, nous illustrerons ce point de vue.

### 3. Problèmes relatifs à la famille TTL

Nous examinerons certains problèmes d'emploi de la famille logique TTL en nous reportant au schéma d'une porte ET-NON, structure de base de la famille. Le schéma de la figure 1 est celui de cette porte, dans le cas de la Série 54 de TEXAS INSTRUMENTS Inc. Le schéma d'une porte de puissance ou d'une porte rapide (cf. fig. 2) diffère du précédent par le remplacement de la diode  $D$  par un transistor. Diverses variantes de ces schémas existent, suivant les fabricants (se reporter à la conférence de M. DEPEY (1)). Leur existence n'aura pas lieu de modifier la nature des raisonnements qui suivront.

(1) Voir pp. 443-448 de ce même numéro de l'Onde Électrique.

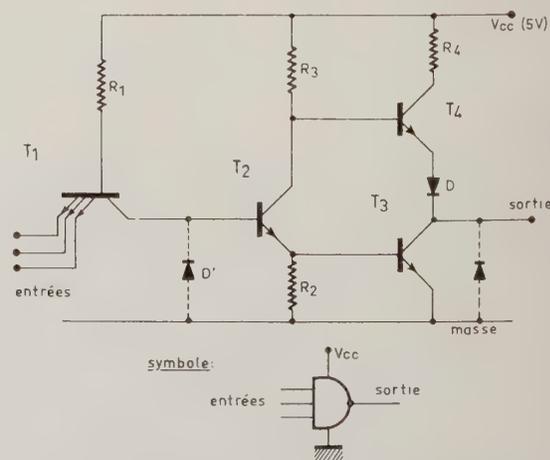


FIG. 1. — Porte « ET-NON » (selon série 54 de Texas Instrument Inc).

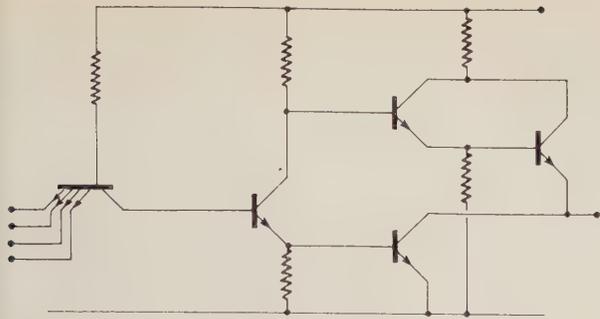


FIG. 2. — Porte « ET-NON » (série rapide, ou de puissance).

Après une présentation des caractéristiques statiques concernant les entrées et la sortie, nous ferons une investigation des propriétés dynamiques des circuits associés à leurs liaisons.

Nous examinerons enfin quelques conséquences de cette investigation sur ce que pourrait être la spécification des circuits.

### 3.1. Caractéristiques statiques d'une porte TTL

#### 3.1.1. Caractéristiques de transfert. Tensions de repos, marges d'immunité <sup>(2)</sup>

La caractéristique de transfert (fig. 3) représente  $V_o$ , tension de sortie, en fonction de  $V_I$  tension sur une entrée. Comme une porte possède plusieurs entrées et que chaque entrée peut prendre toute valeur de tension permise, il y a une infinité de caractéristiques de transfert pour une porte, toutes conditions égales par ailleurs. Toutefois, ces caractéristiques nous permettront d'évaluer les intervalles de tension dans lesquels se trouveront les points de repos, dans les diverses conditions d'association, en supposant que nous connaissions a priori les conditions les plus

<sup>(2)</sup> On se reportera avantagement, à propos de la terminologie utilisée dans ce paragraphe, à la spécification CCTU 17-03.

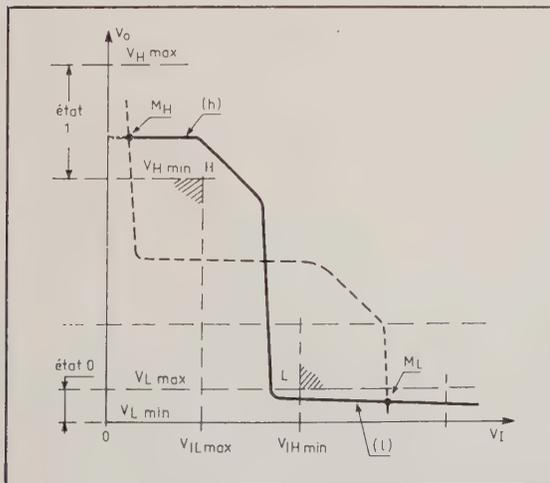


FIG. 3. — Caractéristique de transfert

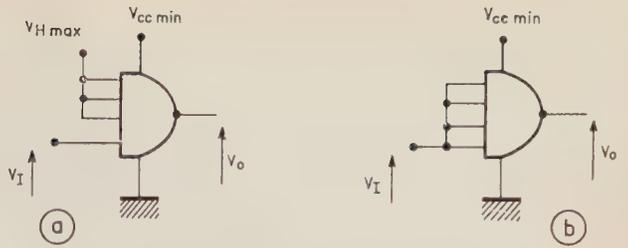


FIG. 4. — Conditions de pire cas sur les entrées pour la caractéristique de transfert

- a) Pour la branche (h),
- b) Pour la branche (l).

défavorables relatives aux entrées non directement concernées. Ces conditions sont définies pour la porte TTL par les figures 4a et 4b.

La figure 3 indique les branches (h) et (l) des caractéristiques de transfert se rapportant respectivement aux conditions des figures 4a et 4b.

Dans le cas des familles TTL, on admet que l'on puisse associer entre elles des microstructures placées, chacune suivant son état, dans des conditions de température différentes, que l'on pourra choisir défavorables. On obtient alors (cas de la série 54 pour la gamme de température de fonctionnement) :

$$V_{Hmin} = \text{niveau 1 (haut) le plus bas} = 2,4 \text{ V}$$

$$V_{Lmax} = \text{niveau 0 (bas) le plus haut} = 0,4 \text{ V.}$$

Ces niveaux sont garantis avec les marges d'immunité définies par les points (H), et (L) (fig. 3), entre lesquels doivent passer toutes les caractéristiques de transfert. Ces points font intervenir les tensions  $V_{ILmax}$  et  $V_{IHmin}$  définies comme suit (pour une porte ET-NON, c'est-à-dire inverseuse) :

$$V_{ILmax} = \text{tension d'entrée basse maximale assurant une sortie à l'état 1 } (V_o \geq V_{Hmin}).$$

$$V_{IHmin} = \text{tension d'entrée haute minimale assurant une sortie à l'état 0 } (V_o \leq V_{Lmax}).$$

Ces limites, pour la même série TTL, sont :

$$V_{ILmax} = 0,8 \text{ V} \quad V_{IHmin} = 2 \text{ V}$$

Les marges d'immunité correspondent, dans ces conditions,

$$\begin{aligned} \text{à l'état 1} & \quad \text{à } V_{Hmin} - V_{IHmin} = 0,4 \text{ V,} \\ \text{à l'état 0} & \quad \text{à } V_{Lmax} - V_{ILmax} = 0,4 \text{ V.} \end{aligned}$$

Si les structures associées entre elles sont placées dans les mêmes conditions de température, les marges d'immunité à l'état 1 et à l'état 0 ne sont jamais simultanément minimales, mais leurs valeurs limites de 0,4 V ne sont cependant pas très augmentées du fait que les conditions de charge pour les portes TTL sont pratiquement indépendantes de la température.

Les limites  $V_{Hmax}$  et  $V_{Lmin}$  ne sont, en général, pas spécifiées. Elles interviennent cependant dans de nombreuses conditions de test. Si la limite  $V_{Lmin}$  peut être considérée sans équivoque comme 0,  $V_{Hmax}$ , par contre, doit poser un problème de spécification et de contrôle, comme nous le verrons au paragraphe 3.3.

Les considérations précédentes aboutissent donc à la connaissance des *marges d'immunité en tension*. La connaissance des *marges d'immunité en courant*, qui est essentielle pour traiter les problèmes de diaphonie, ne pourra être obtenue qu'après un examen des caractéristiques d'entrée et des caractéristiques de sortie. Nous reviendrons sur cette question au paragraphe 3.3.

### 3.1.2. Caractéristiques d'entrée

Une caractéristique d'entrée étant désignée par  $(V_I, I_I)$ , avec  $V_I$  et  $I_I$  définis suivant les conventions de la figure 5a, il y a lieu de tenir compte des interactions qui peuvent se produire entre plusieurs entrées d'une même porte. Vis-à-vis d'une entrée, les autres entrées de la même porte seront, pour simplifier, supposées toutes portées à la même tension qui pourra être comprise soit entre  $V_{Hmin}$  et  $V_{Hmax}$ , soit entre  $V_{Lmin}$  et  $V_{Lmax}$ . Dans le premier cas, on obtient des caractéristiques que nous désignerons par  $(V_I, I_I)_H$  et, dans le deuxième cas, des caractéristiques que nous désignerons par  $(V_I, I_I)_L$ . Les premières sont, pour une même porte, pratiquement toutes confondues, et affectent la forme définie à la figure 5b. Les secondes présentent un palier dont la position est définie par les entrées dont la tension est fixe. Sur la figure 5c cette tension fixe est supposée égale à  $V_{Lmin} = 0$ . Le palier situé aux environs de 1,5 V sur la caractéristique  $(V_I, I_I)_H$  correspond à la butée de tension réalisée par les transistors  $T_2$  et  $T_3$ , butée pour laquelle le courant fourni par la résistance  $R_1$  se partage entre l'entrée et la base de  $T_2$ . Ce palier est donc relatif à la commutation de la porte et pratiquement compris entre les tensions  $V_{ILmax}$  et  $V_{IHmin}$ .

Au-dessus du palier situé au voisinage de 1,5 V pour la figure 5b et au voisinage de 0 V pour la figure 5c, la caractéristique se couche le long de l'axe vertical, dans la région  $I_I > 0$ , le courant étant alors un courant très faible dépendant des propriétés du transistor multi-émetteur. Lorsque la tension d'entrée, par rapport à la tension des autres entrées ou du collecteur de  $T_1$ , atteint une certaine limite  $V_A$ , un phénomène d'avalanche apparaît.

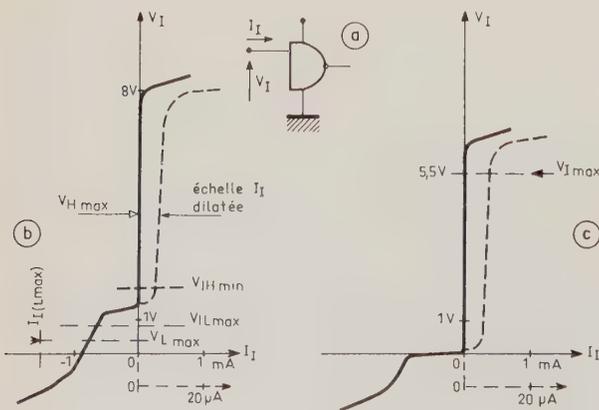


FIG. 5. b)  $(V_I, I_I)_H$ , c)  $(V_I, I_I)_L$ .

Cette tension  $V_A$  est généralement de l'ordre de 6,5 V. La tension  $V_I$  qui fait apparaître l'avalanche est alors, dans ces conditions, de 6,5 V sur la figure 5c et de 6,5 V + 1,5 V sur la figure 5b (1,5 V correspond à la tension du collecteur de  $T_1$  dans ce cas).

Pour les tensions d'entrée situées au-dessous des paliers précédemment considérés (1,5 V sur la figure 5b et 0 V sur la figure 5c), la caractéristique reflète la présence de la résistance  $R_1$ . Pour une tension d'entrée négative, au-delà de 0,6 V à la température normale, la caractéristique se couche dans le sens de l'axe horizontal, reflétant la présence de la diode  $D'$  qui existe entre le collecteur de  $T_1$  et le substrat. L'isolement entre les différents caissons du circuit monolithique est en effet obtenu en reliant les zones d'isolement ou le substrat — qui est supposé de même nature : P — à la tension la plus négative, c'est-à-dire à la masse.

Cet aplatissement de la caractéristique négative joue un rôle important dans les régimes transitoires des liaisons. Nous reprendrons plus loin cette question. Nous noterons, pour le moment, qu'il est relativement dispersé, car il fait intervenir des résistances différentes suivant l'emplacement de la mise à la masse du substrat et est, d'autre part, sensible à la température. Sur les figures 5b et 5c, on a indiqué par des triangles pleins les points faisant l'objet d'une spécification et par un triangle vide le point relatif à  $V_{Hmax}$ , pour lequel aucune spécification n'est généralement donnée. Nous reparlerons de ce dernier au paragraphe 3.3. Ces différents points peuvent correspondre à des conditions distinctes — défavorables — d'alimentation et de tension sur les diverses entrées et tiennent évidemment compte de la gamme de température de fonctionnement. Le point relatif à  $V_{I_{max}}$  a pour but d'obtenir une garantie vis à vis de la tension d'avalanche. Il est fondamental, bien que n'intervenant que vis-à-vis des phénomènes transitoires, comme nous le verrons au paragraphe 3.3.1.

### 3.1.3. Caractéristiques de sortie

Le figure 6 représente les caractéristiques de sortie d'une porte standard correspondant au schéma de la figure 1.

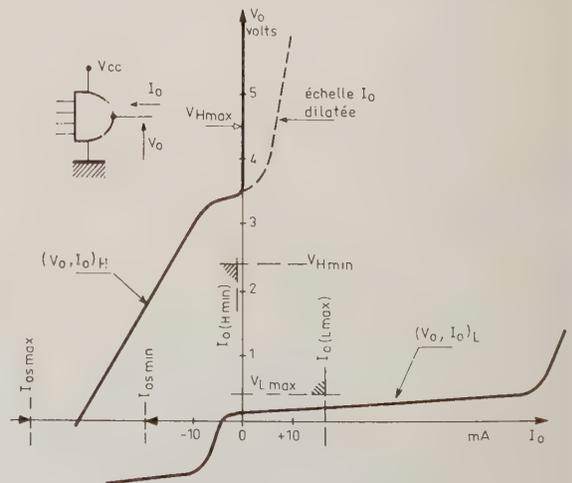


FIG. 6. — Caractéristiques de sortie

L'une de ces caractéristiques  $(V_0, I_0)_H$  correspond au cas où une entrée au moins est à l'état 0, c'est-à-dire portée à une tension comprise entre  $V_{L_{\min}} = 0$  et  $V_{I_{L_{\max}}} = 0,8$  V. Sur cette caractéristique, on reconnaît une région inclinée, située aux environs de  $V_0 = 3,5$  V (température normale), définie par la conduction du transistor  $T_4$  (fig. 1), alors non saturé.

Au-dessus de cette région, une partie verticale correspond à l'inversion de la diode  $D$  et une région d'avalanche généralement située au-dessus de 10 V correspond, suivant les cas, soit à l'avalanche de la diode  $D$ , soit à l'avalanche du collecteur de  $T_3$ .

Au-dessous de la région inclinée située vers 3,5V, on trouve une région plus inclinée définie par la saturation du transistor  $T_4$  et la présence de la résistance de limitation de courant  $R_4$  (de l'ordre de 130  $\Omega$ ).

Pour  $V_0 < 0$  on retrouve un effet de limitation dû à la présence d'une diode substrat-collecteur de  $T_3$ .

La caractéristique  $(V_0, I_0)_L$  est définie pour une tension supérieure à  $V_{IH_{\min}}$  sur toutes les entrées. Elle possède un large palier horizontal qui correspond à la saturation de  $T_3$ . Ce palier se prolonge dans la région  $I_0 < 0$  jusqu'à un courant  $I_0$  voisin du courant de base de  $T_3$ .

La partie verticale située dans la région  $I_0 > 0$  correspond à la désaturation de  $T_3$ . A la température normale, elle se rapporte à un courant généralement supérieur — deux ou trois fois — au courant  $I_0 (L_{\max})$  correspondant à la sortance maximale admissible. La position de cette limite dépend évidemment du  $h_{FE}$  de  $T_3$ . Elle est donc défavorable, aux températures les plus basses.

Dans la région  $I_0 < 0$  au-delà du palier horizontal, la caractéristique s'infléchit et la tension  $V_0$  devient négative avec limitation reflétant encore la présence de la diode substrat-collecteur de  $T_3$ .

Sur la figure 6, on a porté des triangles pleins indiquant les points généralement spécifiés pour des conditions défavorables (qui peuvent être différentes pour chaque point). En plus des points relatifs respectivement sur  $(V_0, I_0)_H$  et  $(V_0, I_0)_L$  à  $V_{H_{\min}}$  et  $V_{L_{\max}}$  on trouve des limites assignées au courant de court-circuit  $I_{0,S}$  correspondant à l'intersection de  $(V_0, I_0)_H$  avec l'axe  $V_0 = 0$ . En dehors du fait que la limite supérieure de  $I_{0,S}$  fournit une garantie quant à l'effet de protection fourni par  $R_3$ , nous pensons que la limite inférieure qui traduit certaines possibilités vis-à-vis des fronts de montée et de la marge d'immunité en courant au niveau 1 pourrait donner lieu à une autre spécification plus appropriée, comme nous le verrons au paragraphe 3.3.3.

### 3.2. Régimes transitoires dans les liaisons entre microstructures TTL

Comme nous l'avons expliqué au paragraphe 2, deux cas sont à distinguer dans la pratique suivant la valeur du rapport  $T_F/T_L$ .

Tous les cas pour lesquels on a  $T_F/T_L \geq 2$  correspondent aux liaisons courtes correspondant généralement à un effet de self-induction réduit.

Ces cas sont facilement reliés à la spécification des temps de commutation, pourvu qu'elle fasse appa-

raître des mesures sur capacité de charge acceptable. C'est ainsi que nous avons jugé nécessaire de définir les temps de traversée sur capacité minimale et pour 100 pF. Il en est autrement lorsque la liaison peut être considérée comme une ligne, c'est-à-dire lorsque les formes d'ondes ne peuvent être réduites qu'en tenant compte des réflexions successives qui prennent naissance dans cette ligne.

Dans ce cas, une méthode d'analyse bien connue des hydrauliciens — la méthode de BERGERON <sup>(3)</sup> — peut nous rendre de grands services. Aussi allons-nous la présenter dans le paragraphe suivant, pour l'utiliser ensuite comme moyen d'investigation.

#### 3.2.1. Principe de la méthode de Bergeron

La méthode de BERGERON est applicable à l'étude de la propagation des « ondes de chocs » sur lignes homogènes sans pertes, lorsque les éléments d'extrémité ne sont pas réactifs, à moins que ces éléments eux-mêmes ne soient encore des lignes homogènes sans pertes. Nous décrirons le principe de la méthode d'après la figure 7. Il consiste à tracer dans le plan  $I, V$ , avec les conventions de signe précisées en haut de la figure, les caractéristiques des éléments émetteurs et récepteurs, puis à déterminer, comme nous allons le voir, les points  $B_{-1}, A_0, B_1, A_2, \dots$  représentatifs des états successifs de ces éléments aux instants  $t = -1, 0, 1, 2, \dots$  en prenant comme unité de temps le retard de transmission  $T_L$  de la ligne.

Entre l'instant  $t = -1$  et l'instant  $t = 0$ , ou encore, juste avant l'instant  $t = 0$ , l'émetteur est supposé subir la modification (qui s'achève à l'instant  $t = 0$ ) qui correspond à la transition entre la caractéristique  $(E)_{-1}$  et la caractéristique  $(E)_0$ .

Le point  $B_{-1}$  (avant la transition) est à l'intersection des caractéristiques  $(R)$  du récepteur et  $(E)_{-1}$  de la source. Le point  $A_0$  (instant  $t = 0$ ) est obtenu par l'intersection d'une droite de pente =  $R_c$  ( $R_c$  dési-

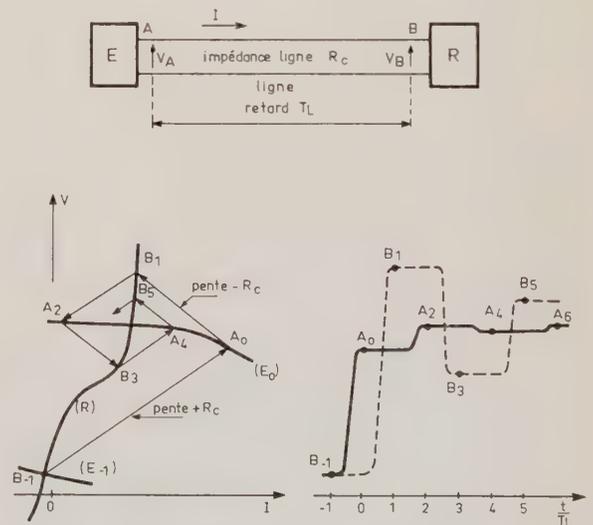


FIG. 7. — Méthode de Bergeron

<sup>(3)</sup> cf. référence en fin de texte.

gnant la résistance caractéristique de ligne) passant par  $B_{-1}$  avec la caractéristique  $(E)_0$ .

Le point  $B_1$  (instant  $t = 1$ ) est obtenu par l'intersection d'une droite de pente  $-Rc$  passant par  $A_0$  avec la caractéristique  $(R)$ . Le point  $A_2$  (instant  $t = 2$ ) est obtenu par l'intersection d'une droite de pente  $+Rc$  passant par  $B_1$ , avec la caractéristique  $(E)_0$ ... Les points  $A_0, A_2, A_4...$  représentent donc les états successifs de l'émetteur et les points  $B_1, B_3, B_5...$  représentent les états successifs du récepteur.

On passe d'un point  $A_i$  à un point  $B_i = 1$  en traçant une droite de pente  $-Rc$  par  $A_i$ ; le point  $B_{i+1}$  est à l'intersection de cette droite avec la caractéristique  $(R)$ . On passe d'un point  $B_j$  à un point  $A_{j+1}$ , en traçant une droite de pente  $+Rc$  par  $B_j$ ; le point  $A_{j+1}$  est à l'intersection de cette droite avec la caractéristique  $(E)_0$ .

La méthode s'applique facilement lorsque les temps de fronts s'achèvent dans l'intervalle de temps  $2T_L$ . Elle met en évidence alors les états correspondant à des paliers de tension.

Elle s'appliquerait également dans le cas  $T_F < 2T_L$  en décomposant le front défini par la source en points successifs, à condition que la modification de sa caractéristique en fonction du temps soit connue et indépendante de la charge, ce qui imposerait que cette caractéristique ne soit pas réactive.

### 3.2.2. Application de la méthode de Bergeron aux associations de microstructures TTL

L'application de la méthode de BERGERON au cas des microstructures TTL reliées par des lignes de transmission homogènes a pu donner lieu à de bonnes vérifications expérimentales pourvu que les fronts que l'on obtiendrait sur ligne de longueur infinie s'achèvent, dans le cas d'une ligne finie, dans un temps inférieur à  $2T_L$ . Les petites réflexions parasites dues aux phénomènes réactifs propres aux microstructures d'extrémités et aux imperfections des montages (capacités et inductances parasites, charges stockées) n'apparaissent que dans les fronts de tension eux-mêmes et les expériences sont clarifiées en exagérant  $T_L$  par rapport à  $T_F/2$ .

Pour une famille TTL de performance moyenne, on a ainsi utilisé des lignes bifilaires de 4 m de longueur. Néanmoins, dans de nombreux cas, les lignes de moins de 1 m permettent d'observer des signaux aisément prévisibles par la méthode BERGERON.

Dans le cas où l'on utilise plusieurs portes réceptrices groupées, la caractéristique du récepteur est une caractéristique composite facile à obtenir par sommation de courants. Du côté émetteur également, on pourra avoir à utiliser une caractéristique composite lorsqu'en parallèle avec la porte d'attaque se trouvent des portes réceptrices. De toute façon, il importe de remarquer que les conventions de signe adoptées précédemment pour la représentation des caractéristiques d'entrée et de sortie sont différentes de celles adoptées pour la construction sur le diagramme de Bergeron de la caractéristique de l'émetteur. Ainsi, dans le cas d'une porte émettrice seule, la caractéristique de sortie de cette porte sera reportée sur le dia-

gramme en appliquant l'axe des courants dans la direction opposée à celle choisie pour la figure 6.

Ceci dit, nous allons examiner successivement plusieurs cas de transitions, tout d'abord positives, puis négatives, au niveau de l'émetteur.

#### 3.2.2.1. Transitions positives

La figure 8 donne le cas d'une transition positive pour une porte émettrice en  $A$  et une porte réceptrice en  $B$ , portes et impédances de ligne supposées typiques.

On constate, dans ce cas, que le signal en  $B$ , après un temps de transmission  $T_L$ , atteint définitivement un niveau situé très au-dessus de la limite 2 V, de sorte que la structure réceptrice se trouvera actionnée au temps 1.

Le signal d'attaque en  $A$  présente, par contre, un palier horizontal qui est un peu au-dessous de 2 V et ne dépasse 3 V qu'au temps 3.

D'autre part, le point de repos final représenté par  $M_H$  est dépassé légèrement, l'excursion  $B_1 - M_H$  pouvant être relativement longue (voir la partie diagramme, dilatée suivant l'échelle des courants).

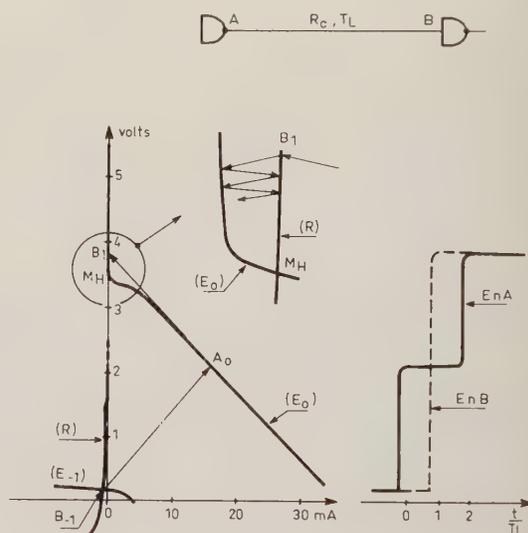


FIG. 8

Pour une impédance caractéristique faible ( $50 \Omega$ ), un courant  $I_{0,S}$  faible et une température basse ( $V_H$  de l'ordre de 2,5 V), on obtient encore des conditions défavorables pour la transition positive, avec une porte placée à chaque extrémité de la ligne. Ce cas, représenté à la figure 9, fait apparaître un retard de franchissement du niveau 2 V, en  $B$ , égal à  $3T_L$ . Il est à remarquer que le niveau 2 V, dans ce cas, (température basse) doit être considéré comme représentatif du seuil à franchir pour assurer l'actionnement du récepteur.

Pour ce qui est du dépassement positif par rapport au point de repos  $M_H$ , un premier cas de circonstances défavorables (favorables au dépassement) correspond à :

- attaque par porte de puissance
  - $V_{cc}$  maximal
  - température élevée
  - $R_c$  grand (pratiquement  $200 \Omega$ ).
- conditions pour une caractéristique  $(E)_0$  « très haute »

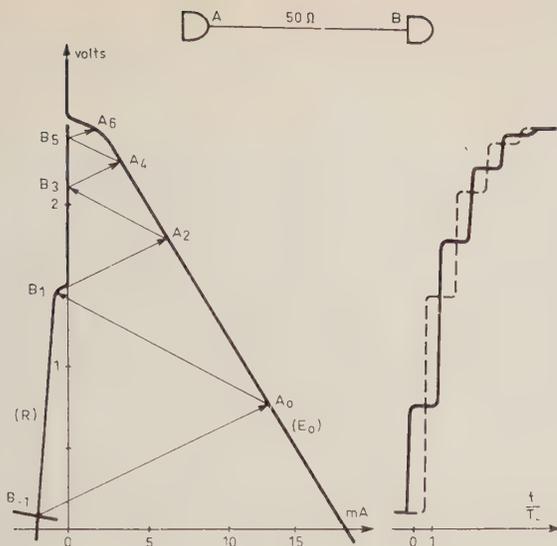


FIG. 9

Cet ensemble de circonstances réunies pour la figure 10 montre qu'en l'absence d'avalanche sur l'entrée du récepteur, la tension au temps 1 en B et 2 en A peut atteindre 7 V. Avec intervention d'avalanche, (branche (R)'), la tension est limitée au temps 1 en B (point B aux environs de 6 V) et ramenée par réflexion en A, au temps 2 vers 5,3 V (valeurs propres au cas figuré).

Un deuxième ensemble de circonstances défavorables correspond à un nombre maximal de portes réceptrices en B et un Rc grand. Ce cas, représenté à la figure 11, est relativement indépendant de la température car il ne fait pas intervenir la partie de droite de la caractéristique (E)<sub>0</sub> représentée sur le diagramme, mais seulement la partie de cette caractéristique dressée le long de l'axe des tensions. Ce cas est également accentué par un V<sub>cc</sub> maximal, circonstance qui maximise I/R. Il montre que la tension atteinte en A et B peut atteindre 6 V.

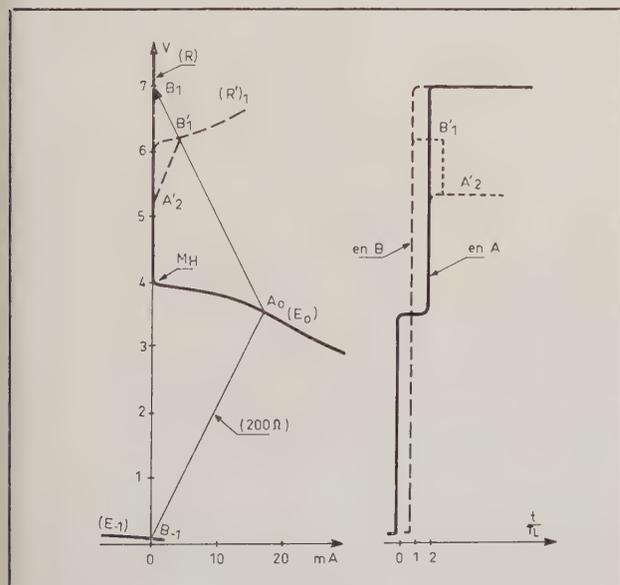


FIG. 10

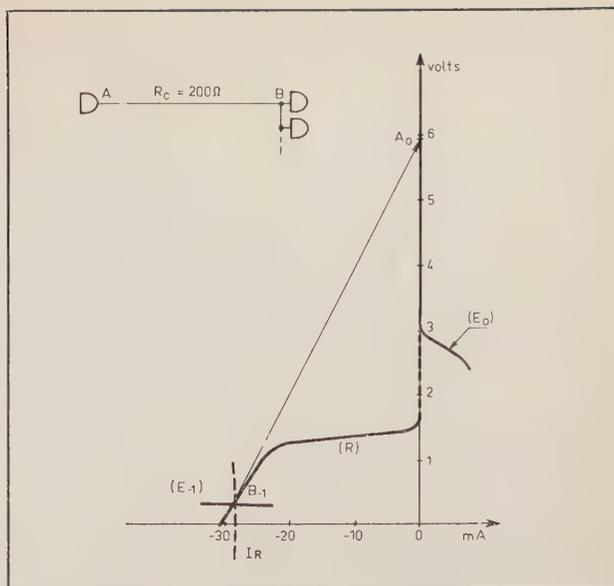


FIG. 11

Du point de vue du retour au point de repos statique représenté par  $M_H$  (intersection des caractéristiques (E)<sub>0</sub> et (R)), deux cas sont, comme nous venons de le voir, à considérer après un grand dépassement positif (fig. 11) :

1<sup>er</sup> cas : il n'y a pas d'intervention sensible d'avalanche sur récepteurs ;

2<sup>e</sup> cas : il y a intervention d'avalanche sur récepteurs.

Dans le premier cas, les points atteints (A<sub>0</sub>, B<sub>1</sub>) sont très près de l'axe  $I = 0$  et la capacité de ligne est, au temps 2, chargée à une tension correspondant pratiquement à A<sub>0</sub>.

Dans le deuxième cas, après un temps 2  $T_L$ , les points atteints (A<sub>2</sub>, B<sub>3</sub>) sont également très près de l'axe  $I = 0$ , donc les circonstances analogues à celles du temps 2 du premier cas. (Cf. A'2, fig. 10).

A partir du moment où des points sont atteints très près de l'axe  $I = 0$ , la capacité de ligne se décharge — en échelons de très faible amplitude — avec un courant très faible.

Pour illustrer ce phénomène, supposons que la tension de sortie atteinte sans apparition d'avalanche soit de 6 V, que la ligne ait une capacité globale de 100 pF et que le rappel à la tension 3 V ( $M_H$  supposé) s'effectue par un courant moyen de 200  $\mu A$ . Le temps d'excursion est alors donné par :

$$T = \frac{3 \text{ V} \times 100 \text{ pF}}{0,20 \text{ mA}} = 1500 \text{ ns}$$

Ainsi, on devra considérer comme *quasi statiques* des états 1 pour lesquels la tension de sortie peut dépasser largement 4,5 V et même la tension maximale d'alimentation qui est généralement définie à 5,5 V.

L'intervalle de tension correspondant à l'état 1 est donc pratiquement compris entre 2,4 V et plus de 6 V. Il est donc incomparablement supérieur à celui correspondant à l'état 0 (0 à 0,4 V).

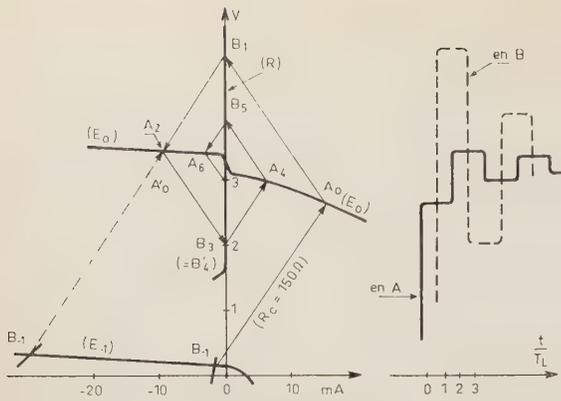


FIG. 12. — Effet d'une avalanche en sortie

Examinons la conséquence d'une limitation de tension de sortie pouvant provenir, par exemple, de l'avalanche du transistor  $T_3$  (fig. 1). La figure 12 montre qu'il peut y avoir, dans ce cas, oscillation autour du point final. Cette oscillation peut être obtenue à partir de deux points de départ distincts :  $B_{-1}$  et  $B'_{-1}$ . Dans chacun des deux cas, on obtient une réflexion avec changement de signe sur l'émetteur (caractéristique  $E_0$ , points  $A_2$  ou  $A'_0$ ) et un point  $B_3$  ou  $B'_1$  relativement bas sur la caractéristique (R).

### 3.2.2.2. Transitions négatives

La figure 13 illustre le cas typique d'une transition négative pour une porte placée à chaque extrémité d'une ligne. On observe principalement un dépassement négatif (point  $B_1$ ) qui, suivant les circonstances, forme de la caractéristique (R), valeur de  $R_c$ , valeur

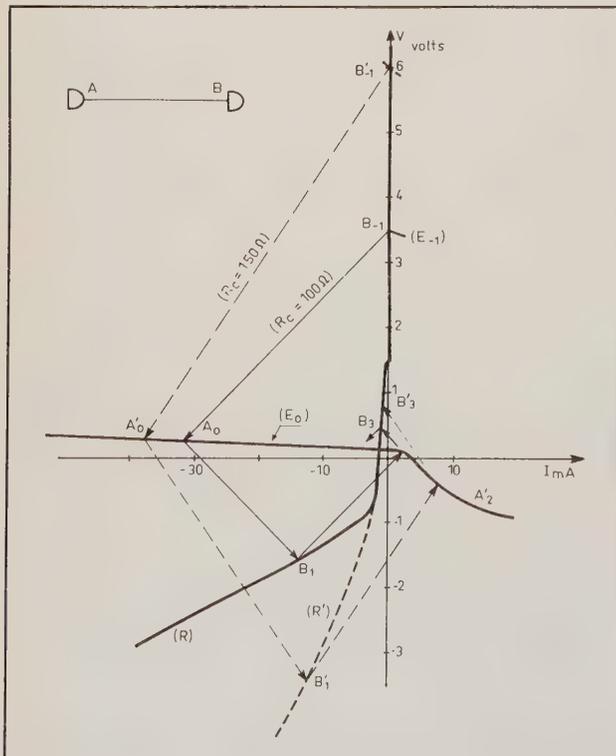


FIG. 13

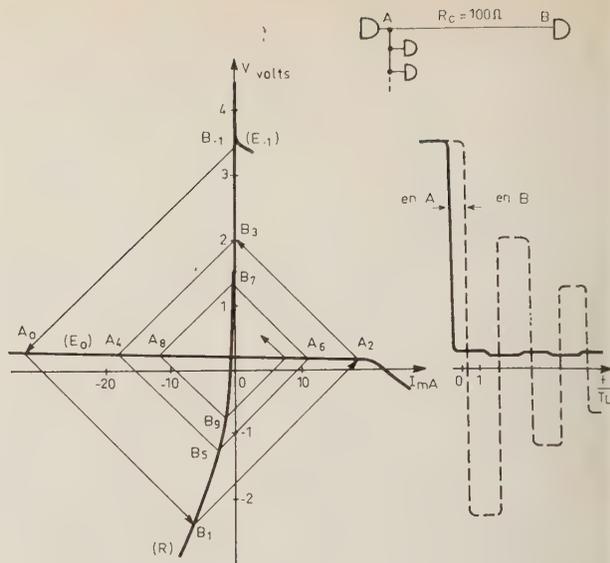


FIG. 14

de  $V_H$  peut être plus ou moins conséquent. Dans des cas extrêmes, le point  $B_1$  pourra correspondre à un courant dans la jonction émetteur de  $T_1$  pouvant dépasser 25 mA, ou à une tension pouvant dépasser  $-3$  V. Ce dernier cas — dépassement au-dessous de  $-3$  V — est figuré en traits interrompus sur la figure. Il correspond à une caractéristique (R') très peu couchée. Il pourra donner lieu à un rebondissement positif ( $B'_3$ ) atteignant  $+1$  V, donc susceptible de produire un nouvel actionnement de la porte réceptrice.

Un cas accentué de rebondissement positif après une transition négative est illustré à la figure 14. Dans ce cas, un groupe de portes réceptrices est placé en A, en parallèle avec la porte d'attaque. La caractéristique composite ( $E_0$ ) accuse alors un prolongement de son palier horizontal dans la région  $I > 0$ . Un résultat analogue est obtenu lorsque la porte d'attaque en A est une porte de puissance [cf. analyse de la caractéristique ( $V_0, I_0$ )<sub>L</sub> au paragraphe 3.1.3].

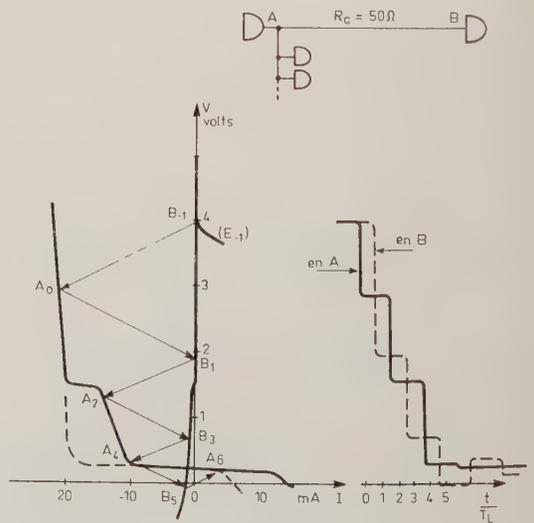


FIG. 15

La figure 15 montre que des oscillations peu amorties peuvent, dans ces conditions, apparaître et produire plusieurs franchissements de seuils d'actionnement pour la structure placée en *B*.

Si l'on ne peut admettre en *B* ces oscillations, pour des raisons de performance, on devra se prémunir contre ce genre de phénomène en fixant des règles d'utilisation limitant, soit la longueur de ligne, soit le nombre de récepteurs en *A*, soit encore en imposant l'emploi, dans des cas définis, d'une résistance d'amortissement placée en *B*.

La figure 15 illustre d'autres circonstances défavorables à la performance, dues en particulier à une limitation de courant de la structure d'attaque (cf. transistor  $T_3$ , fig. 1, de faible gain) et à l'emploi en *A* du nombre maximal de portes réceptrices et en *B* d'une seule porte.

La caractéristique composite ( $E_0$ ) dans ce cas reflète, au-dessous de 2 V, la présence des portes réceptrices placées en *A*, déplacement vers la droite.

Dans le cas figuré, l'actionnement de la porte en *B* fait intervenir un retard  $3 T_L$ .

La figure 16 correspond à l'attaque du nombre maximal de portes en *B* (une vingtaine pour une porte de puissance) à travers une ligne dont  $R_c$  est élevé (liaison selfique). Elle montre que l'actionnement des portes réceptrices se prolonge jusqu'au temps  $3 T_L$ .

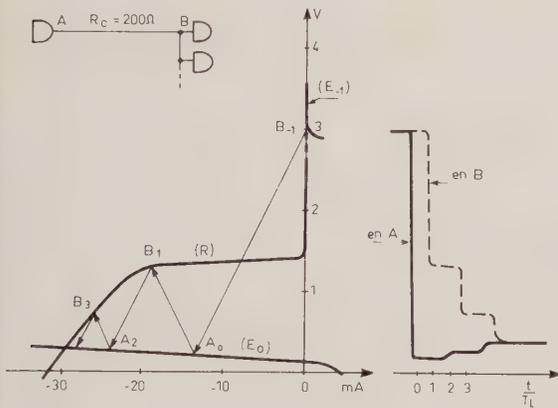


FIG. 16

### 3.2.3. Diaphonies de transmission

Les diaphonies de transmission, c'est-à-dire les parasites induits d'une liaison sur l'autre par couplage peuvent déterminer des déplacements momentanés des points obtenus sur les diagrammes de Bergeron.

Ces diaphonies pourront donc affecter les marges d'immunité et également accentuer certains phénomènes précédemment examinés.

Par exemple, on pourra cumuler un dépassement positif avec une diaphonie qui, apparaissant immédiatement après ce dépassement, jouera dans le même sens et fera intervenir les phénomènes d'avalanche, dont nous avons parlé. Cette avalanche pourra être cause d'apparition d'un parasite par couplage entre deux entrées d'une même porte, comme l'explique la figure 17.

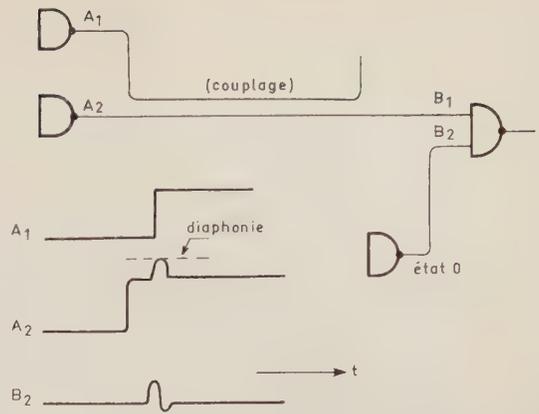


FIG. 17. — Parasitage par avalanche (entre  $B_1$  et  $B_2$ ) sur une entrée.

### 3.3. Discussions relatives aux spécifications

L'étude précédente, bien que très incomplète — nous n'avons examiné qu'une partie des problèmes relatifs au TTL sur un nombre limité de cas simples — nous amène à formuler un certain nombre de remarques et suggestions en ce qui concerne les spécifications d'une porte ET - NON de cette famille. Nous limiterons notre discussion aux points suivants :

- Intervalle de tension pour l'état 1.
- Intervalle de tension pour l'état 0.
- Marge d'immunité en courant.
- Prévion des performances.

#### 3.3.1. Intervalle de tension pour l'état 1

L'intervalle de tension pour l'état 1 est théoriquement défini par les limites  $V_{H_{min}}$ ,  $V_{H_{max}}$ , qui doivent conserver des marges d'immunité choisies. Examinons tout d'abord dans quels tests relatifs aux paramètres du gabarit statique la tension  $V_{H_{max}}$  intervient.

Le premier test dans lequel  $V_{H_{max}}$  intervient est relatif à la mesure du courant d'entrée d'une porte, pour l'état 0 appliqué à cette entrée. Les conditions les plus défavorables à la mesure de ce courant qui doit s'effectuer pour  $V_I = V_{L_{max}}$  sont celles qui maximisent en valeur absolue ce courant. La charge maximale à l'état 0 pour une sortie correspond bien à cette condition, puisque les courants sortant des entrées sont, dans ce cas, absorbés par le transistor de sortie  $T_3$  (cf. fig. 1). Le test considéré s'effectue alors dans les conditions définies à la figure 18. On peut, en effet, en se reportant au schéma d'une porte, voir que les courants absorbés par les entrées autres que celle sur laquelle on effectue la mesure se retrouvent pratiquement sur cette dernière entrée. Ces courants et donc le courant fourni par l'entrée à  $V_{L_{max}}$ , sont maximisés par la tension  $V_{H_{max}}$  présente sur les autres entrées.

Un deuxième test dans lequel  $V_{H_{max}}$  intervient est celui dans lequel on vérifie que le seuil  $V_{IL_{max}}$ , appliqué à une entrée, détermine bien une tension de sortie  $V_0 \geq V_{H_{min}}$  (cas d'une porte inverseuse). Les conditions les plus défavorables de ce test (cf. fig.

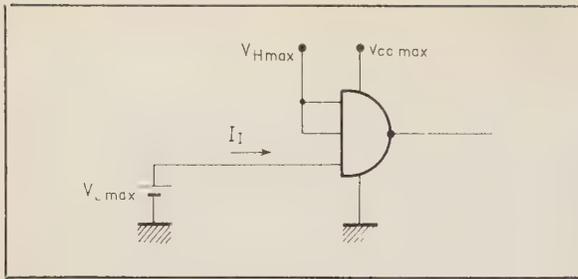


FIG. 18. — Test  $I_I$  par rapport à  $I_I(L_{max})$

19) sont, entre autres, un courant de charge (sortant) maximal et l'application d'une tension maximale sur les entrées, autres que celle sur laquelle on applique  $V_{ILmax}$ . Dans ce cas, les transistors  $T_2$  et  $T_4$  (cf. fig. 1) sont faiblement conducteurs et le transistor  $T_3$  est bloqué. Les courants introduits par l'application de  $V_{Hmax}$  ont alors tendance à déterminer une accatuation de la chute de tension qui existe entre le collecteur de  $T_1$  et l'émetteur sur lequel est appliqué  $V_{ILmax}$ . Cette accatuation, bien que généralement faible, est amplifiée par  $T_2$ . Pour des conditions de sortie inchangées, cette accatuation obligerait donc à une diminution de  $V_{ILmax}$ .

En résumé, un accroissement du  $V_{Hmax}$  définit, pour la famille, un accroissement du courant maximal fourni par les entrées à  $V_{Lmax}$ , d'où une surcharge des sorties à l'état 0, surcharge qui pourrait conduire à une réduction de sortance. Le même accroissement définit également une diminution de la marge d'immunité par diminution de  $V_{ILmax}$ .

Ces résultats sont d'autant plus graves que, comme nous l'avons vu au paragraphe 3.2.2.1., les tensions d'entrée peuvent atteindre des valeurs dépassant largement la valeur de 4,5 V habituellement prise pour  $V_{Hmax}$  dans les tests décrits plus haut. Ces valeurs correspondent à des états que nous avons appelés « quasi statiques », donc à prendre réellement en considération dans la pratique.

