

POURQUOI ?

UN DÉCODEUR

Lorsque nous décidons de procéder à l'étude d'un montage, seules les données techniques font obstacle à la réalisation du projet. Dans le cas particulier de ce décodeur pour les émissions de CANAL PLUS, le plus grand problème que nous ayons rencontré, avant toute investigation théorique, fut d'ordre moral.

En effet, la société CANAL PLUS est une entreprise commerciale qui vend des programmes télévisés à une clientèle d'abonnés. Afin d'éviter l'accès aux émissions de personnes n'ayant pas acquitté le montant des droits, les programmes sont codés (c'est-à-dire brouillés).

Seul un décodeur, fourni à chaque abonné, permet de restituer l'image et le son. Le système de codage est réputé inviolable mais, comme chacun sait, la technique vient à bout de tous les codes, fussent-ils le fruit d'années de recherche.

Aussi, ne désirant pas commettre le délit de préjudice commercial envers la société CANAL PLUS, nous avons décidé de mettre en garde nos lecteurs résidant sur le territoire Français que la réalisation de notre décodeur est réservée à notre lectorat résidant hors de l'hexagone et que l'utilisation d'un tel appareil est formellement interdite en France.

CANAL PLUS n'ayant aucun intérêt commercial hors de nos frontières, nos lecteurs belges, suisses et même monégasques (voir ci-dessus le témoignage d'un de nos amis

de la Principauté) peuvent sans problème utiliser ce décodeur, tout comme ils reçoivent depuis des années les programmes de TF 1, A 2 et FR 3 sans payer de redevance à l'ORTF.

Nos lecteurs Français devront donc se contenter de la lecture de cet article qui a demandé une étude longue et difficile. Puissent-ils nous le pardonner !

UN TÉMOIGNAGE

Le monde est plein de bizarreries ; cette lettre, émanant d'un de nos lecteurs Monégasques, illustre parfaitement l'absurdité qui semble régir la télédiffusion.

Que nous dit, entre autres choses, ce lecteur :

Monsieur,

Je suis un lecteur de Radio-france et Abonné depuis quelques années et j'ai été très intéressé par votre dernier article concernant Canal plus.

J'ai voulu il y a quelque temps sans chercher à fabriquer un décodeur, faire ma demande de réservation, mais les services de Canal plus m'ont répondu que ce canal ne serait pas distribué en dehors de la France et pourtant je suis français habitant un petit pays de 3 km² dont le ministre d'état est français et je paie mes impôts en France. Mais étant donné les circonstances

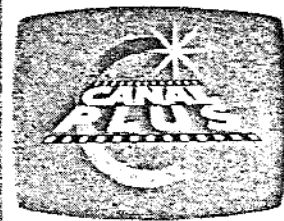
je vais me lancer dans l'étude éventuelle d'un décodeur et c'est pour cela que je vous écris.

Vous avez breveté un moyen de décrypter le son, mais vous souhaitez-il possible de me fournir un exemple d'application technique pour décrypter l'image. Comment avec un système de comparaison de phase pouvoir reconnaître les trois temps de décalage sans employer de mémoire ce qui oblige à chercher le code tout les fois. Avec une Tempor ou signal en fonction de la course en phase du signal vidéo à chaque Temps de Comparaison.

Avouez qu'il y a de quoi être étonné, voire révolté, de cette attitude vis-à-vis de la Principauté de Monaco (ne parlons pas de la Belgique et de la Suisse francophones, c'est encore pire).

Souhaitons que le décodeur décrit dans les pages suivantes adoucisse l'amertume d'un bien curieux « apartheid ».

Suisse, Monaco, Suisse CANAL PLUS



L'appel d'offres lancé aux industriels susceptibles de construire les décodeurs précisait : «Le système doit assurer une confidentialité suffisante du message afin que le programme (image et son) ne soit pas compréhensible pour le téléspectateur qui ne possède pas le décodeur». Jusque-là rien d'étonnant mais voyons la suite : «Il doit assurer un niveau de protection suffisant contre la fraude. La réalisation d'un décrypteur (décodage sans connaissance de la clé de chiffrement) ne doit pas être à la portée d'un radioélectricien ou d'un technicien moyen disposant de circuits électroniques grand public pour un prix qui ne serait pas significativement supérieur à celui d'un décodeur ou qui pourrait permettre une exploitation commerciale des programmes decryptés». Bien que «l'auteur» ne se situe dans aucune des deux catégories précédemment citées, le test valait la peine d'être effectué.

Notons au passage que les

concepteurs avaient envisagé le décodage sans connaissance de la clé de chiffrement... Ce qui n'est pas le cas de certains journalistes obnubilés par la combinaison à huit chiffres offrant 100 millions de solutions. Avant d'aborder les considérations purement techniques, une revue de presse, Canal + a coulé beaucoup

fait d'encre et on

relève plusieurs renseignements d'inégal intérêt. Télé 7 jours semaine du 13 Octobre 1984. «Il pourrait exister trois possibilités de piratage : détourner le décodeur, ne pas restituer le sien à la fin de son abonnement, ou en construire un !... La dernière solution demanderait de fameuses qualités en électronique et, également d'avoir des connivences à la fois parmi les fabricants de composants électroniques, et parmi les électroniciens chargés de mettre en place Canal +. Très difficile et ceci parce que l'expérience américaine a servi aux Français. Aux Etats Unis, explique Philippe Ramond le directeur de Canal +, on

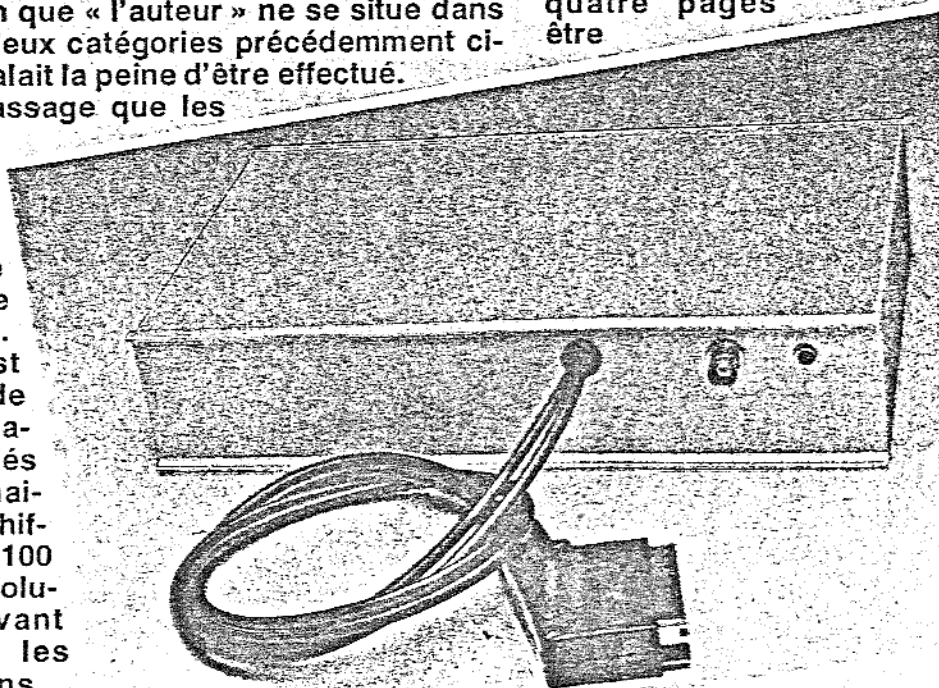
a constaté 25 à 30 % de piratage des chaînes privées. Nous risquons dans un pays latin d'atteindre 50 à 60 % ! Nous avons donc construit un décodeur plus élaboré que nous pensons inviolable.» Cet entrefilet appelle quelques commentaires : les deux premières solutions sont aussi stupides l'une que l'autre. Quant à la dernière, nul besoin de complicité mais d'un minimum de réflexion. Il semble en outre bien présomptueux de parler d'invulnérabilité. Les Américains n'ont pas attendu le savoir faire français. Dans la plupart des cas le transfert technologique s'effectue en sens inverse. L'Europe étant en général à la remorque des USA, assertion particulièrement vérifiée en électronique. Science et Vie : «La télévision à péage sera-t-elle piratée?». Cet article de quatre pages est trop long pour être cité intégralement.

Reconnaissons que les principes de codage sont exposés clairement, qu'il s'agit d'un article correct même si l'on relève quelques erreurs techniques — 1 μ s au lieu de 888 ns — et que l'on y parle encore de détournement de décodeur. Le Figaro, beaucoup plus sérieux

dans son analyse,

où l'on explique que le report du

programme TDF 1 — satellite de télévision directe — n'est pas forcément indépendant du lancement de Canal Plus. En effet, comment expliquer aux Français qu'ils doivent, moyennant finances bien sûr, s'équiper pour recevoir une chaîne supplémentaire : Canal +. Puis quelques temps après annoncer qu'un ou plusieurs satellites diffusent une demi-douzaine de programmes supplémentaires, que l'équipement utilisé aujourd'hui est complètement périmé et doit être remplacé. Et finalement Le Point, 29 Octobre, titrant «Canal Plus : le prix fait peur». Un sondage IPSOS / Le Point montre que 75 % des Français pensent que le lancement de Canal + n'est pas un événement important, et 79 % que le prix à payer est excessif.



LES NOUVEAUX DÉCODEURS

On écarte évidemment le vol pur et simple du décodeur, stupide et inutile. Que reste-t-il ? Au moins trois solutions :

- Un abonné à Canal Plus pouvant enregistrer les programmes en clair, une émission enregistrée sur Canal + pourra être visualisée, en différé, par de nombreux téléspectateurs pourvu qu'ils disposent d'un magnétoscope aux normes identiques à celui ayant servi à l'enregistrement.
- Un abonné à Canal + possède un décodeur, dûment payé. Le décodeur délivre en permanence les signaux audio et vidéo décryptés, pouvant être envoyés vers un éventuel magnétoscope.

Rien de plus simple que de réaliser «une petite boîte noire» recevant ces deux signaux et délivrant, en échange, un signal UHF modulé. Le signal UHF peut ensuite être diffusé par les réseaux locaux existant dans les habitations collectives. Le prix à payer est partagé entre tous les locataires et devient alors raisonnable.

Cette solution n'est qu'une réplique du décodeur collectif proposé par Canal + pour les hôtels, hôpitaux, maisons de repos etc...

- Troisième solution : En construire un, non en copiant le décodeur proposé, mais en créant de toutes pièces un décodeur... fonctionnant quel que soit le code en service.

Cette troisième solution a été mise en application avec des composants grand-public. Précisons que si elle donne satisfaction à 100 % en ce qui concerne le signal audio, il n'en est pas de même pour le signal vidéo et on note une perte de qualité d'image. Nous aurons l'occasion de revenir sur ce point.

Vidéo

Plusieurs études ont été menées dans les laboratoires de TDF :

- retard simple : la partie vision du signal est affectée d'un retard aléatoire par rapport au signal de synchronisation ligne.
- effet miroir : les lignes sont retournées temporellement.
- inversion : les lignes sont inversées aléatoirement en amplitude.
- décalage circulaire : deux segments d'une ligne sont permutés.

