

RESTITUTION DE LA LIGNE DE BASE DES SIGNAUX  
DES STATIONS D'OBSERVATION DU FAISCEAU.

(MPS 2870 RF 1)

par

D. Boussard

I. SOMMAIRE

On décrit un système permettant de ramener à zéro la ligne de base des impulsions issues des stations d'observation du faisceau. Ceci permet de simplifier notablement le traitement des signaux (en particulier la digitalisation) et ouvre de nouvelles possibilités pour des opérations telles que la moyenne ou encore la division analogique.

SUMMARY

In this report a system is described which allows the base line of the pulses, coming from the pick-up stations, to be maintained at a zero level. This feature strongly simplifies pick-up signal processing (especially analog to digital conversion) and even makes new operations on pick-up pulses possible (averaging or analog division, for instance).

## II. INTRODUCTION

Les signaux issus des stations d'observation du faisceau se présentent sous la forme d'impulsions dont la fréquence de récurrence est celle de la tension accélératrice (3 - 10 MHz). La ligne de base de ces impulsions est différente du niveau zéro pour plusieurs raisons :

- a) Les amplificateurs chargés de transmettre les signaux entre l'anneau et le bâtiment central ne passent pas la composante continue (chose qui serait d'une réalisation très difficile).
- b) Au niveau des électrodes de détection, la ligne de base est sujette à des fluctuations plus ou moins aléatoires liées à la charge (ou à la décharge) des électrodes par des électrons secondaires produits à l'intérieur de la chambre à vide (photo N<sup>o</sup>. 3). Ce phénomène est particulièrement marqué à injection.

Le déplacement de la ligne de base est peu gênant pour la mesure directe à l'oscilloscope, car l'opérateur prend de lui-même pour référence zéro la ligne de base des impulsions (peut-être pourrait-on dire sa ligne de base). Par contre, dès qu'on envisage d'utiliser les signaux des stations pick-up de manière différente de l'observation oscilloscopique directe, il est très souhaitable que les impulsions à traiter soient distribuées autour d'un niveau continu fixe.

Le système de restitution de la ligne de base a été développé pour les besoins de la digitalisation de la mesure de la position du faisceau (CODD), et il permet de s'affranchir de limitations majeures de l'ancien système, à savoir :

- Les convertisseurs analogiques digitaux d'impulsions n'ont plus à mesurer simultanément des signaux positifs et négatifs.
- La détection du signe devient une simple détection de polarité au lieu d'une comparaison de deux amplitudes, qui pouvait donner des résultats erronés en cas de déplacements importants de la ligne de base (cas de l'injection).

- Le convertisseur analogique-digital peut être relativement lent. En effet, on peut le faire précéder d'un filtre qui limite le temps de montée des signaux. Le même filtre est utilisé sur les canaux somme et différence, ce qui n'affecte pas la précision de la mesure.

D'autres applications sont déjà envisagées pour ce système :

- Possibilité de faire la moyenne d'un grand nombre d'impulsions par une simple intégration (mesure de la surface).
- Mesure de l'amplitude instantanée par redressement direct
- Division analogique
- Amélioration de l'observation analogique, particulièrement à l'injection.

### III. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

#### a) Sans contre-réaction

Le circuit, dans son principe est extrêmement simple (fig. 1). Il comprend un condensateur C, un interrupteur S, et un amplificateur de gain unité, couplé en continu, et possédant une haute impédance d'entrée. L'interrupteur est commandé en synchronisme avec les impulsions du signal. Il court-circuite le point A à la masse, au moment convenable et assure ainsi que la ligne de base, c'est à dire le niveau du signal entre les impulsions soit ramené à zéro (fig. 2).