Nous allons voir que, moyennant une légère modification, les spécifications actuelles des familles TTL peuvent cependant nous donner satisfaction. Ces spécifications définissent en effet les trois tests suivants :

— les deux tests des figures 18 et 19, avec  $V_{Hmax} = 4,5$  V

— plus un test défini à la figure 20, fournissant une garantie contre l'avalanche par la spécification d'une limite du courant d'entrée  $I_I$  pour une tension appliquée de 5,5 V, les autres entrées étant à la masse (0 V).

Dans ces conditions, le test de la figure 18 nous garantit contre une certaine dépendance entre le courant d'entrée et le nombre d'entrées portées à  $V_{Hmax}$  ; c'est du moins le fabricant qui en tient compte.

Tous les cas de liaisons courtes peuvent alors admettre les règles d'association du fabricant.

En ce qui concerne les cas de liaisons longues, on peut raisonner comme suit :

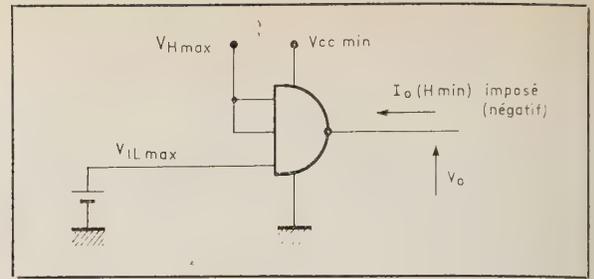


FIG. 19. — Test  $V_O$  par rapport à  $V_{Hmin}$

Supposons que la limite de courant  $I_I$  ( $V_I = 5,5$  V) soit de 0,5 mA (elle est de 0,5 mA ou 1 mA suivant les marques). On peut alors estimer que la surcharge sur une entrée portée à 0,4 V est au plus égale à autant de fois 0,5 mA qu'il y aura d'entrées — sur la même porte — portées à plus de 4,5 V ou encore à la tension limite  $V_{Lmax} + 5,5$  V = 0,4 V + 5,5 V = 5,9 V  $\approx$  6 V. (cf. fig. 21).

La modification proposée est maintenant la suivante.

Pour le test de la figure 19 correspondant à  $V_{ILmax}$  sur une entrée, adoption de la tension maximale admise sur les entrées, à la place de  $V_{Hmax} = 4,5$  V, c'est-à-dire adoption de 6 V pour être cohérent avec le test de la figure 20.

Cette modification donnerait une meilleure idée de la marge de tension à l'état zéro (il faudrait peut-être admettre un  $V_{ILmax}$  de 0,7 V, au lieu de 0,8) et rendrait

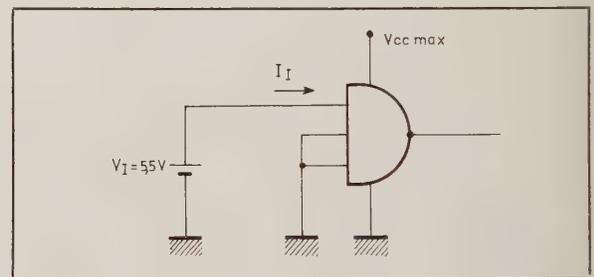


FIG. 20. — Test  $I_I$  pour  $V_I = 5,5$  V

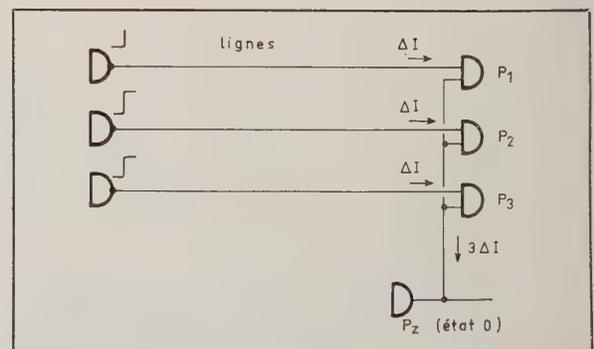


FIG. 21. — La porte  $P_2$  se trouve surchargée par un courant  $3\Delta I$  dû aux dépassements par rapport au  $V_{Hmax}$  spécifié, sur les portes  $P_1, P_2, P_3$ .

Pour  $\Delta I = 1$  mA et  $I_I(L_{max}) = -1,6$  mA la sortance de  $P_2$  doit être diminuée de 2 unités ( $3\Delta I = 3$  mA).

le test de la figure 19 plus significatif de la qualité des microstructures vis-à-vis des conditions pratiques.

Il resterait à définir comment un  $V_{H_{max}}$  pourrait être garanti dans le pire des cas, ce qui n'est actuellement jamais dit, une solution raisonnable consisterait à admettre que les courants d'entrée pour  $V_I = V_{H_{max}}$  ne sont jamais négatifs (cf. triangle de la figure 5b) et à imposer que toute sortie à l'état 1 sur laquelle on force  $V_{H_{max}}$  corresponde à un courant  $I_0$  supérieur à un courant donné qui, en toute rigueur, devrait être nul (cf. triangle vide à la figure 6).

Notons, en nous rappelant les résultats de la figure 12, que l'utilisateur doit obtenir une garantie vis-à-vis de l'avalanche possible sur une sortie. Dans ce cas, on pourrait par exemple imposer :

$$I_0 \leq 1 \text{ mA} \quad \text{pour} \quad V_0 = 6 \text{ V}$$

### 3.3.2. Intervalle de tension pour l'état 0

A propos de cet intervalle de tension, nous nous bornerons à discuter le cas où intervient le dépassement négatif. Indépendamment du fait que ce dépassement peut être suivi de rebondissements positifs, il y a lieu de noter qu'il peut encore faire intervenir l'avalanche entre entrées dans un cas analogue à celui de la figure 17, mais pour des fronts négatifs et une entrée  $B_2$  qui devrait normalement se trouver à l'état 1.

La diaphonie par avalanche entre une entrée à l'état 1 et une entrée effectuant un dépassement négatif est très gênante, compte tenu de la faible valeur admise pour le courant maximal sortant d'une microstructure, à l'état 1. Dans ces conditions, c'est en précisant la marge d'immunité en courant d'une sortie à l'état 1 que l'on pourra limiter les conséquences du phénomène. Toutefois, sans un certain aplatissement de la caractéristique ( $R$ ) des entrées dans la région négative, on risquerait d'atteindre des dépassements négatifs trop importants, même dans le cas le plus usuel de deux portes reliées par une ligne. Il y aurait donc lieu de garantir cet aplatissement de façon à limiter le dépassement aux environs de  $-2 \text{ V}$ .

Dans ce cas, pour  $V_A = 5,5 \text{ V}$  (cf. test de la fig. 20), un courant déjà important pourrait surcharger l'entrée à l'état 1, sans toutefois l'amener au seuil  $V_{IH_{min}}$  (de  $2 \text{ V}$ ).

Pour la détermination du dépassement négatif, il y a lieu de noter qu'il faut tenir compte des cumuls possibles, c'est-à-dire des dépassements simultanés sur plusieurs entrées d'une même porte. De plus, certaines diaphonies sont possibles par les résistances du substrat sur la partie de ( $R$ ) située dans la région  $V_I < 0$ , de sorte que les dépassements négatifs sur des entrées de portes distinctes situées sur le même substrat pourraient cumuler leur effet, en réagissant l'un sur l'autre. Pour éviter ces difficultés, certains constructeurs utilisent des diodes de limitation sur chaque entrée (anodes à la masse).

### 3.3.3. Marges d'immunité en courant

La donnée des marges d'immunité en tension ne nous permet de définir les règles d'application que si

l'on sait prévoir ou calculer l'amplitude en tension des parasites pouvant apparaître dans divers cas :

- diaphonies entre liaisons voisines,
- contre-tensions dans les chemins de distribution des tensions, y compris la masse.
- diaphonies dues à des échanges transitoires de charges électriques internes aux microstructures.

Or ce calcul d'amplitude n'est généralement possible que si l'on connaît les impédances d'entrée et de sortie des microstructures. Plus précisément, il y a lieu de connaître le  $\Delta V$  minimal et le  $\Delta I$  minimal qui, sur une borne, amène la tension sur cette borne à la limite de l'un des deux états définis par  $V_{IL_{max}}$  ou  $V_{IH_{min}}$ .

Pour compléter la donnée des marges d'immunité en tension, nous souhaitons donc que soient définies et garanties des marges d'immunité en courant à partir des caractéristiques de sortie, comme l'indique la figure 22. Sur cette figure, les caractéristiques  $(V_0, I_0)_H$  et  $(V_0, I_0)_L$  sont tracées pour les circonstances les plus défavorables des tensions d'entrée, c'est-à-dire pour un  $V_I$  compris entre  $V_{IL_{min}}$  et  $V_{IL_{max}}$  relativement à l'état 0 et entre  $V_{IH_{min}}$  et  $V_{H_{max}}$  relativement à l'état 1. Pour des circonstances défavorables supplémentaires (charge, température,  $V_{cc}$ ), nous avons vu que les points correspondant à  $V_{H_{min}}$  et  $V_{L_{max}}$  sont garantis. Les points limites correspondant à  $V_{IH_{min}}$  et  $V_{IL_{max}}$  sont ceux qui nous permettent de définir alors les marges d'immunité en courant  $M_H(I_0)$  et  $M_L(I_0)$  comme suit :

$$M_H(I_0) = |I_0(V_0 = V_{IH_{min}}) - I_0(H_{min})|$$

$$M_L(I_0) = |I_0(V_0 = V_{IL_{max}}) - I_0(L_{max})|$$

Sans entrer dans les détails, nous pourrions imaginer de prévoir ce que seraient ces marges en fonction de la température, si l'on supposait que tous les circuits de la famille travaillaient à la même température ambiante en laissant toutefois fixes les valeurs des tensions  $V_{H_{min}}$ ,  $V_{L_{max}}$ ,  $V_{IH_{min}}$ ,  $V_{IL_{max}}$ , qui sont données par le constructeur. Dans ce cas, on s'apercevrait que  $M_H(I_0)$  et  $M_L(I_0)$  seraient très variables avec la température et, en particulier, qu'elles devraient être beaucoup plus faibles pour la température inférieure ( $-55 \text{ }^\circ\text{C}$ ) de la Série Militaire que pour la température inférieure ( $0 \text{ }^\circ\text{C}$ ) de la Gamme Civile. Il en résulte que la spécification d'une limite pour ces marges en

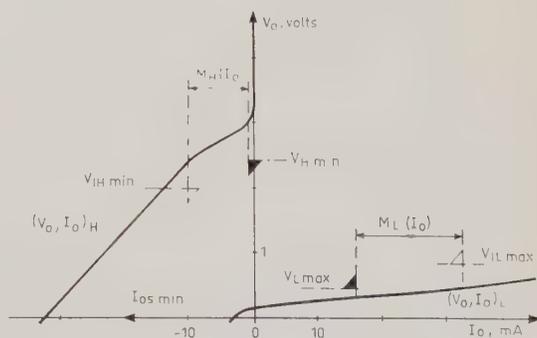


FIG. 22. — Marges d'immunité en courant

Série Militaire aboutirait à un très grand gaspillage de possibilités, si cette même série était utilisée dans une gamme réduite de température.

Nous pensons que pour une Série Civile, on pourrait se fixer les chiffres suivants :

$M_H(I_0)$  de l'ordre de 4,5 mA.

$M_L(I_0)$  de l'ordre de  $I_{0(L_{max})}$ .

Pour une Série Militaire utilisée dans une gamme réduite de températures (0 °C à 70 °C), on obtiendrait :

$M_H(I_0)$  de l'ordre de 7,5 mA

$M_L(I_0)$  de l'ordre de  $2 \times I_{0(L_{max})}$ .

Si, pour le même état, on définissait une marge d'immunité en puissance comme le produit de la marge d'immunité en tension par la marge d'immunité en courant, on verrait que cette marge d'immunité en puissance est beaucoup plus grande pour l'état zéro que pour l'état 1, dans le cas de la Série Civile, ce qui veut dire que les phénomènes de diaphonie sont beaucoup plus sévères pour les liaisons à l'état 1 que pour les liaisons à l'état 0. Ce fait est encore renforcé par suite de l'influence des fronts parasitiques négatifs qui sont généralement plus rapides que les fronts parasitiques positifs. Autrement dit, les problèmes d'immunité les plus critiques du TTL sont relatifs à l'état 1.

Nous terminerons ce paragraphe en notant que la donnée d'une garantie pour le point  $V_0 = V_{IH_{min}}$ , relativement à la caractéristique  $(V_0, I_0)_H$  la plus défavorable, pourrait rendre inutile la donnée relative au courant de court-circuit minimal  $I_{0S_{min}}$ .

### 3.3.4. Spécification des performances

Nous n'aborderons pas de discussions relatives aux montages de mesure de temps de commutation, tels qu'on les trouve décrits dans les catalogues des fabricants, mais nous nous bornerons à remarquer leur faible reproductibilité. L'utilisateur qui veut pouvoir calculer la performance de ses circuits dans les conditions réelles d'utilisation est amené à demander des améliorations à ces montages, mais surtout à avoir des points de contrôle au moins sur charge capacitive de plus de 15 pF, voire sur charge de 100 pF. Ces points de contrôle permettront d'obtenir au moins quelques corrélations entre les temps obtenus dans ce cas et les temps obtenus sur lignes.

L'analyse faite au paragraphe 3.2.2. en fournit une preuve, en ce qui concerne les cas défavorables des figures 9 et 15. La spécification des points relatifs à la définition des marges d'immunité en courant, en précisant davantage la forme des caractéristiques de sortie, faciliterait, de toute façon, l'application de la méthode de Bergeron. Encore faudrait-il savoir quel temps de front on peut obtenir sur ligne longue.

Il semble donc qu'au lieu de définir les temps de front sur capacité, on ait intérêt à les définir sur ligne longue d'impédance typique de 100  $\Omega$ , par exemple. L'impédance pratique, en effet, varie relativement peu autour de cette valeur. Notons de plus que pour les technologies TTL les plus rapides, une mesure sur

ligne est plus facile à mettre en pratique qu'une mesure sur capacité, en raison de la présence d'une inductance parasite sur toute connexion de sortie.

Du point de vue des phénomènes de dépassement, le problème le plus délicat se pose à propos du dépassement négatif, car il fait intervenir une région de caractéristiques d'entrée pour laquelle on n'a jusqu'ici aucune garantie. Il semble bien qu'une spécification soit nécessaire à ce propos mais qu'elle soit à accompagner d'une étude de fiabilité, les phénomènes relatifs au dépassement négatif pouvant correspondre à des courants d'entrée transitoires très supérieurs (10 à 30 fois dans certains cas) aux courants d'entrée statiques.

Enfin, un phénomène tel que celui décrit à la figure 14, compte tenu d'une spécification relative à la caractéristique d'entrée pour  $V_I < 0$ , pourra cependant se produire et l'atténuation de son caractère de gravité pourra être obtenue moyennant l'adoption de règles d'utilisation judicieusement établies.

## 4. Conclusion

Nous espérons avoir montré, en l'illustrant, la distance considérable qui existe entre la spécification initiale et les problèmes qu'ont à résoudre les utilisateurs d'une technologie telle que la TTL.

Le détail de l'étude fait appel à une analyse qui tient compte des propriétés d'un milieu qui échappe souvent au fabricant de circuits. Toutefois, les problèmes peuvent être classés et les méthodes de résolution peu à peu portées à la connaissance des technologues. Le dialogue entre utilisateur et fournisseur doit s'engager sur ces bases ; il est indispensable pour atteindre les conditions d'utilisation optimales d'un point de vue économique, lui-même tributaire des exigences de sécurité et de fiabilité. Les spécifications résultantes sont ainsi le fruit d'une collaboration qui ne devra que se resserrer dans l'avenir, à l'avantage des progrès techniques.

\*\*

Nous adresserons, en terminant, nos remerciements à nos collaborateurs du Service d'Etudes Technologiques dirigé par M. AVILES, à la CII, et, en particulier, à M. COSTES, avec qui nous avons eu de nombreux échanges sur les problèmes que nous avons évoqués ici à propos de la famille TTL.

### Bibliographie

- Analysis of Signal Transmission in Ultra High Speed  
YAO F.C. — Transistorized Digital Computers *IEEE Trans.* EC-12 n° 4.
- JARVIS D.B. — The effects of Interconnections on High-Speed Logic Circuits *IEEE Trans.* EC-12 n° 5.
- GRAY : Digital Computer Engineering. Prentice Hall 1963 (plusieurs chapitres concernant l'étude des problèmes de transmission dans les calculateurs).
- Dans les références suivantes, on trouvera un exposé de la méthode de BERGERON :*
- ESCLANGON E. : Cours professé à l'Institut Electrotechnique de Grenoble.
- BERGERON L. : Du coup de bélier en hydraulique au coup de foudre en électricité (Dunod).
- BERGERON L. : Hydraulique appliquée. Cours professé à l'Ecole Supérieure d'Electricité.

# Expérience industrielle

## dans le domaine des circuits hybrides

G. STORA, C. PASTEL

*IBM, France*

### 1. Introduction

Le module SLT (Solid Logic Technology) est un circuit intégré hybride développé et produit par l'IBM pour ses ordinateurs de la série 360 et connexes.

La conception de base du module SLT, son développement, les méthodes de sa fabrication, les opérations de contrôle ont été étudiés dans le but de permettre une production industrielle à très vaste échelle.

C'est cet aspect particulier qui fera l'objet de l'exposé.

### 2. Conception du module SLT

En 1959, IBM avait lancé en fabrication une technologie à circuits imprimés, composants discrets, diodes et transistors au germanium, le Système Modulaire Standard (SMS).

Dès 1960, il fut décidé que la technologie suivante utiliserait des éléments actifs au silicium, qui présentaient les avantages techniques bien connus et en outre, laissaient prévoir une importante réduction du coût du circuit logique, grâce à l'emploi de la technique planaire.

La recherche de la réduction du coût eut lieu en 1960 et 1961. Elle comporta l'étude de la ligne de fabrication entièrement automatique de transistors mesa au germanium mise au point par IBM ainsi que l'analyse détaillée des coûts élémentaires en technique SMS.

Ces études montrèrent que l'automatisation de la thermocompression et de la manipulation de capots du type TO 18 était difficile et donc coûteuse. En outre, on observa que l'incidence de la thermocompression sur la fiabilité ajoutait au coût de production un coût d'exploitation non négligeable.

Il fut donc décidé de choisir une technologie planaire sans thermocompression et sans boîtier de type classique. Il fut décidé, en outre, que cette technologie serait à circuits intégrés hybrides, et non pas monolithiques, car, à cette époque, les circuits monolithiques étaient trop peu avancés pour permettre de planifier une fabrication en grande série en menant de front l'intégration au niveau de la microplaquette de silicium, d'une part, et la révolution du mode d'encapsulation, d'autre part.

### 3. Développement du module SLT

Le module SLT intègre une fonction logique classique. Les circuits logiques à diode et transistor sont du type à régime saturé. Ils utilisent des résistances de polarisation incorporées au module.

La fabrication du module devant être automatisable, la reproductibilité et la stabilité de sa géométrie revêtaient une grande importance : l'embase céramique fut retenue.

Le dépôt des résistances sur cette embase pouvait se faire par évaporation sous vide de film mince ou par sérigraphie de film épais. Après une mise en compétition de ces deux techniques dans les laboratoires de développement, la sérigraphie fut adoptée, courant 1961.

La mise en place de la microplaquette de silicium sur l'embase de céramique fut l'objet de deux innovations : des billes de connexion remplacèrent les fils soudés par thermocompression et un enrobage de verre fut substitué au boîtier traditionnel. La dimension des microplaquettes et l'emplacement des billes furent choisis de manière à faciliter la manipulation des microplaquettes par des systèmes automatiques.

D'une façon générale, de nombreux compromis furent réalisés entre les exigences des circuits, de

l'automatisation, des technologies possibles et ceci conduisit au module actuel qui, défini dès 1961, fut mis en production fin 1963.

#### 4. La production du module SLT

La production du module SLT s'effectue en deux lignes distinctes :

- La ligne « Semiconducteurs » caractérisée par un faible taux d'automatisation.
- La ligne « Modules » complètement automatique.

Ces deux lignes diffèrent, en effet, par la quantité d'objets traités. Alors que pour la ligne « Modules », l'unité de production est le module, pour la plus grande partie de la ligne « Semiconducteurs », c'est la tranche de silicium (réunissant environ 1 000 microplaquettes) ou, dans certaines opérations, un lot de plusieurs dizaines de tranches qui constitue l'unité de base. L'automatisation n'est donc pas nécessaire car la ligne traite un nombre relativement petit d'unités, jusqu'à la découpe des tranches en microplaquettes.

Par contre, le procédé doit être contrôlé très sévèrement pour assurer la reproductibilité, et la ligne semiconducteurs se caractérise par le nombre élevé de mesures en cours de fabrication.

##### 4.1. La ligne semiconducteurs

La ligne semiconducteurs comprend :

- Le tirage des monocristaux de silicium (technique CZOCHRALSKI)
- La découpe et le polissage des tranches
- L'épitaxie, dans des équipements automatiques dont le chargement est manuel (fig. 1)
- Les oxydations et les diffusions par lots de 100 tranches (fig. 2)
- Les opérations de photolithographie
- La métallisation par évaporation dans des en-

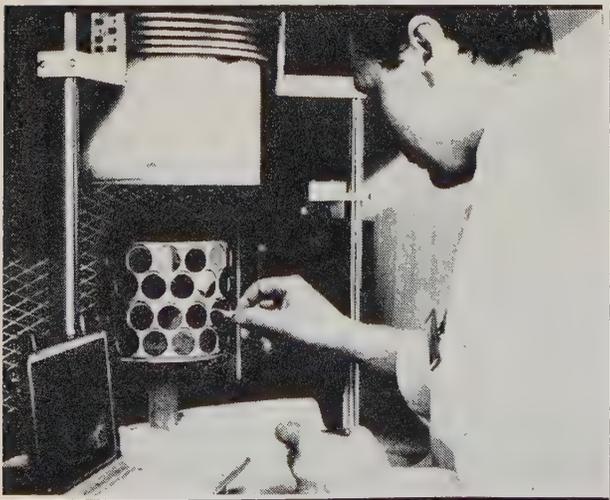


FIG. 1. — Équipement d'épitaxie

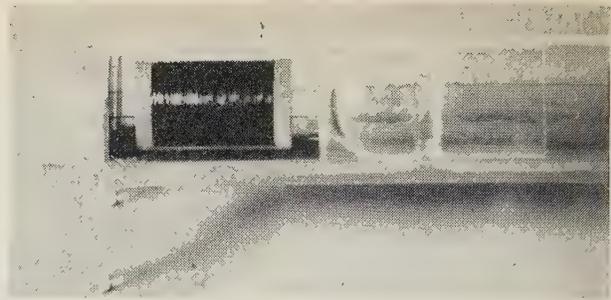


FIG. 2. — Diffusion en capsule scellée

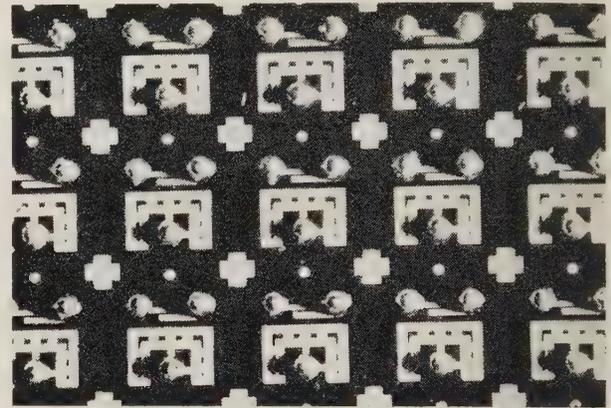


FIG. 3. — Vue au microscope d'une fraction de tranche de silicium avant découpe en microplaquettes.

ceintes à vide, à haute capacité et munies de programmes qui assurent le déroulement automatique du cycle

- La gravure des microcircuits.

Outre ces opérations classiques qui font toutes l'objet de contrôles, la tranche de silicium est enrobée de verre et reçoit, à l'aplomb des points de contact, un dépôt évaporé épais d'un alliage plomb-étain destiné à souder les billes de connexion. La figure 3 présente une vue au microscope des tranches de silicium après soudure des billes.

Après la découpe des microplaquettes qui suit la soudure des billes, l'unité élémentaire de production devient la microplaquette elle-même. Le nombre d'objets traités est multiplié par 1 000, ce qui impose l'automatisation de toutes les opérations suivantes. Au cours de ces opérations, les microplaquettes sont orientées par un bol vibrant et manipulées par une pipette à dépression.

Chaque microplaquette subit, de la sorte, deux opérations entièrement automatiques :

- La mesure des paramètres électriques sur ensemble automatique (fig. 4) qui effectue 13 tests pour chaque diode et 23 tests pour chaque transistor et permet de classer les microplaquettes en 7 catégories différentes et d'éliminer celles qui sont défectueuses. Ces équipements enregistrent les mesures sur bandes magnétiques qui, exploitées sur ordinateur central, donnent au moyen du programme EXPERT (Exploitation des résultats de test) la distribution statistique des paramètres avec ou sans intervention des spécifications imposées. La corrélation entre les paramètres est également étudiée.

— Le montage automatique des microplaquettes sur les embases de céramique (fig. 5).

#### 4.2. La ligne module

La ligne module est entièrement automatique. Elle réalise les opérations suivantes (fig. 6) à partir de l'embase céramique (1) :

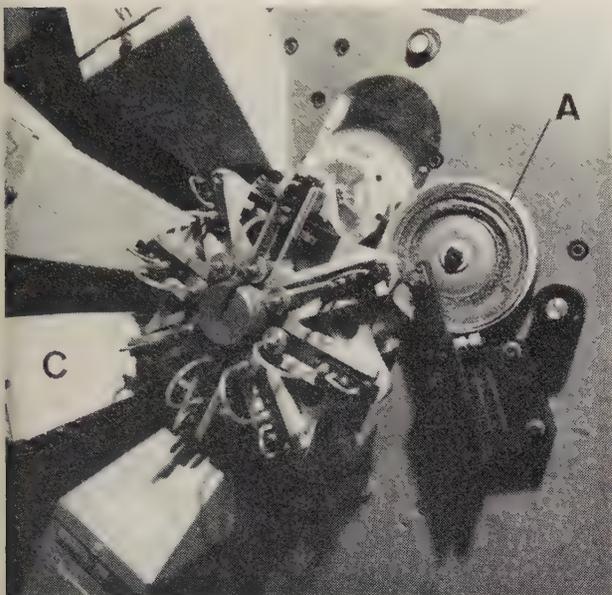


Fig. 4 et 4a. — Équipement de test des microplaquettes comprenant :  
 A - le bol vibrant d'alimentation,  
 B - les pipettes de manipulation,  
 C - les stations de test.

- 2) Dépôt des conducteurs par sérigraphie et cuisson,
- 3) Dépôt des résistances par sérigraphie et cuisson,
- 4) Brochage,

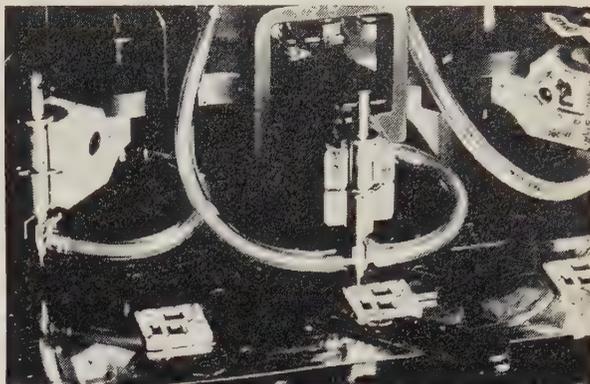


Fig. 5. — Montage automatique des microplaquettes sur l'embase de céramique.

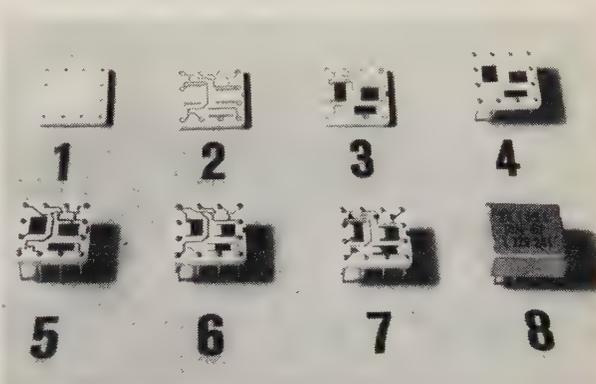
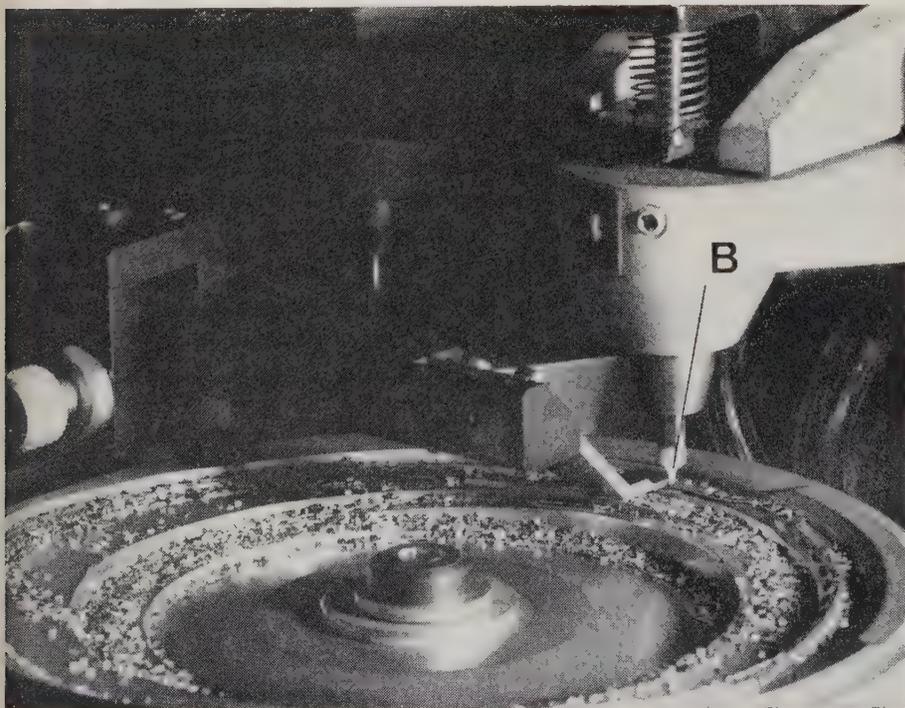


Fig. 6. — Les étapes de fabrication du module SLT



- 5) Etamage des conducteurs et des broches,
  - 6) Ajustage des résistances par jet d'abrasif, avec mesure simultanée de la valeur de la résistance,
  - 7) Mise en place automatique des microplaquettes, soudure,
  - 8) Enrobage, encapsulation et marquage des modules.
- Enfin test final des modules.

Ces différentes opérations utilisent des machines automatiques mises au point par l'IBM pour le procédé SLT [1]. Ces machines sont caractérisées par leur vitesse et leur précision, car il s'agit de traiter des produits nombreux, de faibles dimensions et dont les tolérances sont très serrées.

## 5. Le contrôle de la ligne de production des semiconducteurs

Comme la ligne « Semiconducteurs » est relativement peu automatisée, il est important d'effectuer tout au long de la ligne de production, des mesures pour éviter les déviations. Par ailleurs, les cycles de fabrication sont de l'ordre de 8 semaines pour un transistor ou une diode et il ne peut être question d'attendre le test final pour corriger les procédés.

Les contrôles peuvent être classés en deux catégories :

— Les contrôles classiques tels que épaisseur et résistivité de la couche épitaxiale, épaisseur d'oxyde, résistance de couche diffusée, épaisseur et résistance des films métalliques évaporés ;

— Les contrôles des produits semi-finis, réalisés par prélèvement en trois points de la ligne, après diffusion émetteur, après création des microcircuits d'aluminium, après pose des billes. Des mesures de gain, de courant de fuite, de tension de claquage, etc., sont réalisées par échantillonnage sur chaque lot ; ces contrôles sont corrélés entre eux et avec les tests finals, enserrant le procédé dans un réseau de diagnostics possibles.

Ces contrôles sont faits par des équipements qui créent des cartes perforées ou des bandes magnétiques exploitées chaque jour sur ordinateur grâce au programme « EXPERT ». Le support technique des lignes de production dispose ainsi d'un outil de synthèse particulièrement puissant pour contrôler la production.

## 6. Fiabilité

La fiabilité, surtout si elle est grande, pose toujours le problème de sa mesure et il devient maintenant très difficile de prédire un taux de panne à 40 000 heures. Toutefois, l'analyse des défauts des composants, ayant fonctionné dans des conditions normales, est un sérieux moyen d'étude de leur comportement. Comme la Compagnie IBM loue et entretient le matériel qu'elle produit, il lui est possible d'analyser les composants défectueux provenant des unités installées chez ses clients. Ses laboratoires d'analyse des défauts sont localisés dans les usines et étudient

également les défauts apparaissant en ligne de fabrication : cette disposition permet donc une autocritique efficace des produits.

Les objectifs de fiabilité pour le SLT ont été fixés, il y a trois ans, en tenant compte de l'expérience en technologie SMS et en se basant sur des matrices d'essais accélérés comparés entre le SMS et le SLT. Ces objectifs ont été atteints puis nettement dépassés : compte tenu du taux de défauts et du rapport des performances entre ces technologies, la fiabilité du traitement de l'information a été améliorée de plus d'un ordre de grandeur au niveau de l'opération élémentaire.

## 7. Conclusion

Après trois ans d'expérience industrielle, il apparaît que le choix du circuit hybride, face au circuit monolithique, a été une bonne décision, même si, au départ, la révolution des techniques d'encapsulation impliquait de sérieux risques techniques et des études beaucoup plus coûteuses que celles nécessitées par le circuit monolithique. Mais l'investissement dans ces études était justifié par l'importance des séries fabriquées.

Par ailleurs, les circuits monolithiques et les circuits hybrides ne sont pas deux voies nécessairement divergentes, car on peut envisager des microplaquettes intégrées à la place des microplaquettes discrètes de la technologie SLT. Dans ce cas, la métallurgie externe et le dépôt de couches diélectriques au dessus de l'oxyde seront des aspects importants des microcircuits monolithiques futurs.

Toutefois, la naissance industrielle des circuits monolithiques au sein de l'IBM ne sera possible que lorsque le circuit intégré hybride ne sera plus compétitif, du point de vue coût, fiabilité et performances. Ce n'est pas le cas aujourd'hui.

### Bibliographie

- [1] POUPON Y. et MEGROT J.F. — Automatisation de la fabrication et du test des circuits micromodules à l'Usine IBM France de Corbeil-Essonnes. *Onde Electrique*, juillet-août 1967, p. 929.

# Automatisation de la constitution et de l'exploitation des dossiers de câblage dans les calculateurs et ensembles logiques

## Introduction

J.C. LAVENIR

*Centre National d'Etudes des Télécommunications*

M. GAUDFERNAU, n'ayant pu assurer la présidence de cette demi-journée d'études, m'a demandé de bien vouloir présenter cette question aux lecteurs de *l'Onde Électrique*.

Avant de laisser la parole aux conférenciers, je vais à titre d'introduction, vous exposer brièvement quelques remarques que m'inspire ce problème de l'automatisation des dossiers de câblage. Je n'ai pas l'ambition d'aborder tous les aspects de cette question mais il est — me semble-t-il — important d'insister sur quelques caractéristiques de cette technique encore jeune mais fondamentale pour le développement des grands ensembles numériques.

La route qui mène de la conception à la réalisation d'un calculateur est jalonnée de toute une série de documents dont le nom ou la présentation peuvent varier d'un constructeur à l'autre mais que l'on retrouve néanmoins systématiquement car ils sont indispensables à l'aboutissement de toute étude. On trouvera ainsi des diagrammes de phases, des schémas électriques élémentaires, des dossiers de cartes imprimées, des listes de câblage, etc. formant rapidement une véritable montagne de papier, même pour des équipements de moyenne importance. Créer cette masse de papier en utilisant un bureau d'études classique est une méthode lourde, longue et peu satisfaisante car il est difficile d'éviter l'introduction d'erreurs logiques ou matérielles qui conduisent à des défauts parfois difficiles à déceler. La durée du cycle de réalisation est aussi fort gênante pour le logicien car il ne voit apparaître le résultat de son travail qu'après un délai notable et cela réduit d'autant ses possibilités de réaction ou de mise à jour.

L'emploi de calculateurs numériques permet d'alléger ces tâches, de réduire le nombre des erreurs et d'accélérer la mise au point des différents dossiers. Par là même sont rendues possibles certaines études qui, techniquement simples, ne pouvaient pas aboutir avec des procédés manuels. Mais la mise au point de systèmes d'exploitation sur calculateur est très complexe et ce n'est que peu à peu que les méthodes se perfectionnent et deviennent plus efficaces. Dans les premières réalisations, le calculateur n'était guère utilisé que pour éditer les documents plus rapidement ; puis les programmes ont évolué et ils deviennent peu à peu de véritables moyens de conception automatique partant de données logiques brutes et tenant compte d'un grand nombre de contraintes de toute nature. Il semble d'ailleurs que l'emploi généralisé de circuits de base à structure modulaire a été un élément de progrès important car dans le calcul il n'est plus nécessaire de tenir compte des divers éléments électriques mais seulement de choisir dans un catalogue limité les pièces d'un jeu de construction satisfaisant à des règles d'assemblage simples.

Nous verrons, tout au long des exposés qui suivent, quelles sont les tâches prises en charge par le calculateur. Elles sont parfois fort complexes mais, malgré tout, elles restent classiques et je préfère m'intéresser aux liaisons entre la machine et l'homme ou plus généralement aux entrées-sorties de ces programmes d'automatisation de dossiers. En amont, si les supports d'informations habituels (cartes, rubans magnétiques) sont satisfaisants, il paraîtrait commode de pouvoir travailler à partir de consoles visuelles ou de tout autre moyen d'accès direct. A ce même niveau, se situe un problème général de création d'un langage symbolique permettant d'exprimer simplement la structure des ensembles logiques à traiter. Ceci ne fait pas partie exactement de notre sujet mais il faut, je pense, rappeler que des recherches sont menées très

(\*) Demi-journée d'études du 21 juin 1967 de la 10<sup>e</sup> section de la SFER, avec la participation de l'AFIRO.

activement, en particulier à l'Université de Grenoble, par le Professeur KUNTZMANN en liaison avec M. SOKOLOFF et à l'Université de Toulouse, sous la direction du Professeur LAUDET. En aval, à côté des documents de fabrication proprement dits, il semble que l'on doive aussi rechercher la création immédiate de certains caches utilisables pour la gravure de circuits imprimés ou de circuits intégrés à haut niveau. En outre, ces problèmes de conception ne peuvent pas être limités exclusivement à la production du matériel, ils débouchent également sur des notions connexes mais fort importantes, telles que la localisation des défaillances, la création automatique de documents de maintenance ou d'exploitation, etc.

Si, en résumé, on veut imaginer ce que serait le programme idéal de constitution de dossiers pour les grands ensembles logiques, on constate que bien du travail reste à faire car les problèmes sont multiples : entrées-sorties, optimisation des prix de fabrication, optimisation des performances, introduction des contraintes de toute nature...

Il ne paraît pas déraisonnable de trouver, dans quelques années, des programmes généraux compor-

tant des millions d'ordres puisque, dès maintenant, certaines méthodes utilisent 4 à 500 000 instructions. Mais cela représente des milliers d'années de programmation. De tels programmes très complets ne sont pas à la portée de tous les utilisateurs et on verra donc se développer parallèlement des projets spécialisés, beaucoup plus modestes. De toute manière, la conception automatique a devant elle un bel avenir dans toutes les branches de l'électronique ; les conférences qui suivent montrent que les organismes de recherche aussi bien que les constructeurs privés s'intéressent beaucoup à ces techniques.

M. VINCENT-CARREFOUR avait traité, au cours de la demi-journée d'études du 21 juin 1967, le sujet ci-après : Définition automatique des ensembles logiques à partir d'équations booléennes. Nous n'avons pas cru devoir le reproduire dans le présent numéro, l'*Onde Électrique* de janvier 1968 ayant publié pp. 24 à 32 sous le titre : Utilisation du calculateur pour la définition des ensembles logiques, un article de M. VINCENT-CARREFOUR qui recouvre le sujet de sa conférence du 21 juin. Les lecteurs qui sont intéressés par cette question pourront s'y reporter.

# Exemple de définition automatique des dossiers de fabrication et d'installation des centraux téléphoniques

F. ROBERT

*Le Matériel Téléphonique*

## 1. Introduction

La mise en production massive des équipements PENTACONTA dans les différentes compagnies de fabrication de l'ITT posa un certain nombre de problèmes nouveaux ; en effet, par rapport aux anciens systèmes, le système crossbar PENTACONTA présente comme particularité que toutes les fonctions de commutation et de commande dans les étages de sélection sont exécutées au moyen de relais ; aussi, dans les mêmes conditions de capacité et de trafic, le nombre moyen de relais par ligne d'abonné est plus élevé dans ce système que dans ceux utilisant des commutateurs rotatifs (ROTARY, par exemple) ; le nombre de ressorts de contact par relais est aussi plus élevé. Cette particularité, ajoutée à la compacité plus grande de l'équipement, conduit à un nombre élevé de broches de connexion par centimètre carré d'équipement ; par exemple, ce nombre est cinq fois plus grand dans un enregistreur PENTACONTA que dans le circuit correspondant du système ROTARY 7A.

L'exécution matérielle du câblage a été facilitée par l'adoption de connexions enroulées sans soudure ; le goulot d'étranglement se situait donc à l'établissement des documents de câblage : c'est ainsi qu'il a été décidé d'utiliser un ordinateur pour l'édition des informations de câblage ; le programme correspondant (dénommé LDF c'est-à-dire Liste de Fils) a été écrit dès 1961 et est utilisé depuis 1963.

## 2. Les équipements Pentaconta (fig. 1 et 2)

Rappelons brièvement comment sont réalisés les équipements Pentaconta. L'unité d'équipement est le cadre, qui est un bâti rigide dans lequel sont montés

les multisélecteurs crossbar et les relais. Les cadres sont montés l'un au-dessus de l'autre, pour former des baies ; plusieurs baies alignées forment une travée.

La hauteur normale d'un cadre (0,39 m) permet l'équipement d'un multisélecteur ; dans cette hauteur, on peut aussi monter onze relais à deux empilages ; les relais sont équipés, l'un au-dessus de l'autre, sur des barreaux métalliques profilés, montés verticalement ; il est possible d'équiper dans les cadres un maximum de 15 (petit modèle : 1 m de largeur) et 20 barreaux (grand modèle : 1,29 m), les chiffres moyens réels étant de 10 et 14.

Les barreaux de relais sont préassemblés en groupes de 2 à 4, au moyen de deux supports en équerre, un supérieur et un inférieur, pour former une platine. Une platine ne constitue pas nécessairement une unité de circuit et est avant tout une unité de câblage.

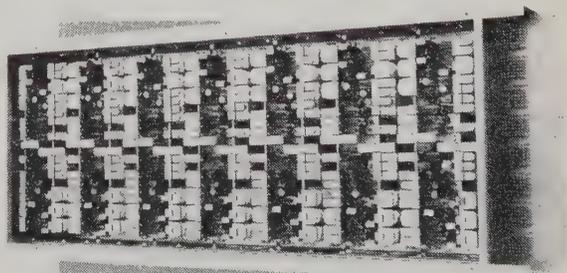


FIG. 1. — Cadre Pentaconta équipé, vue avant

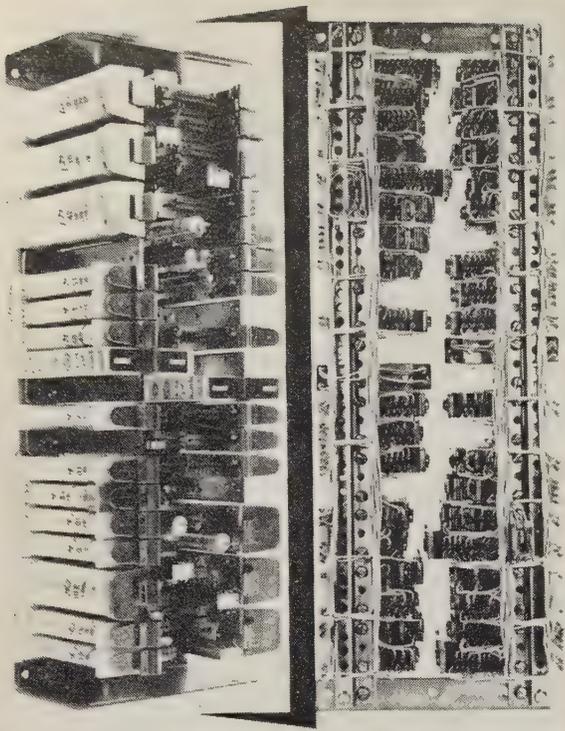


FIG. 2. — Platine de relais équipée avant montage dans le cadre.  
à gauche : vue avant, à droite : vue côté câblage.

Dans le cas général, deux champs de broches, permettant de raccorder le câblage intérieur du cadre au câblage extérieur, sont disposés à gauche et à droite du cadre ; cependant quelques cadres comportent un seul champ de broches ; les champs de broches, dont les extrémités sont accessibles sur les deux faces, comprennent chacun 8 groupes de 7 rangées horizontales de 8 broches ; les rangées horizontales sont appelées octuples. On obtient ainsi un ou deux champs de 448 broches, soit un maximum de 896 broches pour un cadre entier ; le câblage intérieur est raccordé sur les broches de la face arrière, celles de la face avant étant réservées au câblage extérieur.

### 3. Exécution du câblage intérieur (fig. 3 et 4)

Le nombre des connexions à établir à l'intérieur d'un cadre Pentaconta est assez considérable : le nombre moyen est d'environ 3 000 pour un petit modèle et 4 000 pour un grand modèle, les nombres maximaux pouvant atteindre le triple de ces chiffres. La méthode de câblage utilisée pour le système Rotary ne peut être conservée ; elle consiste, en effet, en une seule forme de câblage faite avec des fils de couleurs différentes : les problèmes de raccordement, d'identification et d'accès aux broches de connexion deviendraient vite insolubles avec ce type de câblage.

La solution adoptée consiste à câbler séparément les platines et à limiter l'utilisation de la forme de câblage aux fils reliant les octuples aux platines et les platines entre elles.

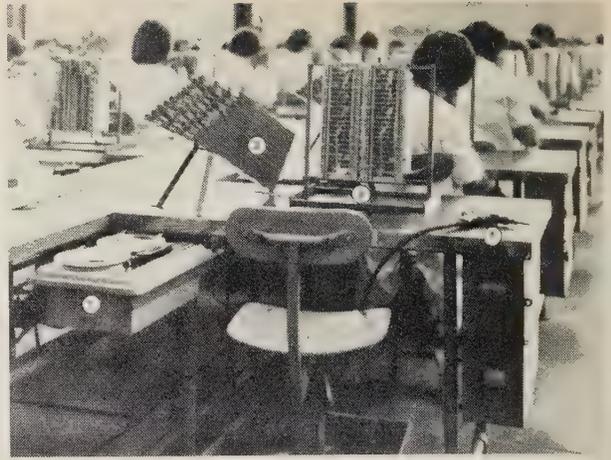


FIG. 3. — Chaîne de câblage des communs équipée avec magnétophone. 1) Magnétophone - 2) Rack à fils - 3) Platine à câbler - 4) Pistolet enrouleur.