La solution retenue initialement était le décalage circulaire : les informations analogiques du signal vidéo sont divisés en deux segments. On transmet d'abord le segment allant du point de coupure à la fin de la ligne utile puis le segment allant du début de la ligne au point de coupure. A chaque ligne le point de coupure est différent ; il est défini par une suite de valeurs délivrées par un générateur pseudo-aléatoire. L'image est cryptée des lignes 24 à 309 et 336 à 621.

Cette solution, probablement trop onéreuse, a été abandonnée au profit d'une cinquième :

- retard double : la partie vision du signal est affectée ou non d'un ou de deux retards par rapport au signal de synchronisation ligne. Ceci revient à dire que la ligne utile peut débuter aux trois instants t_0 , $t_0 + \tau$, $t_0 + 2\tau$, avec $\tau = 888$ ns. La valeur exacte de t_0 n'a que peu d'importance.

Audio

Le brouillage du son est réalisé par un retournement du spectre de base autour d'une fréquence de modulation déterminée. La fréquence de modulation doit être facilement synthétisable dans le décodeur, elle peut être choisie dans un rapport simple avec une fréquence caractéristique du signal vidéo ; fréquence ligne ou fréquence trame.

Dans le principe retenu, la fréquence de modulation vaut 12,8 kHz soit $256 \times Fr$ (Fr : fréquence trame 50 Hz). La bande passante audio est contenue dans une fourchette de ± 1 dB. A l'émission la porteuse à 12,8 kHz est supprimée et seules les deux bandes latérales, après préaccentuation à 75 μ s sont transmises.

Munis de tous ces renseignements voyons comment décrypter Canal +.

Commençons par le son, le plus simple.



La figure 1 représente l'allure des spectres audio pour le signal non crypté ou décrypté, partie A du schéma, et pour le signal audio crypté, bandes latérales B1 et B2. Il y a en fait superposition de A et B1, mais les spectres ont été compressés pour une meilleure lisibilité du schéma.

A la réception on récupère, sur la prise peritel, après changement de fréquence dans le tuner VHF ou UHF et démodulation après les amplificateurs FI, les deux bandes latérales B1 et B2.

Notons que la bande passante audio d'un magnétoscope est insuffisante pour restituer les deux bandes latérales B1 et B2. Il est donc impossible d'enregistrer le son de Canal + crypté et le décrypter ensuite. Ce qui est vrai pour le son mais pas pour l'image.

Il existe au moins trois solutions, plus ou moins compliquées, pour décrypter le signal audio. Ces trois solutions ne diffèrent que par la méthode de régénération de la sous porteuse à 12,8 kHz.

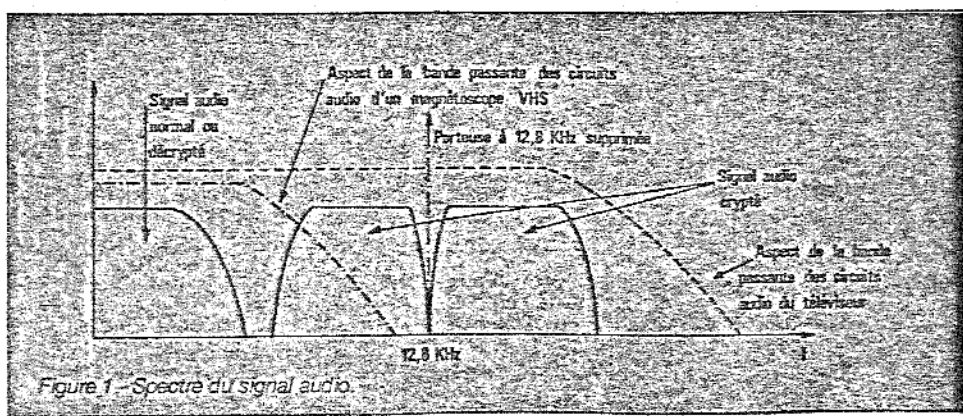


Figure 1 - Spectre du signal audio.

Les trois synoptiques utilisables sont représentés par la figure 2, dans l'ordre de complexité décroissante.

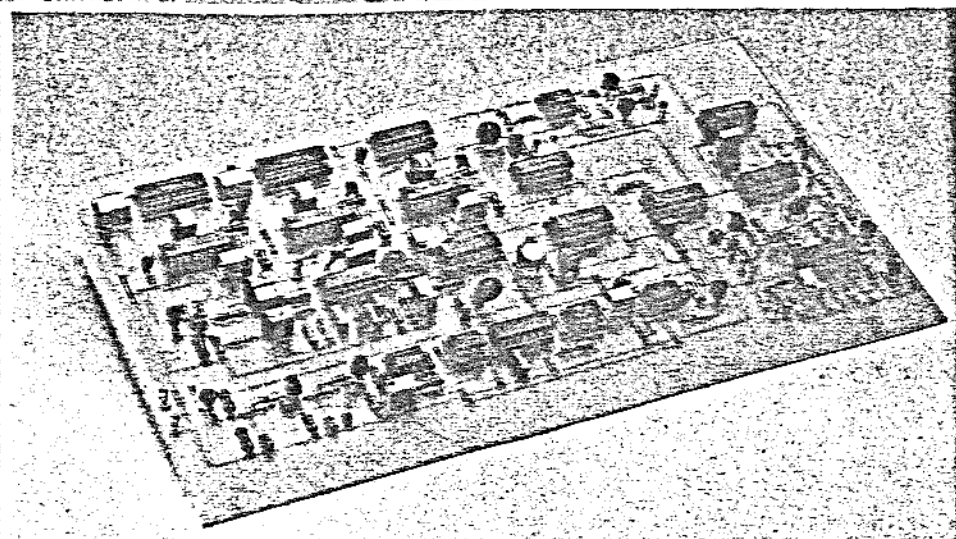
Dans le cas de version 1 la régénération de la sous-porteuse fait appel à un PLL asservi par les impulsions de synchro ligne. L'extraction des impulsions de synchronisation ligne contenus dans le signal vidéo-composite n'est pas un problème. Il existe de nombreux circuits : dits « circuits jungle », qui moyennant application du signal vidéocomposite de polarité et amplitude adéquates, restituent impulsions ligne, trame, sandcastle, effacement ligne.

Ce PLL comprend, un comparateur de phase, un filtre de boucle, un VCO de fréquence centrale de 8 MHz. Le comparateur phase / fréquence reçoit les impulsions lignes issues du circuit jungle et le résultat de la division du signal à 8 MHz par 512, soit 15625 Hz. En cas de synchronisme, la fréquence du VCO vaut exactement 8 MHz et le signal à 12,8 kHz est obtenu après division par 625. Le signal carré résultant de la division, après filtrage, est quasi sinusoïdale. La porteuse et le signal audio crypté après passage dans un filtre passe-haut sommaire sont appliqués au modulateur équilibré. On récupère à la sortie le spectre A, après désaccentuation et filtrage. Dans ce schéma rien d'exceptionnel, il s'agit au contraire d'électronique traditionnelle, ou même fondamentale. C'est le synoptique qu'il faudrait adopter si l'on était puriste : fréquence de comparaison suffisamment élevée, filtre de boucle aisé à concevoir, temps de verrouillage et d'acquisition faible, faible bruit sur la tension d'erreur.

Le synoptique de la version 2 est moins élaboré et pourtant il est recommandé par les auteurs de l'appel d'offres.

Comme dans la version 1, le PLL se charge de la régénération de la sous-porteuse. La fréquence de comparaison vaut 50 Hz, signal de synchronisation trame. Comme précédemment un circuit jungle délivre le train d'impulsions trame. On place dans la boucle un diviseur par 256 et la fréquence ainsi synthétisée vaut 12,8 kHz.

Bien que théoriquement cette solution soit aussi bonne que la précédente, la mise en œuvre en est beaucoup plus délicate. La fréquence naturelle de la boucle doit être choisie très basse, quelques Hz au maximum, même avec un filtre actif ce n'est pas aussi simple qu'il y



paraît. D'autre part la fréquence naturelle du filtre de boucle détermine le temps de verrouillage, long dans le cas présent. On risque, en plus, de ne pas pouvoir éliminer un bruit très basse fréquence présent sur la tension d'erreur, la boucle

aura légèrement tendance à « pomper », c'est donc un mauvais asservissement.

La troisième version notée 3 à la figure 2 est la plus simple, et de mise en œuvre aisée. On part d'un oscillateur à quartz à 3276,8 kHz. Le si-

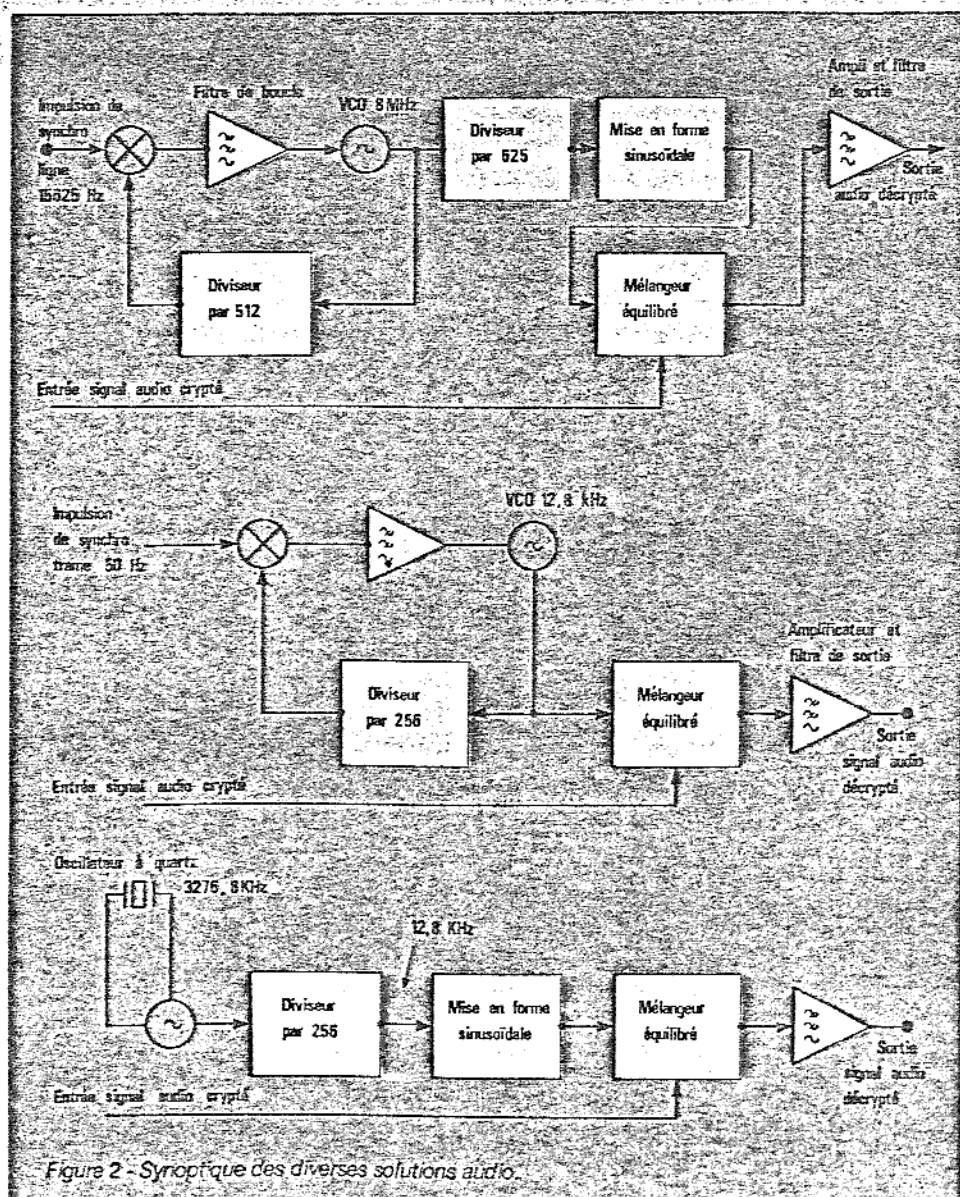


Figure 2 - Synoptique des diverses solutions audio.

gnal à 12,8 kHz est obtenu par division par 256 de la fréquence de l'oscillateur. La fréquence du quartz est suffisamment stable pour qu'il n'y ait qu'une différence de fréquence extrêmement faible entre la fréquence effectivement obtenue et la fréquence théorique désirée. Par contre il n'y aura aucune relation de phase entre la porteuse à l'émission et la porteuse régénérée à la réception. L'oreille, dans le cas d'émissions monophoniques, étant peu sensible à la phase cette caractéristique de phase n'aura aucune importance.