L'amplificateur à haute impédance d'entrée est nécessaire pour que la capacité C soit aussi faible que possible. La réalisation pratique de l'interrupteur s'en trouve grandement simplifiée, car les courants qui traversent S sont alors relativement faibles. L'amplificateur abaisseur d'impédance doit avoir une tension d' "offset" entre entrée et sortie qui soit négligeable, ou tout au moins très stable pour se prêter à une compensation fixe.

b) Avec contre-réaction

Le même fonctionnement peut être obtenu avec le circuit représenté fig. 3. Il n'est maintenant plus nécessaire de stabiliser la tension d' "offset" de l'amplificateur. Celle-ci est automatiquement compensée par la contre-réaction et, si le gain de boucle est suffisant, la précision obtenue est seulement limitée par la qualité de l'interrupteur.

Un circuit de ce type a été essayé et il a permis de mettre en lumière les points suivants:

- L'amplificateur de boucle, dont la sortie est une source de courant débitant dans un condensateur, constitue un intégrateur. Pour éviter l'entrée en oscillation du système, l'amplificateur doit posséder une large bande passante, compte tenu de la rapidité désirée (gain de l'ordre de 100 à 10 kHz). Nous avons employé l'amplificateur intégré SN 7510 (gain 40 db, bande 40 MHz).
- Pendant l'impulsion signal (interrupteur ouvert), la boucle de contre-réaction est ouverte, aussi une faible dérive à l'entrée de l'amplificateur de boucle se traduit-elle par une croissance linéaire de la ligne de base (effet d'intégrateur). Ce phénomène, très sensible pour une faible fréquence de récurrence (faisceau spiralant, 150 kHz) est caractérisé par un signal de sortie représenté fig. 4.
- Le circuit fonctionne mal dès que l'amplitude du signal devient notable ( $> 0,5$  V). On attribue cet effet à la capacité parasite de l'interrupteur qui transmet à l'entrée de l'amplificateur de boucle un signal suffisant pour décaler la ligne de base de façon intolérable ( $> 100$  mV).

A la suite de ces résultats nous avons choisi le premier type de circuit (sans contre-réaction).

c) Production des signaux de commande de l'interrupteur

Les signaux d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur (fig. 2) sont produits à partir de la tension d'accélération au moyen de discriminateurs de passage par zéro. Pour une fréquence fixe, deux retards réglables suffisent pour centrer convenablement les impulsions de synchronisation entre les signaux des paquets. Pour s'affranchir du saut de phase à la transition on utilise le signal RF appliqué sur le discriminateur de phase du système d'asservissement du faisceau (6 BN 6).

Lorsqu'on veut travailler à fréquence variable sans retoucher les réglages, ce n'est plus le retard, mais le déphasage entre signaux de commande et signaux des paquets, qui doit être constant. Aussi un déphaseur indépendant de la fréquence est-il en cours de développement.

IV. DESCRIPTION DES CIRCUITS

a) Interrupteur

On utilise un pont de diodes appairées HP 2994 (hot carrier diodes) dont les bornes C et D sont attaquées par des courants  $I$  égaux (fig. 5). La tension entre A et B est nulle quand les diodes conduisent : le dipôle AB est donc équivalent à un court-circuit pour autant que le courant traversant la branche AB soit négligeable par rapport à  $I$  ( $I \approx 10$  mA). Cette condition limite la valeur de C et la fréquence de réponse du circuit à des variations rapides de la ligne de base.

L'interrupteur est en circuit ouvert dans l'autre cas ( $I = 0$ ) si le signal appliqué entre A et B ne dépasse pas la tension  $V$  du générateur. Cette condition fixe une limite pour l'amplitude maximum du signal.

Les générateurs en opposition (+ V et -V) sont constitués par un étage différentiel classique (fig. 6) qui attaque en parallèle deux ponts de diodes, l'un pour la voie somme, l'autre pour la voie différence. La tension de commande, qui est issue d'une

logique MECL (Motorola) varie entre les niveaux  $-0,7$  V et  $-1,4$  V. Avant d'attaquer l'étage différentiel, on doit donc translater les niveaux par un étage d'adaptation (emitter follower et diode Zener).