Les connexions internes d'une platine sont établies une par une, à l'aide de fils de couleur jaune uniforme. Pour établir une connexion, l'ouvrière reçoit l'indication des deux broches à relier, désignées par leur « nom câblage » qui comprend les deux lettres affectées respectivement au barreau et à la position sur le barreau de l'organe, ainsi que le numéro de la broche de l'organe ; cette information est complétée par la longueur du fil à utiliser (les fils jaunes sont préalablement coupés aux diverses longueurs voulues et leurs extrémités sont dénudées).

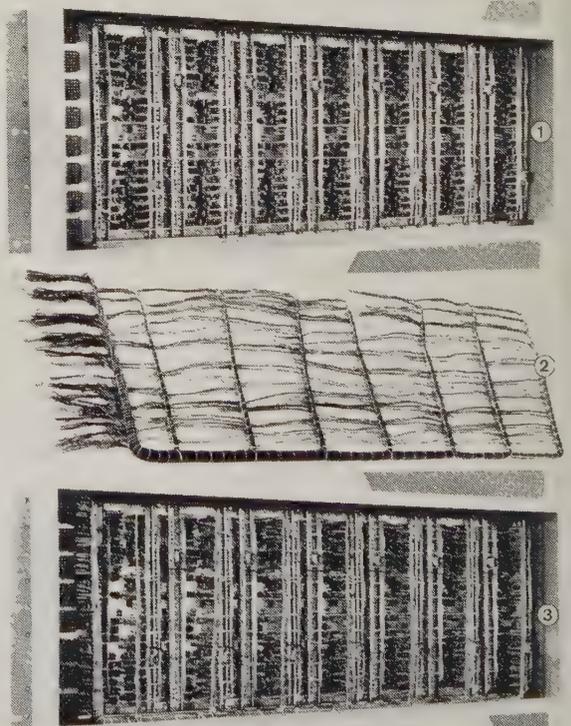


FIG. 4. — Cadres Pentaconta équipés. Vues côté câblage. 1) Avant raccordement - 2) Forme de câbles - 3) Cadre avec forme raccorder -

Nota : on remarquera que ce cadre ne comporte des blocs de raccordement qu'à une seule de ses extrémités.

Ces diverses informations sont établies sous forme de listes, à raison d'une ligne par connexion ; ces listes sont enregistrées sur magnétophone et dictées par ce dernier aux opératrices, afin de leur éviter d'avoir à déplacer continuellement leur regard des listes aux broches à relier et vice versa (chaque opératrice dispose de son propre magnétophone avec une commande au pied individuelle). Sur ces listes, les fils sont rangés dans un ordre permettant une exécution rapide et aisée ; l'ordre le plus commode semble être un classement par longueurs et cheminement. Ce premier type de liste est désigné sous le nom de « liste de communs ».

Les platines munies de leurs fils communs sont, après cette opération, assemblées côte à côte dans le cadre. Pendant ce temps, la forme de câble du cadre a été réalisée sur un gabarit transformable permettant de reproduire les dimensions du cadre et à l'aide d'une liste dans laquelle sont énumérés tous les fils de forme avec leur couleur et le point d'attache de leurs deux extrémités ; cette liste est optimisée : ainsi les groupes de fils dont les extrémités sont voisines et qui, par conséquent, peuvent être passés ensemble, sont groupés afin de réduire le temps de confection de la forme. Vingt-huit couleurs ou associations de couleurs sont utilisées, afin qu'à chaque nœud de câblage ou sortie de peigne, les fils puissent être choisis de couleurs différentes, ce qui permet de les identifier sans ambiguïté.

La forme préparée est ensuite posée sur le cadre assemblé et elle est raccordée au moyen d'une troisième liste, dite liste de raccordement du peigne, dans laquelle est indiqué le numéro de la broche à laquelle doit être relié chaque fil de chaque nœud de la forme, désigné par sa couleur.

Deux autres listes peuvent être utilisées pour les vérifications (communs et peigne).

Enfin une dernière liste sera utilisée pour l'installation et la maintenance : c'est le plan de câblage qui représente le côté câblage des relais et qui donne, en regard de chaque broche, le « nom câblage » de celle à laquelle aboutit l'autre extrémité, du ou de chacun des deux fils qui lui sont connectés, avec la couleur s'il s'agit d'un fil de peigne. Cette liste sera remise au client.

#### **4. Exécution des informations techniques**

Les documents dont on dispose sont les suivants :

— le schéma électrique et logique du circuit à réaliser,

— le plan d'équipement sur lequel sont représentés tous les organes figurant sur le schéma ; sur ce document, un emplacement est affecté à chaque organe par la désignation du barreau et de la position où il sera monté sur ce barreau ; les barreaux sont désignés par des lettres majuscules et les places par des lettres minuscules (de *a* à *v* puisqu'il y a 22 emplacements sur le barreau),

— le plan des réglettes de raccordement qui indique l'affectation des broches aux différentes sorties du

cadre ; ce document est désigné sous le nom « d'étiquette ».

Dans la méthode manuelle, la réalisation des informations de câblage débute par la confection du plan de câblage ; c'est à partir de ce document que sont établies les cinq autres listes décrites précédemment.

Le principal inconvénient de la méthode manuelle est le temps nécessaire à l'établissement de cette documentation : on admet un temps total d'exécution de 25 heures de dessinateur par barreau, le délai total d'édition pouvant varier d'un mois à trois mois, après l'édition du schéma.

L'utilisation d'un ordinateur pour l'édition de ces documents vise à réduire le temps d'exécution et le délai d'édition, ainsi que, mais dans une proportion moindre, le prix de revient des informations techniques.

### **5. Description du calculateur utilisé**

Le calculateur choisi pour exécuter ce travail est le Gamma 30 de la Compagnie des Machines Bull ; on a choisi la mémoire à 20 000 positions de caractères alphanumériques ; un bloc de 6 unités de dérouleur de bande magnétique est suffisant pour jouer le rôle de mémoires auxiliaires ; pour des questions de sécurité (pour les tris ou pour les reprises de programme en cas d'incident), la dernière version du programme utilise un bloc de 8 dérouleurs ; un lecteur de cartes est utilisé comme dispositif d'entrée du calculateur ; les documents de sortie sont exécutés par imprimante rapide.

L'écriture du programme LDF a été faite en AUTOCODE, langage machine codé ; elle a été entreprise depuis environ un an sur calculateur IBM 360 avec utilisation de disques comme mémoires auxiliaires.

### **6. Le programme LDF**

#### **6.1. Informations générales**

Le programme LDF comprend environ 8 000 instructions auxquelles il y a lieu d'ajouter celles concernant certains sous-programmes standards pour les opérations de tri ou certaines autres fonctions auxiliaires ; le nombre d'instructions pouvant être enregistré en mémoire est inférieur à 2 000 ; en conséquence, le programme complet de LDF a été enregistré sur bande magnétique ; cette bande est divisée en plusieurs segments dont chacun comprend un bloc d'informations ; les blocs d'informations sont transférés l'un après l'autre de la bande magnétique en mémoire centrale, puis ils sont exécutés ; ainsi, tous les segments du programme sont successivement exécutés, chacun étant prévu pour assurer l'accomplissement d'une fonction individuelle définie.

La bande programme occupe un dérouleur de bande ; pour des raisons de commodité, le catalogue des organes Pentaconta a été enregistré sur la bande programme en un endroit convenant à son utilisation ; ce catalogue est composé des listes des diffé-

rentes bobines de relais, des empilages de ressorts de contact, des supports pour autres organes, etc. Chacun de ces éléments constitutifs, identifié par son numéro de code, constitue un bloc d'informations sur la bande magnétique ; les différents types d'éléments sont enregistrés successivement dans l'ordre numérique de leur numéro de code, utilisé comme adresse de l'information. Chaque bloc contient toutes les informations nécessaires concernant chacune des broches de l'élément. Ce catalogue des éléments Pentaconta est remis à jour à chaque fois qu'un nouvel élément est défini ou qu'un élément existant est modifié.

La bande sur laquelle le programme et le catalogue général sont enregistrés constitue les informations générales qui permettent d'adapter le calculateur à l'édition des informations de câblage ; ces informations générales doivent être complétées par des informations spécifiques concernant le cadre à traiter.

## 6.2. Informations spécifiques (fig. 5 et 6)

Ces informations sont extraites des trois documents de base (§ 4) et introduites dans le calculateur au moyen de cartes perforées. Il est donc nécessaire de traduire les trois documents de base en éléments d'informations convenables pour le calculateur et pouvant être inscrites sur des cartes perforées.

Les documents n'ayant été ni conçus ni adaptés pour cet usage, la méthode de la perforation directe des cartes par un opérateur lisant les trois documents n'a pas été retenue. Un système de codage des informations et de remplissage de formes préparées a donc été établi. Une forme différente, utilisant le même système de codage, est employée pour chaque type d'organe : une forme pour les bobines de relais, une pour les empilages de relais, etc. Chaque ligne est affectée à un élément constitutif du cadre et donne lieu à la perforation d'une carte ; si un élément contient trop d'articles, plusieurs lignes et, par suite, plusieurs cartes seront utilisées.

Ce procédé fournit un document de perforation simple et très clair ; il permet également de réduire les possibilités d'erreur ou d'omission : dans chacune des colonnes sont enregistrés les mêmes articles correspondant aux différents éléments, et chaque case de la forme ne peut contenir qu'un seul élément d'information ; une case non remplie ou mal remplie peut ainsi aisément être remarquée. Ces caractéristiques fournissent des possibilités d'autovérification.

Le temps nécessaire pour remplir ces formes est d'environ 6 heures pour un barreau moyen de 22 relais.

Le schéma de la figure 5 donne la méthode suivant laquelle les informations contenues dans le schéma sont transcrites sur les cartes à perforer. Sur ce schéma,

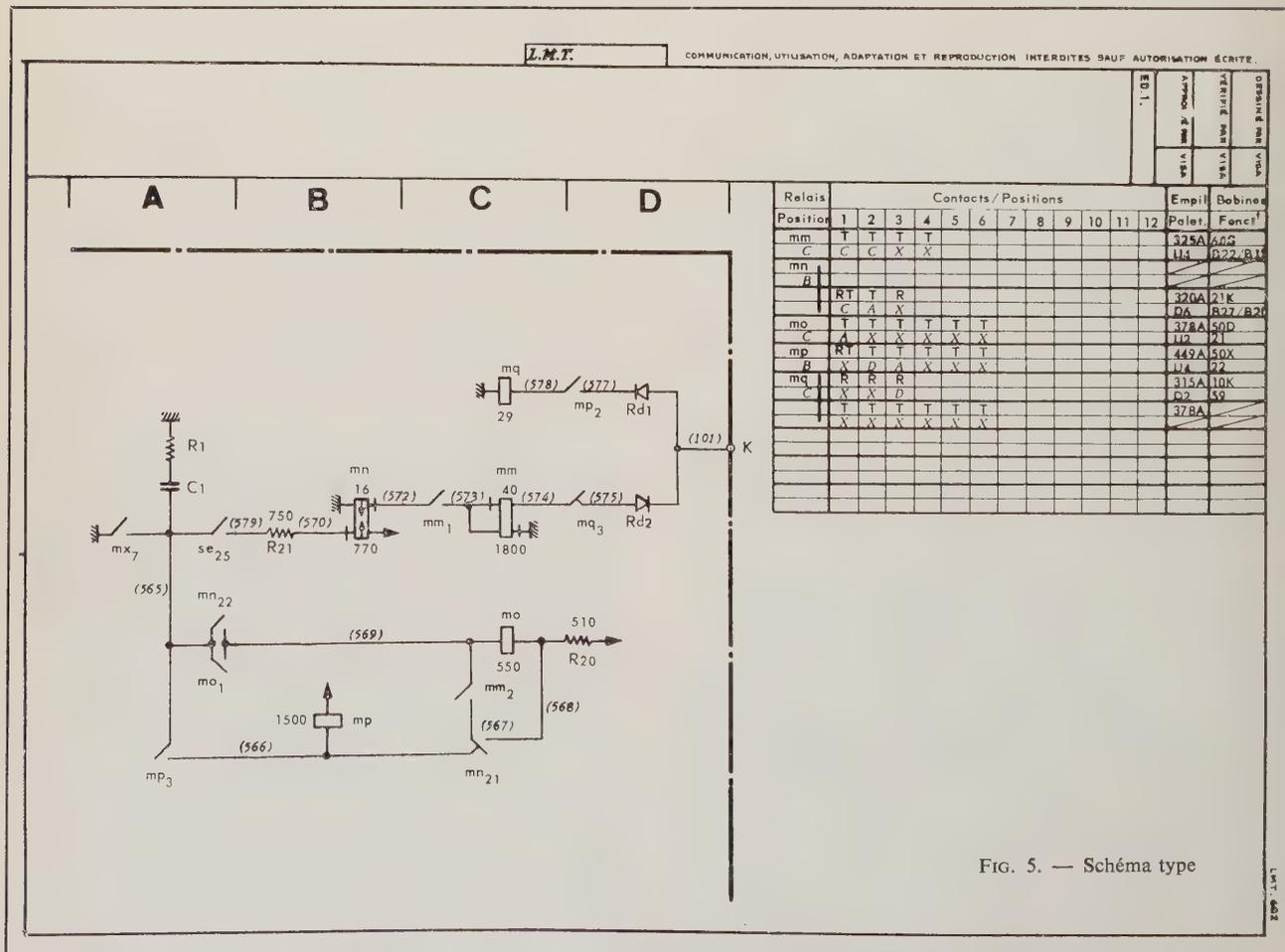


FIG. 5. — Schéma type

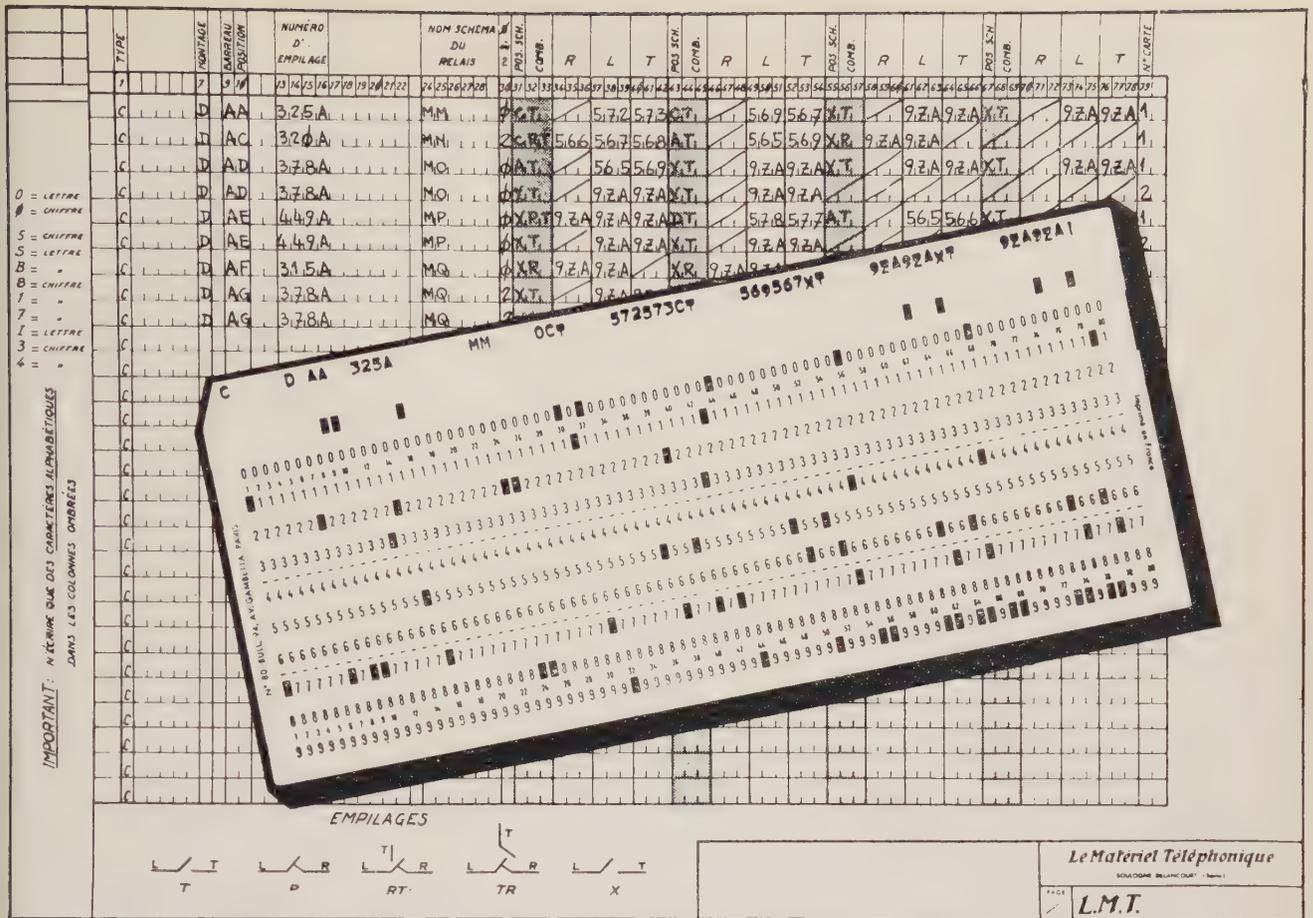


FIG. 6. — Données d'entrée sur forme préimprimée et carte perforée (empilages de relais).  
 Nota : la carte en surimpression est celle qui correspond à la 1<sup>re</sup> ligne des données.

tous les éléments typiques d'un circuit Pentaconta sont représentés avec les bobines et les contacts de relais, les résistances, les capacités, les diodes, etc. Le circuit est représenté sous la forme dite « en contacts détachés » et chaque élément est identifié par un nom schéma qui permet de reconnaître la bobine et les contacts d'un même relais ; les informations concernant les relais sont rassemblées dans un tableau à droite de la figure 5.

Les différents éléments des relais et des organes composant le circuit sont reliés par des connexions, désignées sous le nom de « lignes » ; la première opération de la méthode consiste à numérotter les différentes lignes ; ces numéros ont été ajoutés entre parenthèses.

Une fois toutes les lignes numérotées, les différentes formes préparées sont remplies l'une après l'autre par le même technicien.

La figure 6 représente une forme pour empilages (colonne 1 : C comme contacts) : à l'aide de la grille du schéma on inscrit le numéro de code de l'empilage (colonnes 13 à 16) et le nom schéma du relais (colonnes 24 à 28) ; dans la case de la colonne 30, on inscrit un zéro ou un 2, suivant que le relais a un empilage ou 2 ; les colonnes à la droite de la colonne 30 sont affectées aux combinaisons de contact à raison de 12 colonnes par combinaison ; dans les 3 premières cases sont inscrits les repères d'emplacement et le type de la combinaison de contact (T = Travail, R = Repos,

RT = Inverseur, etc.). Les 9 autres sont divisées en groupes de 3, un groupe pour chaque ressort de contact possible de la combinaison. Dans chaque groupe de trois cases est inscrit le numéro, à trois chiffres, de la ligne à laquelle la broche est reliée.

Le plan d'équipement fournit le sens du montage (droite ou gauche) et l'emplacement (lettres désignant le barreau et la place sur le barreau).

Il existe des cartes (D et X) pour les éléments particuliers. D'autres éléments d'informations doivent également être donnés au calculateur :

- la distribution et la répartition des barreaux et des platines dans le cadre (cartes CAD) ;
- le raccordement du cadre aux blocs de broches latéraux (cartes ETI) ;
- le pas éventuel de répétition de circuits identiques de l'équipement (cartes REP et LII) ;
- les instructions et les cotes dimensionnelles nécessaires au calcul des longueurs de fil et à la détermination du cheminement (cartes CHE et IND).

## 7. Description du traitement par le calculateur (fig. 7 et 8)

Le travail du calculateur consiste essentiellement à :

- découper les lignes du schéma en connexions élémentaires reliant deux broches ensemble,

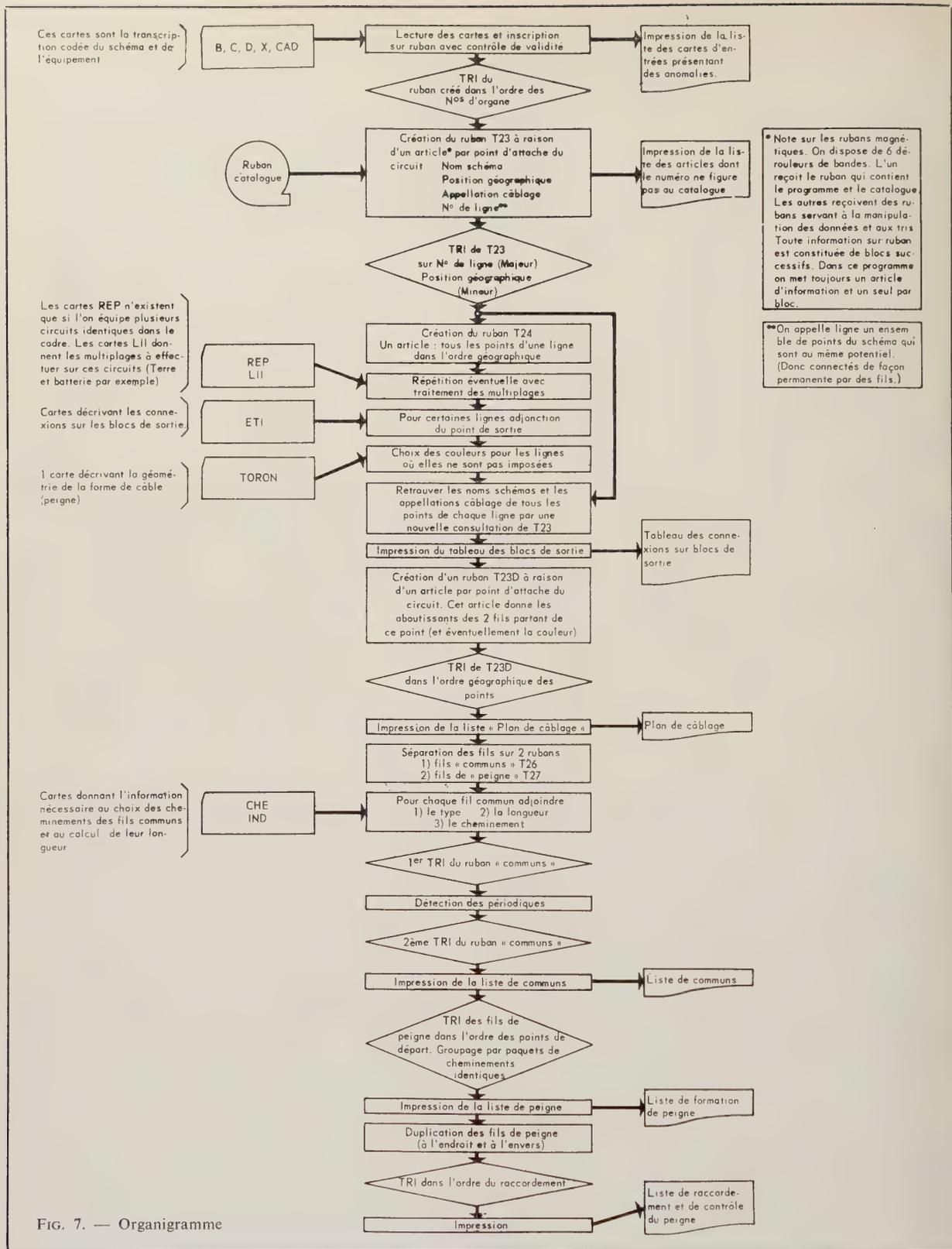


FIG. 7. — Organigramme

- répartir ces connexions entre les différentes listes de câblage,
- calculer pour les fils communs la longueur de chaque connexion et spécifier le cheminement,
- choisir pour les fils de peigne la couleur du fil.

Le premier segment du programme est transféré de la bande magnétique programme en mémoire

centrale par une manœuvre au panneau de commande, c'est la seule opération manuelle, après laquelle le programme est entièrement exécuté automatiquement chaque segment, lorsque son exécution se termine, appelant le suivant en mémoire centrale.

Le déroulement des opérations est représenté sur l'organigramme de la figure 7 :

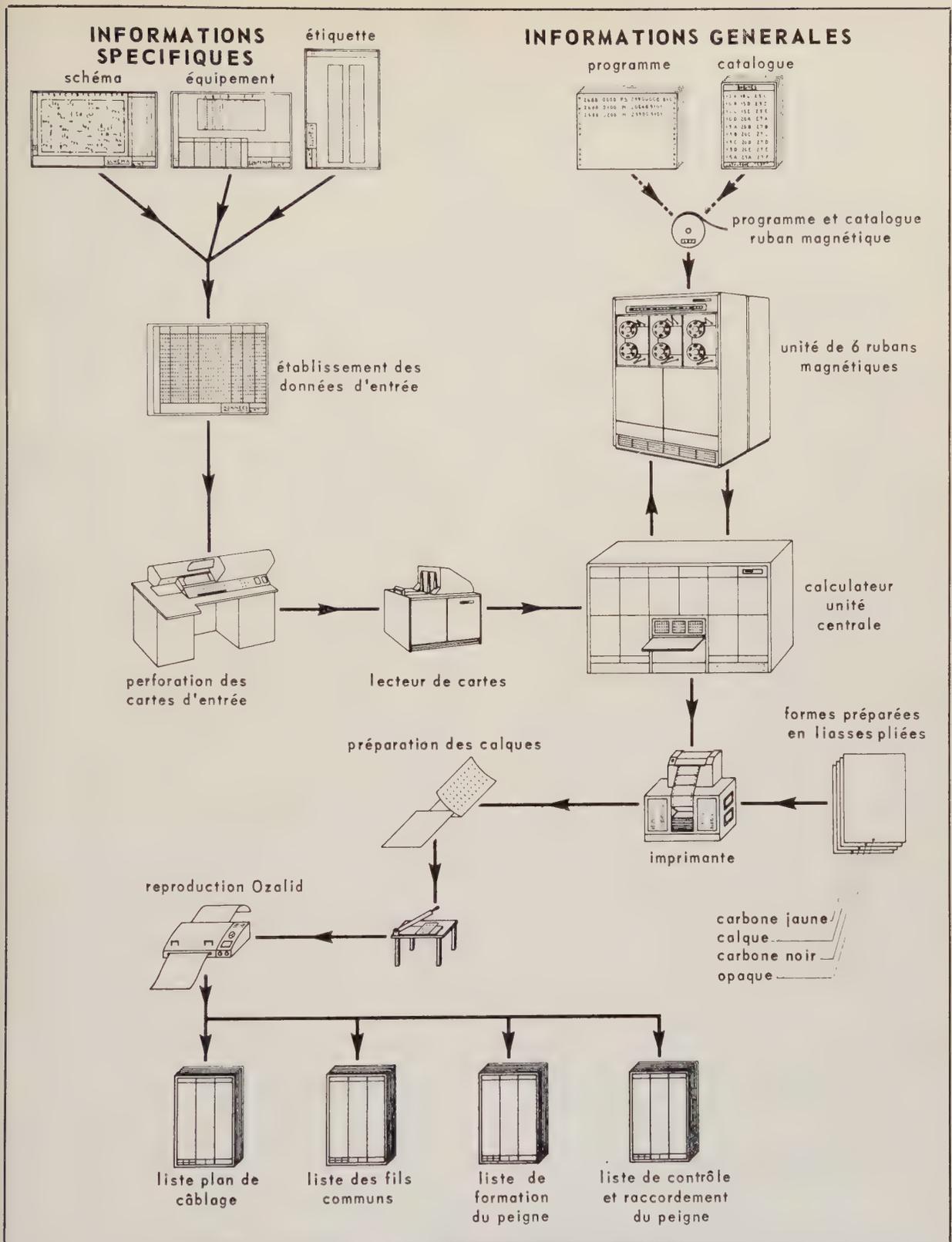


FIG. 8. — Diagramme d'organisation générale

1. Le premier segment lit les cartes d'entrée du type *B, C, D, X* et *CAD*, les inscrit sur bande magnétique et effectue un contrôle de validité de ces cartes ; si des erreurs ont été relevées, la liste des cartes erronées est établie sur l'imprimante avec l'indication du type d'erreur.

2. Le segment suivant trie les blocs d'informations de la bande précédente dans l'ordre croissant des numéros d'organes ; ce tri permet l'interclassement des informations du ruban avec celles du catalogue général qui sont aussi rangées dans l'ordre croissant des numéros d'organes ; il en résulte un ruban T 23 qui

comprend un article par point d'attache du circuit, cet article donne :

- le nom schéma de la broche,
- les informations dimensionnelles (cotes) de la broche dans le cadre (extraites du catalogue),
- le nom câblage de la broche qui est la seule dénomination connue de l'opératrice de câblage pour identifier les broches (extrait du catalogue),
- le numéro de la ligne à laquelle la broche est connectée.

Lors de l'interclassement, on peut détecter les articles dont le numéro ne figure pas au catalogue ; on en imprime la liste.

3. Un tri sur le numéro de ligne et la position géographique permet de former les différentes lignes du schéma (ruban T 24).

4. La lecture des cartes *REP*, *LII* et *ETI* donne lieu à la répétition automatique des lignes dans le cas où plusieurs circuits sont équipés dans le même cadre, puis à l'addition, à chaque ligne pour laquelle cela est nécessaire, du point de sortie correspondant sur les blocs d'attache latéraux.

5. Le segment suivant détermine les fils qui constituent la forme de câble et leur attribue une couleur, en évitant que la même couleur apparaisse deux fois à un même nœud de câblage (utilisation d'une carte *TORON* décrivant la géométrie de la forme de câble).

6. Au cours des segments 4 et 5, les broches de raccordement sont traitées avec une notation abrégée pour tenir compte de l'espace disponible dans la mémoire centrale. Il est donc nécessaire de compléter les informations résultant de ces segments en se référant à nouveau à la bande T 23.

7. Le segment suivant édite le tableau des blocs de sortie en passant en revue toutes les lignes du schéma et en conservant les informations relatives à leurs extrémités éventuelles sous octuple ; cette liste donne, pour chacun des fils connectés à ces blocs de sortie, le nom câblage de la broche à laquelle il faut connecter son autre extrémité, ainsi que sa couleur (tous ces fils sont en effet des fils de peigne).

8. Le segment suivant crée, à partir du ruban donnant les différentes lignes du schéma, un ruban T 23D comprenant un article par point d'attache du circuit ; cet article donne les aboutissants des deux fils partant de ce point, éventuellement avec leur couleur ; après un tri dans l'ordre géographique des points, ce fichier permet d'éditer le plan de câblage (§ 3).

9. Toute la dernière partie du programme est consacrée à la préparation et à l'impression des listes utilisées pour le câblage en usine.

Le programme procède tout d'abord à la séparation des fils sur deux rubans :

a) les fils communs T 26 : après la lecture des cartes *CHE* et *IND*, le programme entreprend la détermination du type, de la longueur et du cheminement de ces communs. Deux tris permettent ensuite d'éditer la liste des fils communs de chaque platine, rangés dans l'ordre qui permet la plus grande rapidité de mise en place de ces fils ; cette liste servira directement pour l'enregistrement sur magnétophone.

b) les fils de peigne T 27 : un tri de ces fils dans l'ordre des points de départ permet de les grouper par paquets de chemineurs identiques ; le calculateur produit ainsi une liste dans laquelle les opérations de construction du peigne seront semi-optimisées ; pour les cadres à fabriquer en grande quantité, la liste fournie pourra être améliorée par des techniciens spécialisés (une optimisation maximale par calculateur nécessiterait un temps de traitement prohibitif).

La duplication des fils de peigne, à l'endroit et à l'envers, permet d'obtenir toutes les extrémités du peigne ; un tri dans l'ordre du raccordement précède l'impression de la liste de raccordement et de contrôle du peigne.

On doit remarquer que les documents produits par le calculateur sont identiques dans leur forme et dans leur présentation à ceux établis précédemment manuellement.

Le diagramme de la figure 8 illustre le procédé complet d'édition automatique des documents de câblage.

## 8. Conclusion

Les principaux avantages du procédé sont les suivants :

— gain de temps : en moyenne 15 jours au lieu de 2 mois pour l'édition de la documentation concernant un cadre.

— gain d'argent : à une cadence de 400 cadres traités annuellement, les frais d'étude, de rédaction et de mise au point du programme ont été amortis en deux ans d'utilisation.

— gain de personnel : les techniciens employés sont à présent moins nombreux et moins qualifiés (la méthode manuelle exige de véritables spécialistes du câblage).

— la standardisation des documents est plus grande : le calculateur produit un jeu de documents dont on est certain qu'ils sont mutuellement cohérents et plus conformes aux règles de câblage que ceux réalisés manuellement, dont l'exécution pouvait plus ou moins varier selon la personnalité de leur auteur.

Ainsi le programme LDF, utilisé dans la plupart des compagnies européennes de l'ITT, contribue-t-il énormément à la fabrication en grande série du système Pentaconta.

# Rôle des ordinateurs dans l'étude et la fabrication de la série IBM 360

Y. DURAND - G. MARS

*Centre d'Etudes et Recherches*

*IBM - France*

## 1. Introduction

La machine à cartes perforées, puis les ordinateurs, participent depuis très longtemps à la vie des Usines, dans leurs applications courantes de contrôle d'approvisionnements, gestion des stocks, planning de fabrication, etc.

Ce n'est cependant que depuis la mise en service des premiers ordinateurs de grande puissance, comme les IBM 704 et 705, que l'on a pu envisager d'étendre leur emploi dans le domaine nouveau des Études.

Les ordinateurs 7090 et 7094, fruits de ces nouvelles applications, ont joué un rôle essentiel dans l'étude et la fabrication de la série IBM 360, en améliorant les techniques déjà rodées sur la génération précédente d'ordinateurs. Ce sont ces techniques dont nous nous proposons de décrire les grandes lignes.

Les ordinateurs sont bien adaptés à une standardisation poussée de leurs éléments, tout au moins en ce qui concerne les circuits arithmétiques et logiques qui constituent l'essentiel de leur structure. Les autres éléments tels que blocs de mémoire, unités d'alimentation électrique, etc. ne sont pas encore inclus dans le système d'automatisation.

Cette standardisation des caractéristiques des circuits aussi bien que de leur représentation formelle sur les schémas est absolument impérative.

Avant d'entrer plus avant dans le sujet, il nous semble utile de rappeler les phases principales de l'étude et de la fabrication des ordinateurs, ce qui permettra de préciser le vocabulaire.

## 2. Phases principales de la réalisation d'un ordinateur

**1. Étude du Système :** organisation générale de la structure de l'ordinateur en matière de capacité de mémoire, vitesse, unités d'entrée-sortie, etc.

**2. Étude de la Technologie :** définition des différents circuits de base et des diverses possibilités de leur conditionnement physique dans les cartes, panneaux, portes, meubles, etc. L'effort de standardisation a lieu pendant cette étude, liée d'ailleurs à l'étude de système par l'inévitable compromis performance/coût

**3. Étude logique :** définition de l'organisation détaillée des circuits logiques de l'ordinateur pour répondre aux buts de l'étude de système, en utilisant la technologie appropriée. Cette étude aboutit à un ensemble de schémas logiques simplifiés.

Les trois phases précédentes sont actuellement entièrement l'œuvre des ingénieurs et techniciens, sans aide directe d'un ordinateur.

**4. Implantation physique :** réalisation finale des schémas logiques en choisissant les circuits physiques correspondant aux différentes fonctions logiques du schéma simplifié et en décidant de leur implantation dans les châssis, portes, meubles, etc. Les schémas complets représentent l'ensemble des circuits sous la forme de blocs rectangulaires portant tous les renseignements nécessaires.

Ce travail long et fastidieux, source de nombreuses erreurs lorsqu'il était fait « à la main », est actuellement entièrement pris en charge par un ordinateur.

**5. Documents de fabrication :** bien qu'il soit théoriquement possible de construire un ordinateur en n'utilisant que les schémas complets, il est évident que cela n'est pas pratique et qu'il est nécessaire de présenter aux usines l'information sous différentes formes plus adaptées à la fabrication : listes de câblage des châssis, tableaux d'implantation physique des éléments, plans de câbles d'interconnexion, etc. Ce travail encore plus long et plus fastidieux que le précédent est actuellement entièrement exécuté par un ordinateur.

**6. Introduction des modifications :** de nombreuses modifications interviennent lors de la mise au point

du prototype et des améliorations sont apportées pendant la fabrication : il est essentiel que, dès qu'une modification est faite au niveau des schémas, elle soit répercutée très vite sur l'ensemble des nombreux autres documents qui doivent rester homogènes à un niveau technique déterminé.

Ce travail est extrêmement délicat et l'apport de l'ordinateur dans ce domaine est absolument capital.

### 3. Description de la technologie SLT

La technologie choisie pour construire les ordinateurs 360 est appelée SLT (Solid Logic Technology). Ce choix permet un équilibre entre l'utilisation des techniques les plus avancées et les exigences d'une fabrication en grande série.

Les éléments SLT sont :

1. **Le module** : composant de base des circuits. Sa fabrication à l'Usine IBM d'Essonnes est décrite en détail dans l'article de M. STORA (p. 469 à 472).

2. **La carte** : enfichable, à circuits imprimés, elle supporte les divers éléments constituant les circuits : modules ou composants discrets. Elle existe en trois tailles différentes (fig. 1).

3. **Le panneau** : à circuits imprimés multicouches, il supporte les cartes. Son pourtour reçoit les connecteurs de câbles plats (fig. 2).

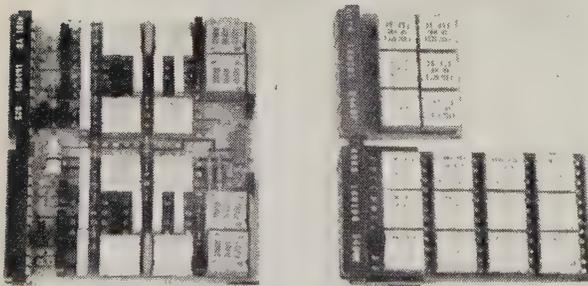


FIG. 1. — Cartes SLT

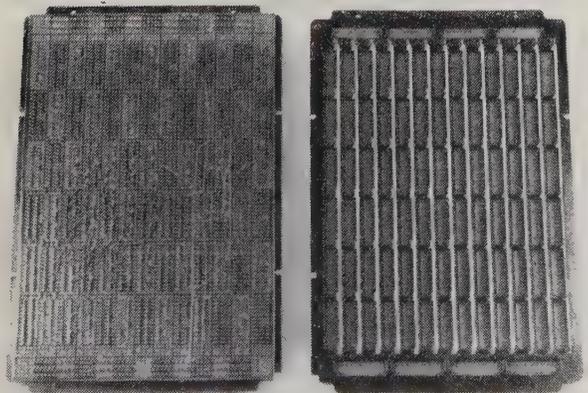


FIG. 2. — Panneau SLT

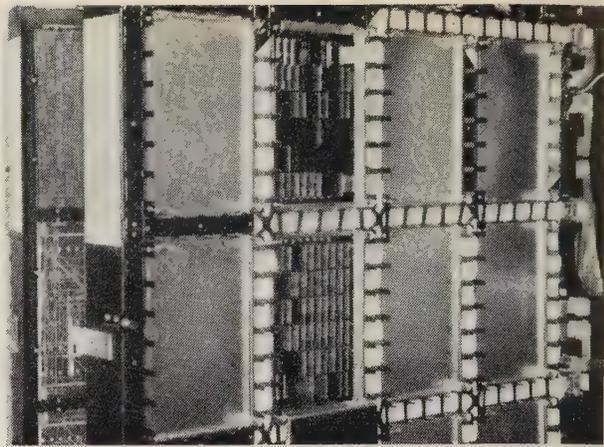


FIG. 3. — Portes SLT

4. **Le câble plat** : à circuits imprimés, coupé à différentes longueurs et muni de connecteurs, il permet la liaison entre les panneaux.

5. **La porte** : elle supporte plusieurs panneaux ; groupées, elles forment un meuble (fig. 3).

### 4. Première partie du système d'automatisation (fig. 4)

#### 4.1. Définition de la technologie

Toutes les données relatives aux divers éléments susceptibles d'être utilisés pour la conception d'un ordinateur sont mises sur cartes perforées puis enregistrées sur bandes magnétiques. Ces données concernent :

1. **Les composants** (diodes, transistors, capacités, modules, etc.). Ces données sont les caractéristiques techniques, les dimensions et les points de connexion.

2. **Les cartes** : elles peuvent supporter plusieurs circuits de base identiques (ET, OU, etc.) sans liaisons entre eux, ou un ensemble fonctionnel (décodeur, registre, etc.). Elles sont représentées sur un schéma en blocs logiques, enregistré sur bande magnétique. Cette bande permettra d'imprimer le schéma de chaque carte.

3. **Les circuits** : ce sont les éléments de base de la constitution d'un ordinateur. Les données correspondantes sont la fonction logique, les délais d'activation et de désactivation, les courants disponibles aux niveaux haut et bas et les règles spéciales d'utilisation.

4. **Les portes** : les données correspondantes sont le nombre de panneaux, la position relative de ceux-ci, l'espace disponible entre panneaux pour le passage des câbles, etc.

5. **Les câbles** : les données sont le nombre de conducteurs et les connecteurs utilisés. La détermination de la longueur et du pliage des câbles est laissée à l'ordinateur.

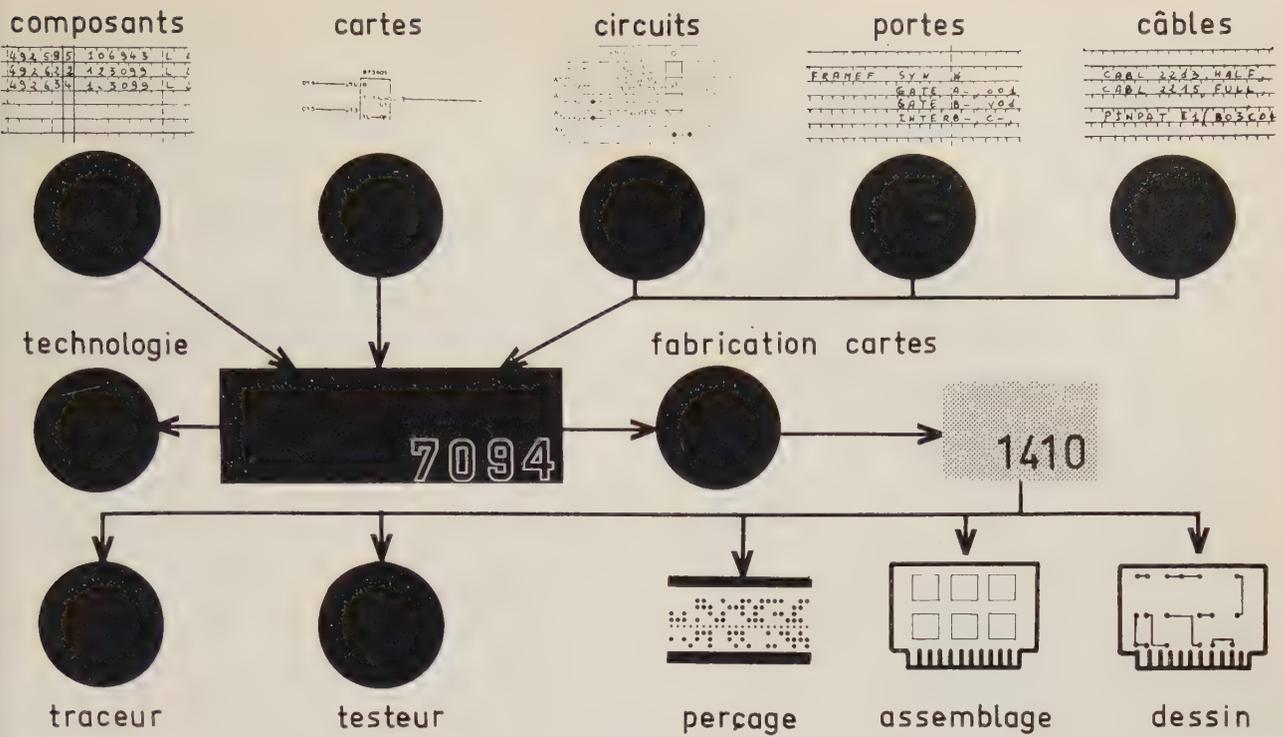


FIG. 4. — Première partie du système d'automatisation

L'ensemble des données précédentes sont accumulées sur une même bande magnétique dite « bande Technologie » qui a une importance primordiale. L'exploitation de cette bande sur ordinateur 7094 permettra en effet de s'assurer que toutes les règles électriques, logiques et d'implantation physique ont été correctement appliquées lors de l'étude d'un produit. Cette bande est d'ailleurs soumise à une évolution parallèle à celle de la technologie qu'elle représente.

#### 4.2. Fabrication des cartes

Le traitement précédent sur 7094 permet en outre d'obtenir une bande « Fabrication cartes » qui est envoyée à l'usine d'Essonnes où elle est traitée sur un ordinateur 1410, pour donner :

- une bande magnétique commandant le traceur automatique de circuits imprimés.
- une bande magnétique commandant le test automatique des cartes.
- une bande de papier perforée commandant le perçage automatique des cartes.
- un dessin d'assemblage de la carte et un dessin de référence du circuit imprimé (fig. 5).

### 5. Deuxième partie du système d'automatisation (fig. 6)

#### 5.1. Etude d'un ordinateur

L'étude de système étant faite et la technologie définie, l'étude logique peut être entreprise. Elle donne

lieu à l'établissement d'un schéma simplifié sous la forme habituelle (triangles et demi-lunes). Les circuits correspondant aux diverses fonctions logiques sont alors choisis et le schéma simplifié est transcrit en utilisant des blocs rectangulaires contenant l'information nécessaire. C'est le schéma logique initial.

L'ensemble de ces schémas est ensuite mis sur cartes perforées par des perceuses spécialisées puis enregistré sur une bande magnétique dite « bande Schémas ».

L'édition de cette bande fournit aux logiciens des schémas imprimés qui leur permet une vérification avec leurs schémas initiaux, faits à la main.

Rappelons que ces schémas initiaux ne comportent pas toutes les indications physiques nécessaires à la fabrication. Ils comportent cependant l'information logique et électrique et permettent, par traitement sur 7094 :

**1. La vérification électrique des circuits :** afin de contrôler que toutes les liaisons sont électriquement correctes et qu'il n'existe de surcharge en aucun point. Une liste imprimée est obtenue donnant la charge des différents circuits ainsi que la valeur des surcharges éventuelles, ce qui permet à l'ingénieur d'ajouter sur le schéma les circuits de puissance qu'il juge nécessaires.

**2. La simulation de la logique :** une fois les schémas corrects au point de vue électrique, on peut, avant toute étape ultérieure, vérifier l'organisation logique en utilisant un programme de simulation. Il suffit de fournir au 7094 les instants d'activation et de désactivation des réseaux que l'on veut contrôler. Un diagramme de séquence est imprimé comme résultat de cette simulation.