Les trois procédés envisagés avait déjà fait l'objet de publications : Science et Vie et Radio Plans. Après essais des trois solutions, la dernière a finalement été retenue.

Quels circuits vont résoudre le problème ? C'est ce que dévoile le schéma de principe de la figure 3. Le quartz à 3276,8 kHz en réaction sur une porte du type 4584 constitue l'os-

cillateur. Le signal est appliqué au circuit 4020, diviseur binaire, dont la sortie division par 256 est la seule employée. A la broche 13, le signal est carré, d'amplitude crête-à-crête égale à 12 V. Le filtrage élimine une grande partie des composantes indésirables et l'on récupère sur l'émetteur de T1 une tension quasi-sinusoidale. La sous-porteuse régénérée ainsi que le signal audio crypté sont appliqués au circuit MC 1496, Motorola, ou LM 1496, National, ou encore μA 796, Fairchild.

Ce circuit est un modulateur-démodulateur équilibré. Il correspond parfaitement au résultat cherché. Pour de plus amples informations sur ce circuit, on pourra se référer aux diverses notes d'applications.

Le signal audio démodulé est disponible sur les broches 12 et 6 du circuit intégré. En mode asymétrique, une seule sortie est utilisée. Un filtre passif élimine les composantes indésirables.

Les résidus de sous-porteuse en sortie pourront être annulés en agissant sur le potentiomètre R18.

On aurait pu de plus ajouter un réjecteur centré sur 12,8 kHz, ce qui constitue une amélioration certaine, mais cela ne s'avère pas obligatoire.

La représentation de l'embase PERITEL montre la manière de raccorder le décrypteur à un téléviseur. Pour que le signal traverse effectivement le MC 1496 le niveau de tension présent sur la broche 8 : commutation lente doit être compris entre 10 et 12 V.

On pourrait envoyer le 12 V interne par l'intermédiaire d'un interrupteur sur cette broche pour les téléviseurs disposant de la peritel mais non de la commutation.

Les broches 10, 12 et 14 réservées à une application future qui a toutes les chances de ne pas voir le jour, ne sont pas utilisées dans les téléviseurs actuels. Rien ne s'oppose à choisir deux de ces broches, prélever l'ali-

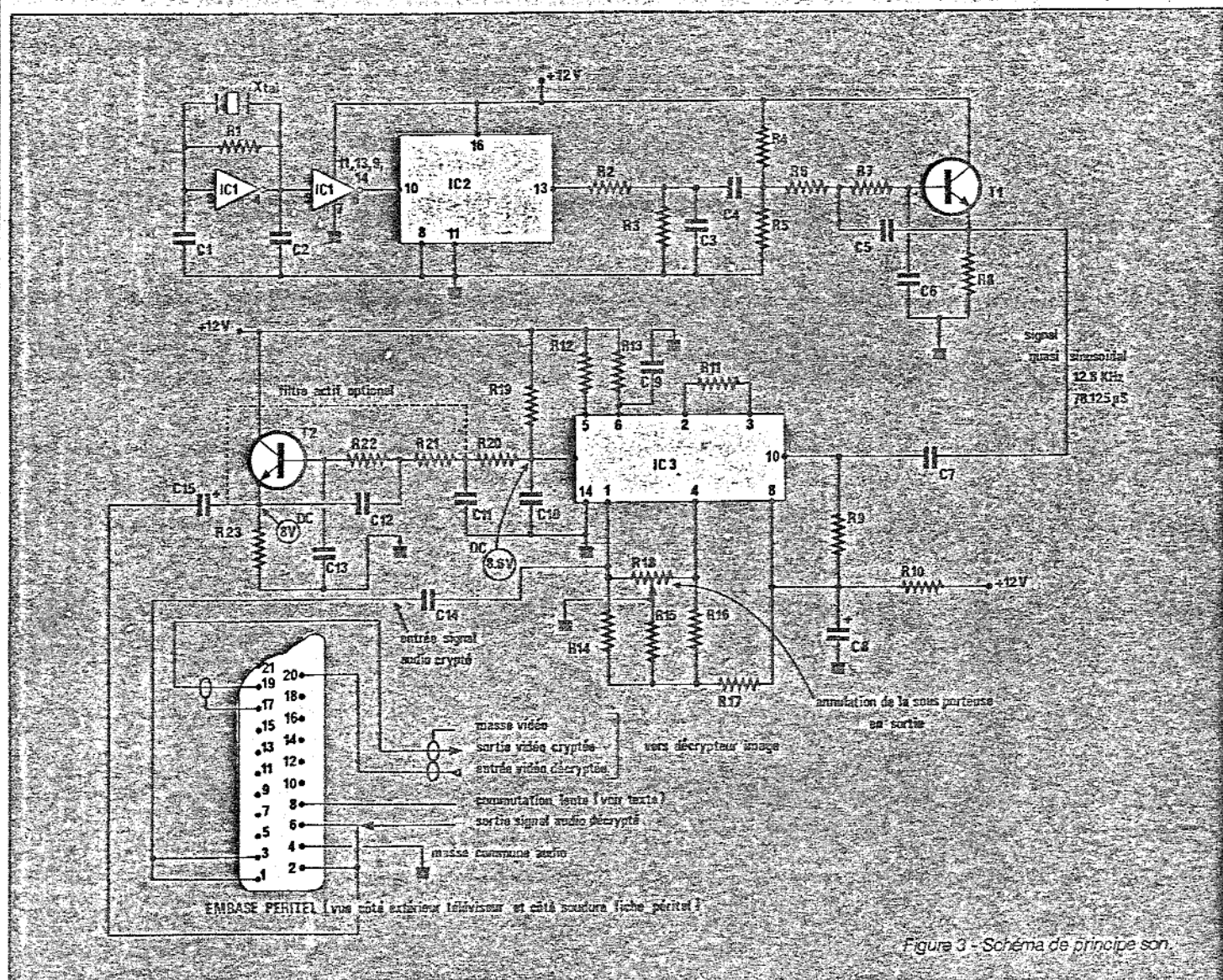


Figure 3 - Schéma de principe son

mentation basse tension à l'intérieur du téléviseur et appliquer celle-ci au décodeur via deux des contacts 10 à 14.

Les circuits du décodeur consomment 310 mA sous 12 V. La consommation est due en grande partie aux circuits employés dans la partie vidéo. Le décryptage vidéo est presque aussi simple que le décryptage son mais la réalisation pratique met en service un nombre beaucoup plus important de circuits intégrés.

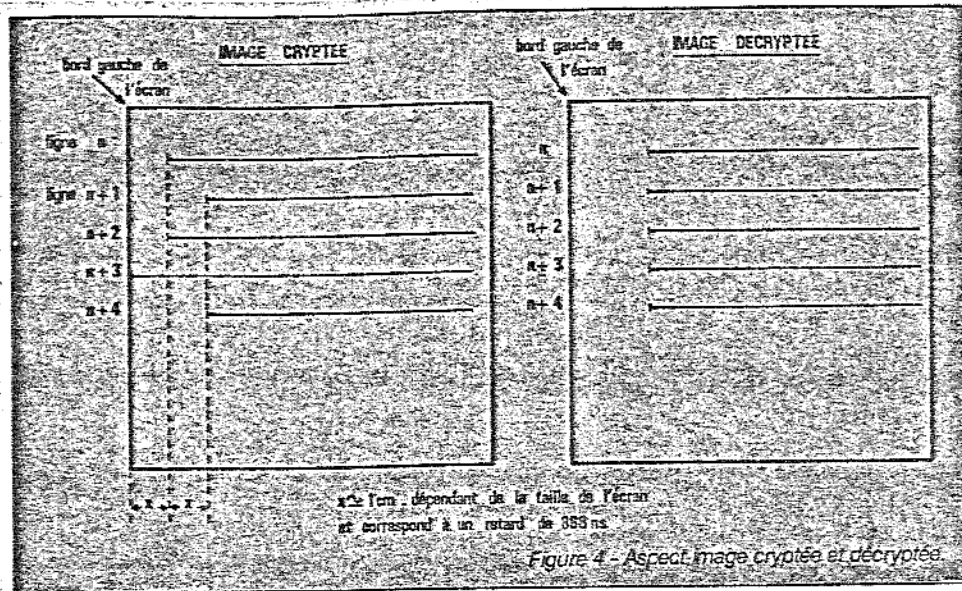


Figure 4 - Aspect image cryptée et décryptée.

Le décryptage vidéo

Si l'on référence le début de la ligne au front descendant du top de synchro ligne, le signal vidéo utile peut débuter aux trois instants : t_0 , $t_0 + \tau$, $t_0 + 2\tau$ avec $\tau = 888$ ns. La figure 4 montre, d'une manière sommaire mais explicite, l'aspect de l'image cryptée.

Le cryptage concerne les lignes 24 à 309 incluses et 336 à 621 incluses, donc 572 lignes. Si le cryptage était cyclique sur une trame, le code correspondant serait trop faible à obtenir : une exploration ligne par ligne de la trame aurait donné une suite de 572 chiffres compris entre 0 et 2. Une mémoire 572×2 bits aurait suffi pour rétablir l'ordre. Imaginons comme dans le cas de la figure 4 que

la ligne 4 soit affectée d'un retard, on ajoute un retard supplémentaire. Pour la ligne $n + 1$, 2 retards : 0 ajouté, $n + 2$, 1 retard : 1 ajouté, $n + 3$, 0 retard : 2 ajoutés et ainsi de suite...