Le courant  $I_c$  qui est fourni par l'étage à courant constant n'a pas une valeur arbitraire. Un calcul simple montre qu'on doit l'ajuster à la valeur  $I_c = 2U/R$  ( $U$  : tension d'alimentation,  $+6$  V,  $R$  : résistances de collecteur) pour que les courants qui traversent les diodes  $D_1$  et  $D_2$  soient égaux. Les tensions collecteur sont alors symétriques par rapport au niveau zéro, ce qui fournit une méthode simple pour régler l'étage différentiel.

Un autre moyen de contrôler la symétrie du montage consiste à observer la tension en B. En effet, ce point est relié à la masse par une résistance non nulle (voir en IV b), et tout déséquilibre se traduit par l'apparition en B d'une tension de même forme que le signal de commande de l'étage.

#### Comportement du circuit en régime transitoire

Il est important de conserver la symétrie du montage pendant la commutation du courant sur les diodes. On peut montrer que les capacités parasites de collecteur de  $T_1$  et  $T_2$  (fig. 6) sont sans influence si elles sont égales et si le réglage de  $I_c$  est correct. Par contre, un dérèglement de  $I_c$  change de façon non symétrique les points de départ et les asymptotes des exponentielles qui définissent l'instant de commutation des diodes. Il en résulte un déséquilibre du pont et l'apparition d'importants signaux transitoires. Aussi, on vérifie que le réglage correct de  $I_c$  correspond bien au minimum de signal parasite de commutation à la sortie du circuit.

On utilise des transistors  $T_1$  et  $T_2$  appairés en HF pour que leurs temps de réponse soient identiques. Malgré ces précautions, on observe sur certains circuits des signaux transitoires d'amplitude supérieure à  $\pm 20$  mV. On introduit alors des compensations supplémentaires au moyen de condensateurs ajustables

placés sur les collecteurs de  $T_1$  et  $T_2$ , ainsi que sur les points C et D des ponts de diodes (fig. 6). Les condensateurs connectés aux points C et D agissent seulement pendant le blocage des diodes, en réglant l'instant d'ouverture. Avec ces condensateurs, on ajuste donc uniquement le transitoire d'ouverture des diodes.

b) Amplificateur continu

Deux amplificateurs identiques sont utilisés, l'un pour la voie somme, l'autre pour la voie différence. La sélection différence radiale - différence verticale est faite par un relais inverseur incorporé.

Le circuit employé (fig. 6) est dérivé directement de l'amplificateur de distribution MPS 2853 (ref. 1). On y reconnaît deux emitter-followers en cascade, utilisant des transistors complémentaires (BSX 29 et 2N 2369), ce qui permet de compenser la chute de tension base-émetteur. L'étage de sortie est symétrique pour assurer une bonne linéarité quelle que soit la polarité du signal (1 % jusqu'à  $\pm 1,5$  V pour un courant de repos de 20 mA dans les transistors de sortie).

Pour ce point de travail (20 mA), la compensation base-émetteur n'est pas parfaite, même si l'on sélectionne les transistors (50 à 100 mV d'écart résiduel). Cette différence est compensée en ramenant le point B à une tension non nulle, ajustable par un potentiomètre accessible depuis l'avant du tiroir. La stabilité du zéro obtenue avec ce montage est meilleure que 10 mV dans les conditions d'ambiance du bâtiment central.

Pendant la période où l'interrupteur est en circuit ouvert, le condensateur C peut se décharger dans le circuit d'entrée, ce qui donne à la sortie de l'appareil un signal du type représenté fig. 4. Il faut donc régler  $P_1$  en conséquence pour supprimer cet effet parasite.

c) Châssis de commande

Les circuits de restitution, montés dans des tiroirs standard (2 unités de large, 3 de haut) sont groupés par 6 dans un châssis qui leur fournit les tensions d'alimentation et les signaux de synchronisation. Ceux-ci sont les mêmes pour les tiroirs si les signaux à l'entrée de tous les tiroirs sont en phase. On est ainsi amené à grouper les stations pick-up distantes dans la machine d'un nombre entier de longueurs d'onde RF (multiples de 5 unités d'aimant).