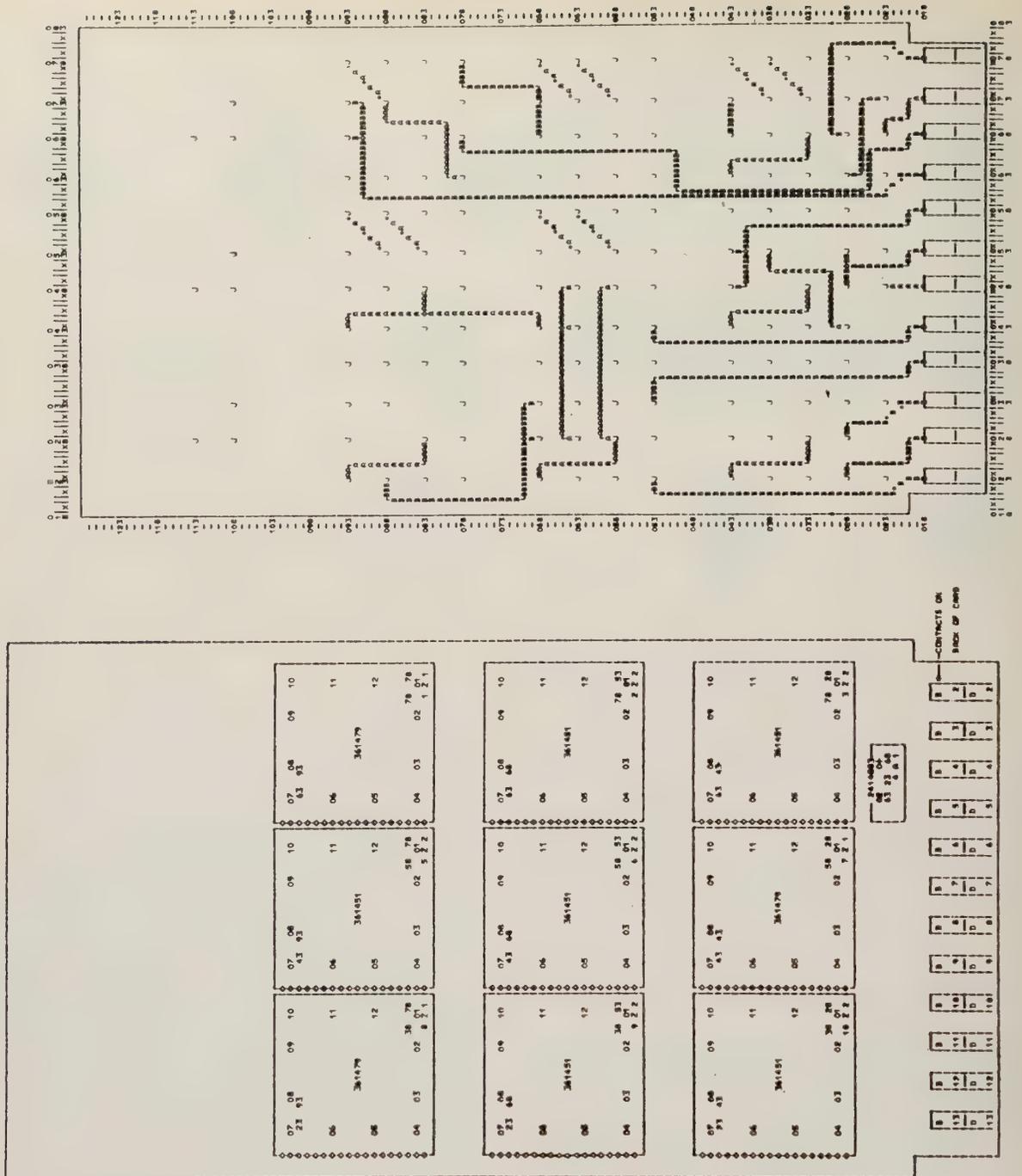


FIG. 5. — Carte SLT. Dessin de circuit imprimé et d'assemblage.

**3. L'implantation des cartes et la réalisation des schémas complets :** après ces vérifications électriques et logiques, l'ordinateur 7094 est en mesure de choisir les cartes et leur placement sur les panneaux, en traitant l'information contenue dans la bande Schémas et la bande Technologie. Le placement des cartes sur panneaux tend à rendre minimale la longueur des liaisons imprimées. Il faut environ 30 minutes de 7094 modèle II pour placer 60 cartes sur un panneau.

Le 7094 ajoute sur la bande Schémas les informations nouvelles correspondantes, ce qui permet d'imprimer

les schémas complets (fig. 7), dont l'ensemble constitue un volumineux dossier (fig. 8).

Il est possible à l'ingénieur de ne pas abandonner toutes les décisions au 7094, mais d'imposer certains choix a priori. Dans ce cas, l'ordinateur exécute une série de vérifications sur les schémas et permet l'impression d'une liste d'erreurs qui sera soumise à l'ingénieur. Un certain nombre de documents dérivés du schéma complet sont aussi imprimés : implantation de cartes sur les panneaux, liste des schémas correspondant à chaque position de carte, liste des connecteurs (fig. 9).





FIG. 8. — Ensemble des schémas d'un ordinateur

**4. Câbles :** Toutes les cartes ayant été affectées aux différents panneaux d'un meuble, le 7094 peut alors déterminer tous les câbles plats nécessaires aux liaisons

entre panneaux, à partir de la bande « Schémas » et de la bande « Technologie », c'est-à-dire :

- choisir sur les panneaux les connecteurs de câbles,
- choisir les câbles plats nécessaires,
- déterminer leur longueur et les plis qui permettront leur montage dans les portes,
- créer une bande magnétique destinée à l'usine pour la fabrication automatique des câbles,
- compléter la bande « Schémas » en y faisant paraître les connecteurs de câbles plats.

### 5.2. Fabrication d'un ordinateur

L'ensemble des opérations précédentes va permettre maintenant au 7094, utilisant un programme de câblage, de créer les circuits imprimés de chaque panneau. Ce programme traite la bande « Schémas » pour créer une bande « Fabrication » en 30 minutes environ par panneau. Cette dernière est traitée à l'Usine sur ordinateur 1410 et permettra la commande du générateur de circuits imprimés, du test automatique des panneaux et l'impression des dessins de référence des circuits imprimés.

Un autre programme 7094 permet d'obtenir une bande « Historique » qui, gardée par les Services d'Etudes, contient l'image de l'ordinateur étudié, à tous les niveaux techniques consécutifs.

Rappelons que les cartes ont été fabriquées par ailleurs, comme indiqué au paragraphe 4.2.

FIG. 9. — Liste des connecteurs

### 5.3. Introduction des modifications et maintenance

Les opérations de modifications sont d'une importance capitale. Pour les exécuter, il suffit de porter les modifications manuellement sur les schémas. Ces modifications sont mises directement sur cartes perforées à partir des schémas corrigés puis introduites dans l'ordinateur 7094.

Le processus est le suivant :

— Toutes les pages de schémas qui se trouvent modifiées soit directement, soit indirectement, sont créées par le 7094.

— Une nouvelle bande « Fabrication » est créée et envoyée à l'Usine.

— Par comparaison avec la machine au niveau technique précédent (qui se trouve, rappelons-le, sur la bande « Historique »), une bande « Maintenance » est créée. Sur celle-ci se trouvent les listes de modifications par panneau (cartes à enlever et à rajouter, circuits imprimés à couper, fils à rajouter, etc.).

Ces listes sont envoyées aux inspecteurs IBM qui mettent ainsi au dernier niveau technique les ordinateurs déjà en clientèle.

### 6. Conclusion et perspectives d'avenir

Ce système d'automatisation est d'un intérêt vital pour IBM qui ne saurait plus s'en passer.

C'est le seul moyen de préparer un dossier de fabrication, y compris des données numériques de contrôle de machines outils, sans *aucun* risque d'erreur (ceci est particulièrement important, du fait de la plus en plus grande difficulté qu'il y a à modifier un ensemble erroné, après fabrication). Une conséquence indirecte de l'utilisation de ce système est la standardisation des dossiers qui permet de fabriquer dans n'importe quelle usine un produit étudié dans n'importe quel laboratoire (ce qui impose l'utilisation de la langue anglaise).

L'utilisation de ce système a considérablement réduit les temps d'études mais il est évident que l'on

cherche constamment à réduire le temps qui s'écoule entre le moment où l'ingénieur a fourni ses schémas complétés et celui où il reçoit ses listes d'erreurs.

Actuellement, ce temps ne peut guère descendre au dessous de 24 heures et est le plus souvent de quelques jours en raison de la file d'attente qui se produit à l'atelier de perforation.

Le temps de perforation et de vérification d'une feuille de schéma est de l'ordre d'une heure si elle est nouvelle, de l'ordre de dix minutes s'il s'agit d'une feuille modifiée.

On peut dès maintenant multiplier par quatre la vitesse d'introduction de feuilles nouvelles en utilisant un langage de description de ces feuilles. Ce langage ressemble au langage FORTRAN et décrit la logique sous forme d'équations booléennes. Un autre avantage de ce langage sur les schémas dessinés résulte de l'emploi possible de perforatrices non spécialisées.

C'est au niveau des modifications que le rapport temps de perforation/temps d'attente des résultats, est le plus irritant.

On envisage, pour pallier cet inconvénient, de mettre à la disposition de chaque groupe d'études une unité terminale à affichage sur tube cathodique du type IBM 2250 ou IBM 2260.

L'ingénieur peut alors appeler le document qu'il veut modifier à partir du fichier « Schémas » qui serait alors un fichier à accès rapide (disques). Le document serait alors affiché sur l'écran cathodique et il pourrait y apporter des modifications par clavier ou marqueur lumineux, puis l'introduire à nouveau sur le fichier « Schémas ».

Les programmes sur l'ordinateur seraient alors de deux types suivant le temps machine qu'ils nécessitent. Il y aurait :

1) des programmes à réponse directe, signalant tout de suite à l'ingénieur la violation de certaines règles,

2) des programmes à temps de traitement plus long (simulation, placement, câblage) qui seraient passés la nuit en utilisant le fichier « Schémas » modifié dans la journée.

# Automatisation de la constitution et de la gestion du dossier d'un ordinateur utilisant des circuits multicouches

S. DESANTI  
*Compagnie des Compteurs*

## 1. Description du matériel constituant les circuits

En 1965, la SETI, filiale de la Compagnie des Compteurs, avait décidé l'étude d'un ordinateur industriel de petite puissance, le PAC 700, et sa réalisation avec des circuits intégrés de la famille CT $\mu$ L (de Fairchild).

Ce type de circuit se présente dans des boîtiers parallélépipédiques de 19 x 7,5 mm (boîtier DIL) munis de 14 cosses rigides, disposées au pas de 2,54 mm (1/10 d'inch) en deux rangées de 7 cosses permettant l'emploi des procédés de soudure traditionnels (fig. 1).

L'ensemble, y compris la mémoire de 16 000 mots de 18 bits et le pupitre de commande, devait occuper une hauteur inférieure à 1,20 m, dans des armoires de 19 inches de largeur.

Le nombre de boîtiers de circuits intégrés, nécessaires à la mise en œuvre de la partie « logique » du calculateur, ne semblait pas devoir dépasser 1 200.

Le mode d'assemblage adopté, après une étude détaillée, était caractérisé par l'utilisation de plaques imprimées multicouches de 230 x 300 mm décrites ci-après (fig. 2).

Ces plaques comportent quatre couches de câblage. Elles sont constituées à partir du collage à l'aide d'un tissu araldite assurant l'isolement de deux plaques « double face » traditionnelles. Les couches internes (2 et 3) sont utilisées pour la distribution des tensions d'alimentation, les couches externes (1 et 4) étant

réservées au câblage fonctionnel. On conçoit que cette disposition permette une fabrication en série, jusque et non compris l'opération de gravure des faces externes.

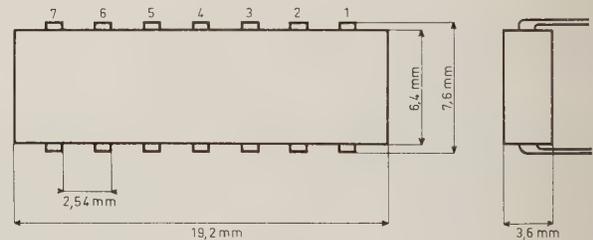


FIG. 1. — Boîtier de circuit intégré, utilisé dans le « PAC 700 ».

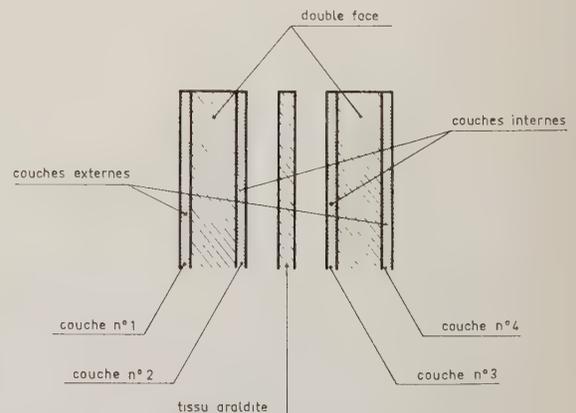


FIG. 2. — Structure du circuit imprimé à plusieurs couches utilisé pour le raccordement des boîtiers.

(\*) Conférence prononcée au cours de la demi-journée d'études de la 10<sup>e</sup> section de la SFER, le 21 juin 1967.

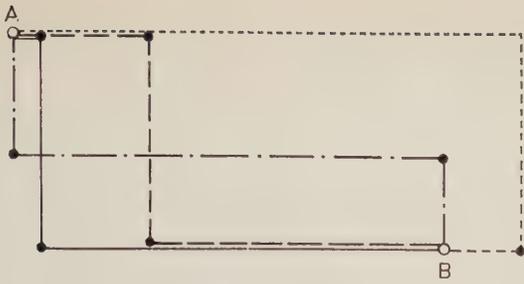


FIG. 3. — Entre deux points A et B du circuit imprimé — en utilisant une face pour des liaisons « horizontales » et une face pour des liaisons « verticales » — il existe un grand nombre de chemins possibles.

Sur ce type de plaque, on dispose de 120 points de sortie, en deux connecteurs, et de 26 points de test.

En plus des trous métallisés nécessaires à l'enfichage des broches (14 par boîtier) et permettant éventuellement d'effectuer des liaisons entre les différentes couches, des trous métallisés — dits « de passage » — à raison d'une moyenne de 18 par emplacement de boîtier — assurent un très grand nombre de possibilités de passage entre les faces fonctionnelles.

Le principe de raccordement fonctionnel des boîtiers est le suivant :

Une des faces externes est affectée à des liaisons entre trous de même ordonnée (donc d'orientation *horizontale*) ; l'autre face est affectée à des liaisons entre trous de même abscisse (donc d'orientation *verticale*). Dans ces conditions, une liaison entre deux trous « de broches » peut se faire d'un très grand nombre de manières, comme le montre le schéma de la figure 3.

En réalité, les liaisons « horizontales » ou « verticales » ne peuvent pas être effectuées directement. Elles doivent être tracées parallèlement, et à une faible distance de la droite idéale de jonction, en se raccordant aux trous métallisés par des décrochements de faible longueur. Elles doivent respecter une trame établie en fonction de certains impératifs (distances minimales entre conducteurs, entre conducteurs et trou métallisé, etc.).

Les figures 4 et 5 donnent la disposition relative de la trame et des trous à l'échelle du circuit et à celle de la plaque.

Le nombre prévu des cartes constituant la partie logique du calculateur devait être inférieur à 20.

Un châssis pouvant recevoir 22 cartes, au pas de 25 mm, avait été étudié et il était prévu que le câblage entre cartes serait effectué en fils soudés.

L'utilisation de circuits imprimés très complexes, destinés à réaliser le câblage fonctionnel, la perspective d'avoir à procéder à de nombreuses modifications du prototype au cours de sa mise au point, le désir de réduire au minimum les erreurs au cours de l'élaboration du projet initial, avaient convaincu le groupe d'études de la SETI qu'un ensemble de programmes, adaptés à la gestion des schémas et dossiers de câblage, était nécessaire.

## 2. Opérations à automatiser

Les buts visés étaient relativement simples : il s'agissait, en partant des équations logiques du calculateur, d'obtenir le tracé des schémas logiques dans la technologie adoptée ; il ne s'agissait pas de vérifier la correspondance de ces équations logiques avec le fonctionnement souhaité pour le calculateur (simulation « fine »). Il fallait seulement, après la phase traditionnelle d'élaboration des schémas logiques, faciliter tous les travaux routiniers, sources d'erreurs, entrepris et repris de nombreuses fois au cours de la constitution du dossier et de la mise au point d'un prototype.

En particulier, les opérations qu'il semblait nécessaire d'automatiser étaient :

- L'ÉTABLISSEMENT ET LA TENUE À JOUR DE L'ENSEMBLE DES CHAÎNES D'UNE CARTE — Une chaîne est l'ensemble des points reliés électriquement entre eux : une chaîne correspond à une fonction logique, l'inverse n'étant pas vrai.

- L'ÉTABLISSEMENT ET LA TENUE À JOUR DES « SUPER-CHAÎNES » — c'est-à-dire des ensembles de points du calculateur reliés électriquement entre eux, une « superchaîne » est donc constituée par la connexion, à l'extérieur des cartes, d'une ou plusieurs chaînes.

- LE CONTROLE DES CHARGES DES CHAÎNES ET DES SUPER-CHAÎNES — afin de vérifier qu'aucun circuit alimentant ne débite une puissance supérieure à la limite indiquée par le constructeur.

- LE CALCUL DES RETARDS D'ÉTABLISSEMENT DES DIFFÉRENTS NIVEAUX LOGIQUES PAR RAPPORT AUX IMPULSIONS D'HORLOGE — on sait que — dans le cas de la logique monophasée — ces retards doivent toujours être inférieurs au temps qui sépare deux impulsions.

- L'IMPLANTATION DE LA CARTE, c'est-à-dire :

— D'une part : *Le groupement des circuits du schéma logique* en ensembles correspondant à des boîtiers standards de la technologie choisie.

— D'autre part : *La répartition de ces boîtiers* sur la surface de la carte imprimée.

La seule automatisation envisagée concernait :

— le calcul des longueurs des chaînes,

— le calcul des distances sources-récepteurs.

- LE TRACÉ DE LA CARTE — c'est-à-dire la détermination des couches externes du circuit imprimé.

L'automatisation de cette phase est importante, car son exécution par des procédés traditionnels dure plusieurs jours.

Le tracé peut être obtenu sous différentes formes : liste des jonctions à effectuer, repérées sur une trame numérotée, représentation symbolique sur imprimante, tracé à grande échelle sur table traçante.

- L'IMPRESSION DES SCHÉMAS LOGIQUES DE CONTRÔLES — ces schémas enrichis des indications relatives à l'implantation (pour chaque entrée ou sortie : n° de

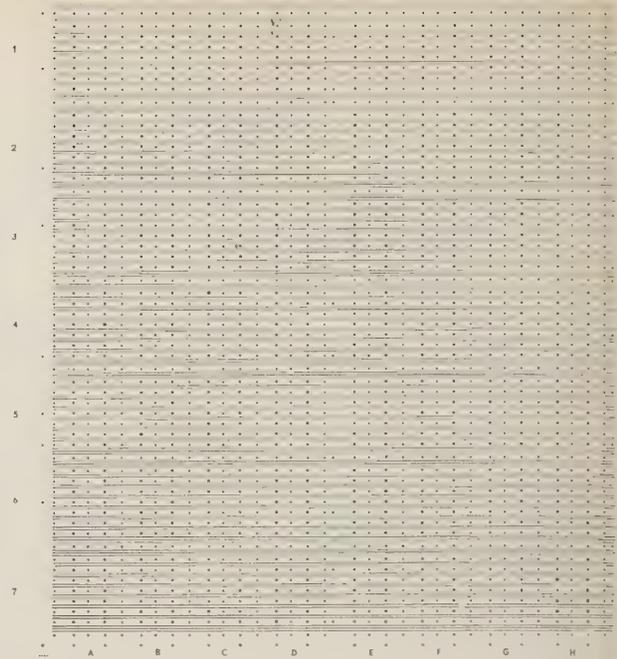
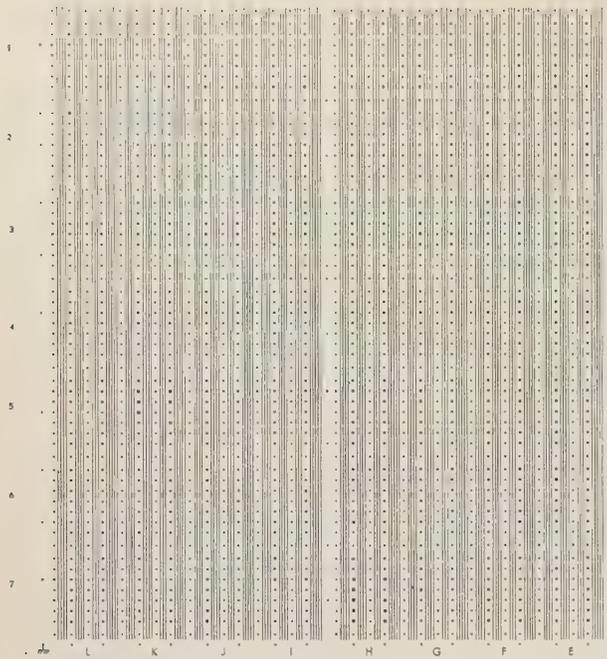
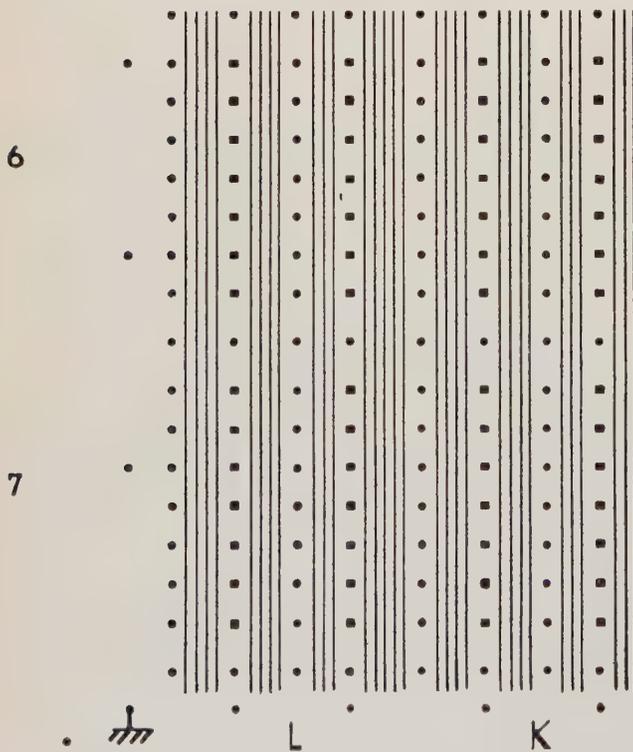
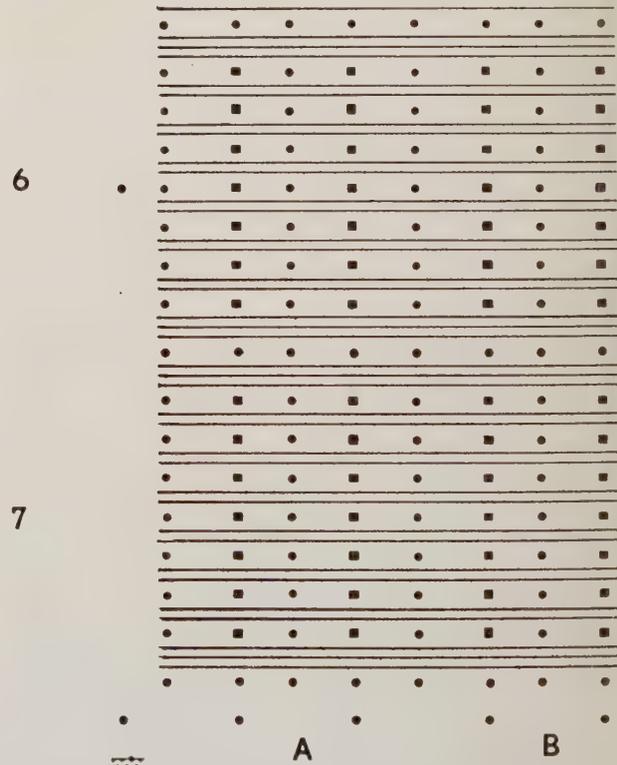


FIG. 4 et 5. — Sur ces figures les emplacements des trous métallisés devant recevoir les cosses des boîtiers de circuits intégrés sont représentés par un carré noir. Les marques rondes précisent l'emplacement des trous permettant le passage d'une face à l'autre. Les liaisons « horizontales » et « verticales » doivent respecter la trame figurée, qui a été choisie en fonction de différents impératifs techniques.

*Nota :* la trame complète de la plaque comprend encore un élément à droite des deux représentés sur les figures 4 et 5



Détail de la figure 4 : coin du bas, à gauche



Détail de la figure 5 : coin du bas, à gauche

broche du boîtier ; pour chaque circuit : emplacement dans le boîtier et implantation du boîtier) permettent, par comparaison avec les schémas initiaux, un contrôle à chaque évolution de la structure du calculateur.

### 3. Langage et représentation utilisés

Pour pouvoir traiter sur ordinateur cette information, la structure logique, il était nécessaire de trouver :

— un langage permettant de traduire un schéma logique en caractères alphanumériques,

— une représentation graphique facilitant cette traduction et qui soit, par ailleurs, identique à celle utilisée lors de l'impression des schémas de contrôle.

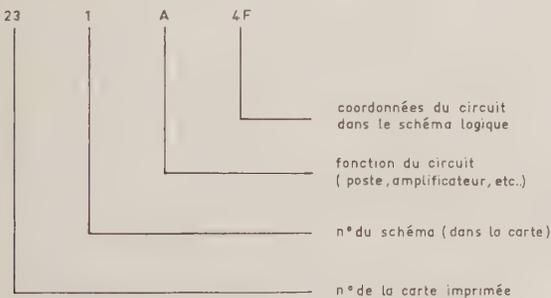
Les dispositions retenues étaient les suivantes :

Les schémas logiques étaient dessinés sur des feuilles 420 x 540 mm, divisées en quatre cadres dans chacun desquels pouvaient figurer 20 circuits logiques (fig. 6a).

Plusieurs schémas logiques étaient donc nécessaires pour la représentation d'une carte imprimée.

Les circuits étaient symboliquement représentés par des dessins du type donné à la figure 6b, (les circuits ET-OU à 8 entrées et les bascules disposaient de deux emplacements) et portaient les indications données à la figure 6c. Ils étaient placés aux nœuds d'un quadrillage de telle manière que chacun d'eux put être repéré par son abscisse (notée de A à H) et son ordonnée (notée de 0 à 9).

La désignation d'un circuit pouvait se faire par une expression de la forme :



Représentation alphanumérique d'un circuit.

Le branchement d'un circuit pouvait alors s'exprimer de la manière suivante : (1)

17 323 88 → 23 1 A 4F → 94

expression signifiant que les chaînes (ou encore les grandeurs logiques) n° 17, 323, 88 étaient connectées aux entrées du circuit repéré 23, 1, A, 4F et que le signal de sortie de ce circuit était dénommé : 94.

On conçoit que, de cette manière, il ait été possible de « traduire » par ruban perforé tout schéma logique,

(1) Le signe → correspond à l'utilisation, sur le matériel de perforation du caractère « Tabulation » qui amène le chariot sur une position fixée à l'avance et correspond à la perforation d'un caractère particulier.

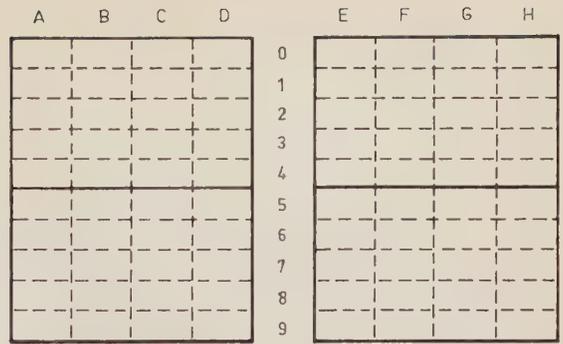


FIG. 6a. — Les emplacements des symboles constituant un ensemble logique sont repérés sur le schéma correspondant, conformément à la grille ci-dessus, par une lettre et un chiffre.

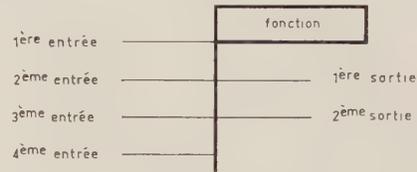


FIG. 6b

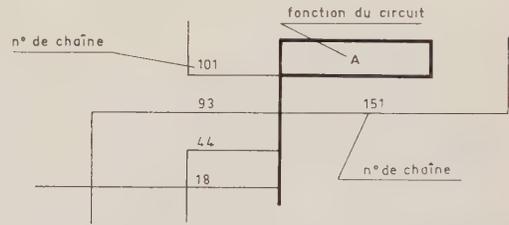


FIG. 6c. — Un seul symbole est utilisé pour la représentation des différents circuits. Il a été simplifié au maximum pour faciliter l'exécution du dessin.

à condition que toutes ses chaînes fussent auparavant convenablement numérotées.

Un ruban caractérisant l'implantation des circuits était également nécessaire ; sa structure consistait en une liste d'expressions de la forme :

23 1 A 4F → 2B 4G

cette dernière signifiant que le circuit repéré 23, 1, A, 4F se trouve au 2<sup>e</sup> emplacement du boîtier de type B, boîtier implanté sur la ligne 4 et la colonne G de la carte à implanter (le ruban « implantation » étant propre à chaque carte).

Les blocs diagrammes figures 7 et 11 montrent l'utilisation et l'enchaînement des différents programmes repérés A à L numérotés de 1 à 23. A l'intérieur des rectangles sont figurés les documents utilisés ou produits par ces programmes.

On remarquera que l'utilisation du ruban perforé imposait des « programmes de fusion » qui n'eussent peut-être pas été nécessaires avec un support d'information discontinu (carte perforée).

Le document 18 : « ruban de modification de l'ordre des « pins » sous forme ruban logique » était nécessaire pour la raison suivante :

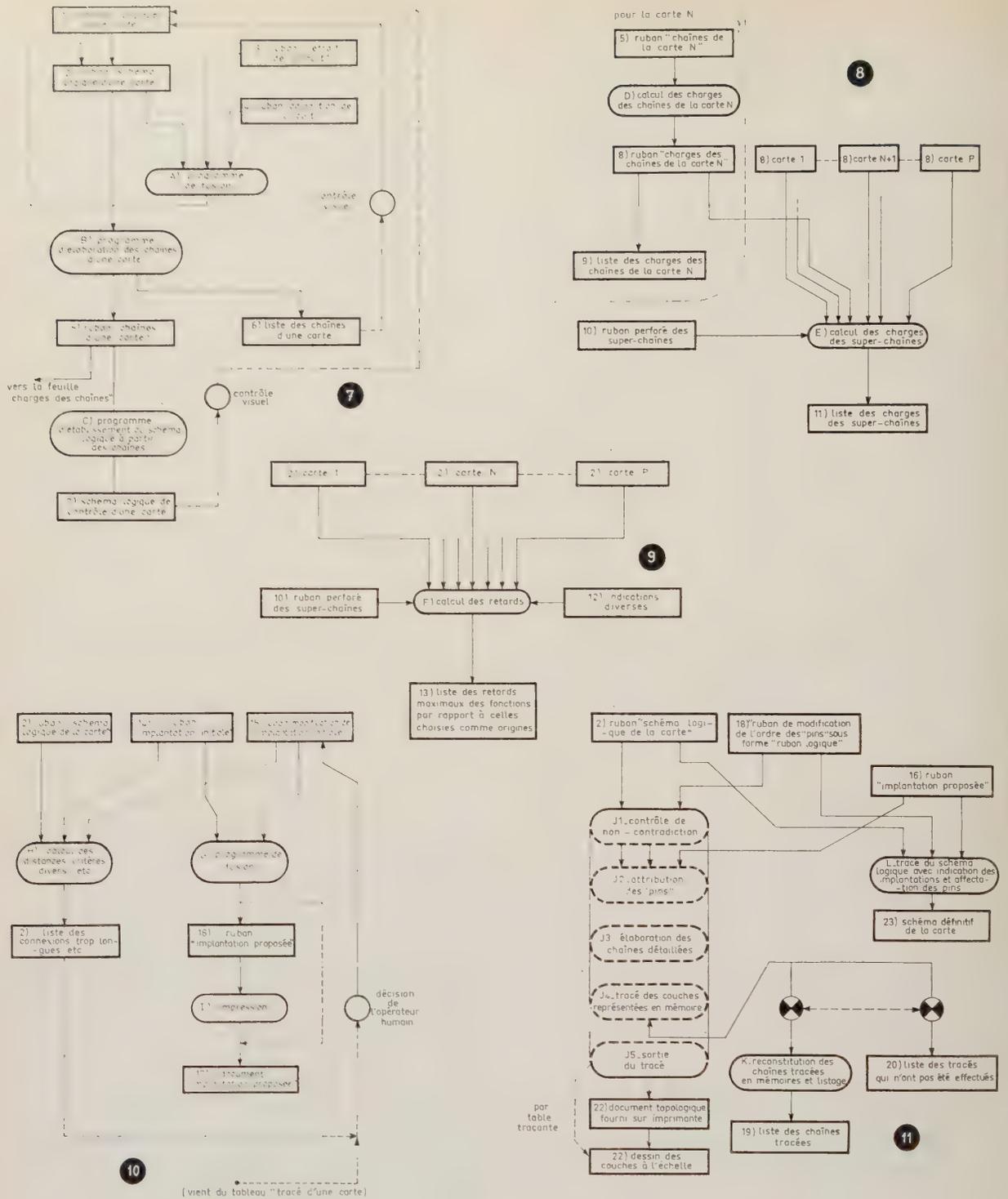


FIG. 7, 8, 9, 10, 11. — Les encadrements rectangulaires représentent un support d'information, les encadrements ovalisés représentent un programme de traitement d'information.

L'affectation des chaînes aux entrées et sorties de boîtiers, faite par le programme partiel J2, est fonction de l'ordre dans lequel ces chaînes figurent au ruban « schéma logique ».

Cette affectation, en réalité arbitraire, pouvait

conduire à des difficultés de tracé susceptibles d'être levées par une autre distribution, ce qui aurait pu être obtenu par l'élaboration d'un nouveau ruban « schéma logique ». Il semblait préférable d'utiliser une procédure analogue à celle des rubans 3 ou 4.

## 4. Programmation

La nécessité d'aboutir rapidement en ce qui concernait la constitution du dossier du calculateur, décrit au début de cet article, n'a pas permis la mise au point complète de l'automatisation envisagée initialement.

Cependant deux programmes, réalisant partiellement les buts proposés, furent mis au point sur un calculateur PALLAS, de la SETI, équipé d'une mémoire de 32 000 caractères.

Ce sont ces deux programmes qui vont faire l'objet de la suite de cet exposé.

### 4.1. Programme A

A partir du ruban « schéma logique » d'une carte et du ruban « implantation » correspondant (conformes aux structures définies plus haut), ce programme a pour objet de fournir quatre documents.

#### 4.1.1. Une liste des connexions avec leur longueur

- Distance entre chaque émetteur et chaque point récepteur qui lui est raccordé.
- Longueur totale de chaque chaîne.

Les longueurs supérieures à certaines valeurs fixées à l'avance sont signalées automatiquement.

Il faut noter que, puisque ce programme n'effectue pas le tracé de la carte, ces calculs ne sont possibles qu'avec une certaine approximation et moyennant certaines hypothèses. En particulier, le calcul de la longueur totale d'une chaîne devant joindre une série de points *A, B, C... G*, obéit à l'algorithme suivant :

On trace une horizontale, laissant autant de points au-dessus d'elle, qu'au-dessous (si le nombre des points est impair, cette droite doit passer par un des points ; si ce nombre est pair, cette droite est choisie arbitrairement entre deux limites possibles). Tous les points sont considérés comme raccordés à cette droite de base par les perpendiculaires *AA', BB', ... GG'* et la longueur de la chaîne est évaluée à partir du graphe de la figure 12.

Un autre calcul sur l'hypothèse d'une droite de base *verticale* fournit une seconde valeur. La moyenne de ces deux calculs constitue une évaluation très correcte de la longueur du tracé tel qu'il résulte du programme de tracé automatique décrit plus loin.

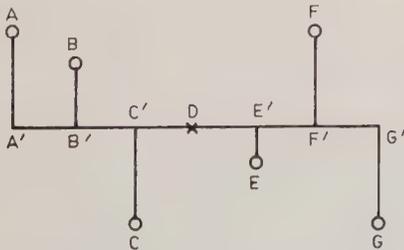
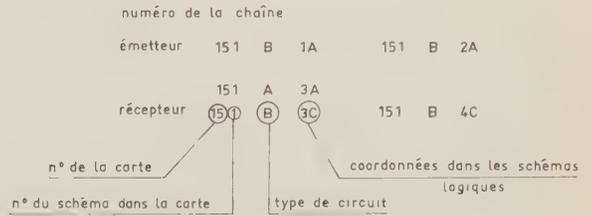


FIG. 12. — Évaluation anticipée de la longueur de la chaîne liant les points *A, B, C... G*.

#### 4.1.2. Une liste des chaînes

Dans cette liste, chaque numéro de chaîne est suivi de la suite des circuits raccordés, soit en tant qu'émetteurs, soit en tant que récepteurs, conformément à l'exemple suivant :



Cette liste est indépendante du ruban « Implantation » et peut être obtenue indépendamment de lui.

#### 4.1.3. Un ruban perforé, destiné à être traité par le programme de tracé automatique

Ce ruban porte, pour chaque chaîne, la liste des points de la carte à raccorder. Ces points sont repérés par des coordonnées spéciales, liées à la trame du circuit multicouche défini plus haut.

Naturellement, ce programme tient compte des données du ruban « Implantation » et attribue, pour chaque boîtier et en fonction de sa structure logique, un numéro de chaîne à chaque broche.

#### 4.1.4. Un schéma logique

De même forme que le document initial fourni par les logiciens, il est imprimé sur quatre feuillets dont l'assemblage restaure le schéma logique primitif, enrichi, cette fois, des indications résultant de l'implantation adoptée.

Chaque circuit est représenté comme indiqué à la figure 13.

Il faut remarquer qu'il existe des règles de correspondance à respecter entre la fonction (type de circuit) et le type de boîtier.

Le présent programme contrôle l'observation de ces règles et signale toute erreur.

Remarquons également, à propos de l'exemple proposé, qu'un circuit peut posséder plusieurs sorties, soit qu'il s'agisse d'une bascule, soit qu'il s'agisse d'un circuit délivrant la même quantité logique sur deux chaînes différentes. (En effet, les circuits *CTμL* permettent de constituer des « OU » par réunion des sorties).

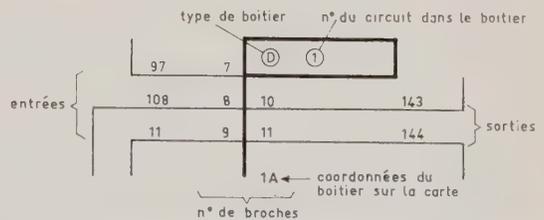


FIG. 13. — Représentation d'un circuit, enrichi des indications résultant de l'implantation adoptée.

## 4.2. Programme B

Il s'agit de déterminer le tracé des deux faces fonctionnelles d'un circuit multicouche dont les caractéristiques ont été données plus haut, à partir d'un ruban perforé définissant des groupes de points à réunir électriquement.

(Ces points correspondent aux trous métallisés dits « de broches », par opposition à ceux consacrés uniquement au passage d'une couche à l'autre et que nous nommerons par la suite « de passage »).

Ce programme opère chaîne par chaîne et de la manière suivante :

Il existe en mémoire une zone consacrée à la représentation du tracé déjà existant. Lorsque le programme analyse le contenu d'une nouvelle chaîne, il recherche un tracé possible en n'opérant que des modifications mineures sur le tracé élaboré jusque là. Les différents essais concernant une zone de mémoire spéciale ne sont transférés dans la zone principale que lorsque son tracé est définitif.

La représentation d'une carte, en mémoire, utilise les principes suivants :

La trame « horizontale » sur laquelle s'effectue tout tracé de traits d'orientation horizontale est numérotée de 1 à 183. Il en est de même pour la trame verticale numérotée de 1 à 241.

Les trous métallisés, qu'ils soient « de broches » ou « de passage » sont repérés par leurs numéros de ligne et leurs numéros de colonne.

Dans ces conditions, on peut représenter une liaison (horizontale par exemple) par la mise en mémoire de *trois quantités et d'un indice* :

- le numéro de la ligne de trame horizontale,
- deux numéros de colonne de trous métallisés (un pour chaque extrémité),
- un indice indiquant si les deux décrochements de raccordement aux trous métallisés sont effectués vers le « haut » ou vers « le bas » (fig. 13).

La représentation en mémoire de la liaison donnée à la figure 14 serait :

112, 18, 33, H

Ces représentations sont rangées dans des groupes de mémoires, par ordre croissant d'adresse, au fur et à mesure du tracé. Cela n'est pas vrai pour la première liaison tracée sur une ligne de trame qui, elle, est placée dans un groupe de mémoires spécial dont l'adresse est fonction du n° de trame. Soit  $N$  l'adresse de ce groupe.

Lorsqu'une autre liaison, placée sur la même ligne de trame, doit être rangée dans un groupe de mémoires

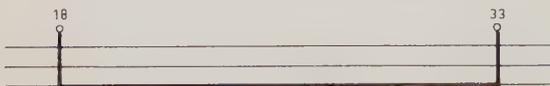


FIG. 14. — La représentation en mémoire de cette liaison est : 112, 18, 33 H.

d'adresse  $N_1$  ; on note cette adresse dans le groupe d'adresse  $N$ .

L'adresse  $N_2$  du groupe décrivant la prochaine liaison tracée sur la même ligne sera inscrite dans le groupe d'adresse  $N_1$ , et ainsi de suite.

On conçoit que, de cette manière, il soit possible de reconstituer, à chaque instant, la liste des liaisons tracées sur la même ligne.

Cette représentation a pour avantages de ne pas compliquer exagérément le traitement de l'information et de ne mobiliser qu'une petite partie de la mémoire, tandis que les méthodes de représentation « point par point » (où un point de la surface représentée est identifié à un bit de la mémoire) sont, à ce point de vue, prohibitives.

Le programme utilise trois procédures agissant à des niveaux différents :

— *La procédure de base* qui a pour objet l'établissement d'une liaison entre deux trous placés sur une même verticale ou sur une même horizontale.

— *La procédure de jonction bipolaire*, utilisant la procédure précédente comme une sous-routine, et visant à obtenir la liaison entre deux points quelconques.

— Cette dernière peut être, à son tour, considérée comme une sous-routine, de la *procédure d'établissement d'une chaîne*.

### 4.2.1. Procédure de base

Elle gère les droites de trames situées de part et d'autre de la rangée contenant les trous à joindre dans l'intervalle qui existe entre la rangée suivante et la rangée précédente. Elle examine si une liaison proposée est possible en fonction du tracé déjà existant, *même au prix d'une modification de ce tracé*, par exemple, par déplacement des liaisons parallèlement à elles mêmes (fig. 15).

Dans le cas où la liaison proposée est possible, le nouveau tracé est noté provisoirement dans une zone spéciale jusqu'à adoption définitive.

Remarquons que ce programme distingue, lorsqu'il examine les tracés déjà existants, les liaisons appartenant à la chaîne en cours d'élaboration, de celles qui lui sont étrangères.

Cette faculté permet, en particulier, d'effectuer des raccords « en coupure » tels que celui donné à la figure 16a.

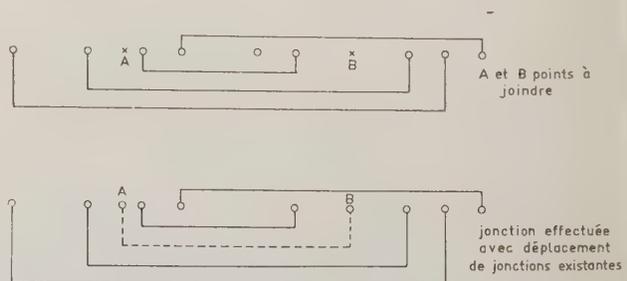


FIG. 15. — Pour joindre les points A et B, il est nécessaire de modifier le tracé existant, par le déplacement de certaines liaisons.

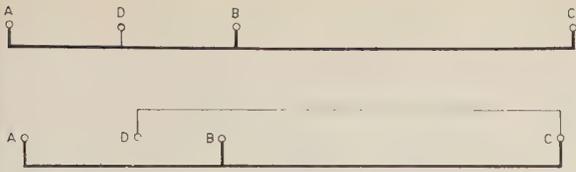


FIG. 16. — Intérêt de la liaison en coupure (a)

Sur cette figure *D* doit être réuni à *C*.

La solution utilisant la liaison directe au segment *AB* est préférable à celle donnée à la figure 16*b*.

#### 4.2.2. Raccordement de deux points quelconques

Ce raccordement peut se faire en utilisant *un ou deux* trous « de passage » marqués *P* sur la figure 17(a, b, c, d), figure qui se passe de commentaires. Le programme, en utilisant la procédure de base décrite précédemment, « essaye » des tracés de type *a*, puis de type *b*, puis, suivant certaines règles de priorité, plusieurs tracés du type *c* ou *d*. En dernier ressort, il envisage également des solutions telles que celles données par la figure 18.

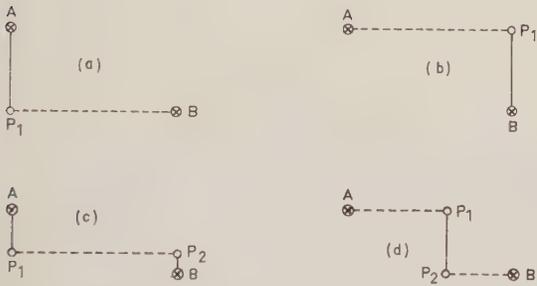


FIG. 17. — Pour le raccordement de deux points, le programme « envisage » différents tracés.



FIG. 18. — Le programme peut également rechercher des tracés utilisant des points de passage extérieurs au rectangle construit sur *A* et *B*.

#### 4.2.3. Procédure d'élaboration d'une chaîne

Il s'agit de trouver un tracé convenable, permettant de joindre un certain nombre de points « de brochage » de la carte multicouche, à l'aide d'un certain nombre de trous « de passage ».

Le principe général pour résoudre ce problème consiste à utiliser la procédure « raccordement de deux points » qui vient d'être décrite, donc à se ramener à une suite de liaisons bipolaires.

C'est l'ordre dans lequel ces liaisons doivent être effectuées qu'il convient de déterminer.

Si l'on cherchait à obtenir un maximum pour la longueur totale du tracé et si les liaisons bipolaires pouvaient s'effectuer par des droites, directement, sans utiliser le principe d'un cheminement par lignes horizontales ou verticales, on pourrait utiliser l'algorithme suivant :

On calcule la nature des distances des différents points à joindre pris deux à deux. On effectue la liaison la plus courte, puis celle dont la longueur est immédiatement supérieure et ainsi de suite.

A chaque fois qu'on se propose d'effectuer une liaison, on regarde si elle est nécessaire, c'est-à-dire si elle ne vise pas à joindre des points déjà raccordés. (Pour cela il est nécessaire de tenir à jour, à chaque instant la constitution des ensembles de points reliés électriquement).

On arrête le tracé lorsque tous les points figurent dans le même ensemble.

Une autre méthode consiste à effectuer la liaison la plus courte, puis la plus courte parmi celles qui peuvent être tracées entre l'un des deux points qui peuvent être réunis et les autres.