De cette manière toutes les lignes commencent au même endroit avec deux retards. En principe cette restitution signifie qu'il existe entre le bord gauche de l'écran et le bord gauche de l'image un espace d'environ 2 cm non utilisable. En fait il y a un léger surbalayage : temps de balayage du spot de gauche à droite de l'écran plus court que la durée du

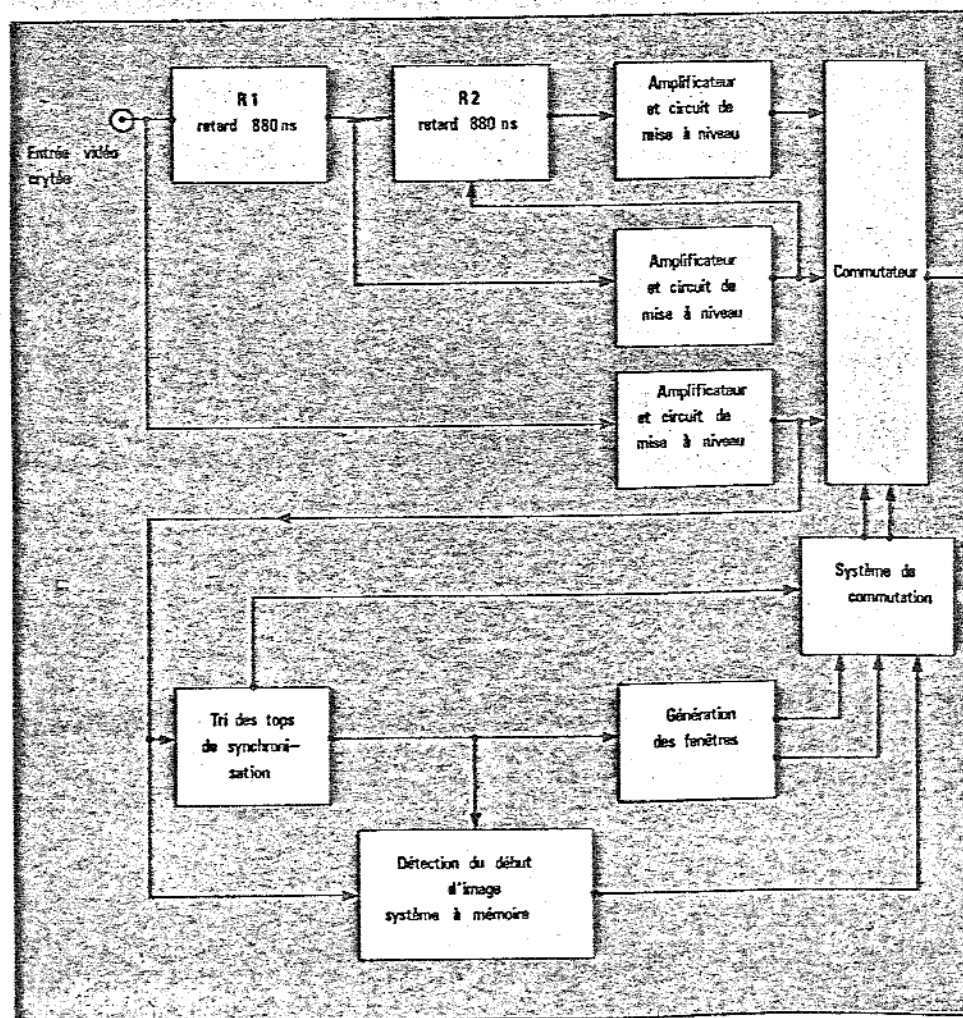


Figure 5 - Synoptique décryptage image.

signal vidéo utile : 52 μ s et le défaut n'apparaît pas sur un téléviseur classique.

C'eût été trop simple si une simple observation avait débouché sur la connaissance de la séquence. Cette séquence aurait pu être mise en mémoire 572×2 bits, et l'opération répétée chaque mois.

Pour compliquer les choses la séquence ne concerne donc pas seulement deux trames complètes, mais trois images consécutives, soit six trames. La séquence à trouver ne comporte plus 572 chiffres mais 1716 compris entre 0 et 2. La scrutation ligne par ligne est exclue à moins de concevoir un procédé automatique...

Que reste-t-il comme solution ? Sans connaissance des polynômes générateurs de fonction pseudo-aléatoire, il n'existe qu'une solution purement analogique fonctionnant quelle que soit la clé de chiffrement.

Le synoptique de la figure 5 représente une des solutions qui ne donne pas satisfaction à 100 % mais qui permet au moins de visualiser une émission. Le principe est simple : détecter le début de l'image, déterminer le retard 0, 1 ou 2 et le compresser en traversant respectivement 2, 1 ou 0, lignes à retard de 888 ns. Seule la partie vidéo utile de 52 μ s sera ou non décalée temporellement. Dans tous les cas les signaux de synchronisation et les salves d'identification traversent le décrypteur sans être retardés : il est important de ne perturber ni la synchronisation, ni le fonctionnement des circuits d'identification ligne du téléviseur. Apparemment rien de

complicé ni de très extraordinaire mais une analyse plus poussée révèle quelques difficultés :

Les lignes à retard : lesquelles employer ? 888 ns ne correspond pas à une valeur normalisée et reste difficile à obtenir par association d'une ou plusieurs lignes à constantes réparties. Le meilleur compromis est obtenu avec une ligne de 470 ns et 390 ns, ce qui donne 860 ns et une erreur de 28 ns. Sur un tube de 14 pouces, la vitesse de balayage horizontal du spot vaut 8 mm / μ s. L'erreur de 28 ns se traduit par un décalage persistant de 2 / 10° de millimètre, valeur raisonnable mais légèrement gênante.

Autre phénomène beaucoup plus désagréable, ces lignes sont couramment employées dans les circuits luminance des TVC. Or, dans ce cas, elles ne doivent affecter ni le signal de luminance, ni le signal de chrominance. Leur emploi nécessite

donc une amplification et préaccentuation compensant respectivement perte d'insertion et manque de bande passante. Heureusement les rotations de phase entre 4 et 5 MHz ne semblent pas gênantes, en tous cas pas suffisamment pour altérer les signaux de chrominance.

A cette première solution on préfère des lignes CCD symbolisées au synoptique de la figure 5 par R₁ et R₂. Il s'agit de deux circuits intégrés TDA 4560. Dans ce cas la bande passante est juste suffisante et le retard peut même être ajusté à 888 ns, mais 880 ns donne de bons résultats et correspond à une erreur de 6 centièmes de millimètre.

Les deux lignes sont en cascade, un amplificateur et circuit de clamp intercalé entre elles. Pour récupérer les signaux vidéo retardés ou non, on doit employer deux autres amplificateurs et circuits de clamp, le premier placé directement à l'entrée vidéo crypté et le second après la deuxième ligne à retard. Cette configuration peut être adoptée même si l'on emploie des lignes à constantes réparties associées à leur circuits de préaccentuation.

Les signaux présents à la sortie de chaque amplificateur correspondent au signal vidéo : retardé de 2τ , retardé de τ , non retardé. Ils sont envoyés au commutateur : trois entrées/une sortie et attaquent le téléviseur via une interface de sortie : amplificateur et adaptateur éventuel. Il ne reste plus qu'à actionner le commutateur en appliquant le principe suivant.

— Ne pas retarder le top de synchro ligne et la salve d'identification.

— Retarder le signal de ligne utile de 2τ si celui-ci n'est pas retardé à l'émission.

— Retarder le signal de ligne utile de τ si celui-ci est retardé de τ à l'émission.

— Ne pas retarder le signal de ligne utile si celui-ci est retardé de 2τ à l'émission.

Ce travail est confié au système de détection d'image associé aux blocs génération des fenêtres et tri des tops de synchronisation représentés à la figure 5.

A la lecture du diagramme des temps de la figure 6, le fonctionnement apparaît évident.

Le bloc tri des tops de synchronisation délivre trois informations :

— Un signal à la fréquence trame, non employé dans la circuiterie mais utile pour synchroniser un oscilloscope à la mise au point.

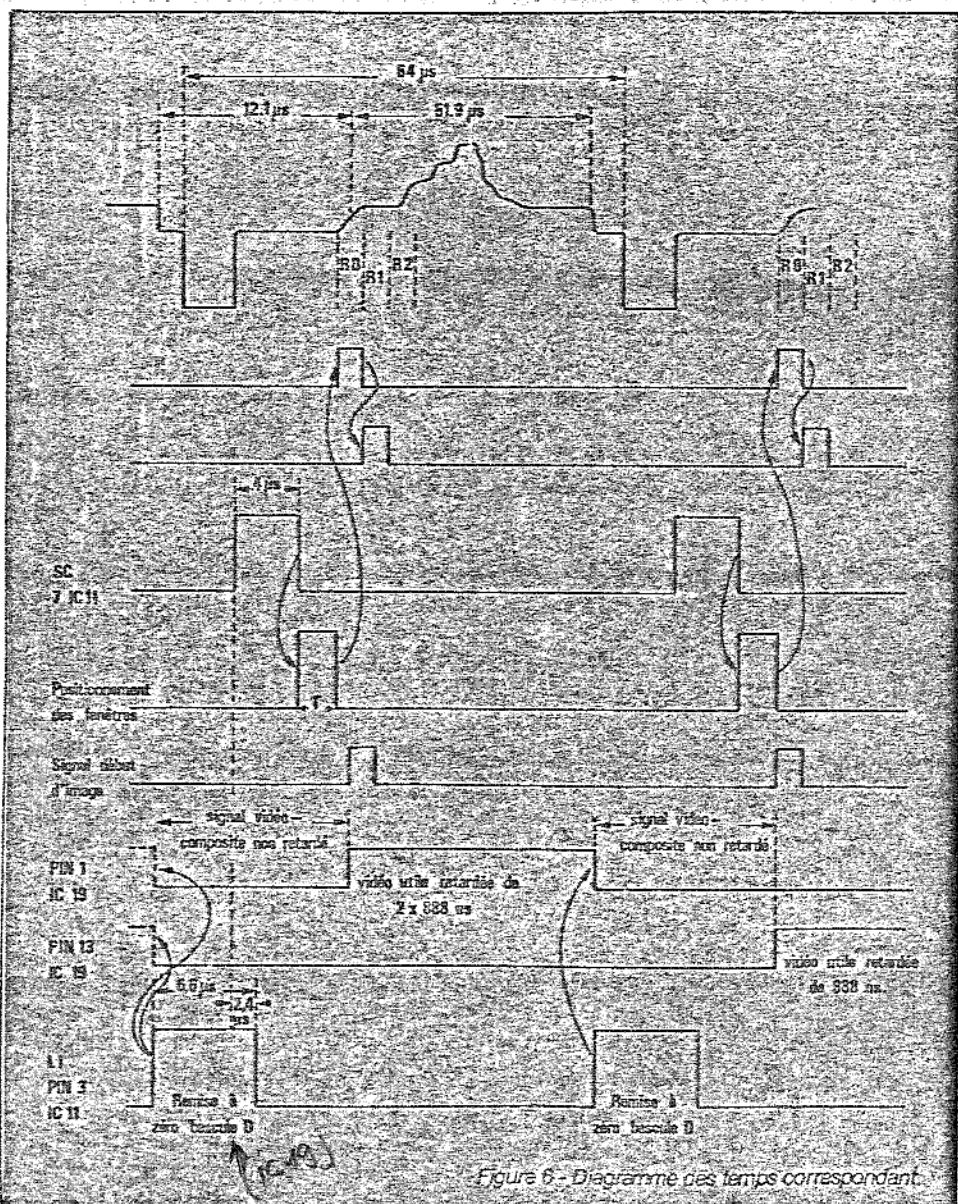


Figure 6 - Diagramme des temps correspondant.