Les signaux de synchronisation produits à partir de la RF d'accélération se présentent sous la forme d'impulsions logiques ayant les niveaux MECL (-0,7 et -1,5 V). Ils proviennent du châssis de synchronisation qui est équipé de portes logiques de puissance (line drivers MC1026 P). Les lignes de transmission (75 Ohm) sont terminées sur le châssis de restitution pour la voie ON et sur le châssis de commande de portes pour la voie OFF (voir schéma 2870-RF 2-3A).

Pour que le flip-flop MC 1027 P bascule avec les fronts négatifs des signaux de synchronisation (indépendants de la largeur des impulsions), on doit inverser leur polarité avec la porte MC 1023 P.

On attaque les différents tiroirs sous 75 Ohm au moyen des circuits intégrés MC 1026 (line-drivers).

V. CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT ET RESULTATS

a) Signal

Impédance d'entrée	75 Ohm
Impédance de sortie	$\approx 3$ Ohm
Gain en tension	0,9 à 0,95 (avec charge de 75 Ohm à la sortie)
Tension maximum d'entrée	$\pm 2$ V
Fréquence de coupure inférieure	1,6 kHz
Fréquence de coupure supérieure	100 MHz
Linéarité	1 % jusqu'à $\pm 1,5$ V

b) Synchronisation

Amplitude du signal de synchronisation	- 0,7 V
Largeur	15 à 30 ns
Rapport 1/T minimum (fig. 2)	0,3 à f récurrence = 10 MHz



c) Ligne de base à la sortie

statique :  $\leq 10$  mV pour f récurrence  $\leq 10$  MHz

transitoires :  $\leq \pm 20$  mV

Amplitude résiduelle pour une modulation sinusoïdale (f récurrence 3 - 10 MHz)

- modulation à 10 kHz :  $\leq 5$  % de la valeur initiale

- modulation à 100 kHz :  $\leq 50$  % de la valeur initiale

d) Résultats obtenus sur la machine

Le cas le plus critique se présente à l'injection (photo No. 3a). A la sortie du système, la ligne de base des impulsions est remise à zéro, comme le montre la photo 3b. On observe pendant les 40 premières microsecondes un déplacement important de la ligne de base, qui correspond à la perte de synchronisme entre paquets et RF, dû au mécanisme de "high trapping" (ref. 2). Cet effet disparaît lorsqu'on enclenche le système d'asservissement du faisceau dès l'injection (take over time réglé à zéro). Il est toujours possible de compenser localement cette perte de synchronisme par un nouveau réglage de la synchronisation.

REFERENCES

- (1) G. Schneider, "A distribution amplifier for the CPS PU signals" (MPS 2853), MPS/Int. RF/67-10.
- (2) U. Bigliani, Communication privée.