A chaque nouveau cycle, on recherche la plus courte des distances comprises entre, d'une part, le groupe des points qui viennent d'être réunis, et d'autre part, celui de ceux qui sont à réunir.

La méthode réellement utilisée s'inspire de ce principe, sauf en ceci : les points sont classés en sous-groupes (un sous-groupe étant formé par les points situés sur une même verticale) ; on limite la recherche de la plus courte distance à celle qui existe, d'une part au groupe des points déjà reliés et d'autre part au sous-groupe le plus proche de ce dernier. Pratiquement cela revient à traiter d'abord, séparément, le sous-groupe situé le plus à gauche (celui dont l'abscisse est la plus faible), puis à introduire successivement dans le groupe des points à réunir, les différents sous-groupes, par ordre d'abscisse croissante. On diminue ainsi le nombre des distances à calculer à chaque fois qu'une liaison est déterminée.

En effet à chaque liaison nouvelle le nombre des points reliés s'accroît, non pas d'une unité, mais de deux ou trois puisque les trous « de passage » servant à la réalisation d'une liaison bipolaire *doivent pouvoir*, au même titre que les autres, servir éventuellement à une prochaine liaison bipolaire.

L'exemple donné à la figure 19 éclairera les principes que nous venons d'énoncer.

Les points (1), (2) et (3) sont d'abord reliés.

Puis le point (4) est relié à (2) par « coupure » de liaison (1) (2) (*A* est un trou « de passage »).

Puis (5) est relié à (4) (on a supposé que deux trous « de passage » étaient nécessaires : *C* et *D*).

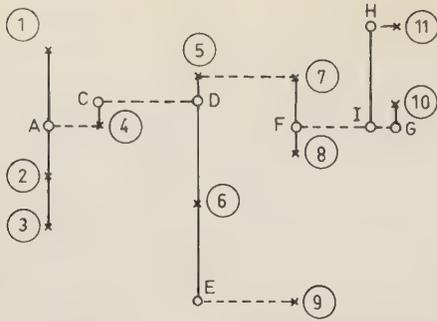


FIG. 19. — Application de la procédure retenue à un cas précis.

Puis (6) est relié à *D*.

Puis (7) à (5).

Puis (8) à (7).

Puis (9) à (6) par le trou « de passage » *E*.

Puis (10) à (7) par coupure de la liaison (7) (8) avec deux trous de passage *F* et *G*.

Puis (11) à (10) ; on a supposé que la liaison directe était impossible et qu'il était nécessaire d'employer deux trous de passage *H* et *I*, dont un en coupure de la liaison *FG*.

Le nombre des trous « de passage » ménagés dans la plaque multicouche utilisée a été choisi de telle manière que le tracé d'une chaîne quelconque, compte tenu de l'occupation moyenne d'une carte, ait une très grande probabilité d'être possible.

Cependant, il peut se faire qu'une liaison bipolaire soit impossible. Dans ce cas, le programme cherche à effectuer la liaison suivante, puis fait une nouvelle tentative.

Si cette dernière échoue, il continue par la liaison suivante, et ainsi de suite jusqu'à ce que toutes les autres liaisons de la chaîne soient tracées. La liaison « impossible » est alors mise dans une mémoire spéciale et imprimée sur l'organe de sortie.

L'ordre dans lequel les chaînes à tracer sont indiquées au calculateur influe sur la fréquence de ces rejets.

En effet, plus une liaison bipolaire est courte, moins le nombre de possibilités de la réaliser est faible, et plus la probabilité de rejet est grande. Ce risque est minime pour les chaînes à plus d'une liaison. Il importe donc de commencer le tracé par les chaînes à une liaison, puis par celles à deux liaisons, etc. et dans le groupe des chaînes à une seule liaison par celles qui sont les plus courtes.

En ce qui concerne la programmation proprement dite, il faut remarquer qu'on a utilisé le langage machine (le « LOUP ») — plutôt qu'un langage plus évolué tel que l'ALGOL ou le FORTRAN — en raison des difficultés de traiter, avec ces derniers, l'information au niveau du bit, et aussi pour diminuer la zone de mémoire réservée au programme.

## 5. Conclusion

L'ensemble des deux programmes *A* et *B* comporte 3 000 instructions environ. Leur rédaction a demandé quatre mois. Si l'on tient compte des travaux supplémentaires de perforation de rubans, de disposition des schémas logiques, de numérotation des chaînes, etc., on peut dire que la durée de tracé d'une carte se trouve ramenée de 5 jours à une journée.

En ce qui concerne le prototype du calculateur PAC 700, une partie des cartes (1/3 seulement) est imprimé ; le restant se présente provisoirement sous la forme de cartes câblées.

Le passage des cartes câblées aux cartes imprimées pourra se faire très rapidement et sans risque d'erreurs, lorsque la mise au point sera terminée. De plus, cette méthode de tracé est applicable à tous les ensembles de circuits intégrés, réalisés dans la technologie CTμL, ou dans tout autre technologie utilisant des boîtiers DIP.

C'est le cas des dispositifs, spécifiques à chaque problème d'automatisme, qui se trouveront connectés aux calculateurs de la série PAC 700.

# Assistance d'un ordinateur dans l'étude des dossiers des ensembles à logique câblée

N. MAURASIN

*Société Industrielle Bull General Electric*

## 1. Introduction

La constitution du dossier destiné à la fabrication et à l'entretien des ensembles conçus à l'aide de composants électriques ou électroniques était jusqu'à ces dernières années réalisée manuellement.

C'était notamment le cas des calculateurs. Dans ce domaine, l'évolution des technologies, leurs complexités d'assemblage nous ont conduit à repenser le problème et à élaborer des programmes qui, par leur teneur, constituent, en fait, une véritable « mécanisation des études ».

La direction, en ouvrant la voie à ce genre de réalisation, a voulu supprimer des tâches longues et fastidieuses qui ne présentaient que peu d'intérêt pour ses techniciens, et permettre ainsi à ceux-ci de se consacrer à des activités plus nobles.

Un large éventail de travaux susceptibles d'être « mécanisables » s'offre à nous : il allait de la vérification des opérateurs logiques jusqu'au contrôle automatique des ensembles équipés-câblés, en passant par les phases d'implantation et de la réalisation du dossier nécessaire à la fabrication et à l'entretien de notre matériel.

L'organisation que nous allons vous décrire sommairement a trouvé des applications dans l'élaboration de nos calculateurs.

Une extrapolation de ce système nous a permis de traiter des problèmes similaires pour nos clients, par exemple l'étude du bornage des postes d'aiguillages et de signalisation de la SNCF.

Avant d'aborder l'étude de ce système, nous allons brièvement décrire la morphologie de nos ensembles.

## 2. Description des supports

### 2.1. Ossature mécanique

Nos machines sont implantées dans des ensembles modulaires. Chaque unité est constituée d'une ou de «  $n$  » armoires, ces armoires regroupent les circuits logiques, technologiques, les servitudes et les alimentations.

Ces différentes fonctions sont implantées dans des ossatures métalliques dénommées « piles » ; ces piles sont, suivant leur position dans l'armoire, fixes ou articulées, elles sont constituées par l'association de sous-ensembles de rangement (fig. 1).

Les volumes de rangement dits « rayonnages » sont composés de positions de connecteurs femelles

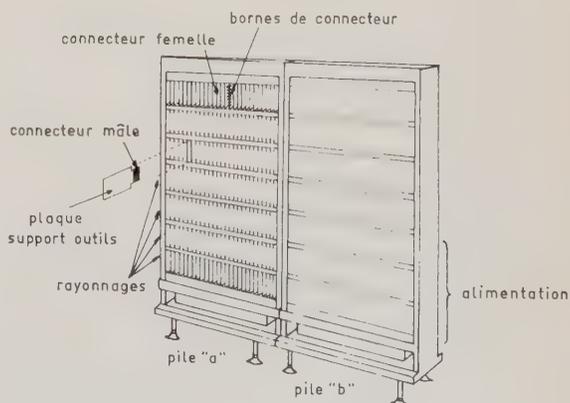


FIG. 1. — Ossature d'une armoire.

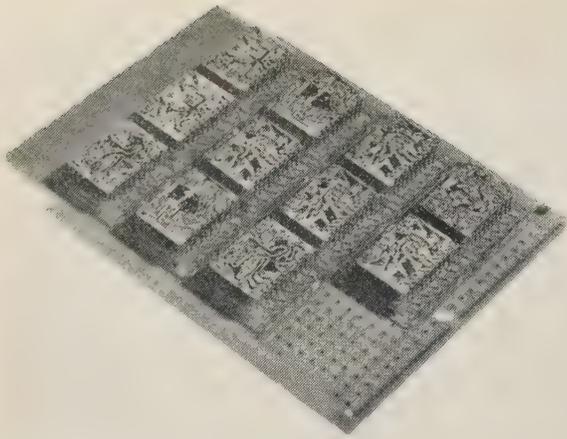


FIG. 2. — Plaque porte composants.

constituant les réceptacles des plaques supportant les circuits fonctionnels.

Les liaisons inter-plaques sont assurées par l'intermédiaire des bornes de ces connecteurs.

## 2.2. Supports des outils logiques

Les différents outils logiques (amplificateur, flip-flop...) sont intégrés sur des supports enrobés de plastique.

Ces micromodules sont soudés sur une plaque de circuit imprimé assurant les connexions entre les bornes des micromodules, le connecteur mâle et les bornes de test.

Suivant la fonction logique réalisée sur la plaque, celle-ci comprend 12 positions de micromodules. (fig. 2).

## 3. Documents constituant le dossier

Les documents du dossier se répartissent en deux groupes :

### 3.1. Documents destinés à la fabrication

La liasse « Fabrication » est essentiellement composée de documents servant à approvisionner, à réaliser et à contrôler, tels que :

— Gamme et nomenclature pour approvisionnement en pièces détachées

— Cahier des liaisons nécessaire à la réalisation des connexions enroulées (fig. 3 et 4). L'ordonnement de ce cahier est effectué en fonction des impératifs de l'atelier de câblage.

— Listes décrivant l'image exacte de chaque circuit, ces documents trouvent leur utilité dans les opérations de contrôle du câblage, elles rendent, par ailleurs, de très grands services dans le traitement des modifications (fig. 5).



FIG. 3. — Opération de câblage.

C A B L A G E	TYPE FIL 1	INTER PILES	PILES 02 / 04
C 1	L. C. B	L. C. B	CIRCUIT
11c	1 27 31	3 02 23	01 00 430 A 018 01
	1 27 41	3 02 35	430 A 059 01
12c	6 27 34	4 05 30	430 B 0150 01
12d	1 26 41	3 07 30	430 A 021 01
12e	1 26 31	3 08 24	430 A 030 01
	5 27 26	2 05 22	B 0 001
12h	6 14 34		
		2 06 14	099 K 331 01
	4 17 17	5 09 12	131 AD 214 02
	4 17 10	5 09 24	040 R 0 064 01
	4 26 36	5 11 03	030 A 050 01
14c	1 09 17	2 01 19	160 R 1 002 01

FIG. 4. — Document de câblage.

— Bandes perforées contenant les ordres pour les machines à commande numérique.

Ces machines sont utilisées : pour les dessins nécessitant une grande précision, de l'ordre de 0,025 mm, pour les machines à percer (fig. 6) et pour les bancs de contrôle des circuits imprimés.

— Documents statistiques.



La méthode que nous utilisons actuellement consiste à perforer le fichier directement depuis les schémas logiques. Les résultats obtenus sont encourageants, ce travail effectué sur la perforatrice P 112 nous permet d'obtenir, suivant l'expérience de l'opératrice, une cadence de 12 à 18 000 frappes/heure. Le pourcentage d'erreurs varie entre 1 et 3 % avant contrôle ; après vérification du fichier sur la vérificatrice V 126, il ne subsiste pratiquement aucune erreur.

Le fichier « cartes » ainsi préparé est prêt à être enregistré sur ruban.

## 7. Description du système

La complexité d'un tel système ne nous permet pas de le décrire d'une façon détaillée dans cet article.

Le système se déroule séquentiellement, le traitement correct d'une séquence enclenche automatiquement la séquence suivante.

Chaque anomalie est analysée par le programme qui prend les décisions utiles pour la suite du traitement ; l'ordinateur émet alors un message précisant la nature et la localisation du défaut relevé.

Le technicien peut, s'il le juge nécessaire, dialoguer avec l'ordinateur et lui donner un complément d'informations ou de nouvelles directives.

L'obtention du dossier se déroule en quatre grandes phases :

1. Contrôle des règles logiques et technologiques
2. Vérification de l'élaboration des plaques
3. Définition des liaisons
4. Edition du dossier.

Nous allons examiner chacune de ces phases schématisées sur l'organigramme de la figure 7.

### 7.1. Contrôle des règles logiques et technologiques

Il s'agit de vérifier l'utilisation correcte des outils logiques par rapport aux règles édictées par le laboratoire.

Ce contrôle s'effectue en deux temps :

a) Regroupement des voies d'entrées ou de sorties appartenant à un même outil, décompte de ces voies, avec vérification de la charge réelle sur les sorties et conformité des entrées ;

b) Simulation du câblage par anticipation des adresses : cette opération permet : de calculer la longueur de chaque circuit, et de définir, d'après la nature de l'émetteur et du développement de la chaîne, la valeur de l'adaptation de la ligne.

L'ordinateur propose à ce niveau une adresse pour l'adaptation, et rejette tous les circuits hors contraintes ; ceux-ci seront à reprendre, soit en les changeant d'adresse, soit en modifiant la logique.

### 7.2. Vérification de l'élaboration des plaques

Après la phase de contrôle, les liaisons sont séparées et enregistrées sur deux fichiers.

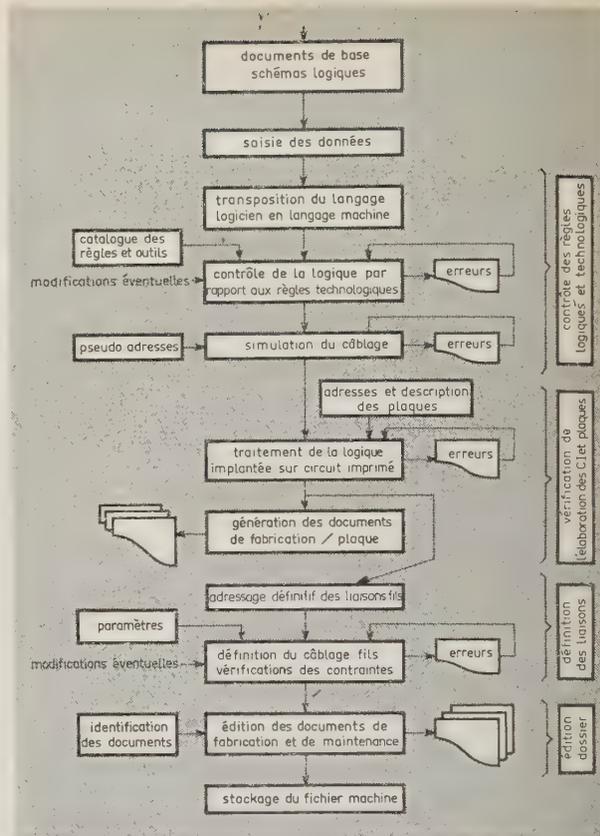


FIG. 7. — Organigramme.

a) Celles devant faire l'objet d'un câblage conçu avec des fils,

b) Celles étant réalisées sous la forme d'un réseau imprimé.

L'élaboration des plaques a été effectuée en partie manuellement avec l'aide de méthodes mathématiques. Ces algorithmes permettent de trouver une place à chaque micromodule sur la plaque et ce en tenant compte des contraintes technologiques et de dessin.

A ce stade, le rôle de l'ordinateur consiste à s'assurer de la conformité des plaques tant au point de vue qualitatif que quantitatif. Il s'agit, en partant des données initiales et de la description des plaques, de vérifier l'intégrité de ces deux fichiers. Ce collationnement a pour but de s'assurer que l'ensemble des données logiques a été effectivement et correctement implanté sur les plaques.

La deuxième partie de cette séquence traite principalement des contrôles technologiques, par exemple détection des :

- circuits bouclés
- circuits liés
- extrémité de segment en l'air
- absence d'alimentation en tension
- non respect du bornage des micromodules
- calcul de la diaphonie

En moyenne, après deux itérations du programme, la plaque est déclarée conforme aux normes de fabrication, l'ordinateur compose alors les documents de fabrication et de contrôle.

Le dossier relatif à une plaque est essentiellement composé :

- de bandes perforées pour la commande des machines automatiques (traceur *XY*, machine à percer, test des circuits imprimés),
- d'une liste des pièces rentrant dans la composition de chaque plaque,
- des instructions de montage.

### 7.3. Définition des liaisons

Le contrôle des plaques terminé, les références logiques du fichier se trouvent complétées par les adresses.

L'ordinateur connaît d'une façon précise toutes les bornes de la machine qu'il doit interconnecter, il s'agit pour lui de préparer le fichier en vue de l'édition des documents de câblage. Pour y parvenir, il doit :

- reconstituer les chaînes de ces liaisons,
- optimiser le graphe de chaque circuit,
- organiser l'enchaînement des liaisons,
- calculer la longueur de chaque liaison,
- choisir les canaux pour le passage des fils,
- définir, en fonction de la nature du signal et du développement de son câblage, les caractéristiques du fil à utiliser pour le câbler,
- fixer, dans le cas de connexion enroulée, les niveaux de câblage,

- calculer la somme des longueurs des liaisons par circuit,
- vérifier la conformité des normes de câblage.

### 7.4. Edition du dossier

Nous abordons là une séquence classique d'édition de documents ; elle ne présente rien de particulier.

Nous avons surtout cherché à obtenir des documents directement exploitables dès leur sortie de l'atelier de mécanographie.

Tous les problèmes d'identification, de pagination, de mise en liasse sont gérés par le programme.

### 8. Conclusion

Nous avons décrit au cours de ce bref article, un des maillons de l'aide que peut apporter un ordinateur dans le domaine des études.

La qualité des documents produits et la réduction des temps d'études font de ces programmes un outil de tout premier ordre mis à la disposition du responsable de la sortie d'une machine.

Avec l'apparition des nouvelles technologies, l'assistance de l'ordinateur est de plus en plus sollicitée.

Pour sa part, la Société Industrielle BULL-General Electric axe ses efforts sur les problèmes d'affectation et de rangement des outils logiques sur les plaques.

# CORRESPONDANCE

## Equipements de transmissions téléphoniques par courants porteurs sur lignes aériennes

— SOCIÉTÉ TRT —

### Introduction

Malgré le développement considérable des transmissions par courants porteurs, soit sur câbles, soit sur faisceaux hertziens, au cours des dernières années, il existe encore de nombreux cas où l'utilisation des lignes aériennes comme support de transmission reste la seule possibilité ou la solution la plus économique. C'est le cas d'un grand nombre d'artères aériennes existantes ou des liaisons à grande distance dans les régions à faible densité de population dont la nature du terrain ou le relief ne se prête pas à la pose de câbles enterrés ou à l'installation de faisceaux hertziens.

Dans le but de répondre aux besoins existant encore, la Société TRT a développé une gamme d'équipements de transmissions téléphoniques par courants porteurs (systèmes entièrement transistorisés) comprenant :

- un système 3 voies pour grande distance,
- un système 12 voies pour grande distance,
- un système à voies indépendantes de 1 à 10 voies pour courte ou moyenne distance,
- des organes tels que filtres, transformateurs et autotransformateurs, permettant le raccordement des équipements aux lignes de transmission ou la séparation des systèmes entre eux.

### 1. Système 3 voies à grande distance type 7 TR 003 (fig. 1)

#### 1.1. Principales caractéristiques techniques

Bande passante 300 - 3 400 Hz.

Variation de l'équivalent avec la fréquence (suivant gabarit de la figure 2).

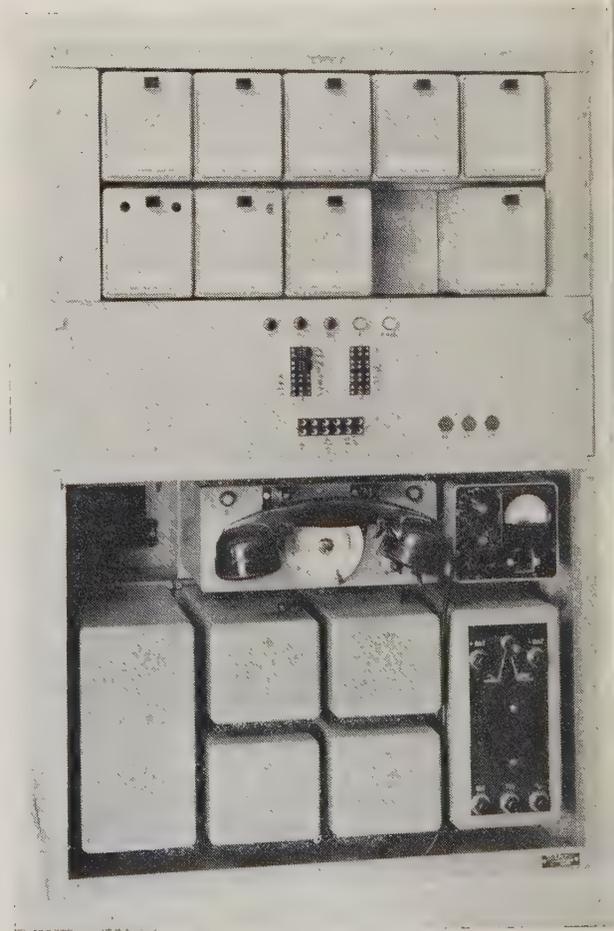


FIG. 1. — Système 7 TR 003 station d'extrémité.

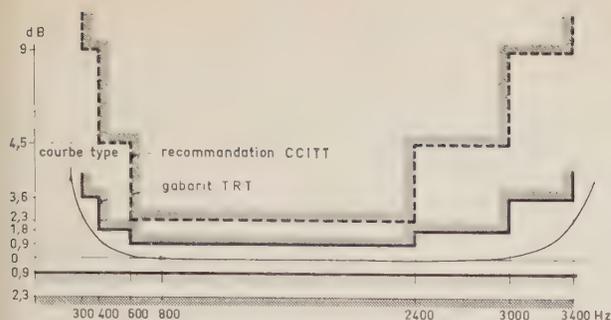


FIG. 2. — Variation de l'équivalent avec la fréquence.

Bandes de fréquences transmises en ligne :

- sens O - E 4 - 16 kHz (inverse)
- sens E - O 18 - 30 ou 19 - 31 kHz (inverse)

Niveau d'émission par voie en ligne +17,5 dBm

Niveau minimal de réception -35 dBm (à 32 kHz)

Niveau minimal avec gain additionnel -47 dBm (à 32 kHz)

Diaphonie intelligible entre voies >74 dB

Bruit dans une voie, le système étant au repos <-60 dBmop

Distorsion harmonique dans une voie <3 %

Dimensions d'un bâti pour station d'extrémité ou station intermédiaire 836 x 560 x 320 mm.

Alimentation en énergie soit par secteur, soit par batterie 24 V.

## 1.2. Caractéristiques particulières

- 1) Chaque station d'extrémité est munie de terminaux permettant l'exploitation en 2 fils ou 4 fils.
- 2) Chaque voie peut être munie d'un « compresseur-étendreur » enfichable sur le bâti.
- 3) La régulation automatique de gain est assurée par un dispositif électro-mécanique permettant de couvrir une plage de régulation de 32 dB à 32 kHz.
- 4) La signalisation est du type hors-bande et permet tous les types d'exploitation (manuel ou automatique). Elle peut être réalisée en deux versions :

- soit émission à haut niveau (-6 dBmO) d'un signal à 3 825 Hz,
- soit par déplacement de fréquence d'un signal (3 750/3 825 Hz) émis à bas niveau (-16 dBmO).

Ce dernier dispositif présente l'avantage d'une excellente immunité contre les bruits de ligne et permet, de plus, d'assurer une régulation individuelle supplémentaire de chaque voie maintenant l'équivalent à mieux que 0,5 dB.

5) Par enfichage d'un boîtier sur le bâti, il est possible d'adjoindre aux 3 voies téléphoniques un canal supplémentaire pour la transmission de 4 voies de télégraphie harmonique.

6) Un boîtier de mesures et les nombreux points de mesures prévus sur les boîtiers et le bâti facilitent la mise en service et la maintenance.

7) La longueur normale d'une section d'amplification est de 35 dB ; elle peut être portée exceptionnellement jusqu'à 60 dB.

## 2. Système à 12 voies à grande distance type 7 TR 012

Ce système comprend :

- des bâtis pour station d'extrémité (fig. 3)
- des bâtis pour stations intermédiaires surveillées (fig. 4)
- des boîtiers de répéteurs pour stations intermédiaires non surveillées (type 7 TR 011).

### 2.1. Principales caractéristiques

Bande passante 300 - 3 400 Hz.

Variation de l'équivalent avec la fréquence (suivant gabarit de la fig. 2).

Bandes de fréquences transmises en ligne :

- Sens O - E 36 - 84 kHz (direct) ou 36 - 84 kHz (inverse)
- Sens E - O 92 - 140 kHz ou 94 - 142 kHz (inverse) 93 - 141 kHz ou 95 - 143 kHz (direct)

Niveau d'émission par voie en ligne +17,5 dBm

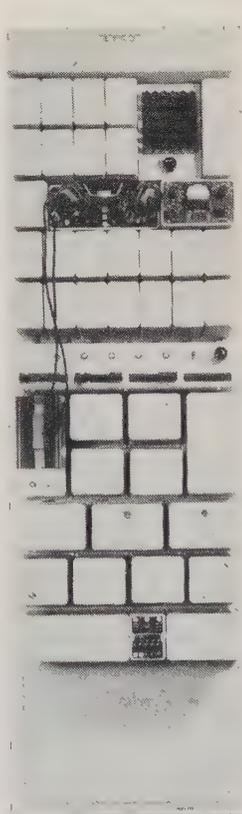


FIG. 3. — Système 7 TR 012 station d'extrémité.

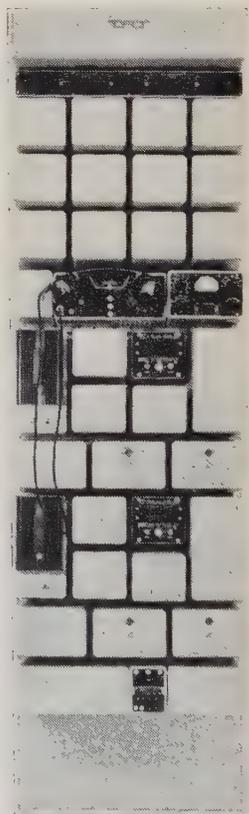


FIG. 4. — Répéteur surveillé du système 7 TR 012.

Niveau minimal de réception  $-28$  dBm à 92 kHz et  $-64$  dBm à 143 kHz

Diaphonie intelligible entre voies  $>74$  dB

Bruit dans une voie (le système étant au repos)  $<67$  dBmop

Distorsion harmonique dans une voie  $<2$  %

Dimensions d'un bâti pour station d'extrémité ou station intermédiaire :  $1\,900 \times 520 \times 290$  mm

Alimentation en énergie soit par secteur, soit par batterie 24 V.

## 2.2. Caractéristiques particulières

1) Chaque station d'extrémité est munie de terminaux permettant l'exploitation en 2 fils ou en 4 fils.

2) Chaque voie peut être munie d'un « compresseur-extenseur » enfichable sur le bâti.

3) La régulation automatique est assurée de façon électromécanique à l'aide de deux moteurs asservis au niveau des signaux pilotes.

4) La signalisation est du type hors bande à 3 825 Hz et permet tous les types d'exploitation (manuel ou automatique).

## 2.3. Répéteur non surveillé 7 TR 011 (fig. 5)

Ce répéteur a été spécialement développé pour constituer des stations intermédiaires dans les contrées ne disposant pas d'énergie. Il s'agit d'un répéteur à haut niveau d'émission ( $+6$  dB nominal) et de gain fixe (ajustable à l'installation entre 16 et 26 dB). L'alimentation en énergie est assurée par une batterie de piles à grande capacité assurant, en raison du faible courant consommé (30 mA au repos), une durée d'utilisation d'environ 6 mois.

Il est possible d'assurer des liaisons

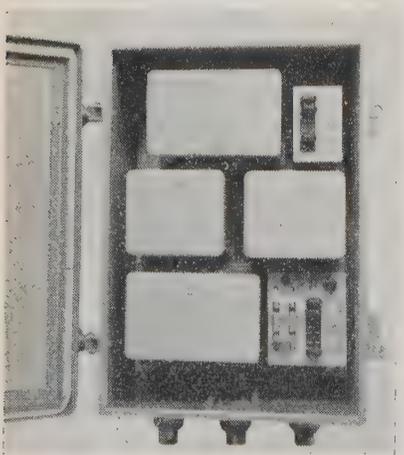


FIG. 5. — Boîtier de répéteur pour station intermédiaire non surveillée type 7 TR 011.

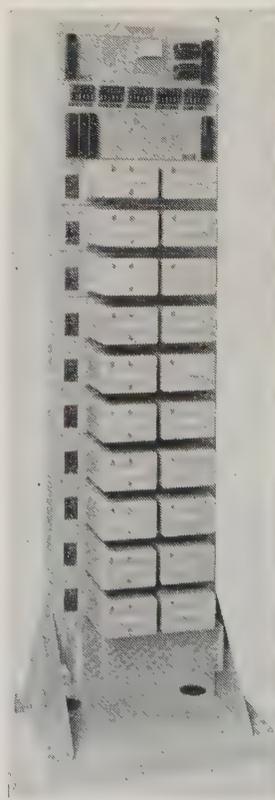


FIG. 6. — Système à voies indépendantes (bâti équipé à 10 voies).

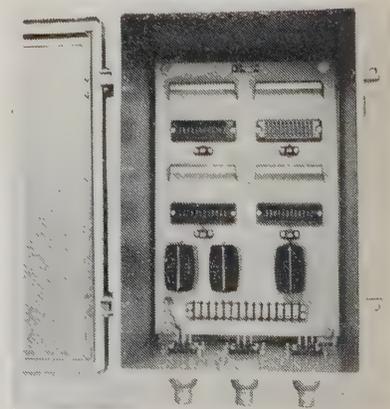


FIG. 9. — Coffre pour filtres de lignes.

de 400 km environ avec trois répéteurs non surveillés espacés de 75 km à 100 km.

## 3. Système à voies indépendantes de 1 à 10 voies pour courte ou moyenne distance (fig. 6)

Ce système a été développé pour assurer aussi bien les liaisons économiques à très courte distance (minimum 10 km) qu'à distance moyenne (100 à 200 km). Il est caractérisé par l'indépendance des voies, tant entre elles qu'entre les sens d'émission et de réception, ce qui permet une très grande souplesse d'exploitation, qui peut être illustrée par les exemples ci-dessous :

- exploitation sur une paire (2 fils) ou deux paires (4 fils) ;
- possibilité d'utiliser un plan de fréquence « à voies entrelacées » (fig. 7) ;
- possibilité d'utiliser un plan de fréquence « à voies groupées » (fig. 8) compatible, dans ce cas, avec une exploitation de systèmes 3 voies ou 12 voies sur la même artère ;
- possibilité de dérivation « en route » d'une ou plusieurs voies à l'aide de simples filtres de branchement ;
- possibilité dans le cas de voies « groupées » d'utiliser un répéteur 7 TR 011 permettant d'accroître la portée des liaisons.

Le niveau normal d'émission de la fréquence porteuse est de  $+10$  dBm et la portée du système est de  $30$  dB  $\pm 10$  dB (la variation de  $\pm 10$  dB étant compensée par le dispositif de régulation automatique entièrement électronique).

Chaque voie peut être exploitée en BF en 2 fils ou en 4 fils, la signalisation pouvant être soit manuelle, soit automatique. Un compresseur-extenseur enfichable est prévu.

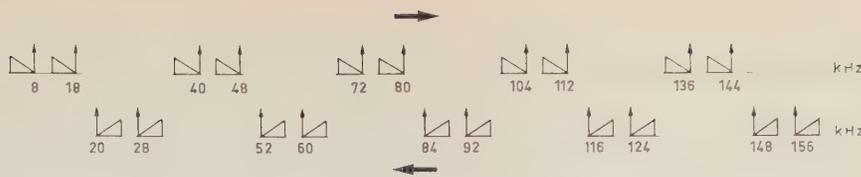


FIG. 7. — Plan à « voies entrelacées ».

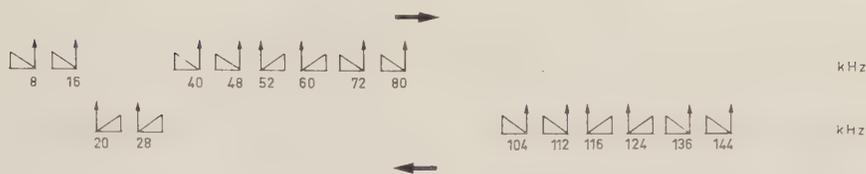


FIG. 8. — Plan à « voies groupées ».

L'alimentation en énergie est assurée à partir d'une source continue de 24, 48 ou 60 V, la consommation par voie et par extrémité n'excédant pas 2,7 W.

#### 4. Equipements de ligne

Pour permettre le raccordement des équipements à la ligne de transmission, un grand nombre d'organes ont été développés dont les principaux sont les suivants :

- des organes de protection avec éclateurs et parafoudres à gaz
- un coffret de jonction ligne — câble d'entrée
- un coffret d'adaptation à la ligne destiné à recevoir :
  - un auto-transformateur d'adaptation à combinaisons multiples
  - des bobines longitudinales de divers types.
- un coffret destiné à recevoir des filtres de ligne (fig. 9)
- des filtres de ligne à 3 kHz pour séparer le circuit physique des systèmes à courants porteurs
- des filtres de ligne à 34 kHz, pour séparer un système 3 voies d'un système 12 voies
- des filtres de ligne à 66, 98 ou 130 kHz permettant de dériver des voies sur le système à voies indépendantes
- des équipements permettant de créer un circuit fantôme sur aérien (spécialement pour armement en diagonale).

Tous ces organes sont prévus pour travailler dans des conditions climatiques sévères (les coffrets sont, en général, placés sur les poteaux eux-mêmes et soumis

aux intempéries) et, de plus, adaptés au niveau de travail élevé des systèmes pour lignes aériennes. Ils sont prévus, également, pour résister aux surtensions importantes que l'on peut rencontrer en exploitation.

#### 5. Perspectives d'avenir

Malgré les très grands services rendus par les équipements à courants porteurs à 3 et 12 voies décrits ci-dessus, ceux-ci présentent une capacité insuffisante, même lorsque 4 paires ou plus d'une artère sont équipées. Le besoin s'étant fait sentir de systèmes sur lignes aériennes de capacité plus importante, il a donc été entrepris l'étude de systèmes à 48, 60 ou 120 voies, dont seuls les équipements de ligne sont spécifiques, les équipements de modulation étant normaux, c'est-à-dire utilisant les équipements de groupe primaire ou de groupe secondaire classiques.

L'extension de la bande de fréquence qui en résulte (252 ou 552 kHz pour les systèmes 60 et 120 voies en 4 fils, 640 kHz pour les systèmes 48 voies en 2 fils), pose certains problèmes de constitution de la ligne de transmission qui doit présenter une caractéristique atténuation-fréquence linéaire et un écart diaphonique élevé entre paires. Ces conditions sont obtenues en réduisant le pas de croisement des fils, en diminuant la distance entre fils et en accroissant la distance entre paires.

En ce qui concerne les équipements de ligne, la compensation de l'atténuation due à l'élévation des fréquences est obtenue par la diminution du pas d'amplification. Une réalisation expérimentale doit être effectuée dans le courant de l'année 1968.

# Antennes de poursuite et de télémétrie

## 26 dB et 18 dB

### pour le Centre Spatial Guyanais

Le Centre de Recherche de la C.G.E. a reçu du C.N.E.S., en février 1966, une commande qui portait sur l'étude, la réalisation et l'installation de deux antennes de télémétries destinées au Centre Spatial Guyanais, et qui devaient fonctionner dans la bande de 216 à 260 MHz.

#### 1. Caractéristiques générales de l'installation

La plus grande, ayant un gain de 26 dB, est destinée à être placée à proximité immédiate des pas de tir, tandis que la petite, de 18 dB, sera placée à environ 50 km de là, vers Cayenne, et assurera le flanquement du dispositif, en particulier dans le cas où les jets de flammes des fusées interrompraient la liaison dans l'axe entre l'engin lancé et l'antenne principale.

Les deux antennes ont des caractéristiques communes :

- la bande de fréquences qui est de 216 à 260 MHz,
- les systèmes d'orientation (azimut et élévation),
- les vitesses et accélérations des mouvements : pour chaque axe, la vitesse atteint  $10^\circ$  par seconde et l'accélération maximale  $5^\circ/s^2$ , c'est-à-dire que l'antenne atteint sa vitesse maximale en 2 secondes.
- le système de pointage est le même : elles peuvent être pointées manuellement en position ou en vitesse. Elles peuvent être pointées par asservissement sur une autre antenne, par exemple par un radar du type Bretagne ; elles peuvent également être mises en poursuite automatique sur engin. Leur système d'asservissement est du type Ward-Léonard (moteurs électriques à courant continu).

La fourniture comprend :

- les antennes complètes, c'est-à-dire : l'aérien, les mécanismes, les servo-mécanismes, fabriqués par C.G.A. et Lepaute, les dispositifs électroniques qui permettent l'amplification des signaux reçus, soit pour leur exploitation par les récepteurs de télémétrie fournis par la CSF, soit pour la poursuite automatique.

Les équipements électroniques comprennent :

- quatre préamplificateurs par antenne, deux multicoupleurs, un récepteur de poursuite et quelques équipements accessoires : des baies de contrôle, des baies de brassage, etc.

Les signaux de télémétrie sont à recevoir en polarisation circulaire droite et gauche, et la poursuite doit pouvoir s'effectuer en polarisation circulaire droite.

#### 2. L'antenne de 26 dB

La grande antenne de 26 dB est un segment de paraboloïde de révolution. Ses dimensions sont de 13 mètres dans le sens de la largeur et 16 mètres dans le sens de la longueur. Il se projette suivant un cercle sur le plan perpendiculaire à la direction de rayonnement.

La source à quatre cornets permet, d'une part, la réception des signaux de télémétrie en combinant l'ensemble, c'est-à-dire, en faisant la somme totale des quatre cornets ; elle permet également la poursuite en faisant la différence des signaux reçus par chaque paire de cornets : d'une part, les cornets les plus rapprochés et, d'autre part les plus écartés, de façon à obtenir des signaux d'erreur qui caractérisent l'écart de l'engin par rapport à l'axe de rayonnement radio-électrique.

La combinaison des signaux s'effectue en utilisant des hybrides à large bande et, après avoir effectué l'opération

sur chacune des deux polarisations verticale et horizontale, on passe en polarisation circulaire en traversant des coupleurs quart d'onde de couplage 3 dB. On obtient ainsi, d'une part, le signal « SOMME » qui est le signal principal contenant l'information de télémétrie, plus deux signaux d'erreur : l'un, pour l'erreur « Site », l'autre pour l'erreur « Azimut » et ces deux signaux sortent en polarisation circulaire droite. On a donc au total, quatre signaux qui descendent en coaxial le long des membrures après avoir traversé quatre préamplificateurs à faible bruit qui ont pour but d'amplifier le signal et de lui conserver son rapport signal/bruit. Ils rentrent dans la tourelle, y traversent un enrouleur de câble à spirale d'Archimède qui permet à l'antenne un débatement de plus ou moins un tour à partir de sa position d'origine ; de là, ils sont dirigés vers le bâtiment de commande, à 50 mètres environ de l'antenne. A leur arrivée, les signaux « SOMME » traversent deux multicoupleurs qui, d'une part, répartissent le signal « SOMME » entre les récepteurs de télémétrie et, d'autre part, envoient un signal « SOMME » sur le récepteur de poursuite.

Le réflecteur est déterminé par l'intersection d'un cylindre de 13 m de diamètre et d'un cône de révolution qui a son sommet au foyer du paraboloïde. La distance focale est de 7,78 m. La hauteur de l'axe « élévation » au-dessus du sol est de 9 m, de sorte que le bas du paraboloïde se trouve à 2,50 m au minimum du sol afin d'éviter la gêne produite par des obstacles proches. La surface est formée de métal perforé, ce qui réduit la résistance au vent et ne gêne pas la réflexion des ondes dont la longueur d'onde est grande par rapport à la dimension des trous.

Le poids total de l'antenne est de l'ordre de 75 tonnes, dont 25 tonnes pour la tourelle qui contient tous les mécanismes des deux mouvements : c'est-à-dire les deux moteurs électriques de 25 CV chacun, les réducteurs de rapport 1800 qui attaquent chacun des arbres : mouvements « azimut » et « élévation ». Un contrepois unique formé de 11 tonnes d'acier assure l'équilibrage de l'antenne. Les réducteurs sont d'une fabrication particulièrement soignée puisque le jeu qu'il donnent est inférieur à  $0,03$  degré sur les axes de sortie, afin d'éviter que l'antenne ne pompe en cas de poursuite automatique. Le fût tronconique de 3,90 m de diamètre, abrite le groupe WARD-LEONARD et son armoire de démarrage.

Cette antenne a une particularité par rapport à celle de 18 dB, c'est qu'elle peut également, étant en poursuite automatique, asservir le radar Bretagne afin de l'aider à effectuer l'acquisition d'un engin qu'il aurait perdu en poursuite. Le faisceau du radar étant d'une largeur de l'ordre de  $1^\circ$ , il est donc nécessaire que la précision de poursuite de cette antenne soit de  $\pm 0,5^\circ$  sur chaque axe, compte tenu des erreurs qui proviennent de la mécanique, des réflexions des ondes sur le sol (qui peuvent pénétrer dans les lobes secondaires) ou des erreurs dues aux servo-mécanismes de pointage. Cette précision doit être tenue pour des vitesses de  $3^\circ/s$  sur chaque axe, des élévations supérieures à  $10^\circ$  et des accélérations de  $1^\circ/s^2$  ; pour cela il a fallu réaliser une structure suffisamment rigide, ce qui explique l'aspect massif de l'antenne.

On n'a pas choisi une telle forme d'antenne à la suite d'une étude d'esthétique industrielle. Le problème était d'obtenir un gain de 26 dB dans la bande des 200 MHz, tout en ayant des lobes secondaires du diagramme « SOMME » inférieurs de plus de 18 dB au gain du lobe principal. Une solution à réseau de dipôles comme celle utilisée pour l'antenne de 18 dB aurait conduit à un nombre de dipôles de l'ordre de 120, ce qui aurait compliqué énormément le câblage qui doit rassembler les signaux captés



Antenne de réception de télémesure à poursuite automatique destinée à suivre, au Centre Spatial Guyanais, la trajectoire des lanceurs et à recueillir les signaux émis par eux.

Cette antenne d'un gain de 26 dB, fonctionne dans la bande de 216 à 260 MHz. Elle est constituée par un réflecteur parabolique à illumination latérale.

par chacun des dipôles pour les transmettre à l'électronique de poursuite.

La solution sur laquelle on s'est arrêté utilise quatre dipôles placés chacun dans le fond d'un cornet; ce sont des dipôles croisés qui permettent de recevoir, simultanément, des polarisations verticales et horizontales.

Une autre solution possible consistait à utiliser un réflecteur parabolique de révolution illuminé par une source située sur l'axe, ce qui aurait facilité le problème mécanique. En fait, étant données les dimensions que devait avoir la source, on aurait eu une obstruction exagérée de l'ouverture, ce qui aurait amené une perte de gain dans les lobes secondaires trop élevée et un taux d'ondes stationnaires dans le cornet, difficile à tenir.

On a donc été conduit à une solution à illumination latérale « Off-Set » qui présente un certain nombre d'avantages mais aussi des difficultés au point de vue mécanique et radio-électrique, en particulier celle de la fixité du zéro des diagrammes de poursuite dans toute la bande de fréquences. C'est ce qui a amené à avoir une source où deux cornets sont extrêmement rapprochés dans le plan de symétrie de l'antenne, les deux autres étant rejetés sur les bords.

Cette solution a comme avantage que les diagrammes de poursuite ont les lobes secondaires très bas dans le plan vertical, donc les réflexions provenant d'un engin proche de l'horizon ne pénètrent que très peu dans le système par les lobes secondaires. La source est réglable, à son pied, par quatre vérins à vis qui permettent d'ajuster avec précision son inclinaison par rapport au réflecteur. Si ce réglage est mal fait, on n'arrive pas obtenir des zéros très profonds dans les diagrammes de poursuite parce que le réflecteur se trouve éclairé inégalement par les deux cornets du système de poursuite « azimut ».

Les performances radioélectriques de l'antenne ont été mesurées en utilisant un dipôle placé sur un point élevé. On a pu ainsi mesurer le gain qui dépasse légèrement la demande, puisqu'on a un peu plus de 26 dB à la fréquence la plus basse et environ 28 dB aux fréquences les plus hautes de la gamme, vers 260 MHz.

En précision de poursuite, les diagrammes sont excellents: on a des lobes secondaires qui sont généralement à mieux que 20 dB au-dessous du lobe principal pour les signaux « SOMME » et également pour les signaux » DIFFÉ-

RENCE » dans le plan « site »; les diagrammes sont un peu moins bons dans le plan « azimut » (plan de symétrie de l'antenne) mais ils tiennent néanmoins le cahier des charges, ils sont à 16 dB au-dessous du maximum du signal « SOMME ».

La précision de poursuite a pu être vérifiée à l'aide d'un avion cible, porteur d'un émetteur de télémesure qu'on photographiait avec un appareil automatique muni d'un télé-objectif de 300 mm et d'un réticule (photos de  $24 \times 24$ ); on obtenait ainsi un champ de l'ordre de 4 degrés et l'avion devait se tenir à l'intérieur d'un cercle dont le rayon était de l'ordre de 0,5 degré. Les résultats ont été satisfaisants; on a même fait plusieurs mouches.

### 3. Antenne de 18 dB

Elle est constituée par un plan réflecteur, à contour décagonal, de 5 mètres de diamètre, qui supporte 16 dipôles.

Quatre dipôles sont sur un cercle central et douze sur un cercle extérieur. Si l'antenne fonctionnait à l'émission, les 4 dipôles du centre seraient excités avec 6 décibels de plus (c'est-à-dire 4 fois plus de puissance) que chacun des dipôles de la couronne extérieure afin d'obtenir une illumination de la surface qui décroît du centre vers les bords et qui permet d'obtenir les diagrammes « SOMME » avec des secondaires meilleurs que 18 dB.

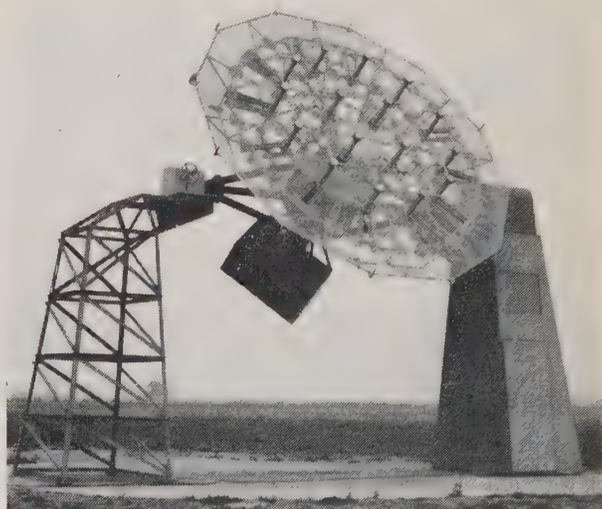
Les 16 dipôles sont répartis en quatre groupes de 4; les groupes sont imbriqués de façon à obtenir de meilleurs diagrammes de poursuite.