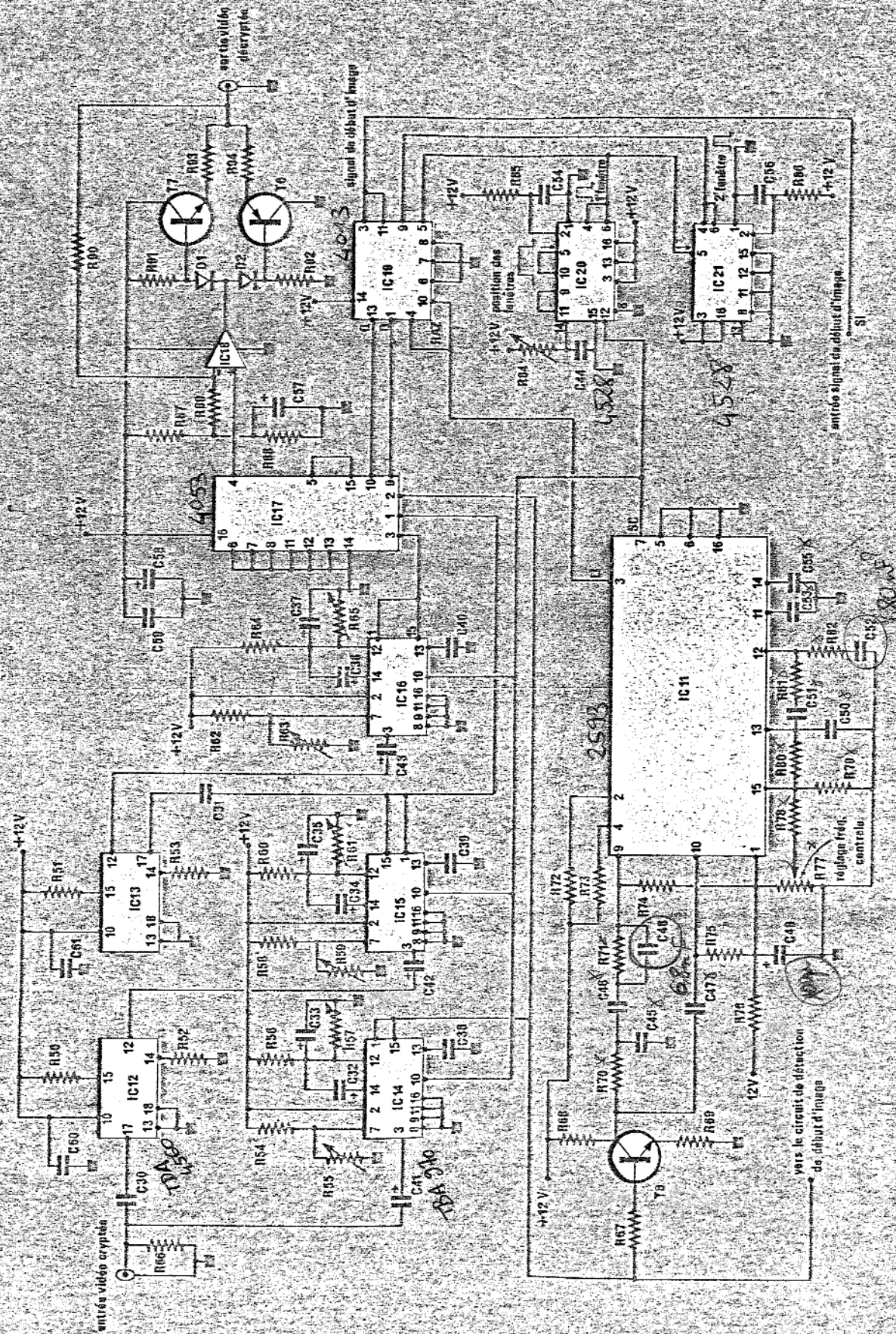


Figure 7 - Schéma (continuation).

— Un signal à la fréquence ligne dit Li, largeur 6,6 μ s.

— Un signal à la fréquence ligne dit SC, pour Sandcastle, largeur 4 μ s.

La séquence de fonctionnement se déroule de la manière suivante : à la fin d'une ligne le signal Li repositionne les deux lignes de commande du commutateur au niveau bas et le signal vidéo traverse le décrypteur sans être retardé. Le signal début d'image SI fait son apparition dans une des périodes suivantes R₀, R₁ et R₂. Si le signal de début d'image arrive pendant R₀ ou R₁, la logique actionne la ligne de commande correspondante au commutateur. En cas d'arrivée, pendant R₂, aucune modification, donc aucun retard. L'impulsion SC est en outre employée pour réaligner (clamber) le signal vidéo, signal non retardé ou signal retardé de 1 ou 2 τ ; elle assure aussi le bon fonctionnement du circuit de détection de début d'image.

Le schéma de principe est séparé en deux parties :

La première, représentée par la figure 7 traite de la commutation, des retards, des circuits de réalignement, et du positionnement des fenêtres délimitant R₀ et R₁.

Le second, représenté à la figure 8, ne concerne que la détection du signal de début d'image : SI.

Tri - retard - réalignement - commutation

Le schéma correspondant à ces divers sous-ensembles est représenté à la figure 7. Suivons le trajet du signal vidéo crypté. Le signal vidéo crypté issu de la prise PÉRITEL du téléviseur attaque simultanément un circuit de retard IC₁₂ et un circuit amplificateur et réalignement IC₁₄. Ce signal réaligné attaque lui, les circuits de tri des tops de synchronisation IC₁₁ et le circuit de détection de début d'image.

Le circuit de tri de synchronisation

Ici, aucune surprise : c'est un classique TDA 2593 qui a fait ses preuves et qui fonctionne sans problème. On peut simplement lui reprocher de réclamer un assez grand nombre de composants périphériques. Le signal issu de IC₁₄ étant clamped, l'attaque de T₃ peut être effectuée en continu, ceci constitue la seule originalité. Sur le collecteur de T₃ on récupère le signal vidéocomposite inversé d'amplitude sensiblement égale à 3 V crête-à-crête.

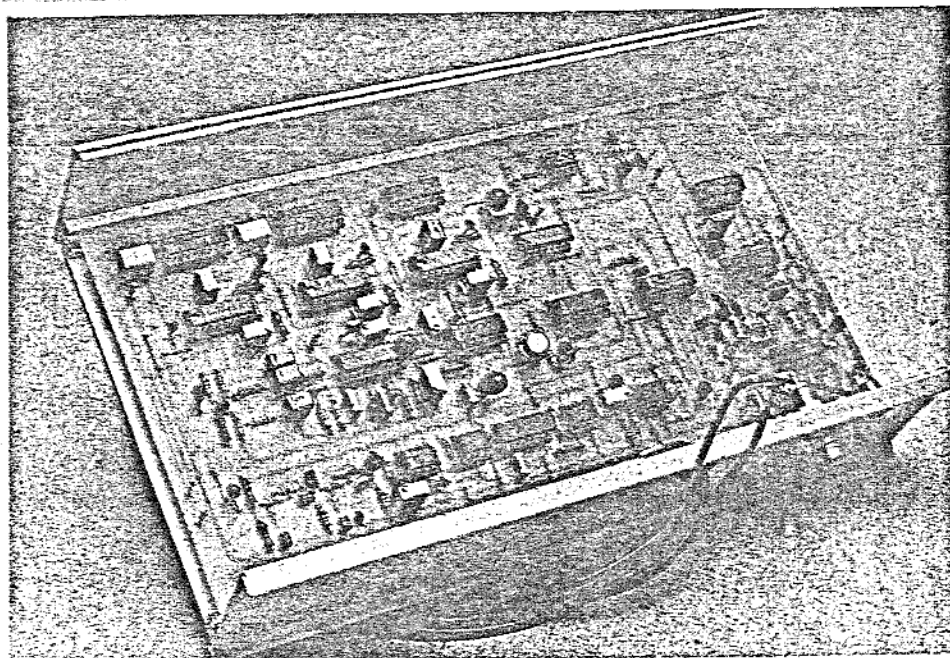
La borne 4 est connectée au pôle positif de l'alimentation, on sélectionne ainsi une largeur d'impulsion horizontale de 7 μ s (6,6 μ s mesurée). L'impulsion de retour ligne n'étant pas utilisée, l'entrée correspondante (impulsion ligne) devant être en phase avec le front descendant du top de synchro contenu dans le signal vidéo, on connecte la borne 5 au zéro. Les composants annexes non cités sont câblés traditionnellement. On récupère sur la borne 3 l'impulsion LI et sur la borne 7 l'impulsion Sandcastle dite SC durant 4 μ s et commençant avec le front montant du top de synchro contenu dans le signal vidéocomposite. Ce même signal SC est utilisé pour les circuits de réalignement. Les signaux sont clamped au niveau de suppression. En toute rigueur, on devrait clamber le signal non retardé par SC, le signal retardé de τ , par SC retardé de τ , et le signal re-

soit un réglage de lumière. Pendant la durée de l'impulsion SC, impulsion de clamp dans ce cas, le niveau de suppression du signal d'entrée est mesuré et stocké dans le condensateur connecté entre la broche 13 et le zéro.

Le signal de sortie résulte de la soustraction du niveau stocké au signal d'entrée, le tout pouvant être décalé par le potentiomètre connecté entre 12 et zéro. Le commutateur et son interface de sortie

Les trois signaux vidéo sont aigüillés vers le commutateur IC₁₇, commutateur CMOS type 4053 aussi classique que les circuits précédents.

Le signal non retardé est injecté à la broche 1, le signal retardé de τ à la broche 3 et le signal retardé de 2 τ à la broche 2. Un seul interrupteur est en service pendant chaque durée de ligne utile.



tardé de 2 τ , par SC retardé de 2 τ . La complexité du schéma est trop accrue et l'expérience a montré que cette précaution était superflue. Les circuits de réalignement (clamp)

Trois circuits identiques IC₁₄, IC₁₅ et IC₁₆ sont affectés à la mise au niveau des signaux non retardés, retardés de τ ou de 2 τ . Il s'agit de classiques TBA 970.