Distribution : ouverte

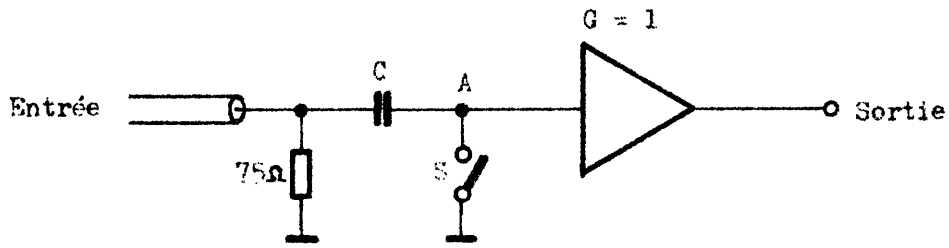


FIG. 1 Schéma de principe

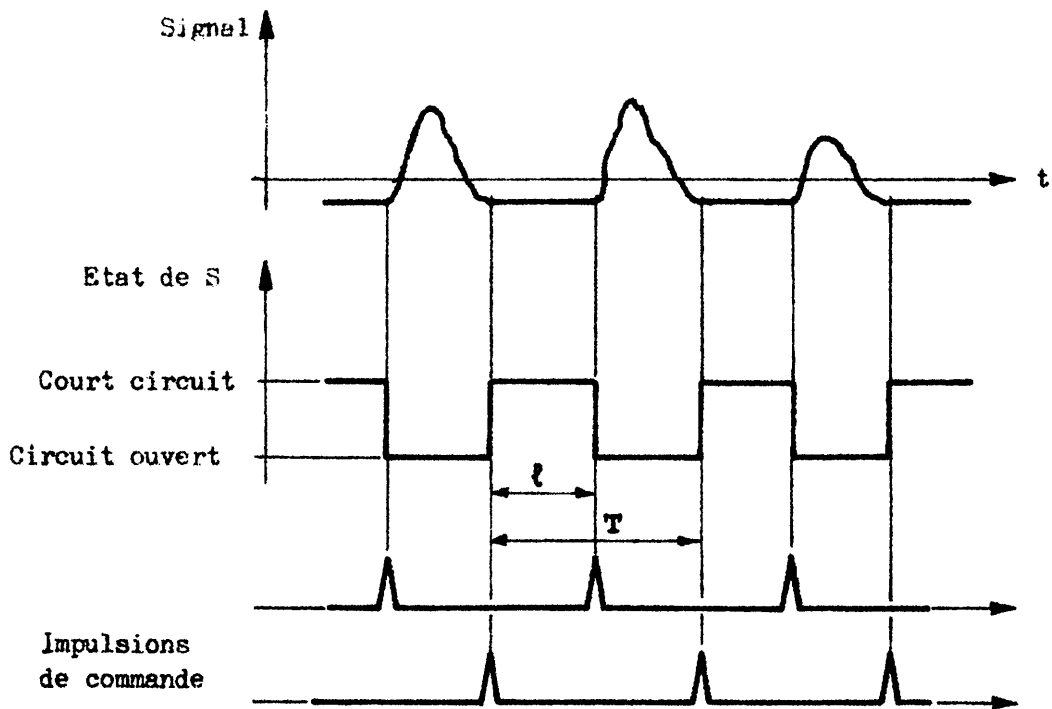


FIG. 2 Synchronisation

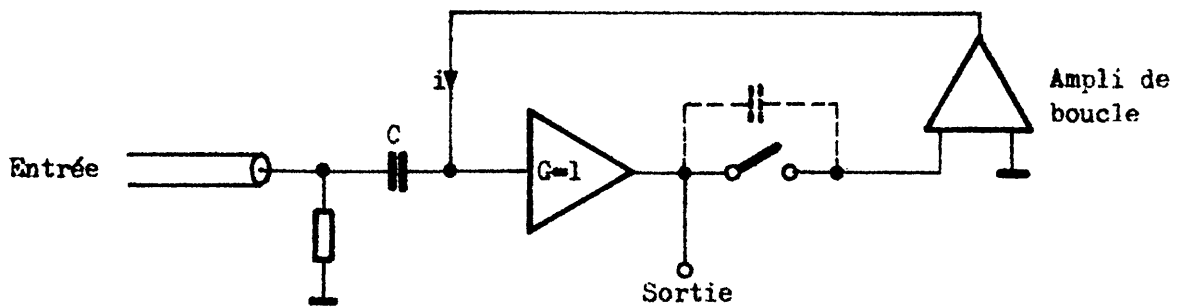


FIG. 3 Circuit avec contre-réaction

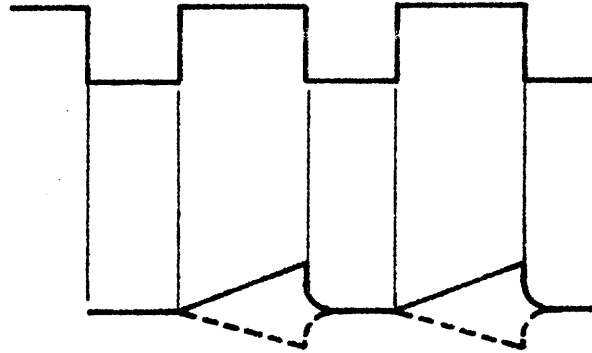