Chaque groupe de 4 dipôles est relié tout d'abord à un coupleur de répartition qui donne un signal par groupe; c'est par une combinaison judicieuse de ces 4 groupes qu'on obtient les signaux d'erreur: on fait, par exemple, la somme de deux groupes supérieurs, d'une part, ensuite la somme de deux groupes inférieurs, par différence, on obtient le signal d'erreur en site. On opère de la même façon pour l'azimut.

Les dipôles sont croisés pour pouvoir recevoir chacun deux polarisations inclinées de  $45^\circ$  dans un sens et dans l'autre par rapport au sol. On fait les opérations de somme et de différence sur chaque polarisation tout d'abord, et ensuite on passe en polarisation circulaire.

Un coffret, situé derrière l'antenne, lui sert de contrepoids. Il contient les hybrides et les coupleurs qui permettent la polarisation circulaire, ainsi que les préamplificateurs. Les coupleurs de répartition sont placés sur le réflecteur.

A titre indicatif, le montage comprend huit coupleurs de répartition qui équivalent à 24 coupleurs quart d'onde, 8



Antenne de réception de télémesure à poursuite automatique destinée à suivre, au Centre Spatial Guyanais, la trajectoire des lanceurs et à recueillir les signaux émis par eux.

Cette antenne, d'un gain de 18 dB, fonctionne dans la bande de 216 à 260 MHz. Elle est constituée d'un plan réflecteur supportant 16 dipôles.

hybrides demi-onde et 3 coupleurs quart d'onde 3 dB. Ce sont des boîtiers qui font chacun 40 cm de longueur environ.

L'antenne de 18 dB est entraînée par deux moteurs électriques de 4 CV chacun qui lui donnent également 10 degrés par seconde de vitesse de rotation de chaque axe et  $5^{\circ}/s^2$  d'accélération. La précision demandée en poursuite est moindre que pour l'antenne de 26 dB. On se contente de  $\pm 1$  degré puisque cette antenne n'est pas chargée d'asservir une antenne de précision supérieure. De plus, cette précision lui est demandée pour des sites qui sont supérieurs à 20 degrés au-dessus de l'horizon à cause de la largeur du lobe principal : le lobe principal fait à environ  $20^{\circ}$  de largeur à moins 3 dB, alors que pour l'antenne 26 dB, la largeur est, en moyenne, de 7 degrés seulement.

Les moteurs sont logés dans la tourelle supérieure. Sur la photo, l'antenne est montée sur un fût en béton où se trouvent le groupe WARD-LEONARD et son armoire de démarrage; en Guyane, l'antenne sera montée sur un petit bâtiment.

Un pylône de collimation sert à mesurer le diagramme de l'antenne, le gain, etc., et à régler le système de poursuite automatique.

#### 4. Electronique de poursuite

L'électronique de poursuite associée comprend :

— les préamplificateurs (4 par antenne) qui conservent aux signaux reçus leur rapport signal/bruit; ces préamplificateurs ont un gain de 27 décibels, un facteur de bruit de 4 décibels, une bande passante de 216 à 260 MHz; ils sont montés en boîtiers étanches et placés sur les antennes elles-mêmes, ils sont donc soumis aux conditions climatiques externes.

— les multicoupleurs : le premier n'alimente que les récepteurs de télémétrie et le récepteur de poursuite. Les multicoupleurs ont un gain égal à l'unité dans toute la bande.

Les préamplificateurs ont un déphasage différentiel qui est toujours inférieur à 5 degrés pour deux quelconques d'entre eux, de façon à maintenir les phases relatives des signaux d'erreur et somme, ces phases ayant une importance dans la démodulation qui se produit dans le récepteur de poursuite.

On sort du récepteur de poursuite avec deux signaux d'erreur en continu; ils sont injectés dans une baie d'amplification de servo-mécanismes pour arriver au groupe WARD-LEONARD et aux moteurs d'antenne.

Si l'antenne est dépointée, la différence entre deux cornets apparaît, on la transmet au récepteur de poursuite qui la compare au signal « SOMME » et qui indique l'amplitude de l'erreur et son signe (dont la polarité correspond au sens de dépointage). Les servo-mécanismes agissent en faisant tourner le moteur dans le sens convenable pour rattraper la direction de l'engin. C'est un système à double intégration, ce qui fait que l'erreur de poursuite est nulle sur une cible ou à vitesse constante et que l'erreur est proportionnelle à l'accélération sur une cible en mouvement angulaire à accélération constante.

Le récepteur de poursuite lui-même est du type super-hétérodyne; c'est, en fait, un récepteur triple puisqu'il comporte trois voies d'amplification : une voie « SOMME » et deux voies « ERREUR ». En sortie de la voie « SOMME » se trouvent un détecteur et un amplificateur de C.A.G. qui agit simultanément sur chacun des trois canaux; ce qui fait que, théoriquement au moins, les trois voies conservent constamment le même gain, gain réglé par le C.A.G. de façon que le niveau « SOMME » reste constant quel que soit le niveau du signal reçu, dans la limite évidemment où ce niveau est supérieur au bruit et inférieur à la saturation.

On obtient donc des signaux d'erreur qui représentent exactement le dépointage de l'antenne et qui sont indépendants de la distance de l'engin ou de sa puissance d'émission, du fait qu'on les compare constamment à un niveau de sortie constant. Il suffit ensuite, dans des détecteurs cohérents alimentés par le signal « SOMME », de démoduler ces signaux « ERREUR » pour les retrouver à la sortie en continu.

Le récepteur est accordable dans toute la bande par une commande unique qui agit sur l'ensemble des trois amplificateurs V.H.F. d'entrée et sur un oscillateur local manuel. Le deuxième changement de fréquence est fait par un oscillateur à quartz qui agit également sur les trois voies simultanément. Il est aussi possible de fonctionner avec un oscillateur local à cristal par simple commutation, à la condition de régler les amplificateurs H.F. à la bonne fréquence. On peut utiliser deux types de démodulateur : soit un démodulateur à simple corrélation comme il vient d'être dit, soit un démodulateur cohérent à boucle « phase-lock » qui traite le signal « SOMME » pour en extraire une porteuse pure située dans un spectre de bruit à bande très étroite pouvant être de 300 ou de 1 000 Hertz, ce qui permet de poursuivre beaucoup plus loin, à la condition que les engins émettent une porteuse pure ou un signal assez faiblement modulé pour que la porteuse centrale reste d'un niveau suffisant.

On va ainsi poursuivre à plusieurs milliers de kilomètres des engins qui émettent des puissances de l'ordre du watt.

## La conception, assistée par ordinateur, des circuits électroniques au groupe Thomson - Houston - Hotchkiss - Brandt

Les premières tentatives faites pour analyser le comportement des dispositifs ou de systèmes à l'aide de calculateurs électroniques remontent à l'emploi de machines analogiques. Utilisées pour simuler, par exemple, le fonctionnement de circuits électroniques régis par des systèmes d'équations différentielles ou intégrales, ces machines ne jouissaient d'aucun des avantages des calculateurs numériques actuels. Ceux-ci offrent, en effet, la possibilité d'effectuer très rapidement des séries de calculs itératifs complexes suivant des programmes préétablis, en modifiant à volonté les valeurs des paramètres qui y interviennent. Ils disposent d'une ou de plusieurs mémoires où peuvent être stockés programmes, tables relatives aux composants utilisables et résultats acquis. Enfin, leurs périphériques permettent à l'ingénieur d'entamer un dialogue avec une machine proche ou lointaine en utilisant un langage simple.

La conception d'un circuit électronique destiné à une tâche spécifique débute par un travail de synthèse dont l'ingénieur est et restera sans doute encore longtemps seul maître. En fonction du but recherché et des composants disponibles, il définit, en faisant appel à son expérience, un cahier des charges de ce circuit, puis il en propose un schéma utilisant soit des composants discrets, soit des composants susceptibles d'être intégrés dans un substrat mono-cristallin. Jusqu'à présent, l'étape suivante consistait à construire une maquette de ce circuit, puis à la soumettre à un certain nombre d'essais ayant pour objet de vérifier que le but était atteint et d'étudier éventuellement les conséquences d'une dégradation ou d'un défaut des composants utilisés.

L'ordinateur intervient aujourd'hui au niveau de ce travail d'analyse. Si l'on sait écrire les lois correspondant à

un schéma électrique initial dont chaque composant est caractérisé par des paramètres bien choisis et en nombre suffisant, l'ordinateur est capable de prévoir la réponse du circuit ainsi défini au signal électrique qu'il aura, dans la réalité, à traiter. De plus, chacun des paramètres peut être modifié à volonté, de façon aléatoire ou systématique, pour prévoir le comportement de ce circuit dans des conditions particulières résultant d'une élévation de température, de la présence de radiations, de la dispersion des composants réels disponibles, par rapport à leurs caractéristiques nominales ou de tout autre facteur à prendre en considération. Sans qu'il ait été jusqu'ici nécessaire de matérialiser le circuit étudié, une troisième étape peut alors débiter : l'optimisation de ce circuit pour améliorer ses performances ou atteindre celles qui avaient été fixées par le cahier des charges si elles ne l'ont pas encore été.

L'optimisation d'un circuit peut s'effectuer à deux niveaux différents : dans le cas le plus favorable, seuls les paramètres qui caractérisent les composants (valeurs de résistances, gain des transistors, par exemple) ont à être modifiés. Le calculateur peut alors, au moyen d'un programme particulier, remplir cette tâche et même rechercher s'il existe réellement un composant répondant à ces nouvelles spécifications en consultant les tables de caractéristiques stockées dans sa mémoire. Ce résultat est atteint de façon parfaitement objective par l'ordinateur, qui permet ainsi de choisir, à partir d'une liste de caractéristiques spécifiées, les composants strictement nécessaires pour atteindre au moindre coût le résultat cherché tout en assurant une parfaite reproductibilité industrielle du circuit étudié. Le cas le moins favorable est naturellement celui où le circuit choisi ne répond absolument pas aux besoins exprimés... Il restera alors à l'ingénieur de proposer un autre schéma, voire une autre façon de résoudre le problème posé si aucune technologie ne parvient à lui donner satisfaction.

Faisant office de gigantesque règle à calcul, l'ordinateur a permis ainsi d'aboutir rapidement à la définition parfaite du circuit, y compris les spécifications des composants choisis dans un catalogue donné, et de connaître son comportement face à toutes les contraintes possibles, même dans les « pires cas » où tous les paramètres prennent simultanément leurs valeurs les plus défavorables. Si le circuit doit être construit à partir d'éléments discrets, l'assistance de l'ordinateur devra s'arrêter ici. Par contre, si une réalisation sous forme de circuit intégré a été décidée dès l'abord du problème, l'ordinateur peut, à l'aide de programmes

particuliers et d'une bibliothèque contenant la description numérique des figures géométriques nécessaires, poursuivre son œuvre et tracer le dessin des masques photographiques exigés pour l'intégration des composants dans un substrat mono-cristallin et leur interconnexion. Celle-ci peut d'ailleurs constituer un problème en soi, et la conception assistée par ordinateur s'applique également au tracé de circuits imprimés destinés à recevoir des composants discrets ou des circuits intégrés.

L'exploitation de ces diverses possibilités exige, en particulier, l'emploi de périphériques et de programmes adaptés au mode de dialogue établi entre l'ordinateur et l'ingénieur, afin d'éviter à celui-ci d'avoir à dépeupler une masse considérable de résultats numériques, ce qui retirerait à la conception assistée par ordinateur ses principaux attraits : rapidité et souplesse.

La mise en place d'un processus de conception assistée par ordinateur (ou C.A.D. : Computer Aided Design) soulève naturellement de nombreux problèmes justifiant les études lancées par la D.G.R.S.T., qui a confié à la SESCO, par l'intermédiaire de THOMSON-BRANDT et en accord avec la C.S.F. et COSEM, le premier contrat attribué dans ce domaine à l'industrie électronique. Ces études ont principalement pour but de mettre au point une méthode de dialogue homme-machine bien adaptée, de caractériser les composants de façon exhaustive sans que l'on ait besoin de faire appel aux catalogues existants qui ne constituent qu'un compromis et, enfin, de familiariser les ingénieurs avec de nouvelles méthodes de raisonnement ou de choix. Permettant d'exploiter au mieux l'expérience acquise, la conception assistée par ordinateur doit ainsi améliorer l'espérance de fiabilité et diminuer le coût des dispositifs nouveaux. Les études faites sous l'égide de la D.G.R.S.T. préparent la généralisation de ce nouvel outil et des programmes de calcul complexes qui seront indispensables pour aborder l'intégration simultanée de très nombreux circuits interconnectés, c'est-à-dire l'intégration à grande échelle dans un seul et minuscule mono-cristal semiconducteur.

Au sein du Groupe THOMSON-BRANDT, l'étroite coopération qui s'est déjà instaurée entre la SESCO, les spécialistes de l'informatique et les unités de production a déjà permis de commencer la réalisation de circuits pour des récepteurs de télécommunication par l'application de la conception assistée par ordinateur.

## Spectrométrie nucléaire

### Remarques sur la linéarité différentielle des convertisseurs analogiques-numériques à échelle glissante

Prof. U. PELLEGRINI

Directeur des Laboratoires LABEN, Milan

On connaît la très grande importance de la linéarité différentielle des convertisseurs analogiques-numériques dans les mesures de spectrométrie nucléaire, elle est fonction non seulement du circuit mais aussi de la technique de conversion adoptée dans l'appareil.

La méthode à « échelle glissante » a été introduite pour la première fois par le Prof. GATTI et ses collaborateurs [1, 2] dans le but d'améliorer la linéarité différentielle de ces appareils qui emploient des techniques de conversion très rapides et présentent intrinsèquement des écarts de la linéarité différentielle inacceptables pour les mesures de spectres nucléaires.

Dans l'article de M. GOULÉE « Comparaison de quelques

procédés de conversion analogique-numérique » publié dans le numéro de novembre 1967 de *L'Onde Electrique* (supplément 488 bis), on a examiné la « méthode à échelle glissante » du Prof. GATTI, en donnant une interprétation incorrecte du fonctionnement statistique du procédé. On a donc jugé utile d'apporter ici des précisions résultant des études et des mesures effectuées à l'aide d'appareils utilisant la méthode proposée par le Prof. GATTI et perfectionnée, par la suite, par diverses innovations mises au point par les Laboratoires LABEN, de Milan.

Avec la séquence de l'échelle glissante, on a cherché une méthode dans laquelle, quand une impulsion se présente à l'entrée de l'appareil, la largeur d'un canal généré

rique  $K$  ne dépend pas seulement du nombre  $K$ , comme dans tous les types de convertisseurs, mais aussi d'un état  $S$  de l'appareil qui peut changer après chaque opération de conversion, suivant une séquence préaffichée. Si l'événement tombe dans le canal  $K$ , la largeur du canal est  $\Delta V_{KS}$ , où  $S$  est l'état intérieur dans lequel l'appareil se trouve.

Soit  $N = 2^n$  le nombre des canaux du convertisseur et  $M = 2^m$  le nombre des états intérieurs  $S$  de l'appareil : en général, on a  $M < N$ .

On peut maintenant considérer la fonction  $F(V)$  densité de probabilité d'une impulsion d'amplitude  $V$  et définir la probabilité  $F(V) \Delta V_{KS}$  pour qu'une impulsion d'amplitude  $V_K$  soit classée dans le canal  $K$  quand l'appareil se trouve dans l'état  $S$ .

D'après cette probabilité, il est aisé de démontrer [4, 5] que si l'on exécute  $M$  conversions indépendantes exactement égales au nombre des états intérieurs possibles de  $M$  impulsions avec des amplitudes distribuées statistiquement, le nombre moyen  $\bar{v}_K$  des impulsions dans le canal  $K$  et l'écart moyen quadratique  $\sigma_{vK}$  de ce nombre moyen sont égaux respectivement à :

$$\bar{v}_K = F(V_K) \sum_i^M \Delta V_{KS} \quad (1)$$

$$\sigma_{vK} = \bar{v}_K \left( 1 - \frac{\bar{v}_K}{M} \right) \quad (2)$$

Or, dans un codeur idéal, on a  $\Delta V_{KS} = \Delta V$ , c'est-à-dire que la largeur de canal est égale pour tous les canaux et par conséquent indépendante des indices  $K$  et  $S$ .

On peut voir alors que, si se vérifie la condition :

$$M \Delta V = \sum_i^M \Delta V_{KS}$$

les formules (1) et (2), valables pour le convertisseur à échelle glissante, donnent exactement les mêmes valeurs que dans le cas du convertisseur idéal. C'est-à-dire que le codeur idéal et le codeur à échelle glissante donnent la même réponse dans une distribution statistique de  $M$  impulsions : cela indépendamment du fait que les amplitudes des  $M$  impulsions puissent appartenir ou non au canal  $K$ .

On en conclut que dans un codeur à échelle glissante,

la linéarité différentielle est toujours exprimable par l'écart maximal relatif entre les grandeurs  $\sum_i^M \Delta V_{KS}$  calculées

pour les différentes valeurs  $S$  et  $K$ . Cet écart est aisément contenu au-dessous de 1 % toutes les fois que le nombre  $M$  n'est pas choisi trop petit par rapport au nombre total  $N$  des canaux de l'appareil. Par exemple, dans un codeur à  $N = 4096$  canaux, si on prend  $M = 256$ , les déviations de la linéarité différentielle sont déterminées par les écarts entre les sommations de la largeur des groupes de 256 canaux adjacents, écarts qui peuvent être contenus dans quelques pour mille.

Ces conclusions sont rigoureusement valables quand le nombre total des impulsions d'entrée est égal au nombre  $M$  des états intérieurs de l'appareil ou à un multiple de  $M$ .

Mais cette condition perd son importance pratique lorsque le nombre total des impulsions classées sur tout le spectre et non seulement dans chaque canal, est du même ordre de grandeur ou plus grand par rapport à  $M$ . D'autre part, ce sont les conditions expérimentales réelles de la mesure, quel que soit le spectre avec distribution statistique dans les amplitudes d'entrées.

Cette conclusion, qui a été prouvée expérimentalement aux Laboratoires LABEN à l'aide des différents types de convertisseurs à échelle glissante et sur des spectres avec différents nombres d'impulsions stockées, est très importante parce qu'elle démontre que l'amélioration de la linéarité différentielle de l'appareil à échelle glissante est précisément fonction du nombre total des impulsions classées sur tout le spectre et non du nombre des impulsions dans chaque canal, comme indiqué dans le commentaire de M. GOULÉE à cette méthode qu'il appelle « méthode de lisage » du Prof. GATTI.

La figure 1 représente une mesure à basse statistique d'un spectre du  $^{60}\text{Co}$  effectuée avec un détecteur à jonction germanium-lithium à symétrie cylindrique de  $18 \text{ cm}^3$  associé, par l'intermédiaire d'une chaîne de détecteur à faible bruit, à un convertisseur LABEN à 4096 canaux de 10 ms de temps de conversion, fonctionnant selon le procédé à « échelle glissante ».

On a aussi effectué plusieurs mesures sur les spectres blancs obtenus en échantillonnant des signaux en dent de scie, en déclenchant cette dent de scie aléatoirement de façon à n'avoir aucune corrélation avec la fréquence d'échantillonnage.

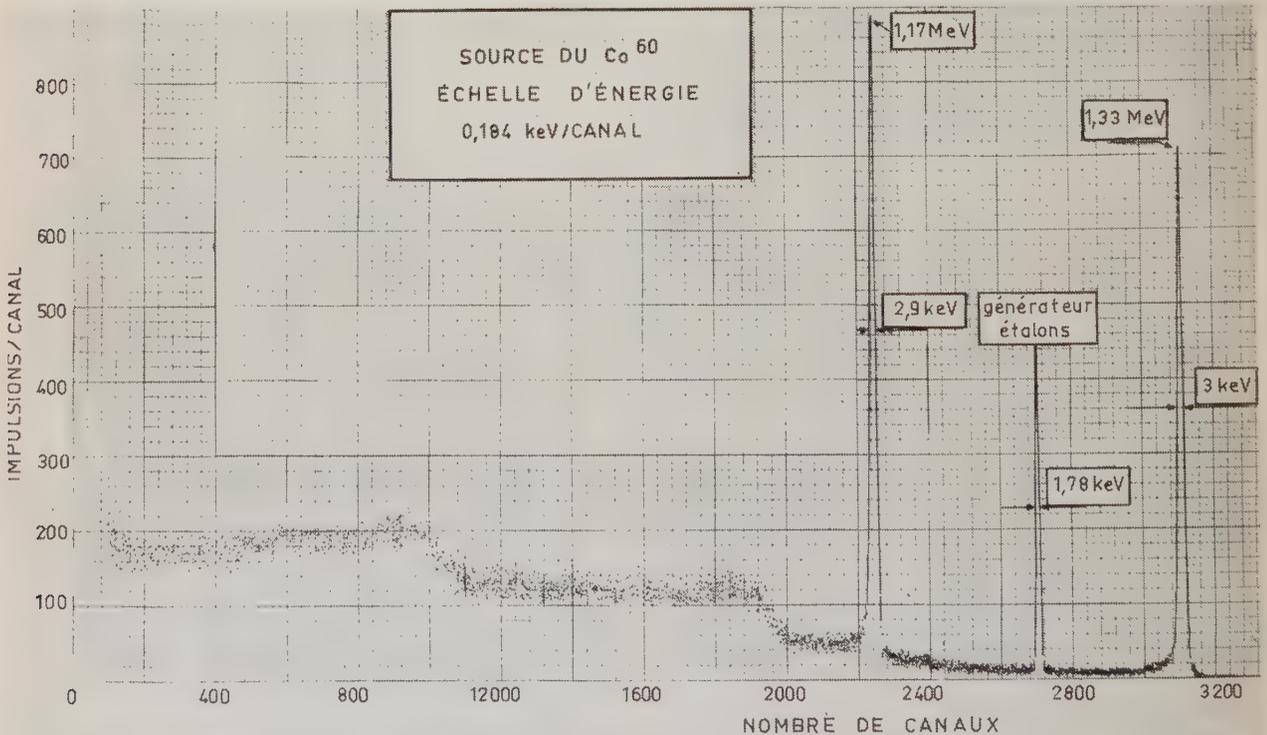


FIG. 1

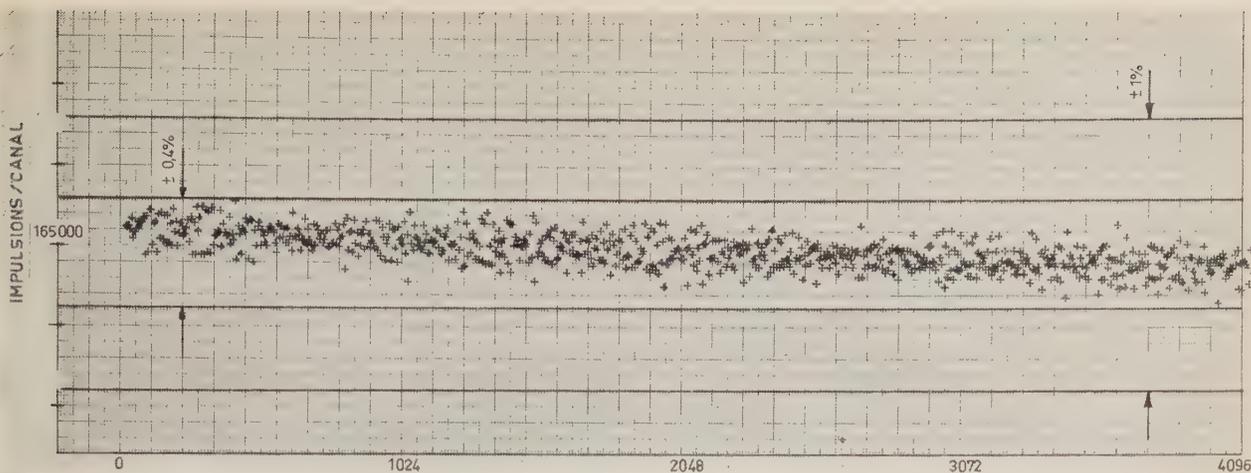


FIG. 2. — Linéarité différentielle FC 60/4096

Une autre preuve des conclusions précédentes peut être obtenue en mesurant les « écarts moyens quadratiques du nombre des impulsions par canal » des spectres stockés. Dans le cas de l'appareil à échelle glissante, ceux-ci sont maintenus à des valeurs théoriques de la statistique poissonnienne indépendamment du nombre d'impulsions par canal, tandis que le même appareil introduit des distorsions systématiques bien en dehors des fluctuations statistiques admissibles, quand on élimine la séquence de l'« échelle glissante ».

Naturellement, si on veut effectuer une mesure de l'écart de linéarité différentielle, il est nécessaire d'effectuer une mesure avec un nombre moyen d'impulsions par canal tel que les fluctuations statistiques soient inférieures aux écarts de linéarité qu'on veut mettre en évidence.

Utilisant l'appareil à 4 096 canaux et 10  $\mu$ s de temps de conversion susmentionné, on a effectué des mesures avec un contenu par canal supérieur à  $10^5$  coups, à l'aide d'un générateur de rampe du type indiqué plus haut et on a trouvé que les écarts de contenu des canaux sont de l'ordre du  $\pm 0,4$  % (fig. 2). Vice versa, en éliminant le procédé de l'« échelle glissante », les écarts de linéarité différentielle ne descendent jamais, quel que soit le nombre moyen des impulsions par canal, au-dessous de 20 %.

### Bibliographie

- [1] COTTINI C., GATTI E., SVELTO V. — Brevet d'invention n° 36 694 déposé en Italie le 1<sup>er</sup> juillet 1963 et ensuite étendu à d'autres pays.
- [2] COTTINI C., GATTI E., SVELTO V. — « A Sliding Analog-to-Digital Converter for Pulse Analysis ». Proceedings of the « International Symposium on Nuclear Electronics » Paris 25-27 novembre 1963.
- [3] PELLEGRINI U. — « Brevet d'invention n° 745 348 » déposé en Italie le 23 février 1965 et ensuite étendu à d'autres pays.
- [4] GATTI E., MANFREDI F., SVELTO V. — « Some Remarks about the Sliding Scale for Analog-to-digital Converters ». Preprint en cours de publication.
- [5] BONSIGNORI C., COLOMBO S., GRANUCCI G., PELLEGRINI U. — « A New 4096 Channel Fast Converter for Nuclear Spectrometry ». Preprint en cours de publication.

## Le Codeur TELEFUNKEN

### Convertisseur à poids avec correction de linéarité différentielle

Dans l'article « Quelques procédés de conversion analogique numérique » paru dans « L'Onde Electrique » N° 488 bis de novembre 1967, pp. 1378-1384, objet d'une conférence aux Journées d'Instrumentation Nucléaire du 11 mai 1966, l'auteur, M. GOULÉE, a décrit au paragraphe 2.2. le codeur TELEFUNKEN.

Une erreur s'y étant glissée, M. GOULÉE nous prie de bien vouloir apporter à la description du codeur de la Société allemande le rectificatif ci-après :

« Le temps de conversion du codeur TELEFUNKEN doté du système de correction de linéarité différen-

tielle qui a fait l'objet du paragraphe cité n'est pas double de celui d'un codeur classique à approximations successives, mais seulement supérieur de 20 % dans le cas d'un codeur de 10 bits.

En effet, après codage de la grandeur à mesurer, le temps supplémentaire pour obtenir le résultat du codage de cette grandeur augmentée de la grandeur « a » est seulement égal au temps de comparaison de 2 bits, et non au temps de conversion complet de la grandeur ».

# CFT — France-Couleur-Intersecam

A la suite de la récente création de la Société FRANCE-COULEUR et de l'Association INTERSECAM qui complètent la structure industrielle mise en place en accord avec la Délégation interministérielle pour la télévision en couleur, il a paru nécessaire de faire le point sur l'ensemble des opérations entreprises.

## 1 - Le rôle de la CFT

La CFT (COMPAGNIE FRANÇAISE DE TÉLÉVISION a été créée en 1958, à parts égales, par la CSF et la Compagnie de SAINT-GOBAIN afin d'étudier le procédé SECAM de télévision en couleur inventé par Henri de FRANCE, d'en assurer le développement et la mise au point jusqu'à ce qu'il puisse être proposé pour l'exploitation régulière.

Ce but n'était pas encore atteint que la CFT allait être amenée à accroître le nombre de ses tâches qui devaient se compléter par :

- le développement d'un nouveau type de tube à grille utilisable dans tous les systèmes de télévision en couleur, supérieur par son principe au shadow mask ;

- l'étude et le développement des matériels pour l'équipement des studios et des émetteurs : mélangeurs, codeurs, décodeurs, moniteurs, etc. ;

- l'étude et le pré-développement des récepteurs TVC de type commercial dont les dossiers de fabrication devaient faciliter le passage à la construction de série ;

- l'étude et le développement des appareils de mesure destinés à faciliter le réglage et l'entretien des récepteurs ;

- l'étude des possibilités offertes par le SECAM pour l'enregistrement magnétique, aboutissant à l'utilisation de magnétoscopes semi-professionnels, économiques pour l'industrie et l'enseignement ;

- l'étude des avantages offerts par le SECAM dans la télévision spatiale ;

- l'étude des circuits fermés et la réalisation, dès 1965, à l'Hippodrome de Lonchamp, de la première et de la plus importante installation du monde avec trois caméras télécommandées et plus de 200 récepteurs.

Parallèlement, une importante action se développait sur le plan international par des démonstrations souvent spectaculaires.

Ces efforts exceptionnels étaient le fait des équipes et des dirigeants d'une Société dont les moyens étaient très limités. L'effectif maximal utile pour ces recherches fondamentales n'a jamais dépassé *quelques dizaines de personnes*, mais leur ingéniosité et leur détermination devaient permettre au SECAM d'obtenir à *Oslo, en juillet 1966*, une très large majorité de suffrages.

## 2 - La situation après Oslo

A la suite de ce vote, la mise en exploitation régulière du SECAM tant en France qu'en URSS intervenait *dès l'automne 1967*. La CFT, société de recherches, voyait donc s'achever la tâche pour laquelle elle avait été fondée. Par contre, *les activités qu'elle avait assurées par nécessité et non point par destination* — et dans lesquelles elle avait été aidée par l'entrée en 1967 du Groupe FLOIRAT au Conseil d'Administration — prenaient une importance croissante.

La Délégation interministérielle, qui date de 1965, intervenait alors pour étudier, en liaison avec les parties intéressées, la meilleure structure permettant d'assurer à l'industrie française l'exploitation en France et dans le monde des débouchés offerts par le SECAM.

## 3 - La nouvelle structure

Elle dégage trois axes essentiels : l'exploitation, l'industrie et la promotion.

- L'exploitation est le domaine de l'ORTF. Démarrant dans un domaine entièrement nouveau, elle fournit chaque jour des programmes couleur d'une haute qualité. L'exceptionnelle réussite des émissions couleur des Jeux Olympiques de Grenoble ont eu, pour le SECAM, des répercussions profondes dans les milieux techniques des pays qui ont été amenés soit à y participer, soit à les suivre. L'Office

sera pris comme conseil dans un certain nombre d'actions extérieures.

- L'industrie comprend quatre secteurs : les équipements professionnels, le tube à grille, les récepteurs « grand public » et la gestion des brevets.

Dans le premier secteur, l'actif de la CFT a été repris par les Départements spécialisés de la CSF et de la CCFTH-HB. La fusion de ces deux grandes Compagnies doit assurer à ces équipements des débouchés rapides.

Le second secteur, celui du tube à grille et à face plane dont les études de Laboratoire sont terminées, est dévolu à la Société FRANCE-COULEUR dont le Président est M. SYLVAIN FLOIRAT et le Directeur Général M. LAGARDERE. Produire en très grande série ce type de tube n'est pas une tâche à sous-estimer, mais les avantages qu'il présente sont tels et les débouchés possibles si considérables que les moyens nécessaires seront dégagés pour aboutir. FRANCE-COULEUR poursuivra la gestion des contrats conclus avec l'URSS dans ce domaine.

Le troisième secteur est celui de tous les constructeurs français de téléviseurs. Sans doute, les prix de départ et l'étroitesse du marché ont-ils pu surprendre devant l'essor enregistré en Allemagne, en particulier, mais il ne fait aucun doute que la profession, dégagée des servitudes du démarrage de nouvelles fabrications, ne tardera pas à mettre sur le marché des récepteurs à un prix bien plus abordable.

La CFT, dont le Président est M. Jean CAHEN-SALVADOR et le Directeur Général M. M. DUBAIL, conserve, pour sa part, la gestion du portefeuille des brevets concernant le système et le tube et a pour objectif d'en exploiter toutes les possibilités.

Dans ce sens, la CFT a déjà conclu un certain nombre d'accords de licence avec CSF et CFTH pour les matériels professionnels, avec FRANCE-COULEUR pour le tube à grille, avec la Société EMO-ELECTRONIQUE MODERNE DE L'OISE pour la fabrication de récepteurs à transistors d'un modèle original mis au point à la CFT par M. Henri de FRANCE.

La CFT doit également recevoir des redevances pour l'utilisation de ses brevets dans les récepteurs de télévision en couleur. Pour régler cette question, elle entretient des contacts avec le Syndicat des Constructeurs.

Dans l'esprit d'une amicale coopération franco-allemande, la CFT, détentrice de divers brevets relatifs à la télévision en couleur et, notamment de ceux du procédé SECAM, et la Société AEG-TELEFUNKEN, propriétaire de brevets relatifs au procédé PAL, viennent de signer un important accord qui règle le problème des redevances pour les récepteurs combinés SECAM/PAL aussi bien que pour les récepteurs fonctionnant dans un seul des deux systèmes : la CFT met à la disposition de l'industrie allemande la licence de fabrication et de vente du récepteur SECAM et la Société AEG-TELEFUNKEN accorde à l'industrie française la licence de fabrication et de vente du récepteur PAL.

Par ailleurs, dans le cadre de l'ensemble de ses brevets non-SECAM, la CFT accepte de ne pas engager de poursuites contre les fabricants de récepteurs PAL.

- La promotion enfin est confiée à un nouvel Organisme : INTERSECAM. De structure simple et souple, INTERSECAM a pour objectif de défendre et de promouvoir le SECAM dans le monde en s'appuyant d'une part sur l'industrie et d'autre part, pour les démonstrations qui seront nécessaires, sur l'ORTF. Sa tâche sera considérable car, contrairement à ce que l'on a souvent dit, un grand nombre de pays, s'ils ont exprimé des préférences, n'ont nullement fixé leur choix et le SECAM conserve, dans chacun d'eux, une position forte et des chances certaines.

INTERSECAM a pour Président M. Paul-Roger SALLEBERT et pour Délégué Général M. A. PONS.

Conscient de l'ampleur des problèmes que pose l'avènement de la couleur et de l'intérêt que ce nouveau domaine — en raison de son expansion dans le monde — peut offrir au pays, l'Etat a suivi attentivement, dans le passé, l'évolution de cette activité. Il est devenu actionnaire de la CFT. Par le truchement de la Délégation interministérielle et sous l'impulsion de M. Simon NORA, il a assumé le rôle d'arbitre entre les divers intérêts en présence.

# VIE DE LA SOCIÉTÉ

## Colloque international

### sur la télévision en couleur aspects scientifiques et techniques

PARIS. 25 au 29 mars 1968

Plus de 500 participants dont 170 délégués étrangers représentant 27 pays ont entendu, du 25 au 29 mars, 60 communications dont les sujets allaient des fondements de la vision colorée, magistralement exposés par M. Yves LE GRAND, Professeur au Muséum National d'Histoire Naturelle de Paris, aux problèmes des récepteurs multinormes, en passant par toutes les phases de la prise de vue, de l'enregistrement et de la transmission des signaux de couleur.

Il faut noter que nous allons vers de nouvelles générations de matériels d'analyse, d'émission, de réception et de mesure qui seront à la source de nouveaux progrès dans la qualité des images, qualité qui est déjà, après seulement quelques mois d'exploitation, absolument remarquable.

Le Colloque nous a aussi apporté des nouveautés incontestables. Bornons-nous à citer : un nouveau tube « Plumbicon » miniature, d'origine néerlandaise, qui permet d'envisager des caméras de reportage de la dimension d'une caméra cinématographique de 16 mm, et des magnétoscopes de ralenti, d'origine américaine, qui ont fait leur apparition en Europe aux Jeux Olympiques de Grenoble.

Dans le domaine des récepteurs, il faut souligner l'importance des échanges de vue sur la technologie, illustrant bien l'effort entrepris par les fabricants, afin de livrer aux téléspectateurs des récepteurs de haute qualité.

Côté perspectives d'avenir, il faut parler des progrès que l'on annonce dans la réalisation de nouveaux tubes

« index » à un seul canon, et, toujours dans ce domaine, des promesses offertes par les tubes à modulation de lumière par cristaux pour la projection des images sur grand écran.

Enfin, on notera la tendance à utiliser pour la transmission des signaux de couleur, le codage numérique.

Nous donnons ci-après, dans ce numéro de l'*Onde Electrique*, les textes des discours prononcés le jour de l'ouverture du Colloque par M. L. GOUSSOT, Président du Comité d'Organisation, M. J.-J. MATRAS, ancien Président de la S.F.E.R., remplaçant M. R. FESSARD, Président en exercice, empêché, et M. J.-B. DUPONT, Directeur Général de l'O.R.T.F., Président du Comité d'honneur.

Nous terminons ce premier compte rendu en donnant la liste des communications faites au cours de ce Colloque et disponibles, sous leur n° de référence, à la F.N.I.E., 16, rue de Presles, 75-Paris-15°, au prix de 2 F pièce + frais de port. Les titres des communications numérotées 21, 32, 46, 72, 75, TR 21 et TR 24 ne figurent pas sur cette liste parce que les textes correspondants n'en étaient pas parvenus au moment où nous avons mis sous presse. S'ils étaient envoyés dans la suite par leurs auteurs, nous le ferions savoir à nos lecteurs.

Le numéro d'octobre 1968 de l'*Onde Electrique* sera consacré au Colloque International sur la Télévision en Couleur ; nous y publierons une quinzaine des conférences les plus caractéristiques, sélectionnées par les soins du Comité Conférences.

## DISCOURS PRONONCÉ PAR M. GOUSSOT

*Président du Comité d'Organisation*

Monsieur le Président, Mesdames, Messieurs,

Sous la présidence de M. Jacques-Bernard DUPONT, Directeur Général de l'Office de Radiodiffusion Télévision Française, Président du Comité d'Honneur du Colloque, s'ouvre aujourd'hui le Colloque International sur la Télévision en Couleur.

Ce Colloque est placé sous le patronage de la Fédération Nationale des Industries Electroniques. Qu'il me soit permis de manifester à M. DONTOT, Président de la F.N.I.E. et à M. SALLEBERT, Délégué Général de la F.N.I.E., les

remerciements des Organisateur qui ont trouvé auprès de cet organisme à la fois l'intérêt agissant en faveur de la diffusion de la connaissance scientifique et technique et l'appui matériel d'une organisation qui, sous la direction de M. RUBY, s'est avérée particulièrement efficace.

En organisant ce Colloque, la Société Française des Electroniciens et des Radioélectriciens manifeste son souci d'élargir aux limites de notre monde son action en faveur de la confrontation des idées scientifiques, confrontation indispensable à la promotion scientifique et culturelle des

Ingénieurs et Spécialistes qui, au sein de telles Sociétés Savantes, trouvent les conditions d'une éducation permanente.

M. MATRAS, Président de la S.F.E.R. en 1967, auquel nous devons l'impulsion initiale et le choix du sujet de ce Colloque vous parlera dans quelques minutes de l'esprit qui anime notre Société.

On ne saurait apprécier mieux qu'ici, dans cette magnifique salle de l'UNESCO, l'importance de cette confrontation internationale, amicale et d'un pacifisme qui découle, de toute évidence, du sujet même du Colloque, une technique dont la mission est essentiellement la culture et l'organisation intelligente des loisirs. N'est-ce pas en harmonie profonde avec l'esprit de l'UNESCO ?

En organisant ce Colloque conjointement avec la Fédération Nationale des Industries Electroniques, l'Union des Associations Techniques Internationales et son Président M. RUMPLER donnent à notre réunion une caution de qualité et d'humanisme dont nous sommes particulièrement reconnaissants.

Permettez-moi de vous présenter plus en détail l'organisation et la mosaïque des sujets qui seront présentés au cours de cette semaine.

Nous devons à M. RÉMY, Président du Comité des Conférences, cette répartition équilibrée des quelque 62 communications présentées. Nous aurions souhaité que chacun puisse suivre toutes les communications sans avoir à résoudre un problème de choix. Mais nous avons dû nous résigner à doubler deux des séances par des séances dites de « table ronde » qui seront passionnantes pour les spécialistes mais dont la spécialisation même appelle une audience plus limitée.

En télévision, peut-être plus qu'en toute autre spécialité de l'Electronique, la spécialisation est naturelle. La télévision exerce sa passion de la plupart des faces de l'hypercube à N dimensions qui contient l'Electronique. La lecture des sujets des séances du Colloque le montre à l'évidence.

M. le Professeur Y. LE GRAND vous parlera ce matin des bases physiologiques de la vision et des caractéristiques qui en découlent pour le système de télécommunications associé.

C'est cet interface entre le sens de la vue, la nature de l'image directe ou enregistrée sur film, et les paramètres techniques de l'analyse de télévision, qui sera le sujet de la séance présidée par M. le Professeur KEDZERSKI, de l'Institut Lacznoski de Varsovie.

On peut s'étonner qu'il y ait encore autant de problèmes à résoudre dans la chaîne de télévision, une technique qui est, avec la radiodiffusion sonore, l'une des plus anciennes de l'Electronique. N'y a-t-il pas déjà un peu plus de 42 ans, le 27 janvier 1926, que BAIRD présentait à quelque 40 membres de la Royal Institution à Londres, la première image publique de télévision. Compte tenu de la vitesse des développements des techniques, nous sommes même déjà loin de l'avènement de la Télévision en Couleur aux Etats-Unis, en 1953, et je voudrais rappeler en Europe le Colloque International sur les problèmes physiques de la Télévision en Couleur, tenu à Paris en 1957 et qui laissait supposer un rapide développement de cette technique. Dix ans après, à quelques exceptions près, les pays ont toute l'expérience à acquérir.

Sous la présidence des éminents spécialistes que sont M. CUTURI, Directeur à la RAI et M. le Professeur THEILE, Directeur de l'Institut für Rundfunktechnik de Munich, dont il est inutile de rappeler ici la direction magistrale de ce difficile et bouillant groupe « ad hoc » de l'U.E.R. sur la Télévision en Couleur, vous aurez la possibilité de suivre les plus récents développements des techniques de studio.

Je n'oserais supposer que le développement relativement lent de la télévision est dû, pour une part, à son caractère de technique mise principalement au service des loisirs. Les moyens mis à sa disposition, ont la modestie qui sied à une technique qui n'a rien de vital pour une nation.

Il est cependant nécessaire de souligner que la télévision est la plus importante technique de masse de l'Electronique par l'Industrie des Récepteurs. Elle doit adapter, dans le récepteur, une technologie de pointe aux impératifs très particuliers d'une production « Grand Public » pour laquelle la notion de grande série au prix le plus bas impose des lois d'une extrême sévérité.

Il est donc normal qu'une part importante de ce Colloque soit réservée à ce problème du récepteur.

Sous la présidence de M. NOVAKOVSKY, les aspects généraux de l'étude et de la fabrication des récepteurs vous seront présentés et il appartiendra à M. GILOTAUX qui représente, en la matière, l'Industrie des Récepteurs, de présider à une seconde séance consacrée aux récepteurs et tout particulièrement aux techniques de mesure.

Entre temps, les deux séances de tables rondes, présidées par M. RAYMOND et M. BOURASSIN, donneront l'occasion aux spécialistes des circuits des récepteurs de discuter des détails de cette technologie si particulière.

J'ai souligné la diversité des aspects de la technique de la télévision. Lors de la séance présidée par M. CHEDEVILLE, Adjoint au Directeur de l'Equipement de l'ORTF, vous pourrez juger des efforts et des progrès qui sont faits pour repousser toujours plus loin les limites de fréquence et de puissance des liaisons hertziennes point à point, les limites de fréquence et de puissance des émetteurs de diffusion.

Les Organismes de Radiodiffusion, en se faisant une obligation de porter l'image au foyer des téléspectateurs en tous points du territoire, supportent le poids d'un équipement à la fois complexe et extrêmement dispersé. La couleur, en demandant un niveau de qualité nettement plus élevé que le niveau toléré pour le noir et blanc, pose bien des problèmes que seuls des équipements de mesure et de contrôle efficaces, et efficacement utilisés, peuvent permettre de maîtriser dans la routine d'exploitation d'un réseau.

On ne saurait trouver une personnalité plus avertie de ces problèmes que le Docteur MAURICE, Directeur du Design Department de la B.B.C. pour présider la séance réservée à ces problèmes.

Mais les difficultés d'une naissance laborieuse, d'une enfance encore bien tendre ne sauraient retenir toute l'action des techniciens. Pour beaucoup d'entre eux, l'avenir de la Télévision est le présent de leurs préoccupations. La dernière séance de ce Colloque sera présidée par M. le Professeur ANGEL et nul n'est plus apte que lui à apprécier le dynamisme des recherches actuelles.

Qu'il me soit permis, au nom des Organismes de ce Colloque, de remercier les personnalités éminentes qui ont bien voulu assurer les présidences des séances de ce Colloque et lui donner ce caractère hautement technique et scientifique que nous avons souhaité.

Il m'est agréable également de remercier les personnalités qui ont accepté de patronner ce Colloque au Comité d'Honneur et de m'apporter leur aide au Comité d'Organisation, au Comité de Conférences et au Comité d'Accueil.

Je voudrais enfin souhaiter la bienvenue aux quelque 400 participants à ce Colloque et j'espère que leur séjour à Paris sera aussi intellectuellement fructueux que matériellement agréable.

## ALLOCUTION DE M. J. J. MATRAS

Président (1967) de la S.F.E.R.

Monsieur le Président, Mesdames, Messieurs,

Je voudrais d'abord vous présenter les excuses de M. le Professeur FESSARD, Président de la S.F.E.R., qui n'a pu venir lui-même vous souhaiter la bienvenue, il m'a demandé, en tant qu'ancien Président de cette Société, de le faire à sa place. Je dois dire que j'en éprouve un plaisir tout particulier, étant donné le grand nombre de collègues et d'amis, que je vois dans cette salle.

A tous donc, une semaine favorable, et plus particulièrement à nos hôtes étrangers qui nous ont fait le grand honneur de venir à Paris participer à nos débats. Débats qui s'inscrivent dans la continuité d'un travail de longue haleine qui visait à faire bénéficier le public, d'une acquisition nouvelle de la technique, la Télévision en couleur.

Intéressant et curieux domaine, à la fois étroit et étendu. Etroit, car il s'insère dans une discipline déjà évoluée à laquelle il apporte un élément supplémentaire, assurément important, mais limité.

La Télévision en couleur est-elle un nouveau spectacle ?

On peut à la rigueur le penser ; mais il est incontestable que l'apparition de la Télévision elle-même a constitué, pour notre civilisation, un apport bien plus considérable que la couleur. La couleur, c'est pour le réalisateur, un groupe de nouveaux moyens lui permettant de parfaire l'expression qu'il entend donner à son œuvre. Ce n'est pas un nouveau moyen d'expression.