Les potentiomètres connectés entre les broches 7 et le zéro agissent sur le gain, donc sur le contraste et les potentiomètres connectés entre les broches 12 et le zéro sur le décalage de la tension continue correspondant au niveau de suppression,

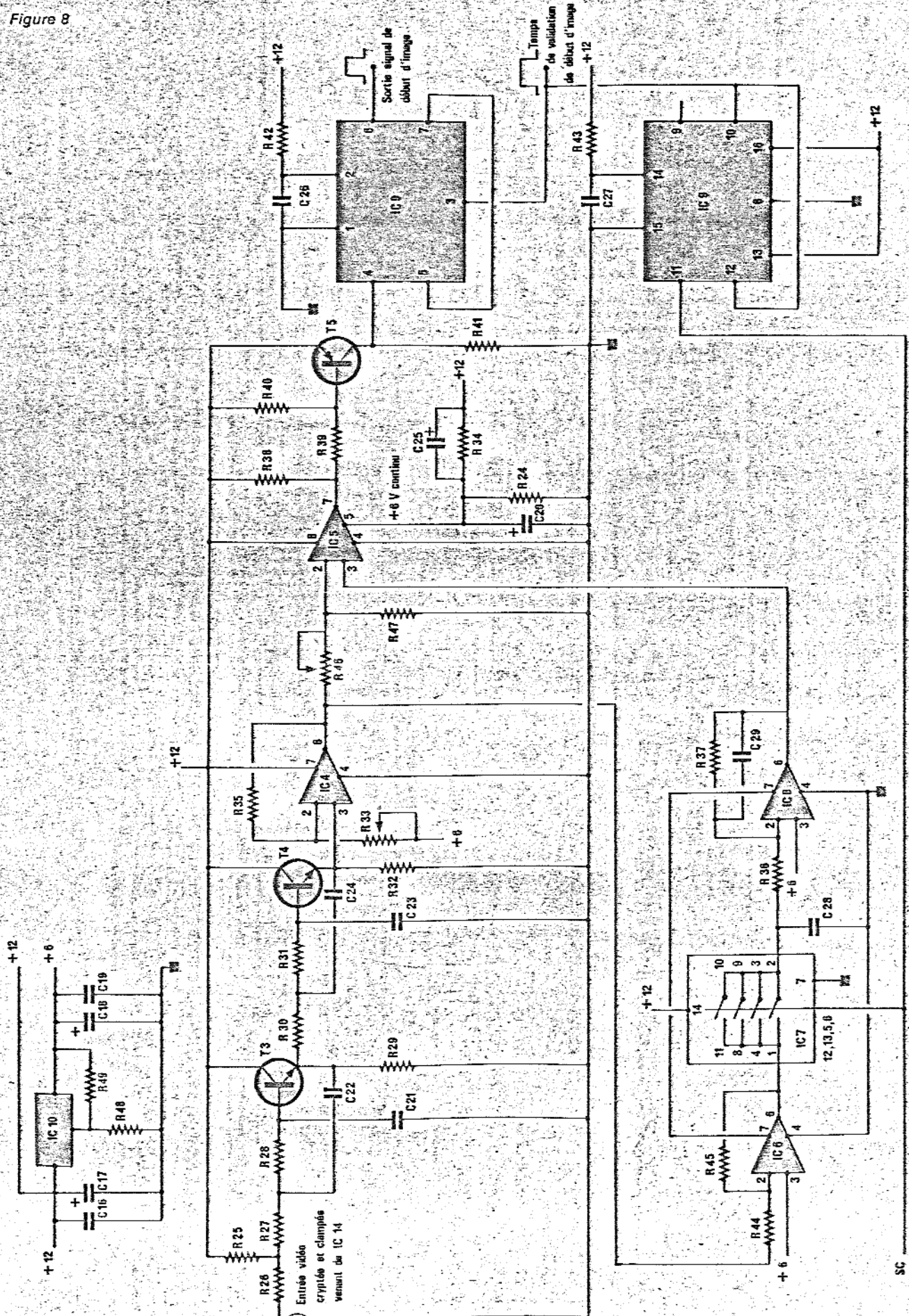
Ces trois interrupteurs sont commandés par les niveaux appliqués aux broches 9 et 10.

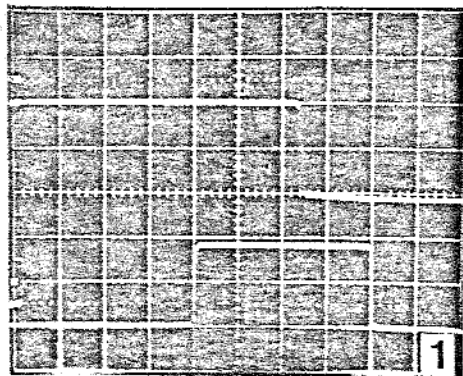
On a respectivement :

- 00 : choix du signal non retardé,
- 10 : choix du signal retardé de 2 τ ,
- 01 : choix du signal retardé de τ .

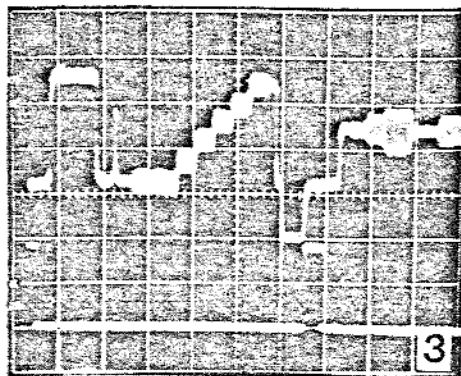
Le signal de sortie, un des trois signaux précédents, est disponible à la broche 4 et IC₁₇. La résistance interne du commutateur est telle qu'il est impossible de charger cette sortie par 75 Ω , une interface s'impose. Bien qu'un étage à transistor puisse suffire, on préfère un montage à amplificateur opérationnel : gain et décalage de la tension de sortie peuvent éventuellement être facile-

Figure 8

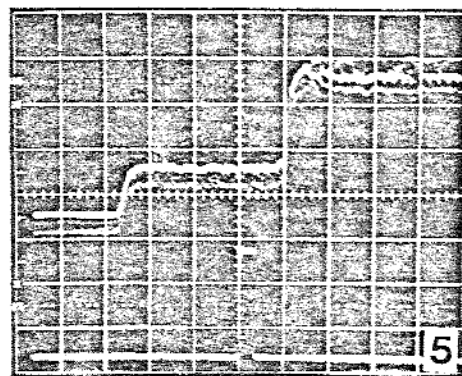




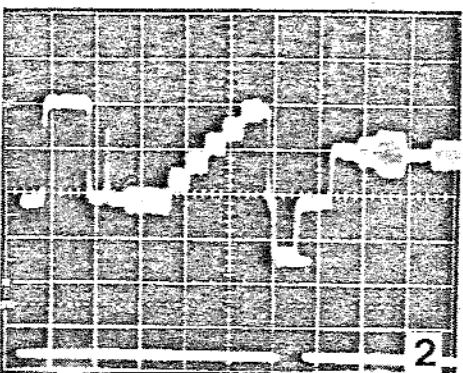
Trace supérieure 5 V/div. 1 μ s/div. : LI
Trace inférieure 5 V/div. 1 μ s/div. : SC



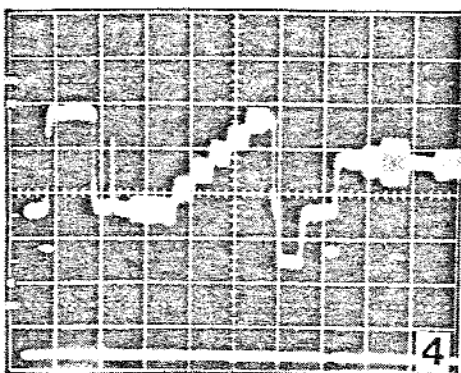
Trace supérieure 0,5 V/div. entrée vidéo cryptée
10 μ s/div.
Trace inférieure 5 V/div. : SC



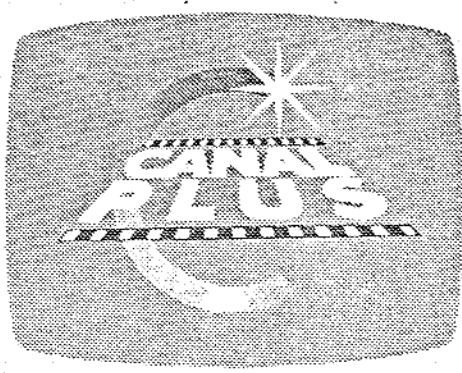
Trace supérieure 0,5 V/div. idem 4, 2 μ s/div.
Trace inférieure 5 V/div. Fenêtre 1



Trace supérieure 0,5 V/div. vidéo cryptée
10 μ s/div.
Trace inférieure 5 V/div. : LI



Trace supérieure 0,5 V/div. entrée vidéo cryptée
Trace inférieure 5 V/div. : SI



ment ajustés. Cet interface peut facilement débiter sur une charge de 75 Ω , voire deux, téléviseur et magnétoscope en parallèle.

Les circuits de retards

Comme annoncé précédemment, il s'agit de deux circuits à couplage de charge : CCD. Le retard fixé de manière interne est fonction de la polarisation appliquée à la broche 15 : 880 ns pour $9,5 \text{ V} < V_{15} < 12 \text{ V}$. Le retard peut être parfaitement ajusté : 888 ns, en remplaçant la résistance fixe, de 1 k Ω connectée entre la broche 14 et zéro, par une résistance ajustable.

Le positionnement des fenêtres

Le positionnement des fenêtres R_0 et R_1 est assuré par un des monostables de IC₂₀ et la largeur de chaque fenêtre par le deuxième monostable de IC₂₀ et un des monostables de IC₂₁. La largeur de chaque fenêtre doit être voisine de 880 ns sans jamais dépasser cette valeur : 800 ns est un bon choix.

Chaque créneau délimitant les fenêtres R_0 et R_1 est associé au signal de début d'image SI pour actionner la double bascule D, IC₁₉. L'une, l'autre ou aucune des sorties des deux bascules passe au niveau 1 au début de l'image et le reste jusqu'à l'arrivée de l'impulsion de remise à zéro : impulsion LI. Ces deux bascules valident le retard pendant toute la durée de la figure 6.

Toute cette circuiterie ne pose aucun problème, le fonctionnement est assuré à la seule condition, qu'elle reçoive le signal de début d'image au moment adéquat.

La détection du début d'image

Cette détection fait l'objet du schéma de la figure 8. Les circuits assurant la détection reçoivent le signal vidéo crypté et clampé et le signal SC. Le signal vidéo est préalablement débarrassé de ses composantes de chrominance grâce aux étages T₃ et T₄ qui constituent un filtre passe-bas d'ordre 4. Il est ensuite amplifié par IC₄ avec gain de l'ordre de 5. Cet amplificateur limite lui aussi la bande et malheureusement augmente donc le temps de montée des signaux.

On compte en effet détecter le début d'image en détectant le passage du niveau de suppression au niveau du noir. La différence de niveau étant fixée à 3 % de l'amplitude crête-à-crête du signal vidéocomposite, soit après amplification par 5, détecter 150 mV. Ce qui ne doit poser aucun problème majeur. En fait, TDF ne respecte pas la norme en ce qui concerne ces niveaux qui sont bien inférieurs à ce que l'on peut attendre.

Pour se placer dans les meilleures conditions possibles, on échantillonne le niveau du signal vidéocomposite pendant le temps où le niveau de suppression est établi. Cet échantillonnage est assuré par le quadruple inverseur 4016 qui charge le condensateur C₂₈ pendant les 4 μ s de durée de SC. On compare finalement le signal vidéocomposite amplifié et filtré avec ce niveau continu représentatif du niveau de suppression. R₄₆ permet de se placer juste au dessus du seuil du comparateur IC₅.