FIG. 4 Signal de sortie pour une dérive à l'entrée de l'ampli de boucle ( $f \approx 100$  kHz. Signal d'entrée = 0 )

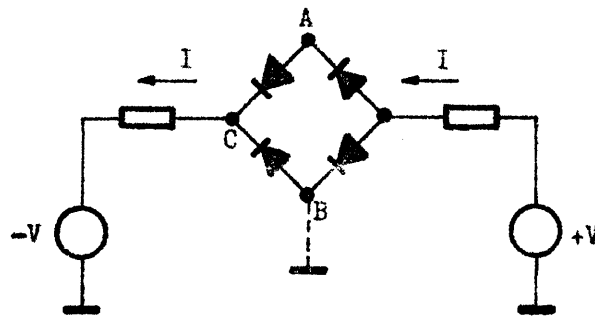
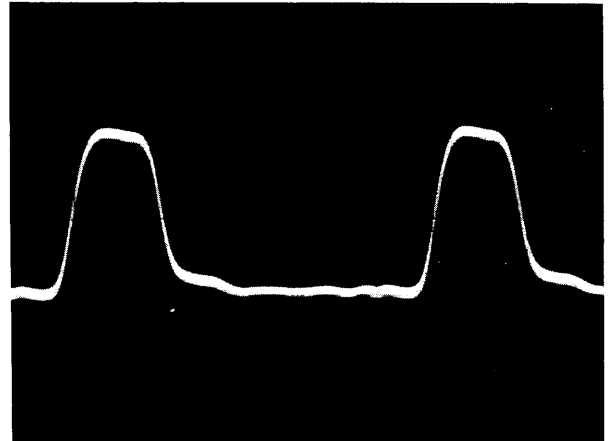
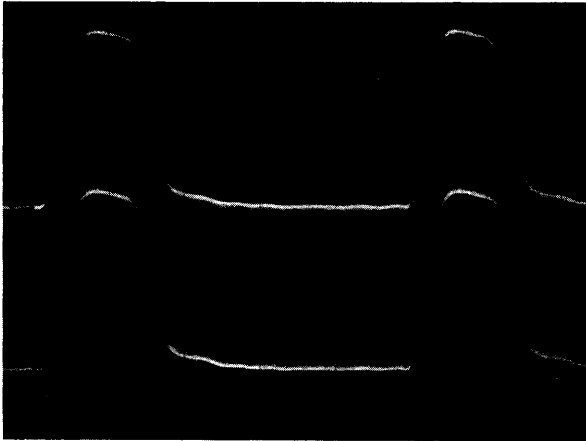
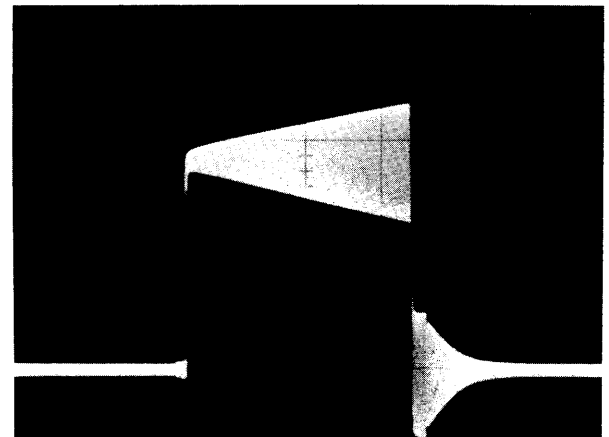
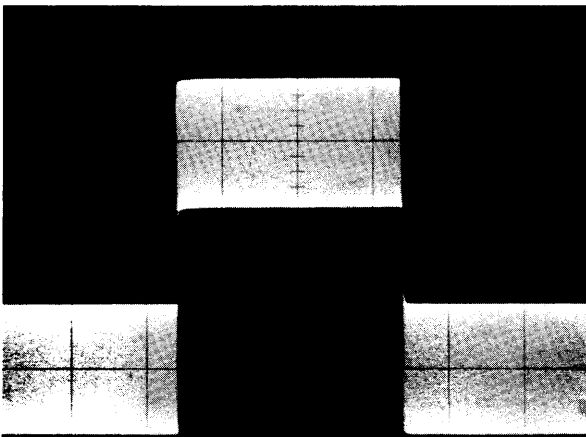