Par ailleurs, la couleur ne modifie en rien l'impact de la Télévision : elle s'accommode des mêmes émetteurs, qui ont, à des impondérables près, les mêmes zones de service, les mêmes servitudes de réception.

La couleur peut être, pour l'instant, à juste titre considérée comme un objet de luxe qui, au fur et à mesure de l'élévation du niveau de vie, prendra place parmi les besoins normaux des sociétés. Pour s'y insérer pleinement il lui faudra, bien sûr, dans les cas les plus difficiles, quelques lustres encore ; mais, au regard de la durée de l'histoire, cet espace de temps ne représente guère plus qu'une fraction de décibel.

Pour le technicien toutefois, l'introduction de la couleur à la Télévision a apporté de nombreux et vastes sujets et objets de réflexions.

D'abord — comme la stéréophonie l'a fait en radiodiffusion — la prise de conscience de l'importance de l'approfondissement de nos connaissances en physiologie et en psychologie des sensations. Ce n'est pas un hasard si le premier exposé de ce Colloque est consacré à une synthèse sur la vision colorée, présentée par un orfèvre en la matière, le Professeur Y. LE GRAND.

Les conditions, à caractère économique et commercial, imposées dès l'origine par les Sociétés américaines de Télévision, à savoir :

- même bande passante qu'en noir et blanc,
- compatibilité des récepteurs noir et blanc

n'ont pas été réalisées sans mal, j'allais dire sans douleur. Elles ont été très fructueuses : le choix des signaux de chrominance, les méthodes employées pour assurer leur transmission ont été à l'origine de travaux féconds dont la portée dépasse considérablement le but cherché.

Compte tenu de la complexité des problèmes posés et des servitudes imposées, on peut être étonné de la qualité extraordinaire des résultats acquis : c'est en effet au niveau des spectateurs qu'il fallait l'atteindre — et non au niveau des secteurs professionnels. On sait le temps que nos collègues américains, dont la technologie galoppe pourtant au devant de celle des autres pays — ont mis pour construire des récepteurs de stabilité et de fiabilité suffisantes. C'est chose faite aujourd'hui, ce qui permet enfin de pousser le développement de la Télévision en couleur à son stade industriel.

Est-ce à dire que les techniciens soient satisfaits des résultats acquis ? Ce serait mal les connaître et bien mal les apprécier : au contraire des artistes — qui doivent considérer leurs œuvres comme voisines de la perfection, ne serait-ce que pour éviter un découragement désastreux — ils s'imposent à eux-mêmes la plus sévère des critiques, avides de faire mieux et toujours mieux.

Le présent Colloque fait le point — uniquement scientifique et technique — de la situation de la télévision en couleur, quelques mois après sa mise en service dans quelques pays européens.

La liste des exposés qui y seront présentés montre à quel point nous nous considérons comme loin du résultat optimal. Que d'améliorations encore à apporter à l'état présent de la technique et de son utilisation !

En veut-on quelques exemples ?

Je cite au hasard : le choix des blancs de référence, la correction électronique des films, la mise au point de caméras de reportage, les études nouvelles sur les tubes de réception ; les délicats problèmes que pose l'utilisation de films de haute qualité et à bas prix ; les nouveaux systèmes d'enregistrement par faisceaux électroniques ; la mise au point d'un appareillage de mesure aussi efficace et universel que possible ; la corrélation qualité objective — qualités subjectives, les méthodes de transmission par impulsions codées, etc. Et cette liste — non limitative, bien sûr — ne constitue, en quelque sorte qu'une amorce qui embrasera une nouvelle liste, laquelle à son tour... et l'on continuera longtemps ainsi.

Une question toute naturelle vient alors aux lèvres : pourquoi, du moment que les résultats obtenus sont déjà goûtés par les spectateurs, essayer d'aller plus loin, de rechercher une perfection qui peut paraître inutile.

Inutile ? Voire. Rappelez-vous l'évolution de la radio-diffusion. Les deux grands axes d'orientation :

D'une part, le minirécepteur, tour de force technique d'autant plus difficile qu'il doit être plus « mini », destiné à écouter les informations, les reportages d'actualité, n'importe où, n'importe comment.

D'autre part, les installations d'appartement de grande qualité, haute fidélité-stéréophonie. Un luxe assurément, mais qui s'étend peu à peu à des couches de plus en plus nombreuses de population, qui éduque l'oreille des masses, qui conduit automatiquement vers un progrès des récepteurs intermédiaires.

Ainsi croissent les exigences du public : ce qui paraissait très satisfaisant en 1938 est à peu près intolérable, trente ans plus tard.

Sans quitter le domaine propre de la télévision en couleur, rappelez-vous la qualité des images en exploitation courante vers 1960-62 et comparez avec celle des images actuelles.

Nous avons conscience que d'immenses progrès sont encore à réaliser. Et ce qui est plus étrange, c'est que nous n'avons aucun moyen de freiner, de retarder durablement cette évolution. Les condamnations, les bûchers du Moyen-Age n'ont, à l'échelle de notre civilisation, rien pu changer à cette marche en avant des Sciences et des Techniques.

Il faut donc nous y résigner avec scepticisme, inquiétude, ravissement, suivant les tempéraments. Et nous résigner à entraîner derrière nous l'humanité pensante qui s'efforce de mettre un peu d'ordre dans un processus continu d'idées nouvelles qui remettent sans cesse en cause les bases mêmes de l'édifice mondial.

La télévision en couleur constitue d'ailleurs une simple étape du développement de la Télévision. Où nous conduira, en fin de compte, ce développement ?

Pour dans dix ans, que peut-on envisager ? Une distribution mondiale par satellite, l'apparition du relief — je

sais que beaucoup d'entre vous déjà s'en préoccupent —, le téléviseur extra-plat ?

Pour dans vingt ans, on ne peut qu'imaginer le contour d'une vague esquisse : des progrès tels dans la télédistribution des images, dans la conservation des images que nous — je veux dire certains d'entre nous et nos enfants — seront harcelés par le spectacle en mouvement permanent comme nous le sommes aujourd'hui par le son.

Et pour plus tard ? Pour dans un siècle ? Dix siècles ? Permettez-moi d'évoquer le passage suivant d'un dialogue radiophonique que j'avais imaginé, peu après la Guerre.

Il s'agissait d'une leçon de vulgarisation consacrée au Soleil ; elle se terminait par quelques renseignements sur l'évolution thermique de notre astre, tel qu'on le concevait alors.

Question : Comment s'achèvera la vie du Soleil ?

Réponse : On pense qu'il s'éteindra progressivement ; mais auparavant il diffusera un surcroît de chaleur qui portera la température de la Terre à plusieurs centaines de degrés.

Question : Que deviendront les hommes ?

Réponse : Ils émigreront sur d'autres planètes plus lointaines.

Question : Et quand le Soleil s'éteindra ?

Réponse : Il y aura beau temps qu'ils auront quitté le Système solaire.

Ainsi, peut-on imaginer qu'un jour de véritables trains de fusées — si l'atome ne nous joue pas de trop vilains tours — s'envoleront à la recherche d'autres planètes, emmenant avec eux des populations humaines qui devront y vivre pendant plusieurs générations.

Vraisemblablement, pour eux, la télévision ne constituera pas un luxe, mais un véritable moyen de survie. Mais pour imaginer la forme qu'elle aura alors, il faudrait se plonger au cœur du temps.

Telle n'est pas notre ambition. Elle se limite à franchir, le mieux possible, une courte période dont l'intérêt est manifestement considérable.

Donner un petit coup d'épaule pour faire progresser tant soit peu notre Science et notre Technique est, pour chacun d'entre nous, non pas une ambition, mais un morceau de notre personnalité. Ce Colloque nous a paru un moyen de le donner ensemble, avec tous les avantages et tous les agréments qu'un tel synchronisme et une telle unité comportent.

Si un tel projet a pu être mené à bien, c'est parce qu'une équipe s'y est employée avec force et qu'elle a trouvé chez vous, mes chers Collègues, des répondants favorables. Permettez-moi de remercier au nom de la S.F.E.R., initiatrice du projet, tous ceux qui y ont participé :

M. le Directeur Général Jacques-Bernard DUPONT, qui a bien voulu accepter la Présidence du Comité d'honneur et assurer l'ouverture de ce Colloque ;

M. DONTOT, Président de la Fédération Nationale des Industries électroniques, M. SALLEBERT et ses collaborateurs, notamment MM. LOYEN et RUBY qui ont œuvré si magnifiquement pour son succès ;

M. le Président de l'Union des Associations Techniques internationales qui nous a apporté l'appui amical de l'organisme qu'il dirige ;

MM. GOUSSOT et REMY, qui ont assumé les lourdes et délicates charges de Président du Comité d'Organisation et du Comité des Conférences ;

Et aussi à vous-mêmes, mes chers Collègues, qui avez bien voulu accepter de nous apporter tout l'appui de vos connaissances, vous, sur qui repose, en fin de compte, le succès de ce Colloque.

Puisse votre séjour à Paris, joindre l'utile à l'agréable : tel est le vœu que forme notre Société.

## ALLOCUTION DE M. Jacques-Bernard DUPONT

*Directeur Général de l'O.R.T.F.*

*Président d'Honneur du Colloque*

Mesdames, Messieurs,

A constater les titres éminents, la somme de connaissances ici rassemblées, je ressens, croyez-le, tout ce que la présidence du Comité d'Honneur de ce colloque recèle de courtoisie, je dirais même de bienveillance, pour le profane que je suis. Cette présidence, je ne l'eusse sans doute pas acceptée si je n'y avais vu autre chose de plus important, c'est-à-dire le désir de subordonner les savants propos tenus ici pendant ces quelques jours à une sorte de finalité supérieure, celle d'une création artistique au service du plus grand nombre.

Le programme tracé par M. GOUSSOT, le détail de vos travaux, le propos liminaire de M. MATRAS sont révélateurs de ce qui est en cause : vos études tendent à mettre à la disposition des organismes et entreprises que vous représentez les instruments les plus adéquats pour la transmission au public de programmes colorés. Je sais bien que la recherche porte en soi sa propre justification, mais la vôtre a, de surcroît je dirai, cette chance supplémentaire de poursuivre de manière immédiate un objectif important pour la société de ce temps. Vous êtes associés, Messieurs, à une merveilleuse entreprise qui ne tend à rien moins qu'à donner aux hommes à la fois une connaissance plus parfaite de toute la réalité qui les entoure et un meilleur accès aux formes diverses de l'art. C'est en raison de cet immense progrès qu'elle représente, de ces perspectives qu'elle ouvre dans une civilisation de la culture et des loisirs, c'est en raison de ce progrès et de ces perspectives que nous voulons une télévision en couleur pour tous. Mais cela implique de dures exigences techniques et économiques que vous avez à satisfaire.

La télévision en couleur pour tous. Je ne pense pas qu'il en soit parmi nous à ne point partager cette conviction qu'à terme plus ou moins rapproché, tous les récepteurs de télévision devront être capables de retransmettre la couleur. Certes, comme il en est aujourd'hui pour le cinéma, des programmes en noir et blanc pourront subsister ; mais le phénomène couleur s'imposera car il n'est pas un luxe mais un progrès essentiel du moyen de communication qui nous occupe. Il est à la télévision en noir et blanc ce qu'a été le son au cinéma muet ; il apporte au message télévisé un complément essentiel qui accroît sa valeur d'information, qui augmente très sensiblement ses effets au plan de la distraction comme à celui de la culture.

Lorsque n'existait que la télévision en noir et blanc, cette sorte de miracle qu'était déjà la représentation concomitante d'événements lointains nous faisait oublier que l'information n'était alors qu'imparfaite, qu'il y manquait un élément, la couleur. Il était d'autant plus aisé de s'accommoder de ce pis aller que nous savions les difficultés extrêmes qui s'opposaient à une retransmission fidèle de cette couleur et nous nous étions habitués à ne voir qu'en noir et blanc, sur nos écrans, le monde qui nous entoure. Mais vos devanciers et vous-mêmes vous nous avez maintenant convaincus, et vous convaincrez demain tout le public de la possibilité de voir le monde tel qu'il est. *Vous aurez ainsi créé un véritable besoin* et nous sommes désormais en face d'une tâche commune qui devra consister à le satisfaire.

Mais pour importante que soit cette retransmission de l'événement, nous savons qu'est dévolu à la télévision un autre rôle également essentiel de distraction et de culture.

Le vrai n'est pas son seul domaine, au même titre la beauté doit être un objectif de notre entreprise.

Pour apprécier de ce point de vue l'intérêt de la télévision en couleur, il n'est que de constater la frénésie parfois avec laquelle certains de nos créateurs se sont véritablement jetés sur ce mode nouveau d'expression, jusqu'à poser aux techniciens que vous êtes de redoutables problèmes. Mais il faut le leur pardonner, c'est, somme toute, un hommage à votre savoir et à l'instrument que vous leur avez donné. Le monde de la couleur, au fur et à mesure qu'ensemble, techniciens et artistes, vous le maîtriserez mieux, est un champ immense où des millions d'hommes trouveront un épanouissement de leur sensibilité et un affinement de leur goût.

On l'a déjà beaucoup répété depuis que la télévision en couleur se développe, mais il reste important de souligner que la couleur, dans le spectacle que nous offrons, doit avoir sa valeur propre. Non certes qu'il suffise de rechercher la couleur pour elle-même et que nous puissions être satisfaits dès lors qu'elle participera sur les écrans, avec les valeurs exactes qui la caractérisent, à l'élaboration même du spectacle.

Dans la composition même de l'image à transmettre, réalisateurs, décorateurs, créateurs de costumes sont appelés désormais à rechercher de nouveaux équilibres, un nouveau langage pour augmenter le pouvoir expressif de leur spectacle. A vous, Messieurs, de les libérer peu à peu des contraintes techniques qui limitent encore leur champ d'action. Il vous faut admettre qu'ils demeurent insatisfaits aussi longtemps que des obstacles subsisteront à la reproduction de toutes les nuances ou des contrastes les plus audacieux où la peinture, des tombeaux de Thèbes aux œuvres de Picasso, a trouvé ses expressions les plus émouvantes.

C'est d'ailleurs l'une des tâches les plus importantes, parmi celles que doit assumer la télévision en couleur, que de répandre dans le plus large public la connaissance d'abord, le goût ensuite des innombrables et précieux trésors de la couleur dispersés à travers le monde. Déjà au cours des décennies passées, les progrès de l'impression ont mis à la portée des lecteurs toujours plus nombreux d'admirables ouvrages consacrés à toutes les formes de l'art, créant un immense Musée imaginaire dont André MALRAUX a souligné le rôle décisif. Mais nous savons que notre instrument, demain, aujourd'hui déjà, peut accroître singulièrement la portée d'une telle entreprise. Toutes les ressources qu'offre le jeu des caméras, la succession des plans, la vie qu'ils parviennent à réintroduire dans des œuvres inertes, toutes ces immenses possibilités de notre technique sont désormais disponibles pour la formation et le développement du goût et des connaissances artistiques de millions d'hommes. Où nous ne leur donnions hier que des graphismes, nous apportons aujourd'hui la lumière de l'or vieilli des icônes, les teintes subtiles des porcelaines chinoises, l'éclatante polychromie des vitraux de Chartres.

La télévision a vraiment conquis une nouvelle dimension et nos obligations d'aujourd'hui sont à la mesure de cette conquête. Les vôtres spécialement, Messieurs, qui se résument dans une proposition à la fois très simple mais, hélas, largement contradictoire dans ses termes : fournir aux créateurs de programmes télévisés, en même temps qu'au public, des matériels qui soient à la fois les plus sûrs, les plus stables, les plus économiques possibles.

Certains de ces objectifs, vous les avez déjà très largement atteints, et les résultats obtenus chaque jour en exploitation courante sont là désormais pour en témoigner.

Je dirai même que notre attente, bien loin d'être déçue, s'est transformée en surprise heureuse devant les évidentes qualités des systèmes employés en face desquelles apparaissent de peu de poids les inévitables imperfections d'une technique qui s'affine et se perfectionne de jour en jour.

Au plan de la production, on pourrait presque dire (si la recherche de la meilleure rentabilité n'était une lutte sans fin) que les techniques actuelles offrent déjà aux créateurs une gamme complète de moyens. La vidéo et les formes les plus perfectionnées de la production filmée sont parvenues à un point de qualité qui permet de satisfaire la plupart des exigences.

Mais vous sentez pourtant le besoin, et vous recherchez chaque jour l'accès à des techniques meilleures. Des appareils plus simples et partant plus maniables, des circuits plus stables ou se corrigeant d'eux-mêmes, moins de lumière, des supports toujours plus parfaits ou plus simples dans leur emploi, autant d'objectifs parmi tant d'autres que votre science s'efforce d'atteindre, et dont elle s'approche de jour en jour.

J'évoquais la lutte sans fin pour la rentabilité ; il est bien certain qu'elle s'impose avec force dans la gestion quotidienne de nos organismes et pour soucieux que nous soyons d'obtenir la meilleure qualité possible, il est des limites financières que nous devons fixer à notre désir de perfection, et un compromis qualité-prix est notre loi commune.

Inévitable au plan de la production, combien plus important encore doit nous apparaître ce compromis au plan de la réception. Plus qu'en tout autre domaine, la chaîne de la télévision en couleur vaut ce que vaut son maillon le plus faible et l'un de ces maillons, le plus vulnérable sans doute, échappe à l'emprise et au contrôle de nos organismes. Il est, dans les foyers, entre des mains rarement expertes et nous attendons de lui tout un ensemble de qualités sans lesquelles seraient réduits à néant tous les immenses efforts de l'appareil de production et de diffusion.

Ce récepteur, il le faut simple dans son maniement, fidèle quant à l'image qu'il donne, fiable dans tous ses éléments mais il faut surtout, si nous voulons vraiment que la télévision en couleur réponde à toutes les ambitions que nous avons pour elle, que ce récepteur cesse d'être un appareil de luxe et que son prix le rende accessible au plus grand nombre. Nous sommes tous convaincus, je crois, que l'image en couleur dans nos foyers ne doit pas être un luxe comme le resteront longtemps les tableaux de maîtres, les éditions originales ou les collections d'objets de fouilles. Tout ce que la télévision en couleur recèle de possibilités de distraction ou de culture, c'est à tous que nous devons nous efforcer de le rendre accessible et votre effort, Messieurs, doit être tendu vers ce but.

Nous savons, les uns et les autres, les difficultés considérables qui restent à surmonter. Mais il est des exemples, dans l'évolution des techniques qui vous sont familières, qui doivent nous convaincre que le but n'est pas inaccessible. Il a fallu peu de temps pour que le récepteur noir et blanc lui-même cesse d'être un objet de luxe pour devenir d'utilisation courante. Plus près de nous, les progrès spectaculaires obtenus en peu d'années pour la retransmission du son ont mis la haute fidélité à la portée, sinon de tous les foyers, du moins d'un très grand nombre.

Pour optimiste que l'on soit, il faut être conscient cependant qu'en matière de télévision en couleur, toute médiocrité est réthibitoire. S'agissant du son, on est en présence d'une gradation en quelque sorte continue qui du parfait descend jusqu'au médiocre, les seuils de tolérance étant variables en fonction des différents auditeurs à raison de leurs exigences particulières, de leurs compétences, de leurs besoins ou de leurs goûts. S'agissant de la couleur, les critères seront beaucoup moins subjectifs. Il existe ici des termes de référence familiers à chacun de nous, la carnation des visages, le bleu du ciel, le vert des prés, par exemple, et la télévision en couleur ne s'imposera, comme nous le souhaitons, que si tous les récepteurs parviennent à donner des images capables de répondre à ces critères.

Ce serait, je crois, compromettre son développement, ce serait le retarder en tout cas, que de sacrifier au départ l'indispensable recherche de la plus grande qualité à des considérations de prix de revient.

Cette confrontation de deux exigences contradictoires il y a peu de domaines où il soit aussi important de la résoudre. Les automobiles peuvent aller plus ou moins vite, être plus ou moins luxueuses en fonction de leur prix, les immeubles être de brique ou de pierre de taille, nos récepteurs, eux, quel que soit leur prix doivent donner le même bleu, le même vert, le même rouge ; il ne peut y avoir de couleur au rabais si nous voulons que la télévision en couleur réponde à toutes les ambitions que nous avons pour elle.

Tel est sans doute, Messieurs, l'objectif principal de votre recherche, celui pour lequel, en tout cas, un immense public attend avec espoir et confiance le résultat de vos travaux.

Permettez-moi, en terminant, de féliciter et de remercier la *Société Française des Electroniciens et Radioélec-*

*triciens* d'avoir pris l'initiative d'organiser ce colloque. Nous sommes tous conscients que les progrès décisifs que nos contemporains attendent seront le fruit d'une large collaboration de tous les chercheurs. Puissiez-vous, Messieurs, y contribuer durant ces quelques jours. Je forme les vœux les plus sincères pour le succès de vos travaux.

## INDEX MÉTHODIQUE DES COMMUNICATIONS PRÉSENTÉES AU COLLOQUE disponibles à la FNIE

### EXPOSÉ DE SYNTHÈSE

- Y. LE GRAND, Professeur au Muséum National d'Histoire naturelle, Les Bases physiologiques de la Télévision en Couleur.

### VISION COLORÉE COLORIMÉTRIE DE LA CHAÎNE DE TÉLÉVISION EN COULEUR

- 11 Théorie nouvelle sur la Physiologie de la Vision colorée, Dr H. CALVET et Prof. RUIZ, La Radiotechnique.  
12 Seuils différentiels de couleur, F. PARRA, Muséum d'Histoire Naturelle.  
13 On the choice of equisignal chromaticity for colour receiver, A.N. ISAYEV, Ministère de la Radio Industrie, Moscou.  
14 Choice of sensitivity spectral characteristics of pick-up devices in colour television, A. KOUSTAREV, Ministère de la Radio Industrie, Moscou.  
15 Le film pour télévision en couleur, P. MOUCHEL, Kodak-Pathé.  
16 Corrections photographiques et électroniques des films destinés à la télévision couleur, M.B. GAGNY, Kodak-Pathé et M.J. GREGEOIS, O.R.T.F.

### TÉLÉCINÉMAS ÉQUIPEMENTS DE STUDIOS

- 22 Perfectionnements récents apportés aux télécinémas et analyseurs, M. FAVREAU, Cie Fse Thomson-Houston - Hotchkiss-Brandt.  
23 Expérience de la construction d'appareillage TV couleur, M. GOULINE, Ministère de la Radio Industrie, Moscou.  
24 Expérience de la construction du car de reportage TV, V. ESSINE, Ministère de la Radio Industrie, Moscou.  
25 Simplified pulse control of TV equipment especially for the PAL system, E.H. NIELSEN, N.V. Philips Gloeilampenfabrieken.  
26 A Codage et mélange des signaux SECAM, R. FESSART, C.F.T.  
26 B Problèmes des mélangeurs video pour la télévision en couleur, J. FLEURY, C.F.T.H.H.B.

### CAMÉRAS DE PRISES DE VUE DIRECTES ENREGISTREMENT MAGNÉTIQUE DES IMAGES

- 31 Production sur film contre production électronique, Prof. Dr R. THEILE, Union Européenne de Radiodiffusion, Munich.  
33 Perspectives de conception de caméras télévision couleur, P. GUISSITCH, Ministère de la Radio Industrie, Moscou.

- 34 The desired spectral response curve of the « Plumbicon » and of the optical system in a colour television camera, L.J. v.d. POLDER, N.V. Philips Gloeilampenfabrieken.  
35 Problèmes rencontrés dans l'étude des caméras de prises de vues pour la télévision en couleur, F.W. DE VRYER, N.V. Philips Gloeilampenfabrieken.  
36 New type color television camera with improved optical system, KEN-ICHI KANO, T. KATSUKA, F. ANDO et M. KAWASAKI, Nippon Electric Company Ltd.  
37 La caméra couleur 4 tubes THT 2001, J.M. GAUCHERON, C.F.T.H.H.B.  
38 Une caméra de télévision en couleur à canal de chrominance unique, R. CAHEN et D. THIRION, C.S.F.

### RÉCEPTEURS - CONCEPTION GÉNÉRALE COMPOSANTS

- 41 Expérience de la production des téléviseurs couleur en U.R.S.S., S. NOVAKOVSKY, Ministère de la Radio Industrie, Moscou.  
42 The technical outline of 12 inches shadow mask type colour TV receiver, T. INAMIYA, Tokyo Shibaura Electric Co Ltd.  
43 Fiabilité des récepteurs de télévision en couleur, A. BAIZE, La Radiotechnique.  
44 Moire effect in shadow mask tube, P.G.J. BARTEN, N.V. Philips Gloeilampenfabrieken.  
45 Ultrasonic delay for use in colour TV receivers, M. GAMMEL, N.V. Philips Gloeilampenfabrieken.

### RÉSEAU DE TRANSMISSION ET DE DIFFUSION

- 51 On the values of some colour parameters for the equipments employed in the television chain used for colour transmissions, Dr H. DOBESCH, Rundfunk und Fernseh-technisches Zentralamt der Deutscher Post, Berlin.  
52 Faisceau hertzien de reportage destiné à la transmission de programmes de télévision en couleur, J. KOENIG, T.R.T.  
53 Relais hertzien mobile transistorisé TF 210 pour TV couleur, M. SAFA, G. LABORDE et M. BARRE, C.S.F.  
54 Power klystrons for band IV - V, J. WARINGA, N.V. Philips Gloeilampenfabrieken.  
55 Modulation des émetteurs de télévision en couleur, C. BABILLON et P. SIMON-COTE, C.S.F.  
56 Modulateur image et nouvelle génération de réémetteurs destinés à la transmission en couleur, VERGUET, T.R.T.  
57 In colour television broadcasting in the USSR, A.M. VARBANSKY, Ministère des Communications, Moscou.

## MESURE SUR LA CHAÎNE DE TRANSMISSION

- 61 Utilisation d'un nouveau colorimètre photoélectrique pour le réglage de la prise de vue des caméras couleur, J. HAMBLETON, Joyce Loebel France.
- 62 Appareils spécialisés de mesure et de contrôle de TV couleur, P. CASSAGNE, Compagnie Française de Télévision.
- 63 Contrôle des modulations et des images en couleur en exploitation courante, M. MOREL, O.R.T.F.
- 64 Signaux d'insertion et contrôle des transmissions de télévision en couleur, M. GUINET, O.R.T.F.
- 65 Utilisation de l'oscilloscope Alcatel 707 équipé d'un tiroir de double base de temps télévision pour l'observation des signaux de télévision en couleur, C. FRANÇOIS et J. FONTAINE, Alcatel.
- 66 Un colorimètre automatique pour récepteurs de télévision en couleur, J.L. ROBERT, Le Groupe Scientifique.

## RÉCEPTEURS MULTINORMES MESURES SUR LES RÉCEPTEURS MAGNÉTOSCOPES DOMESTIQUES

- 71 Nouvelle conception d'un châssis multinormes B, système couleur, E. GAEREMIJN, N.V. COBAR (Electronic).
- 73 Appareils de mesure photométriques pour le récepteur TV couleur, A. DUBEC, La Radiotechnique.
- 74 Synthèse des résultats d'exploitation de générateur de signaux destiné au réglage des circuits des récepteurs de télévision couleur, système Secam, R. DESOILLE, MUNIER et TURMEAU, Compagnie Générale de Métrologie.
- 76 A narrow band colour coding system especially for the recording of colour TV signals on home video recorders and for the transmission of colour TV signals via telephone lines, M. KOUBEK, Technische Hochschule, Vienne.
- 77 Enregistrement du Secam sur les magnétoscopes portables, J. HASCOET, Engins Matra.

## PERSPECTIVES D'ÉVOLUTION DE LA TÉLÉVISION EN COULEUR

- 81 The « index » tube, Docteur Ir. E.T. FERGUSON, Philips Research Laboratories.

- 82 Beam index colour, TV-tube, signal processing, R.M. v. d. AVOORT, Philips Research Laboratories.
- 83 Nouveau tube relais optique pour la projection d'images de télévision, G. MARIE, L.E.P.
- 84 Télévision en couleur en modulation par impulsions codées, FRITZ et LE FORT, C.N.E.T.
- 85 Projection d'images de télévision en couleur, G. VALENTI, Ingénieur Général des Télécommunications.

## PROBLÈMES DE BALAYAGE, PURETÉ CONVERGENCE DANS LES RÉCEPTEURS DOMESTIQUES DE TÉLÉVISION EN COULEUR

- TR 11 Problèmes des fuites magnétiques dues aux haut-parleurs utilisés dans les récepteurs télévision couleur, A. MOREAUX, La Radiotechnique.
- TR 12 Circuits de déviation et de convergence dans les récepteurs télévision couleur bi-définition, M. GUILLAUME, T.T.C., La Radiotechnique compélec.
- TR 13 Tube cathodique trichrome à masque perforé. Contribution aux mesures objectives de convergence, J.C. STERN, C.I.F.T.E.
- TR 14 Les bases de la transistorisation intégrale des récepteurs de TV-couleur, M. CHAUVIERRE, Vidéon.
- TR 15 Le problème du balayage et de THT, A. NIESEN, Vidéon.
- TR 16 Les problèmes des convergences statiques et dynamiques des tubes couleurs du type « à masque », G. NIESEN, Vidéon.
- TR 17 Système de convergence simplifié bi-standard pour les tubes tri-cansons, M. PAYEN, Orega Electronique et Mécanique.

## PROBLÈMES DE DÉCODAGE DANS LES RÉCEPTEURS SECAM

- TR 22 La stabilité des circuits de décodage dans le système Secam, C. RAGOT, Vidéon.
- TR 23 Décodeur Secam, J. BENAIN, C.F.T.H.H.B.

# DOCUMENTATION TECHNIQUE

## PUBLICATIONS TECHNIQUES

### PUBLICATION SUR LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS

IMEX-FRANCE annonce la sortie du fascicule intitulé « LES AMPLIFICATEURS OPÉRATIONNELS », premier d'une série qui se propose d'aborder les problèmes nouveaux de l'électronique. Cet ouvrage rédigé par deux ingénieurs de la Division « Applications » d'IMEX-FRANCE, a pour but de donner sous forme concrète la somme des connaissances indispensables à tout utilisateur d'amplificateurs opérationnels et d'éléments non-linéaires associés.

Une nouvelle Division « Engineering de Systèmes » est venue compléter les activités de la Division « Applications » dans le domaine de l'acquisition et du traitement des informations.

*Renseignements* : O.E. Service, cercelez le n° 400.

### BULLETINS TECHNIQUES DE RTC LA RADIOTECHNIQUE-COMPELEC

Dans la série « Application des semiconducteurs », la Radiotechnique vient d'éditer de nouvelles brochures :

- N° 30 : Circuits intégrés de logiques TTL, série FJ.
- N° 31 : Circuit intégré linéaire TAA 320.

Dans la série « Notes d'application circuits intégrés » :

- DNA 102 : Amplificateurs de puissance à éléments discrets en périphérie aux circuits intégrés de la série FC.
- D.N.A. 103 : Couplage de capteurs aux circuits intégrés logiques de la série FC.
- DNA 104 : Transcodeurs utilisant les circuits intégrés de la série FC.
- DNA 106 : Compteurs synchrones avec les circuits intégrés de la série FC.
- DNA 107 : Décades synchrones avec les circuits intégrés de la série FC.
- DNA 108 : Mémoire à tores magnétiques utilisant une unité mémoire du type K et des circuits intégrés de la série FC.
- DNA 109 : Décades asynchrones réalisées avec la bascule intégrée FCJ 111 ou FCJ 112 en logique DTL.

- DNA 110 : Décades asynchrones réalisées avec la bascule intégrée FCJ 101 ou FCJ 102 en logique DTL.
- DNA 111 : Décades synchrones réalisées avec la bascule FCJ 111 ou FCJ 112 en logique DTL.

*Renseignements* : O.E. Service, cercelez le n° 401.

## NOUVEAUTÉS TECHNIQUES

### NOUVEAUX SUPPRESSEURS DE TRANSITOIRES A L'ÉTAT SOLIDE POUVANT ABSORBER UNE PUISSANCE ALLANT JUSQU'A 12 kW

Motorola vient de lancer une nouvelle série de supprimeurs de transitoires à l'état solide, pouvant protéger les équipements électroniques contre les dangers provoqués par des pointes de courant. Ces nouveaux composants utilisent diverses diodes de Zener au silicium, convenablement équilibrées pour délivrer les intensités voulues et sont conçus pour pouvoir être utilisés individuellement dans les systèmes à courant continu ou comme éléments associés dans les applications à courant alternatif jusqu'à 117 volts.

Ces supprimeurs de transitoires serviront principalement pour protéger des systèmes électroniques se composant de plusieurs équipements individuels, tels que les systèmes aéronautiques, les systèmes mobiles de l'armée, etc., pour lesquels un seul supprimeur protégera contre l'action de phénomènes transitoires risquant d'endommager un ou plusieurs équipements du système.

Mais il sera également possible d'incorporer ces supprimeurs dans un équipement donné, en cours de construction, du fait qu'ils pèsent moins de 30 g et occupent moins de 30 cm<sup>3</sup>, ce qui permet de les placer dans des dispositifs extrêmement compacts.

Ces supprimeurs à diodes Zener possèdent un grand nombre d'avantages par rapport aux autres supprimeurs utilisés, il est aisé de maintenir relativement constants leurs niveaux de tension de rupture Zener sur une plage de température allant de — 65° à 175 °C. Ajoutons que leurs caractéristiques ne varient pas avec le temps. Il n'y a pas de courant d'appel, comme avec les supprimeurs habituels de type RC ; en outre, le supprimeur Motorola réduit à moins de 50  $\mu$ A l'important courant de repos que l'on observe avec les circuits à résistances. Parmi les autres avantages des supprimeurs à diodes Zener, on peut

citer les temps de réaction très courts, et les facteurs de couplage très faibles par rapport aux autres types.

Ces protecteurs de puissance à diodes Zener, ont été rendus possibles grâce à la technique de production Multi-Celle, créée par Motorola, qui permet d'équilibrer individuellement les Zeners de puissance et de les monter sur un échangeur de chaleur commun pour former un seul Zener important, acceptant un courant très fort, tout en assurant la même tension de rupture inverse et la même précision de réglage : les caractéristiques de tension Zener sont les mêmes que pour les diodes Zener individuelles de Motorola.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 402.

### NOUVEAU SYSTEME DE CONNEXIONS POUR LES MICRO-CIRCUITS

Depuis des années, les fabricants de circuits microélectroniques à semiconducteurs ont essayé de trouver un système de connexion sûr et bon marché pour établir les contacts des éléments composant un microcircuit.

Jusqu'ici, on employait pour chaque conducteur un fil d'or ou d'aluminium ; mais les frais de fabrication se montaient à environ 5 centimes par conducteur (plus 60 centimes par appareil) et souvent les essais donnaient de mauvais résultats parce que les raccords métalliques n'étaient pas bons.

Les laboratoires de microélectronique d'Elliot-Automation de Glenrothes (Ecosse) ont découvert une nouvelle technique pour la confection des connexions, prête dès maintenant à être utilisée sur les chaînes de fabrication : elle consiste à souder une minuscule barre d'or au circuit par l'intermédiaire de cinq raccords métal sur métal. L'avantage de ce système de jonction est qu'il peut s'exécuter automatiquement ; il n'a donné jusqu'ici aucun échec.

Cette nouvelle technique supprime, pour ainsi dire, les dépenses de main-d'œuvre. On peut se rendre compte de l'importance de ce perfectionnement.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 403.

### CAMERA TV INDUSTRIELLE SONY DXC-2000 E AVEC VISEUR ÉLECTRONIQUE

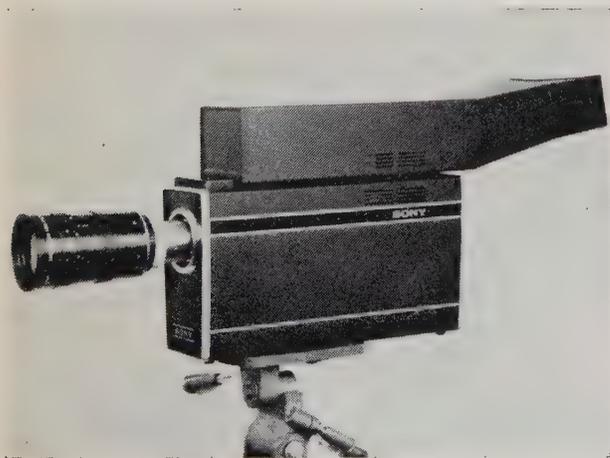
L'utilisation de la télévision en circuit fermé devient, de plus en plus, un outil de travail indispensable.

L'adjonction d'un viseur électronique à la caméra de prise de vue est un perfectionnement que SONY vient de résoudre avec sa caméra monobloc DXC-2000 E : on peut y fixer un viseur (DXF-4) qui comporte un tube cathodique de 10 cm de diagonale.

Ses caractéristiques principales sont :

Normes : 625 lignes 50 Hz entrelacé.

Générateurs de synchro : pilotés par quartz.



Bande passante : 8 MHz.

Eclairage minimal : 200 lux avec F2.

Contrôle de sensibilité : automatique ou manuel : 200 à 100 000 lux.

Vidicon : 8541.

Dimensions : 100 × 196 × 350 mm.

Poids : 6,1 kg.

Avec le moniteur PVM-39 (48 cm en coffret métallique) et le magnétoscope PV 120 UE, la gamme de télévision industrielle SONY est complète.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 404.

### UN CASQUE LÉGER QUI NE CACHE PAS LES OREILLES

Un casque inventé par une firme britannique se porte sur les pommettes, laissant donc les oreilles découvertes et la bouche entièrement libre. Il convient pour de nombreux systèmes de communications, y compris le contrôle du mouvement aérien, les communications dans l'aviation même et les « laboratoires » d'enseignement des langues.

L'ensemble pèse 144 grammes et se compose d'un microphone à conductivité par les os et d'un haut-parleur miniature. Ces éléments, reliés par une bande réglable de CPV et un casque d'acier inoxydable poli, s'adaptent de chaque côté de la tête, juste en avant des oreilles.

Le système permet à celui qui le porte de tenir une conversation normale et d'envoyer et de recevoir des messages sans nouveau réglage du casque ; celui-ci peut aussi se porter sous un grand nombre de modèles de casques protecteurs.

Il existe des amplificateurs en ligne à l'état solide qui portent le niveau de sortie de microphone à conductivité par les os à la même valeur que celle des microphones électro-magnétiques ou au carbone.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 405.

### UNE RÉSINE LIQUIDE ANAÉROBIQUE MET À L'ÉPREUVE DES VIBRATIONS LES VIS ET ÉCROUS D'UNE UNITÉ DE CONTRÔLE DES DONNÉES DE VOL

Une technique de fixation par résines liquides anaérobiques a permis un verrouillage des vis et écrous ordinaires, qui les rend insensibles aux vibrations, sur les unités de contrôle des données de vol destinées à des avions de combat.

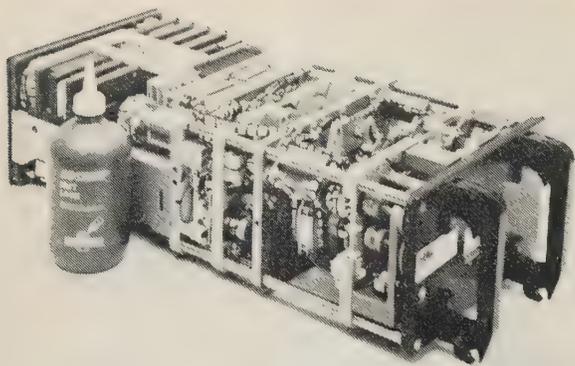
La nouvelle méthode permet d'assurer le freinage d'éléments de fixation qui auparavant se desserraient lors des essais au banc, effectués sur les unités de contrôle des données de vol LD-4 étudiées par la société Arenco Electronics de Stockholm. On peut monter maintenant ces appareils sur les avions de reconnaissance Saab Viggen 37 actuellement en cours d'essai par la Royal Swedish Airforce.

Cette technique consiste à appliquer une résine liquide anaérobie de freinage qui, par durcissement dans les filetages, se transforme en un film tenace dont la résistance au cisaillement est comprise entre 50 et 70 kg/cm<sup>2</sup>.

Appliquée au vis et aux écrous de l'unité centrale, elle leur a permis de supporter des chocs et des vibrations de loin supérieurs au pire que l'on puisse attendre en vol opérationnel.

L'action de freinage de la résine Loctite Freinfillet Normal s'étend à toute la surface de filetage engagée. Même après rupture de la fixation principale, le film plastique durci continue à s'opposer au desserrage et provoque par frottement un couple résiduel correspondant à un effort de cisaillement d'environ 50 kg/cm<sup>2</sup>, qui se maintient sur plusieurs tours.

Cette combinaison du couple de rupture et du couple résiduel assure la résistance des assemblages filetés aux chocs et aux vibrations. Au montage, les pièces se vissent



Une résine liquide anaérobique met à l'épreuve des vibrations les vis et écrous d'une unité de contrôle des données de vol d'un avion de combat.

librement et se verrouillent une fois l'assemblage terminé. Le démontage est non seulement possible, mais facile et rapide. L'application de la résine directement sur les filetages peut être répétée lorsque c'est nécessaire.

Auparavant, la société Areco Electronics avait essayé de freiner les vis et écrous de son appareil au moyen d'un vernis, mais les éléments se desserraient en cours d'essais.

L'appareil LD-4 freiné à la résine anaérobique est maintenant monté sur l'avion Saab Viggen 37. C'est un calculateur électromécanique. Les données traitées par le calculateur, altitude, vitesse et variations d'assiette de l'avion sont rassemblées et apparaissent sur des cadrans.

La précision est très élevée : le voyant d'altitude est affecté par une variation de 0,5 mètre. Celui de vitesse est donné pour une précision de  $\pm 5$  km/h aux vitesses les plus basses, et de  $\pm 15$  km/h au maximum de vitesse. Le nombre de Mach est indiqué à  $\pm 0,01M$  près à basse

altitude, et à  $\pm 0,02M$  près aux hautes altitudes. Le voyant-indicateur numérique, bien que purement mécanique, a un temps de réponse de 0,017 seconde seulement.

Les plus petites vis et les plus petits écrous de l'appareil ont 2,3 mm de diamètre. Les plus grands 6 mm. Le joint Loctite Freinfillet Normal est seulement appliqué aux sommets des filets avant l'assemblage, les propriétés capillaires de la résine assurent le revêtement de toute la surface des filets.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 406.

## L'ÉVOLUTION DE LA BATTERIE ÉLECTRIQUE GRACE AUX RECHERCHES SPATIALES

La recherche spatiale a conduit à la mise au point de batteries au cadmium-nickel facilement rechargeables.

Un nouveau type de batterie permettant d'obtenir de l'électricité en utilisant de fines feuilles de magnésium, l'oxygène de l'air et de l'eau salée, vient d'être mis au point par la GENERAL ELECTRIC. Appelée MAGAIR, du nom de son inventeur, cette batterie peut être rechargée en 15 minutes environ en ajoutant simplement de nouvelles plaques de magnésium, une poignée de sel et la quantité d'eau nécessaire.

Alors que les batteries conventionnelles nécessitent un équipement spécial et une source extérieure de puissance pour leur recharge, ce nouveau dispositif électrochimique donne une énergie supérieure à poids égal, coûte moins cher et assure une plus grande fiabilité et une plus longue durée d'utilisation.

La batterie MAGAIR a un rapport énergie/poids élevé et elle présente l'avantage d'utiliser un électrolyte non toxique et non corrosif alors que les batteries au zinc contiennent une solution caustique.

Les cathodes de la pile ne sont pas usées lors de la réaction mais elles doivent cependant être remplacées environ toutes les 1 000 heures.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 407.

## ERRATUM

### Nouveaux ensembles légers de reportage noir et blanc aux Jeux Olympiques d'Hiver

Une photo s'est glissée à la place d'une autre à la page 174 de la Correspondance de *l'Onde Electrique* de février 1968. Nous donnons ci-dessous le bon cliché et précisons qu'il s'agit du nouvel ensemble de « Caméra HF » entièrement autonome et raccordée par voie hertzienne aux régies mobiles. Installées dans une voiture Citroën ID 19, chacune d'elles contrôle trois caméras de ce type. Ce matériel est remarquable par sa souplesse d'utilisation et sa rapidité de mise en œuvre, tout en conservant une qualité équivalente à celle des caméras de studio. Ces ensembles ont été réalisés par TRT pour l'ORTF spécialement pour les Jeux Olympiques de Grenoble.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 417.



# COMMUNIQUÉS

## CONGRÈS ET EXPOSITIONS

### CONFÉRENCES

#### DU CENTRE DE PERFECTIONNEMENT TECHNIQUE

Le Centre de Perfectionnement Technique organise à la Maison de la Chimie, 28, rue Saint-Dominique, Paris-7<sup>e</sup> un certain nombre de conférences dont certaines que nous mentionnons ci-après sont susceptibles d'intéresser nos lecteurs :

— les 7 et 14 mai — après-midi — Le désalement de l'eau de mer .

— les 8 et 15 mai — après-midi. — La sécurité dans l'emploi des gaz liquéfiés.

Le Centre annonce, d'autre part :

— du 25 au 28 juin, à Lyon — Quatre journées d'étude de la mesure et l'automatique.

Le programme de ces Journées comportera 16 communications et un après-midi de visites techniques.

Renseignements complémentaires, cercelez le n° 418.

#### ÉCOLE D'ÉTÉ SUR LA THÉORIE DU CIRCUIT (SSCT 68)

Prague, 28 juin - 12 juillet 1968

L'Institut de Radiotechnique et d'Electronique de l'Académie tchécoslovaque des Sciences organise une rencontre internationale de travailleurs scientifiques, de professeurs, d'étudiants gradués et ingénieurs s'intéressant à la théorie du circuit et des domaines s'y rattachant. Cette rencontre est fixée du 28 juin au 12 juillet 1968. Cette conférence fait suite à la dernière Ecole d'été sur la théorie du Circuit qui a eu lieu en 1965.

Les institutions qui se sont chargées de la mise sur pied de l'Ecole d'été sur la théorie du circuit 1968 (SSCT 68) sont l'Union Internationale de la Radiotechnique Scientifique (U.R.S.I.) et la Société Scientifique Tchécoslovaque, avec la collaboration de l'Ecole Electrotechnique de l'Université de Prague, l'Académie Militaire A. Zapotocky à Brno et l'Ecole Electrotechnique de l'Université Technique Slovaque à Bratislava.

Les cours feront l'objet de conférences de spécialistes éminents. Le Comité de la SSCT 68 a retenu trente-deux noms parmi lesquels se trouvent 9 américains, 8 tchécoslovaques, 5 allemands (dont deux de l'est), 4 anglais, 2 russes, 1 belge, 1 hongrois, 1 italien et 1 polonais.

Le programme complet ainsi que les formulaires d'inscription seront envoyés aux personnes intéressées à ces cours au début de mai 1968.

La dernière limite pour l'inscription des participants est le 31 mai 1968.

Renseignements complémentaires : cercelez le n° 408.

#### COLLOQUE SUR LA RECHERCHE NUCLÉAIRE

Paris, le 8 mai 1968

Un colloque sur « la Recherche Nucléaire — Collaboration du CEA et de l'industrie » aura lieu le 8 mai 1968 dans la salle des INGÉNIEURS CIVILS DE FRANCE, 19, rue Blanche à Paris-9<sup>e</sup>. Il se tiendra de 10 h à 12 h 30, sera suivi d'un déjeuner froid et se poursuivra de 14 h 30 à 17 h.