L'excursion de l'impulsion de sortie du comparateur vaut 6 V et est comprise entre +6 et +12 V. L'étage bâti autour de T₅ transforme cette impulsion en +12 V, 0 V. L'impulsion de début d'image est calibrée par un des monostables IC₆. En sortie la largeur de cette impulsion n'a pas d'importance puisque seul le front montant a une action sur la double bascule D.

L'impulsion de début d'image SI, n'est validée que si elle a lieu au début de la ligne pendant un laps de temps défini par la fin de l'impulsion SC et la constante de temps du deuxième monostable IC₆. Ce mécanisme évite un redéclenchement, donc un changement du retard au milieu d'une ligne déjà traitée.

Le schéma est complet, voyons la réalisation pratique et les réglages.

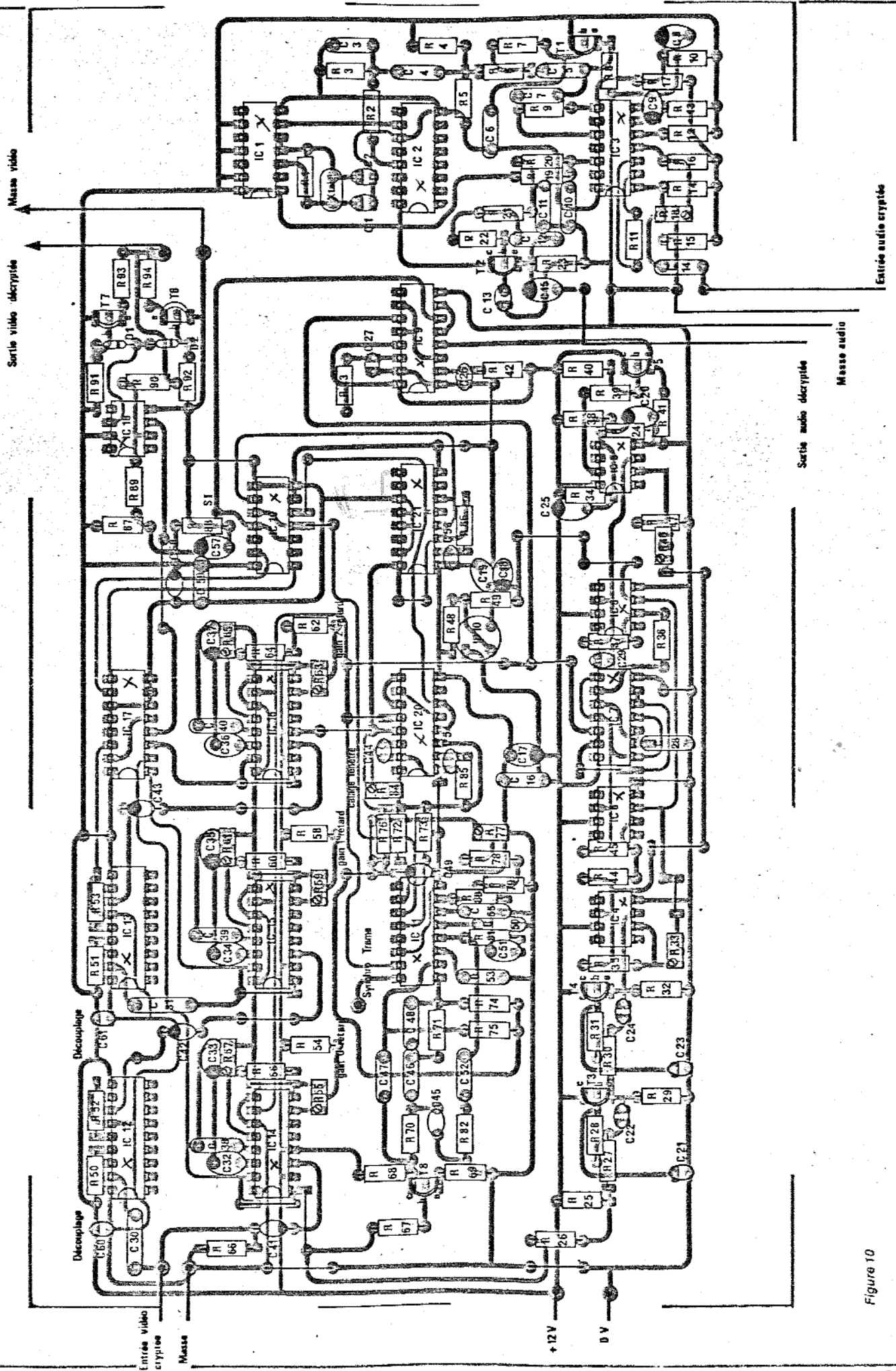


Figure 10

Réalisation

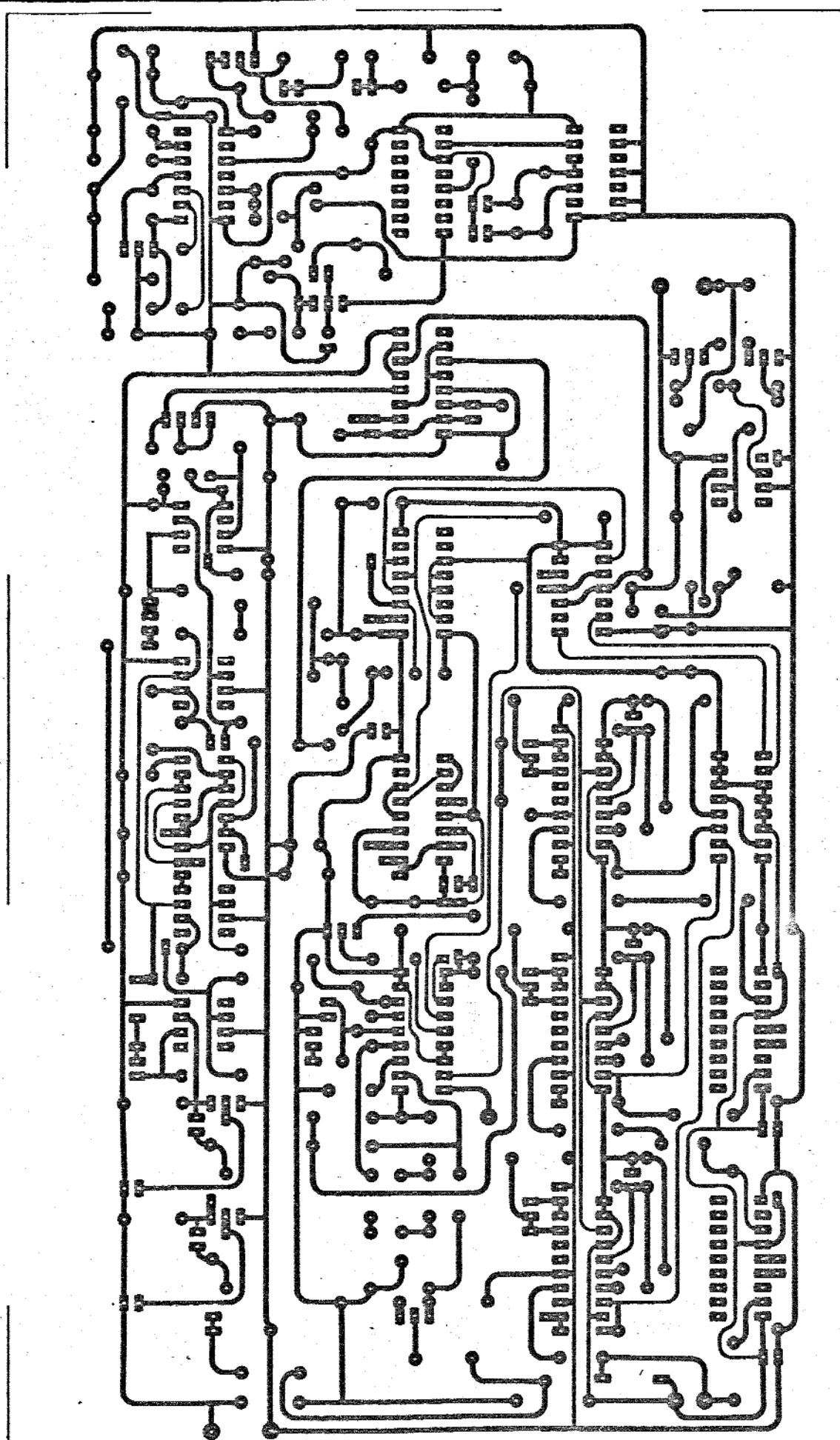
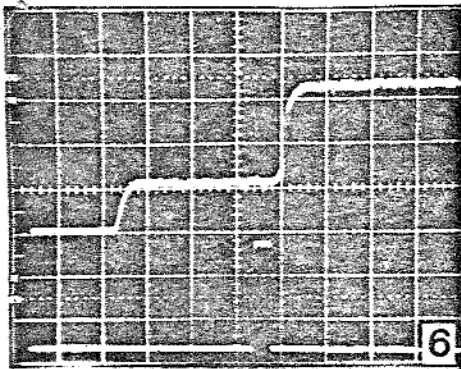
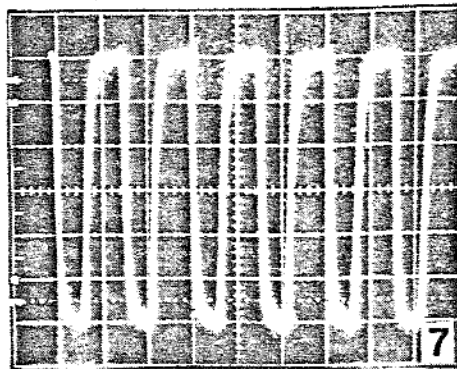


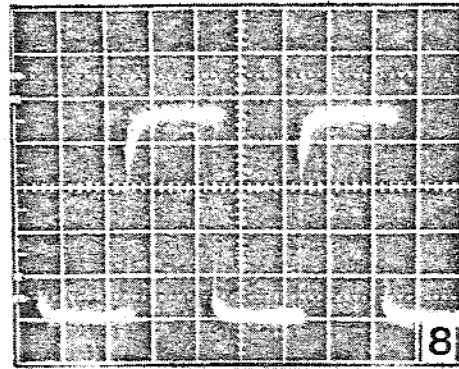
Figure 9



Trace supérieure 0,5 V/div. idem 4
Trace inférieure 5 V/div. Fenêtre 2



Oscillateur 3,2768 MHz, 2 V, 0,2 μ s, pin 10, IC2



Signal à 12,8 kHz, pin 13 IC2, 20 μ s/div.

Il est inutile d'élaborer un algorithme puissant si une solution analogique donne quasiment les mêmes résultats.

L'image

Appliquer à l'entrée un signal vidéo crypté ou non.

Régler R_{s7} pour avoir le niveau de suppression à environ 1,4 V.

Régler R_{s5} pour avoir une amplitude du signal vidéo de 1 V pp minimum.

Régler R_{77} pour obtenir le verrouillage du PLL du 2593. Pour cette opération visualiser les tops de synchro trame, et grâce à R_{77} amener la période du signal de synchro trame au voisinage de 20 ms.