Cette manifestation est organisée par l'ATEN, conjointement avec le GROUPE INTERSYNDICAL DE L'INDUSTRIE NUCLÉAIRE (GIIN) et la SOCIÉTÉ DES INGÉNIEURS CIVILS DE FRANCE (ICF) en accord avec le CEA.

Ce colloque est conçu comme un dialogue avec le CEA ayant pour objet :

— d'apprécier l'effort accompli dans le domaine de la recherche nucléaire ;

— d'examiner les questions relatives à la coordination des recherches et aux relations entre le CEA et l'industrie dans ce domaine.

Il sera organisé sous forme d'une Table ronde comportant :

— d'une part, un compte rendu et des suggestions de l'industrie dans son ensemble ;

— d'autre part, l'exposé des problèmes propres aux différents secteurs industriels.

**CONGRÈS BIPARTITE DES SOCIÉTÉS  
FRANÇAISE ET ALLEMANDE  
DE CHRONOMÉTRIE  
Colmar-Wintzenheim, 17-19 mai 1968**

La Société Chronométrique de France organisera cette année à Colmar, les 17, 18 et 19 mai 1968 le Congrès commun aux deux sociétés.

Les séances de travail auront lieu à l'Ecole de Photographie de Wintzenheim (à 4 km de Colmar).

Les Conférenciers sont invités à faire connaître, dans les meilleurs délais, les titres de leurs exposés et le nom de la personne qui les présentera, à :

M. Remond, Observatoire de Besançon, 34, avenue de l'Observatoire, 25-Besançon (Tél. (81) 80.03.30 - Poste 41), pour les Français.

M. Schieron, Deutsche Gesellschaft für Chronometrie, Bolzstrasse 4 Stuttgart (Tél. 29.16.21), pour les Allemands.

Chaque conférencier devra présenter dans sa langue avant le 15 avril 1968 un résumé d'environ une page dactylographiée, double interligne, et une traduction dans l'autre langue. Ces résumés seront imprimés et remis aux Congressistes lors de leur accueil à Colmar et publiés dans les « Annales Françaises de Chronométrie et de Micromécanique » et dans le « Jahrbuch » de la DGC.

**CINQUANTENAIRE  
DE LA SOCIÉTÉ DE CHIMIE INDUSTRIELLE  
CONGRÈS ET SALON INTERNATIONAUX  
Paris, 24 mai-1<sup>er</sup> juin 1968**

A l'occasion de son cinquantenaire, la Société de Chimie Industrielle organise un très important congrès au Conservatoire National des Arts et Métiers, du 24 au 31 mai 1968.

Ces journées traiteront des grands thèmes d'actualité intéressant l'industrie chimique. Il y aura également un séminaire international sur la recherche ayant pour thème : « Les techniques de décision en matière de recherche ».

Parallèlement, du 24 mai au 1<sup>er</sup> juin, le Palais du CNIT à Puteaux abritera le 8<sup>e</sup> Salon international de la Chimie qui occupera la totalité de ses cinq niveaux, soit 80 000 m<sup>2</sup>. Il est intéressant de noter que la participation étrangère à ce Salon passera de 30 % en 1965 à 50 % cette année : 25 pays différents présenteront équipement et appareils et des stands nationaux offriront aux techniciens du monde entier les productions les plus avancées dans le domaine du laboratoire et de la production industrielle.

Sur le plan nucléaire, le CEA, l'ATEN et l'United Kingdom Atomic Energy Authority seront présents au niveau 3.

Une importante section américaine groupée présentera au niveau 3 également les produits et matériels spécialement sélectionnés pour le marché européen. 18 sur les 40 exposants prendront pour la première fois contact avec le marché français.

**CONFÉRENCE INTERNATIONALE  
SUR LA RECONNAISSANCE DE FORME  
Grenoble, 11-13 septembre 1968**

Sous le patronage de la DRME et de l'AFIRO, une conférence internationale sur la reconnaissance de forme aura lieu à Grenoble du 11 au 13 septembre prochain.

Avant d'étudier la situation actuelle en matière de lecture automatique, les participants seront mis au courant des travaux théoriques des spécialistes et des réalisations existantes dans les différents domaines de la reconnaissance de forme.

Ci-après le programme projeté :

1<sup>re</sup> session : exposés généraux de synthèse

- sur l'apprentissage
- sur les problèmes de codage
- sur les méthodes optiques et, en particulier, les hologrammes.

2<sup>e</sup> session : exposés de travaux originaux de nature théorique

- sur les méthodes de classement
- sur les méthodes de codage.

3<sup>e</sup> session : exposés sur la reconnaissance de forme dans les domaines autres que la lecture automatique (Méthodes et Instrumentation).

4<sup>e</sup> session : lecture automatique.

5<sup>e</sup> session : le futur de la reconnaissance de forme. Les besoins, comment les satisfaire ?

Pour de plus amples renseignements, s'adresser à O.E. Service en cerclant le n° 409.

**CONFÉRENCE SUR LES MESURES PAR LASERS  
Varsovie, 24-26 septembre 1968**

Sur l'invitation du Comité national polonais de l'URSI et de l'Académie polonaise des Sciences se tiendra à Varsovie du 24 au 26 septembre 1968 la Conférence sur les Mesures par Lasers, sous le patronage de la Commission I de l'URSI.

Les sujets des débats seront les suivants :

1. Mesure des caractéristiques physiques des matériaux de lasers, modulation, etc.
2. Mesure des propriétés de radiation des lasers.
3. Application des lasers aux étalons et constantes physiques.

Les droits d'inscriptions à la Conférence sont de \$ 30 environ par personne. Pour tout autre renseignement s'adresser au :

Secrétaire du Comité d'Organisation, Dr S. Hahn, Comité national polonais de l'URSI, Swiętokrzyska 21, Varsovie, Pologne.

Renseignements : O.E. Service, cercliez le n° 410.

**CONGRÈS ET EXPOSITION INTERKAMA  
Düsseldorf, 9-15 octobre 1968**

Manifestation organisée à Düsseldorf depuis une dizaine d'années, INTERKAMA comprend non seulement un congrès professionnel mais aussi une exposition spécialisée importante que les constructeurs et producteurs de la branche considèrent comme étant celle de la présentation des nouveautés. Elle occupera tout le terrain d'exposition disponible de la Düsseldorf Messegeseellschaft mbH - NOWEA.

A l'occasion de l'INTERKAMA seront organisés également des « Cours d'instrumentation » pour perfectionner le personnel spécialisé des utilisateurs.

Le congrès professionnel international INTERKAMA sera, en 1968, encore plus important grâce à un Symposium organisé par l'« IFAC » (International Federation of Automatic Control); son thème principal sera les systèmes asservis à grandeurs multiples. Des experts venant de l'Est et de l'Ouest y participeront. Selon les informations fournies par le Comité consultatif de l'AGI, le programme du congrès INTERKAMA proprement dit comprendra 51 exposés spécialisés faits par 34 orateurs allemands et 17 étrangers; ils traiteront du niveau actuel de la technique de ce domaine devenu indispensable à tous les secteurs de l'économie.

**AVIRES**  
**COLLOQUE INTERNATIONAL**  
**SUR LES APPLICATIONS**  
**DES SCIENCES ET TECHNIQUES DU VIDE**  
**AUX REVÊTEMENTS ET ÉTATS DE SURFACES**

**Dijon 15-19 octobre 1968**

Pendant les dix premières années de son existence, la Société Française des Ingénieurs et Techniciens du Vide était essentiellement composée de spécialistes en tubes électroniques.

La technologie très particulière de ce matériel obligeait les physiciens des basses pressions à s'intéresser, de gré ou de force, aux problèmes liés aux revêtements ou états de surface, et ceci par le biais des traitements appliqués aux électrodes des tubes.

Par la suite, l'abaissement spectaculaire des pressions de travail et la diversification croissante des applications, amenèrent la SFITV à prévoir des manifestations au cours desquelles des communications de plus en plus nombreuses étaient réservées à la physico-chimie des surfaces.

Le moment est donc venu de réserver la totalité d'une manifestation aux revêtements et états de surface.

Organisé par la SFITV et prévu à Dijon du 15 au 19 octobre 1968, le premier Colloque AVIRES réunira de nombreux spécialistes internationaux.

Sept conférences plénières, 36 communications et des tables rondes permettront aux participants de recycler leurs connaissances dans ce domaine, de connaître les procédés nouveaux (dépôts chimiques en phase gazeuse) ou connexes (électroplastie), d'y rencontrer dans ces techniques les spécialistes les plus éminents et de profiter des travaux scientifiques et technologiques les plus récents, présentés par leurs auteurs.

Les sujets traités seront les suivants :

- états physicochimiques de surface : une journée,
- technique de métallisation sous vide : une demi-journée,
- applications de la métallisation sous vide : une journée,
- revêtement et états de surface par voie aqueuse : une demi-journée,
- dépôts chimiques en phase vapeur : une demi-journée,
- techniques complémentaires : une demi-journée.

L'ensemble des textes des communications présentées par les Congressistes conférenciers sera publié à l'ouverture du Congrès et procuré aux intéressés suivant conditions précisées sur le billet d'inscription.

Dans le cadre du Colloque AVIRES, est organisée une Exposition technique où de nombreuses firmes spécialisées présenteront aux Congressistes (avec possibilité de démonstration en fonctionnement), leurs réalisations les plus récentes faisant appel à la technique du vide en liaison avec les revêtements et états de surface.

Les principaux matériels prévus sont les suivants :

- Matériels pour la mesure des états de surface.
- Matériel de vide (basses et très basses pressions).
- Matériel et application de métallisation sous vide.
- Matériel et applications pour dépôt chimique en phase gazeuse.
- Matériel et applications des revêtements galvaniques et chimio-déposition.

**ELECTRONICA 68**  
**EXPOSITION ET SYMPOSIUM**

**Munich, 7-13 novembre 1968**

L'exposition ELECTRONICA qui se tiendra dans les halls de la Foire de Munich du 7 au 13 novembre 1968 est une manifestation internationale où seront présentés les composants électroniques, ensembles et appareils de mesure.

Cette exposition occupera 30 000 m<sup>2</sup> et 750 exposants y montreront les productions du monde entier.

Pendant cette exposition se tiendra le 3<sup>e</sup> Symposium sur la Microélectronique. Des conférences y seront prononcées en allemand, en anglais et en français sur les sujets suivants :

- Récents développements de la fabrication des circuits semiconducteurs intégrés : emploi des nouveaux matériaux amorphes.
- Présentation des circuits : discussion sur les divers procédés de fixation des connexions électriques et le montage mécanique des microcircuits.
- Les composants électroniques traditionnels et les composants électromécaniques miniaturisés : leur montage avec des circuits microélectriques intégrés.

La traduction simultanée sera assurée. On apprendra ainsi le dernier état des recherches effectuées dans ce domaine par bon nombre de constructeurs.

## RÉALISATIONS TECHNIQUES

### CARTE MAGNÉTIQUE POUR LES USAGERS PERMANENTS DES PARKINGS

Cette carte magnétique utilise un procédé déjà employé par la Compagnie Générale d'Automatisme, filiale de la CITEC, pour le contrôle d'entrée des passagers du métro de Montréal. Elle permet, après introduction dans un lecteur, de contrôler automatiquement l'admission et le retrait des véhicules des usagers permanents.

La quantité importante d'informations codées qu'elle peut porter, et qui peuvent être inscrites ou supprimées en même temps qu'elle est lue, lui donne deux avantages considérables dans le domaine des parkings :

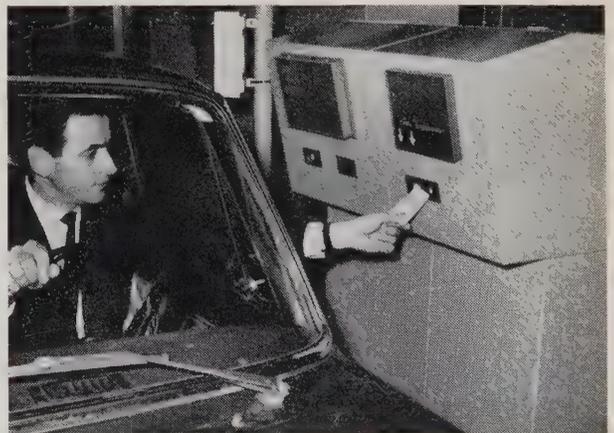
— Etant invalidée à l'entrée et revalidée à la sortie, elle interdit de parquer plusieurs véhicules avec la même carte.

— Elle permet l'abonnement à plusieurs parkings d'une même société ou de sociétés différentes, les redevances forfaitaires des usagers étant réparties périodiquement au prorata de la durée de présence et du tarif de chaque parking.

Ce support d'informations, mis au point par la Compagnie Générale d'Automatisme, est unique au monde. C'est une véritable carte de crédit, ouverte à toutes les transactions à paiement différé, qui permettra, demain, à l'automobiliste d'utiliser, outre les parkings et les voies de circulation à péage, les stations-services, garages, motels, etc.

C'est également la CGA qui a réalisé les équipements électroniques d'admission et de gestion des usagers horaires des parkings Malesherbes et Picpus.

*Renseignements* : O.E. Service, cercelez le n° 411.



**PARKING MALESHERBES**  
Les équipements d'entrée

*Au fond* : le distributeur de tickets pour les usagers horaires.  
*Devant* : le lecteur de cartes magnétiques.

## RADAR CSF A DAMAS

Le Gouvernement de la République Arabe Syrienne a conclu récemment avec la Société d'Entreprises Générales et Electroniques « SONECTRO » un contrat de fourniture et d'installation pour un ensemble radar de surveillance à hautes performances ainsi que pour divers matériels annexes destinés au nouvel Aéroport International de Damas.

Le matériel radar, fonctionnant sur 23 cm de longueur d'onde, est produit par CSF; il est d'un type dont le succès est confirmé par la vente de plus de 80 appareils dans le monde entier, en particulier en France, en Australie, en Indonésie, en Hollande et au Mexique.

A Damas, SONECTRO, filiale d'entreprises de CSF, aura non seulement le rôle de fournisseur et d'installateur, mais celui de maître d'œuvre.

Rappelons que SONECTRO s'était déjà vu confier par le Gouvernement de la République Arabe Syrienne un important contrat pour l'étude et la réalisation de l'ensemble des moyens électroniques de l'Aéroport International de

Damas, comprenant notamment l'équipement de la Tour de Contrôle et du Centre de Contrôle Régional, ainsi que les liaisons radio et télétype « Air-Sol » et « Sol-Sol ».

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 412.

## LA SUISSE POURSUIT L'EXTENSION DE SON RÉSEAU DE TÉLÉVISION

Le Département des PTT suisses vient de passer commande à GEC (Télécommunication) Ltd, de Coventry, Grande-Bretagne, de la sixième extension de son réseau de télévision.

Ce matériel est constitué de réémetteurs transistorisés, dans les ondes décimétriques et centimétriques opérant dans les bandes de 2 et de 6 GHz. Ils seront installés en 21 points des cantons suisses dont un sur la Jungfrau.

Il y a à présent en Suisse 800 000 postes de télévision et 95 % de la population peut la recevoir.

Renseignements : O.E. Service, cercelez le n° 413.

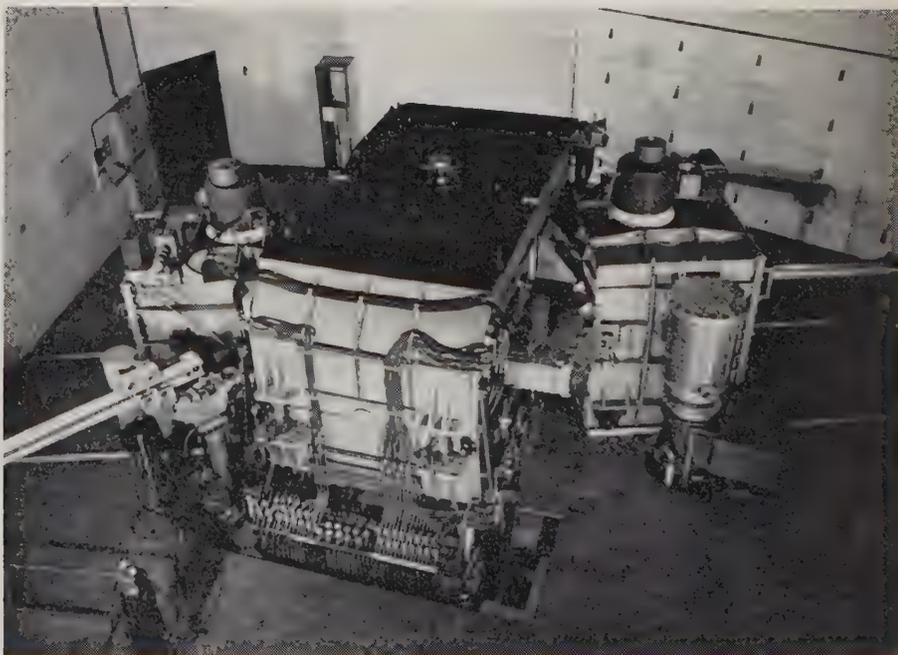
## LE CYCLOTRON ISOCHRONE DE GRENOBLE

*L'Onde Electrique* de février 1968, décrivait à la page 184 le cyclotron construit par la CSF et qui était actuellement en cours d'essais à la Faculté des Sciences de Grenoble. Nous sommes heureux de pouvoir montrer à nos lecteurs deux photographies de cette installation qui viennent de nous parvenir.

Renseignements : O.E. service, cercelez le n° 419.



▲ Salle de commande du cyclotron isochrone installé à la faculté des sciences de Grenoble.



Cyclotron isochrone installé à la faculté des sciences de Grenoble, vue ► d'ensemble de l'appareil.

## PREMIER CENTRE ÉLECTRONIQUE D'ACHEMINEMENT DE MESSAGES DE L'ARMÉE

Au début du mois de mars 1968 a eu lieu l'inauguration du premier centre électronique de commutation de messages du réseau télégraphique de l'Armée de Terre française.

La réalisation de ce centre est due à la Compagnie Générale de Constructions Téléphoniques qui a mis en œuvre un système entièrement conçu et développé par elle et dénommé DS/66-3.

L'acheminement des messages est entièrement automatique et s'effectue avec une sécurité quasi-absolue, grâce à la duplication des ensembles de traitement, celui qui est en service pouvant être remplacé automatiquement et sans interruption de trafic ni perte de caractères par l'ensemble en réserve.

Des centres analogues, dans le même système DS/66-3, fonctionnent déjà depuis 1966 et 1967 au Siège d'Air-France à Paris et au Service de la Navigation Aérienne à Orly/Athis-Mons.

*Renseignements* : O.E. Service, cerchez le n° 414.

## CRÉATION AU CHILI D'UN RÉSEAU NATIONAL DE LUTTE CONTRE LE FEU

De graves incendies causent fréquemment d'importants dégâts aux forêts chiliennes ; pour lutter contre cette menace qui pèse sur l'une des grandes richesses du pays, le Ministère de l'Agriculture du Chili a lancé un programme de protection et de développement forestier. Ce programme comporte notamment la création d'un réseau national de télécommunications pour la surveillance des forêts, la détection des incendies et la lutte contre le feu.

La Compagnie Française THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT a été chargée de l'installation complète de ce réseau. Il comporte plusieurs centaines d'émetteurs-récepteurs à bande latérale unique (1) ainsi que tout le matériel d'exploitation, les équipements de réserve et les pièces de rechanges nécessaires.

L'accord prévoit également que THOMSON-BRANDT assurera dans ses usines la formation des techniciens du Service Agricole et d'Élevage du Chili qui seront appelés à utiliser son matériel.

Rappelons que les matériels qui seront fournis ont été mis au point dans les laboratoires THOMSON-BRANDT de Gennevilliers et qu'ils sont construits en grandes séries dans l'usine que la Compagnie a implantée, il y a quelques années, à Laval. Ils sont déjà largement utilisés par les Administrations de plusieurs pays.

*Renseignements* : O.E. Service, cerchez le n° 415.

## JULICH LE PLUS GRAND CYCLOTRON ISOCHRONE DU MONDE

A l'Institut de Physique Nucléaire de l'Installation de Recherche Nucléaire Jülich GmbH, les derniers essais ont été effectués le 14 mars 1968, conformément au délai prévu, sur le faisceau interne de deutérons du plus grand cyclotron isochrone du monde. Cet accélérateur de particules a été construit par l'AEG-TELEFUNKEN en quatre ans, bien que d'importants travaux d'études ont dû être exécutés encore après la passation de la commande.

Le cyclotron a pour but d'accélérer des deutérons jusqu'à des énergies finales pouvant être réglées entre 45 MeV et 90 MeV. Les mesures de réception ont apporté la preuve du réglage des énergies finales garanties et de l'obtention de l'intensité de rayonnement maximale conformément

ment au programme. Le centre de recherche de Jülich dispose ainsi d'une installation qui, une fois complètement achevée au cours des prochaines années, permettra de devancer les autres centres de recherche nucléaire du monde dans certains domaines de la physique nucléaire.

Le cyclotron de Jülich est le second accélérateur de grande puissance construit par l'AEG-TELEFUNKEN. Le premier fut construit pour le centre de recherche nucléaire de Karlsruhe. Il fut mis en service en 1962. L'entreprise construit un troisième cyclotron pour l'Institut de Physique des Radiations et Physique Nucléaire de l'Université de Bonn.

*Renseignements* : O.E. Service, cerchez le n° 416.

## CARNET DES SOCIÉTÉS

### CONCENTRATION THOMSON-BRANDT-C.S.F.

A la suite des études entreprises depuis plusieurs mois, les Conseils d'Administration de THOMSON-BRANDT et de C.S.F. dans leurs séances du 28 mars 1968, ont approuvé la concentration des activités électroniques des deux firmes, en vue de constituer une très puissante unité dans ce domaine et de pouvoir répartir sur un chiffre d'affaires plus important les budgets de recherches et les dépenses d'extension de leurs réseaux à l'étranger.

Pour le moment, la branche « Grand Public » reste en dehors des accords.

Après approbation des assemblées générales, les opérations suivantes seront effectuées :

— Création d'une Société à laquelle est apporté l'essentiel de la branche électronique professionnelle de THOMSON-BRANDT.

— Les actions de THOMSON-BRANDT et celles de diverses filiales dans le même domaine, sont apportées à la C.S.F. qui remet en échange à la Compagnie THOMSON-BRANDT des actions C.S.F. à créer par voie d'augmentation de capital.

— La Banque de Paris et des Pays-Bas, la Compagnie des Compteurs et diverses Sociétés de leurs groupes font apport à la Compagnie THOMSON-BRANDT de leurs actions C.S.F. et reçoivent en échange des actions THOMSON-BRANDT, correspondant à environ 10 % du capital de la Société.

— Lorsque ces opérations seront terminées, THOMSON-BRANDT possédera 46 % environ du capital de la C.S.F.

Cette concentration des deux entreprises, qui concerne plus de 40 000 personnes sur un effectif total de près de 62 000, a été souhaitée et approuvée dans son principe par les Pouvoirs Publics ; elle doit assurer la compétitivité de leurs moyens industriels et renforcer leur position internationale.

Monsieur Paul RICHARD a été coopté comme Administrateur de la C.S.F. et nommé Président Directeur Général.

Monsieur Maurice PONTE a été nommé Président d'honneur.

### « COMPAGNIE DES COMPTEURS » DEVIENT LE PREMIER CONSTRUCTEUR EUROPÉEN DE MATÉRIEL DE SIMULATION D'ENVIRONNEMENT

La COMPAGNIE DES COMPTEURS a pris une importante participation dans la Société SAPRATIN, spécialisée dans les équipements de simulation d'environnement et d'essais climatiques.

Les activités de SAPRATIN viennent s'ajouter à celles de la SOCIÉTÉ D'ÉTUDES & APPLICATIONS VIDE-OPTIQUE-MÉCANIQUE SEAVOM, filiale de la COMPAGNIE DES COMPTEURS, et elle-même spécialisée dans les techniques du vide, de l'ultra-vide et de leurs diverses applications, notamment au domaine spatial. C'est la SEAVOM qui a réalisé le grand simulateur d'ambiance spatiale du C.N.E.S. à Brétigny-sur-Orge.

(1) Stations fixes 300 W (TH. C 412) ; émetteurs-récepteurs 30 W (TH. C 482) utilisés en stations soit fixes, soit mobiles ; émetteurs-récepteurs 3 W (TH. C 471) utilisés soit en stations fixes, soit comme appareils portatifs.

Grâce au rapprochement de ces deux sociétés, dont les chiffres d'affaires atteindront un montant total d'environ 25 millions de francs, le GROUPE COMPAGNIE DES COMPTEURS s'assure la première place parmi les constructeurs européens de matériel de simulation d'environnement.

#### ACCORD MOTOROLA SCAIB

A la suite d'accords signés aux Etats-Unis, Motorola Inc. prend une participation majoritaire à la S.C.A.I.B.

Cette Société assurait depuis plus de cinq ans l'importation et la distribution des dispositifs à semiconducteurs Motorols et, depuis quelques mois, la vente des équipements militaires et spatiaux de la même marque.

La Compagnie américaine contrôle son représentant en France et crée en même temps, un service commercial central au Centre Electronique Motorola de Toulouse.

Cet accord, qui a pris effet à compter du 1<sup>er</sup> janvier 1968, a été approuvé par le Ministère de l'Economie et des Finances. La raison sociale de la société est dorénavant : Motorola-SCAIB

Le département des « composants divers » de la SCAIB, représentant des marques suisses, américaines et anglaises sous son autonomie et se constitue en une seconde entité juridique : « Diffusion Electronique Européenne » « D2E ». Cette Société exerce son activité dans des locaux aménagés 15, avenue de Ségur à Paris-15<sup>e</sup>.

#### VIDEON

La Société VIDEON, qui a dix-sept ans d'existence et de développement ininterrompu, est à la pointe de l'industrie des composants électroniques, tant sur le plan national que sur le plan européen, malgré la pression constante qui conduit à une forte chute des prix. On peut se demander si ces prix sont compatibles avec une rentabilité normale et s'ils laissent une marge suffisante pour la modernisation des équipements de laboratoires et de production. VIDEON répond par l'affirmative.

Malgré l'abaissement des prix, son chiffre d'affaires augmente. Cela est dû à ses succès dans la transistorisation intégrale des récepteurs noir et blanc et à ceux qu'il a obtenus dans le domaine de la Couleur après quatre ans d'études.

Seul constructeur *spécifiquement* français à avoir étudié dans ses laboratoires tout le matériel base de temps pour la Couleur — y compris le déviateur et les convergences — VIDEON produit en série et ses ensembles sont utilisés par quelques-uns des principaux constructeurs français et étrangers : pour mémoire, les premiers récepteurs destinés à la Russie étaient équipés de matériel VIDEON. L'Allemagne lui passe actuellement de très importantes commandes.

#### NAISSANCE D' « INTERSECAM »

Le 12 mars 1968 a été créée l'Association pour la promotion internationale du procédé SECAM de télévision en couleur.

Fondé par l'OFFICE DE RADIODIFFUSION-TÉLÉVISION FRANÇAISE, la FÉDÉRATION NATIONALE DES INDUSTRIES ELECTRONIQUES et la COMPAGNIE FRANÇAISE DE TÉLÉVISION, ce Groupement qui sera connu sous le nom d' « INTERSECAM » a pour président M. P.-R. SALLEBERT, Délégué Général de la F.N.I.E. et pour délégué général M. A. PONS.

L'action d' « INTERSECAM » renforcera la promotion en faveur du procédé français de télévision en couleur.

#### SOCATEL

Le ministre des P.T.T. de la République Algérienne Démocratique et Populaire a inauguré à la fin du mois de janvier les nouvelles installations de la SOCATEL à Maison-Blanche (Algérie).

SOCATEL, Société Algérienne des Télécommunications, est une filiale commune de la C.I.T. et d'ALCATEL.

#### ACCORD SYLVANIA-MARCONI POUR LA GRANDE-BRETAGNE

SYLVANIA et MARCONI viennent de signer un accord aux termes duquel ce dernier a l'exclusivité de la vente des dispositifs microélectroniques hyperfréquences dans le Royaume-Uni.

Cet accord passé avec la division de GT & E International SA placera MARCONI au premier rang des fournisseurs de composants de Grande-Bretagne.

#### MEMOREX CONSTRUIT UNE USINE EN BELGIQUE

MEMOREX CORPORATION, l'un des premiers producteurs mondiaux de bandes magnétiques pour ordinateurs, de disques magnétiques, de bandes magnétiques analogiques pour enregistreurs scientifiques de vidéo et, depuis peu, d'éléments périphériques pour ordinateurs, vient d'annoncer que sa nouvelle usine d'Herstal, dans la province de Liège, en Belgique, entrerait en activité dès l'hiver prochain.

D'une superficie couverte de 12 000 m<sup>2</sup>, cette usine commencera par produire les bandes magnétiques de précision, dans des locaux entièrement conditionnés ; les degrés d'asepsie, de température et d'humidité y seront rigoureusement contrôlés. Ce sera, dès sa mise en service, l'unité de production de supports magnétiques de précision la plus moderne du monde.

Les plans de développement prévoient la fabrication ultérieure des disques (disc-packs) et des composants plastiques. De nouveaux laboratoires de recherche et un centre technique seront mis en service pour assurer aux clients européens de MEMOREX une assistance permanente et les services spécialisés les plus complexes. MEMOREX conservera, bien entendu, ses centres techniques de Londres et de Paris.

Grâce à cette nouvelle usine, située au cœur du Marché Commun, MEMOREX approvisionnera en bandes magnétiques de précision tout le marché européen, l'Afrique du Nord et le Proche-Orient.

#### LA COMPAGNIE INDUSTRIELLE FRANÇAISE DES TUBES ÉLECTRONIQUES - CIFTE

Durant les années 1953-1954, la COMPAGNIE DES LAMPES, contrôlée par la COMPAGNIE FRANÇAISE THOMSON-HOUSTON - HOTCHKISS-BRANDT et par la COMPAGNIE GÉNÉRALE D'ELECTRICITÉ, et la Société RADIO BELVU, contrôlée par la COMPAGNIE DU GAZ LEBON et par la SOCIÉTÉ LYONNAISE DES EAUX ET DE L'ECLAIRAGE, concentrent leurs moyens industriels et créent, d'une part « LA COMPAGNIE INDUSTRIELLE FRANÇAISE DES TUBES ELECTRONIQUES » — CIFTE — chargée exclusivement de la fabrication des tubes électroniques, et d'autre part, la Société « Le Cathoscope Français » — LCF — spécialisée dans la fabrication des tubes cathodiques grand public.

En 1966, la CIFTE absorbe la Société « LE CATHOSCOPE FRANÇAIS », regroupant ainsi l'ensemble des deux productions.

En 1967, la CIFTE, par suite de l'apport qui lui a été fait par ses deux Sociétés mères, de leurs fonds de com-

merce respectifs dans le domaine des composants électronique, devient une Société de plein exercice et, de ce fait, commercialise une gamme très variée de composants électroniques fabriqués, pour une bonne part, dans ses différents Centres Industriels.

La CIFTE est une Société anonyme occupant au total 2 400 personnes dans l'ensemble de ses trois centres.

*Centre de Courbevoie.* — Il a été construit en grande partie en 1960 sur un terrain de près de 3 hectares, 900 personnes y sont employées.

Il présente à la fois le caractère de Siège Social et de Centre Technique abritant :

a) La Direction Générale et les grandes Directions de la Compagnie.

b) Les Services Généraux centralisés de la Compagnie.

c) Les Laboratoires d'études et de recherches électroniques et physico-chimiques occupant 3 000 m<sup>2</sup> de surface développée de planchers.

d) Des Ateliers de préfabrication de préséries pour : tubes électroniques, cellules photoconductrices, interrupteurs et relais à lames souples, circuits imprimés.

e) Des Ateliers de production de série de : tubes professionnels et de petite émission, cellules photoconductrices, interrupteurs à lames souples, condensateurs variables grand public et professionnels, sélecteurs UHF et VHF, matériel très spécialisé (notamment composants pour matériels de physique, pour électronique nucléaire, pour spectromètres de masse, pour lasers, etc.).

*Centre de Lyon.* — Il dispose d'installations très importantes couvrant 20 000 m<sup>2</sup> de surface développée de planchers réparties sur 3 hectares, et emploie 800 personnes.

La production se répartit de la façon suivante : pièces détachées pour tubes électroniques et composants électromécaniques, circuits imprimés grand public, pièces détachées et montage des cathoscopes pour télévision noir et blanc et pour télévision couleur.

*Centre de Saint-Pierre-Montlimart (Maine-et-Loire).* — Ce Centre est situé à proximité d'Angers. Les effectifs sont de l'ordre de 700 personnes. Les ateliers particulièrement vastes sont implantés sur 4 hectares. La production est exclusivement celle des tubes électroniques grand public.

#### QUATRE FILIALES D'ELLIOTT-AUTOMATION LIMITED

ELLIOTT PROCESS AUTOMATION Ltd., est le principal partenaire de la Compagnie Générale d'Automatisme dans les accords que nous avons relatés dans l'*Onde Electrique* de janvier 1968, p. 91. Cette société a agi en son nom propre et également au nom de :

ELLIOTT MECHANICAL AUTOMATION Ltd.,  
ELLIOTT-AUTOMATION COMPUTERS Ltd.,  
ELLIOTT TRAFFIC AUTOMATION Ltd.

*Elliot Process Automation* est l'une des principales sociétés du groupe Elliott-Automation. Elle est à même de fournir aussi bien le « hardware » d'une réalisation — elle possède un catalogue important de matériels de contrôle ou d'instrumentation — que son « software » — elle peut entreprendre toutes études d'automatisation. Cette association « procédés - matériels » lui permet de réaliser clés en main des systèmes automatisés dans les secteurs industriels les plus variés : pétrole, chimie et pétrochimie, gaz et électricité, énergie nucléaire, métallurgie, caoutchouc, plastiques, alimentation, mines, etc.

Le principal champ d'activité d'*Elliot Mechanical Automation* est l'étude et la réalisation d'installations automatiques de tri et de manutention de tous produits : en vrac, bagages, sacs, colis, courrier. Cette société dispose en particulier d'une gamme complète d'équipements standard de mécanisation postale, agréés par le ministère britannique

des Postes. Elle est également susceptible de réaliser des usines complètes clés en main.

*Elliot-Automation Computers* dispose de spécialistes pour les études d'automatisation par ordinateur. Les calculateurs de cette société sont actuellement en service dans des organismes gouvernementaux, scientifiques, de recherche, dans l'enseignement, les bureaux d'études, etc.

Enfin, *Elliott Traffic Automation* se consacre aux problèmes de contrôle de la circulation urbaine : études de trafic, centralisation de données aux postes de contrôle, systèmes de télétransmissions, télécommande de signalisations.

Ces quatre sociétés ont à leur disposition le potentiel du groupe *Elliott-Automation* : 25 000 personnes dont une très forte proportion d'ingénieurs et techniciens, 25 usines en Grande-Bretagne, d'une superficie de 42 hectares, et Outre-Mer.

ELLIOTT-AUTOMATION conduit actuellement un grand nombre d'études en liaison avec le « National Research Development Corporation », organisme officiel de financement des recherches, et le Ministère de la Technologie. Ainsi, de récentes études ont porté sur le contrôle par ordinateur de la production et de la distribution du gaz, de la fabrication du papier, de la production d'acide acétique, sur la composition par ordinateur, sur l'automatisation d'analyses pathologiques, enfin sur l'optimisation des procédés.

Depuis le mois d'août dernier, Elliott-Automation Ltd. renforce le groupe English Electric Company.

#### COMMÉMORATION DU CENTENAIRE DU GÉNÉRAL FERRIÉ

19 novembre 1868 - 16 février 1932

Le centenaire de la naissance du Général Ferrié sera célébré en novembre prochain.

Pour préparer les manifestations envisagées, et leur donner un grand éclat, un Comité National a été constitué. Il est placé sous le haut patronage de nombreux ministres et de l'Académie des Sciences.

Il comprend les représentants de l'Académie des Sciences, de l'Académie de Marine, de l'Inspection des Transmissions de l'Armée de Terre, du Secrétariat Général des P. et T., du Bureau des Longitudes, de l'O.R.T.F., de la Fédération Nationale des Anciens des Transmissions, de la Fédération Nationale des Industries Electroniques, de l'Association Nationale des Officiers de Réserve des Transmissions, de l'Association des Anciens de la Radio, de l'Ecole Polytechnique et des Anciens de l'X, de la Société Française des Electroniciens et Radioélectriciens, de la Société Française des Electriciens, de la Société de la Tour Eiffel et du Réseau des Emetteurs Français.

Le Comité prévoit d'organiser :

1) *Une séance solennelle* dans le Grand Amphithéâtre de la Sorbonne au cours de laquelle sera remis le Grand Prix de l'Electronique Général Ferrié pour 1968.

2) *Une manifestation militaire* rendant hommage à la carrière du Général Ferrié.

3) *Une exposition de souvenirs* sur le Général Ferrié et sur son époque, et une présentation des matériels les plus modernes issus de ses travaux.

Il est demandé à toutes les personnes ayant eu à collaborer avec les Services du Général Ferrié, de contribuer à la documentation de l'Exposition. Une Commission a été constituée à cet effet sous l'autorité de MM. B. Decaux de l'Institut, J. Pomey de l'Institut, M. Vidrequin, P. Aujames, P. Besson et G. Petitjean.

Pour tous renseignements, s'adresser à la F.N.A.T., Direction Régionale des Transmissions, Hôtel des Invalides, Paris-7<sup>e</sup>. Tél. 734.24.10 (poste 33.248).

une autre nouveauté .....



**F.S. 44 EL**  
 Pour fusibles 5 x 20.  
 A la fois voyant  
 et porte-fusible,  
 gain de place et de temps!



**russenberger**

34, rue de Paradis - PARIS 10<sup>e</sup> - 770-58-54 +

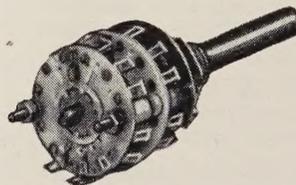
décrit page 69 du  
 catalogue n° 366

Telex 29.890

O.E. Service : cerchez le n° 591

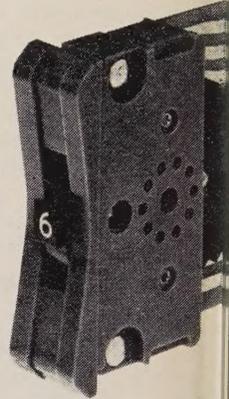


INTERRUPTEURS  
 INVERSEUR  
 (LICENCE CUTLER-HAMMER)



COMMUTATEURS  
 ROTATIFS

COMMUTATEURS  
 ROTATIFS  
 à commande  
 sur la tranche



**METOX IMPORTATION**

71, RUE ORFILA, PARIS 20<sup>e</sup> - 636.31.10

O.E. Service : cerchez le n° 592

Ingénieurs et techniciens de l'électronique  
 dans toutes les applications industrielles et en physique, géologie, médecine, biologie,  
 vous vous heurtez chaque jour à des problèmes d'amplification de très faibles signaux.

Vous avez à votre disposition l'étude synthétique de

**MM. BILLARDON et LARCHER**

Ingénieurs diplômés d'études supérieures de sciences physiques

## AMPLIFICATION ET MESURE DES SIGNAUX DE FAIBLE AMPLITUDE

un fascicule broché 21x27 — 48 pages, 91 figures. PRIX : 12 F — FRANCO : 13,10 F

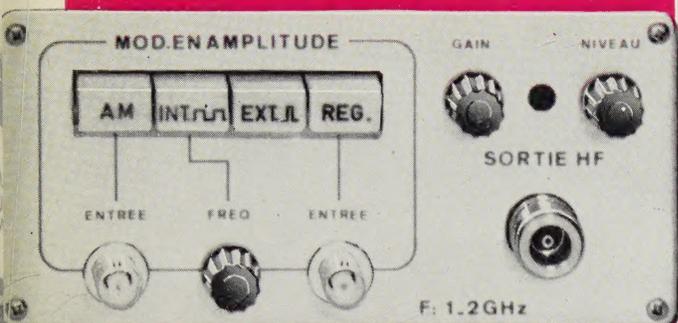
Vous y trouverez :

- Les amplificateurs du type continu à tubes électroniques : bruit, dérive et réalisation
- Les amplificateurs de type continu à transistors : bruit, dérive et réalisation.
- Les amplificateurs à dispositifs découpeurs  
 à condensateurs vibrants,  
 à modulateurs mécaniques,  
 à modulateurs électroniques,
- Les amplificateurs à choppers mécaniques dans la technique du calcul opérationnel.
- La réalisation d'un amplificateur à transistors et à choppers mécaniques de bande  
 passante de 0-2000 Hz et de très faible bruit.

En vente chez votre libraire, ou aux

**ÉDITIONS CHIRON** 40, rue de Seine - PARIS-6<sup>e</sup>

C.C.P. PARIS 53-35



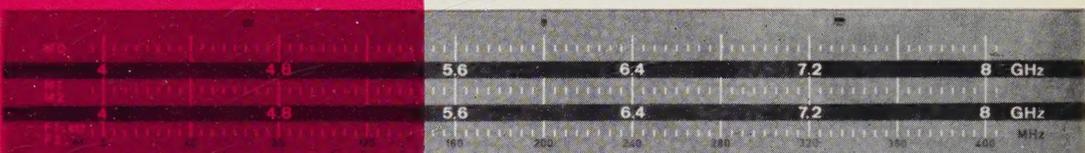
# GENERATEUR HYPERFREQUENCE WOBULE

TYPE **GH 300**

TRANSISTORISÉ

à tiroirs interchangeables

0,4 GHz  
à  
40 GHz



Tiroirs HF type	Plage de Fréquence	P. de sortie régulée max.
GH 320	0,4 à 1,2 GHz	50 mW
301	1 à 2 GHz	100 mW
303	2 à 4 GHz	80 mW
306	4 à 8 GHz	10 mW
308	7 à 12,4 GHz	10 mW
310	12,4 à 18 GHz	10 mW
311	18 à 26,5 GHz	10 mW
312	26,5 à 40 GHz	5 mW
302	1,6 à 3,2 GHz	100 mW
304	2,4 à 4,8 GHz	40 mW
305	3,6 à 7,2 GHz	15 mW
307	4,8 à 9,6 GHz	10 mW
309	8 à 12,4 GHz	10 mW

#### 4 VERSIONS

- Type 300 A — modulation par la grille
- Type 300 B — modulateur atténuateur à diodes PIN incorporé
- Type 300 A/R — modulation par la grille avec régulation de niveau incorporée
- Type 300 B/R — modulation à diodes PIN avec régulation de niveau incorporée.

#### RÉGULATION DE NIVEAU INTERNE

(Version A/R ou B/R)  
par coupleur détecteur incorporé. La puissance de sortie régulée ( $\pm 0,5$  dB) est disponible sur une prise du panneau avant.

#### RÉGULATION DE NIVEAU EXTERNE (Version A ou B)

Amplificateur de régulation incorporé mais le coupleur détecteur est extérieur. La puissance est régulée au niveau de l'utilisation (régulation  $\pm 0,15$  dB + variation due au coupleur-détecteur).

#### QUELQUES AVANTAGES PARTICULIERS

- Tiroirs HF interchangeables 0,4 GHz à 40 GHz.
- 1 seul bâti alimentation/oscillateur de balayage.
- Changement rapide du tiroir HF et du cadran de fréquence.
- Facilité de manipulation par boutons-poussoirs.
- Lecture instantanée des différents réglages par repères de couleur.
- 3 marqueurs indépendants, étalonnés en fréquence.
- Télécommande possible de la fréquence centrale Mo.
- Signaux des marqueurs disponibles sur une prise spéciale.
- 4 modes de balayage en fréquence.
- Durée du balayage : 0,01 s à 100 s.
- Balayage linéaire en fréquences croissantes ou décroissantes.
- 5 fréquences HF préréglées.
- Niveau de sortie régulé et modulateur à diodes PIN.
- Sortie "dents de scie" constante pour le balayage d'un oscilloscope.
- Sortie "dents de scie" proportionnelle, utilisable pour l'enregistrement.
- Sortie effacement munie d'un dispositif à relais incorporé (pen-lift).
- Suppression du niveau de référence zéro par interrupteur.
- Indicateurs lumineux de balayage et de seuils de fonctionnement.
- Modulation en signaux carrés incorporée.
- Modulation extérieure en impulsions.

DOCUMENTATION FRANCO SUR DEMANDE

E<sup>ts</sup> GEFROY & C<sup>ie</sup>  
DOCTEUR - INGÉNIEUR - CONSTRUCTEUR  
S. A. CAP. 7.160.000 F.



18, AVENUE PAUL VAILLANT COUTURIER — 78 TRAPPES — TÉL. 462-88-88  
TÉLEX : 25.705 — CABLE : FERITRAPPES (FRANCE)

DÉLÉGATION RÉGIONALE : 281, R<sup>te</sup> D'ESPAGNE - 31 TOULOUSE - TÉL. 42.11.88

O. E. Service : cerchez le n° 501

technologie d'avant-garde  
robustesse traditionnelle



GENERAL  
RADIO

NOUVEAU

## COMPTEUR UNIVERSEL 1191

à circuits intégrés



8 chiffres - 20 MHz  
programmable

- **mesures de fréquences** : 0-20 MHz durée du comptage de  $1\mu\text{s}$  à 10 s
- **rapport de fréquences** : 1 à  $10^8$  - voie A 0-20 MHz - voie B 0-10 MHz
- **mesures de périodes** : résolution de  $0,1\mu\text{s}$  à 10 s - Mesures en périodes multiples jusqu'à  $10^8$  périodes
- **mesures des intervalles de temps** : résolution de  $0,1\mu\text{s}$  à 10 s, la mesure est définie par l'intervalle de temps entre les ordres "Start" et "Stop" appliqués sur 2 entrées séparées ou communes
- **compteur totalisateur** : capacité maximum  $10^8$  événements comptés pendant l'intervalle de temps séparant les ordres "Start" et "Stop" manuels ou électriques.

**SENSIBILITE : 10 mV eff.** en signaux sinusoïdaux 30 mV crête à crête en impulsions

**Seuil de déclenchement** : Réglable  $\pm 100$  mV indépendamment sur les voies A et B - **Atténuateurs** : 0 - 20 - 40 dB - **Stabilité pilote** : Oscillateur normal :  $2 \cdot 10^{-6}$  par mois. Oscillateur haute stabilité :  $1 \cdot 10^{-8}$  par semaine - **Affichage avec mémoire** : Au moyen de 8 chiffres, positionnement de la virgule et unités. Durée réglable de  $100\mu\text{s}$  à 10 secondes ou infini - **Sortie BCD** : en option - **Programmation** : Par contacts à la masse ou tensions  $\pm 100$  mV. Appareil sans équivalent pour être incorporé dans un ensemble de mesure automatique -

**Dimensions** : 485 mm 99 mm 325 mm - Modèle pour table ; 485 mm 89 mm 325 mm - Modèle pour rack.

prix FRS 9 724,00 ht avec oscillateur normal

RENSEIGNEMENTS  
ET DEMONSTRATION

553 32-50



ETS RADIOPHON

148, AV. DE MALAKOFF-PARIS 16° • TELEX 25849 RDIOPHON PARIS  
SUD-EST : 78, MONTÉE DES SOLDATS - CALUIRE (RHONE) - TEL : (16,78) 29.44.35 +  
AUX U.S.A. - RADIOPHON CORP - 509, MADISON AVENUE, NEW YORK

O. E. Service : cerclé le n° 502