Dès que l'on s'approche suffisamment près il y a capture et ensuite verrouillage. Envoyer le signal de synchro trame vers l'entrée synchro extérieure du scope, base de temps A. Envoyer le signal LI vers l'entrée synchro extérieure, base de temps B et se positionner en mode B retardé par A. A : 2 ms/div. et B : 20 μ s/div. à 1 μ s/div. suivant le signal à observer.

Régler R_{s1} pour placer le niveau de suppression du signal retardé de τ à environ 1,4 V. Broches 1 et 15 de IC₁₅.

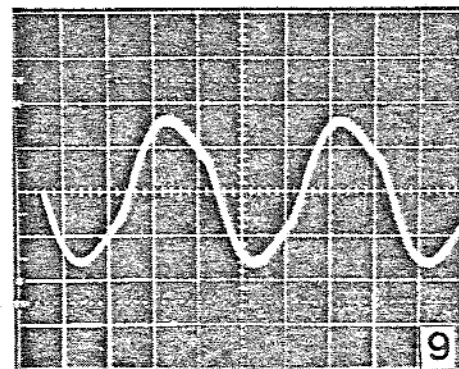
Régler R_{s9} pour placer le niveau de suppression du signal retardé de 2τ à environ 1,4 V. Broche 1 et 15 de IC₁₆.

Régler R_{s3} pour ajuster l'amplitude du signal vidéocomposite à environ 1 Vcc broche 1 et 15 de IC₁₅.

Placer R_{45} au minimum de résistance.

Agir sur R_{s4} pour avoir une image nette.

Augmenter la valeur de R_{46} pour améliorer la détection - très peu -



Signal à 12,8 kHz, émetteur de T1, 1 V/div., 20 μ s/div.

Réalisation pratique

Elle ne pose pas de problème particulier. Le circuit imprimé qui supporte tous les composants est présenté à la figure 9 et l'implantation associée à la figure 10.

Nous ne proposons pas d'alimentation 12 V. Nous avons donné, notamment en fiches idées, suffisamment d'exemple. Cette alimentation devra pouvoir délivrer 500 mA ; un montage à 7812 fait l'affaire.

Les réglages

Le son

En fonctionnement le seul réglage consiste à ajuster R_{s1} pour éliminer le signal à 12,8 kHz susceptible de traverser les différents filtres. A faire à l'oreille ou à l'oscilloscope.

Conclusion

Cet article ne correspond pas à une volonté d'encouragement au piratage mais on a simplement cherché à démontrer le mécanisme et prouvé qu'une solution simple donnait des résultats. Certes, loin d'une réussite à 100 %. Ce qui prouve que les microprocesseurs, bien que très performants dans de nombreux cas, ne sont pas les seuls composants électroniques.

Réalisation

Décryptage du son

Circuits intégrés

× IC₁: CD 4584
 × IC₂: CD4020
 × IC₃: MC 1496, LM 1496 ou μ A796

Condensateurs

× C₁: 15 pF × C₉: 3,3 μ F
 × C₂: 15 pF × C₁₀: 3,3 μ F 3,3 nF
 × C₃: 3,3 nF × C₁₁: 3,3 nF
 × C₄: 1 nF × C₁₂: 3,3 nF
 × C₅: 3,3 nF × C₁₃: 1 nF
 × C₆: 220 pF × C₁₄: 0,1 μ F
 × C₇: 0,1 μ F × C₁₅: 10 μ F / 16 V
 × C₈: 3,3 μ F

Transistors

× T₁: 2 N 2222 ou 2 N 3904
 × T₂: 2 N 2222 ou 2 N 3904

Résistances

R₁: 4,7 M Ω R₁₃: 3,3 k Ω
 R₂: 1 k Ω R₁₄: 1 k Ω
 R₃: 1 k Ω R₁₅: 1 k Ω
 R₄: 15 k Ω R₁₆: 1 k Ω
 R₅: 18 k Ω R₁₇: 820 Ω
 R₆: 12 k Ω × R₁₈: 47 k Ω ajustable
 R₇: 12 k Ω R₁₉: 3,3 k Ω
 R₈: 1 k Ω R₂₀: 1 k Ω
 R₉: 10 k Ω R₂₁: 12 k Ω
 R₁₀: 1,2 k Ω R₂₂: 12 k Ω
 R₁₁: 100 Ω R₂₃: 12 k Ω
 R₁₂: 10 k Ω

Divers

X₁: 3276,8 kHz

Détection du début d'image

Circuits intégrés

× IC₄: LF 357
 IC₅: LM 360
 × IC₆: TL 071 / LF 356
 × IC₇: 4016
 × IC₈: TL 071 / LF 356
 × IC₉: 4528
 × IC₁₀: LM 117, 217, 317

Transistors

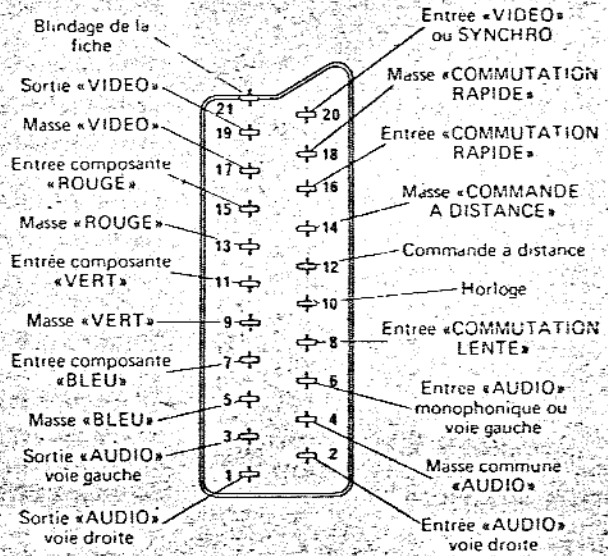
× T₃: 2 N 3904
 × T₄: 2 N 3904
 × T₅: 2 N 3906

Condensateurs

× C₁₆: 0,1 μ F
 × C₁₇: 47 μ F / 16 V
 × C₁₈: 47 μ F / 10 V
 × C₁₉: 0,1 μ F
 × C₂₀: 22 μ F / 6,3 V
 × C₂₁: 4,7 pF
 × C₂₂: 82 pF
 × C₂₃: 33 pF
 × C₂₄: 100 pF
 × C₂₅: 22 μ F / 6,3 V
 × C₂₆: 330 pF
 × C₂₇: 1 nF
 × C₂₈: 1,5 nF MKH
 × C₂₉: 10 pF

Résistances

R₂₄: 100 Ω R₃₈: 1 k Ω
 R₂₅: 8,2 k Ω R₃₉: 4,7 k Ω
 R₂₆: 10 k Ω R₄₀: 2,2 k Ω
 R₂₇: 1 k Ω R₄₁: 1 k Ω
 R₂₈: 1 k Ω R₄₂: 27 k Ω
 R₂₉: 10 k Ω R₄₃: 5,6 k Ω
 R₃₀: 1 k Ω R₄₄: 12 k Ω
 R₃₁: 1 k Ω R₄₅: 12 k Ω
 R₃₂: 10 k Ω × R₄₆: 47 k Ω ajustable
 × R₃₃: 4,7 k Ω ajustable
 R₃₄: 150 Ω R₄₇: 150 k Ω
 R₃₅: 33 k Ω R₄₈: 820 Ω
 R₃₆: 680 k Ω R₄₉: 220 Ω
 R₃₇: 680 k Ω



Réalignement

Circuits intégrés

× IC₁₁: TDA 2593 × IC₁₇: HEF 4053
 × IC₁₂: TDA 4560 × IC₁₈: TDA 1034
 × IC₁₃: TDA 4560 × IC₁₉: 4013
 × IC₁₄: TBA 970 × IC₂₀: 4528
 × IC₁₅: TBA 970 × IC₂₁: 4528
 × IC₁₆: TBA 970

Transistors

× T₆: 2 N 3906
 × T₇: 2 N 3904
 × T₈: 2 N 3904

Diodes

D₁: 1 N 4148
 D₂: 1 N 4148

Condensateurs

× C₃₀: 0,33 μ F MKH
 × C₃₁: 0,33 μ F MKH
 × C₃₂: 1 μ F / 16 V
 × C₃₃: 1 μ F / 16 V
 × C₃₄: 1 μ F / 16 V
 × C₃₅: 1 μ F / 16 V
 × C₃₆: 1 μ F / 16 V

× C₃₇: 1 μ F / 16 V
 × C₃₈: 0,47 μ F
 × C₃₉: 0,47 μ F MKH
 × C₄₀: 0,47 μ F
 × C₄₁: 10 μ F / 10 V
 × C₄₂: 10 μ F / 10 V
 × C₄₃: 10 μ F / 10 V
 × C₄₄: 470 pF
 × C₄₅: 100 pF
 × C₄₆: 0,47 μ F MKH
 × C₄₇: 0,47 μ F MKH
 × C₄₈: 10 nF MKH
 × C₄₉: 47 μ F / 16 V
 × C₅₀: 10 nF MKH

× C₅₁: 4,7 μ F
 × C₅₂: 0,47 μ F
 × C₅₃: 0,1 μ F
 × C₅₄: 100 pF
 × C₅₅: 4,7 nF
 × C₅₆: 100 pF
 × C₅₇: 10 μ F / 10 V
 × C₅₈: 47 μ F / 16 V
 × C₅₉: 0,1 μ F
 × C₆₀: 22 nF
 × C₆₁: 22 nF

Résistances

R₅₀: 15 k Ω R₇₃: 3,3 k Ω
 R₅₁: 15 k Ω R₇₄: 2,2 M Ω
 R₅₂: 1 k Ω R₇₅: 2,2 M Ω
 R₅₃: 1 k Ω R₇₆: 22 Ω
 R₅₄: 6,8 k Ω × R₇₇: 47 k Ω ajustable
 × R₅₅: 4,7 k Ω ajustable R₇₈: 120 k Ω
 R₅₆: 27 k Ω R₇₉: 12 k Ω
 × R₅₇: 22 k Ω ajustable R₈₀: 82 k Ω
 R₅₈: 6,8 k Ω R₈₁: 1,2 k Ω
 × R₅₉: 4,7 k Ω ajustable R₈₂: 3,3 k Ω
 R₆₀: 27 k Ω R₈₃: supprimée
 × R₆₁: 22 k Ω ajustable × R₈₄: 22 k Ω ajustable
 R₆₂: 6,8 k Ω R₈₅: 5,6 k Ω
 × R₆₃: 4,7 k Ω ajustable R₈₆: 5,6 k Ω
 R₆₄: 27 k Ω R₈₇: 15 k Ω
 × R₆₅: 22 k Ω ajustable R₈₈: 1,2 k Ω
 R₆₆: 75 Ω R₈₉: 1,2 k Ω
 R₆₇: 27 k Ω R₉₀: 100 Ω
 R₆₈: 470 Ω R₉₁: 3,3 k Ω
 R₆₉: 100 Ω R₉₂: 3,3 k Ω
 R₇₀: 1,5 k Ω R₉₃: 10 Ω
 R₇₁: 33 k Ω R₉₄: 10 Ω
 R₇₂: 10 k Ω