FIG. 5 Principe de l'interrupteur



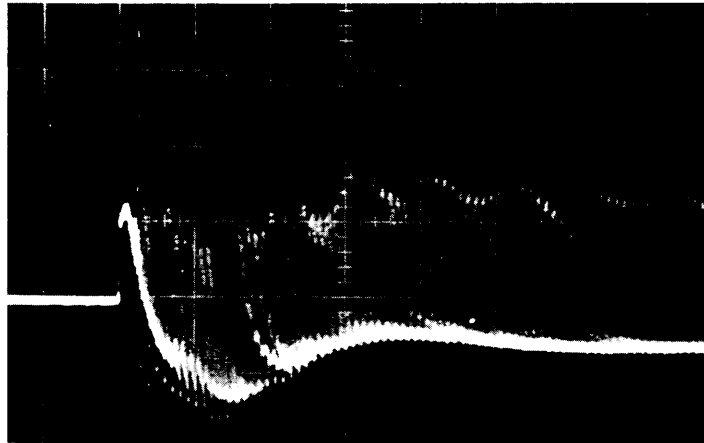
Entrée            0,4 V/cm, 20 ns/cm            Sortie

Photos 1 : Impulsions courtes - largeur 30 ns - amplitude 1 V -  
 fréquence 1 MHz  
 ligne de base sinusoïdale superposée - fréquence 10 kHz

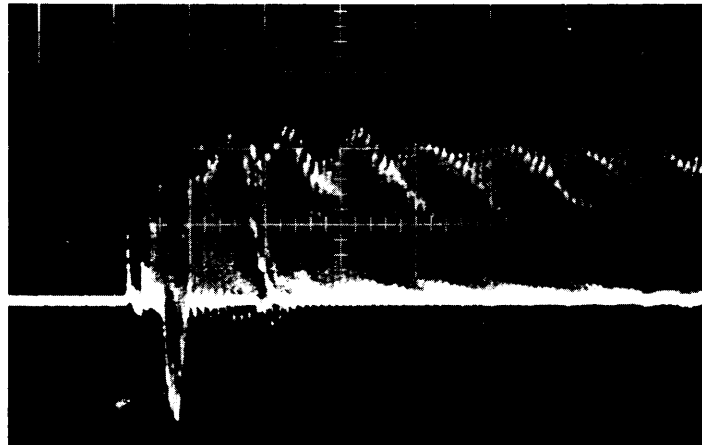


Entrée            0,4 V/cm, 1  $\mu$ s/cm            Sortie

Photos 2 : Impulsions longues - largeur 3  $\mu$ s - amplitude 1,2 V -  
 fréquence 150 kHz  
 ligne de base sinusoïdale superposée - fréquence 50 kHz.

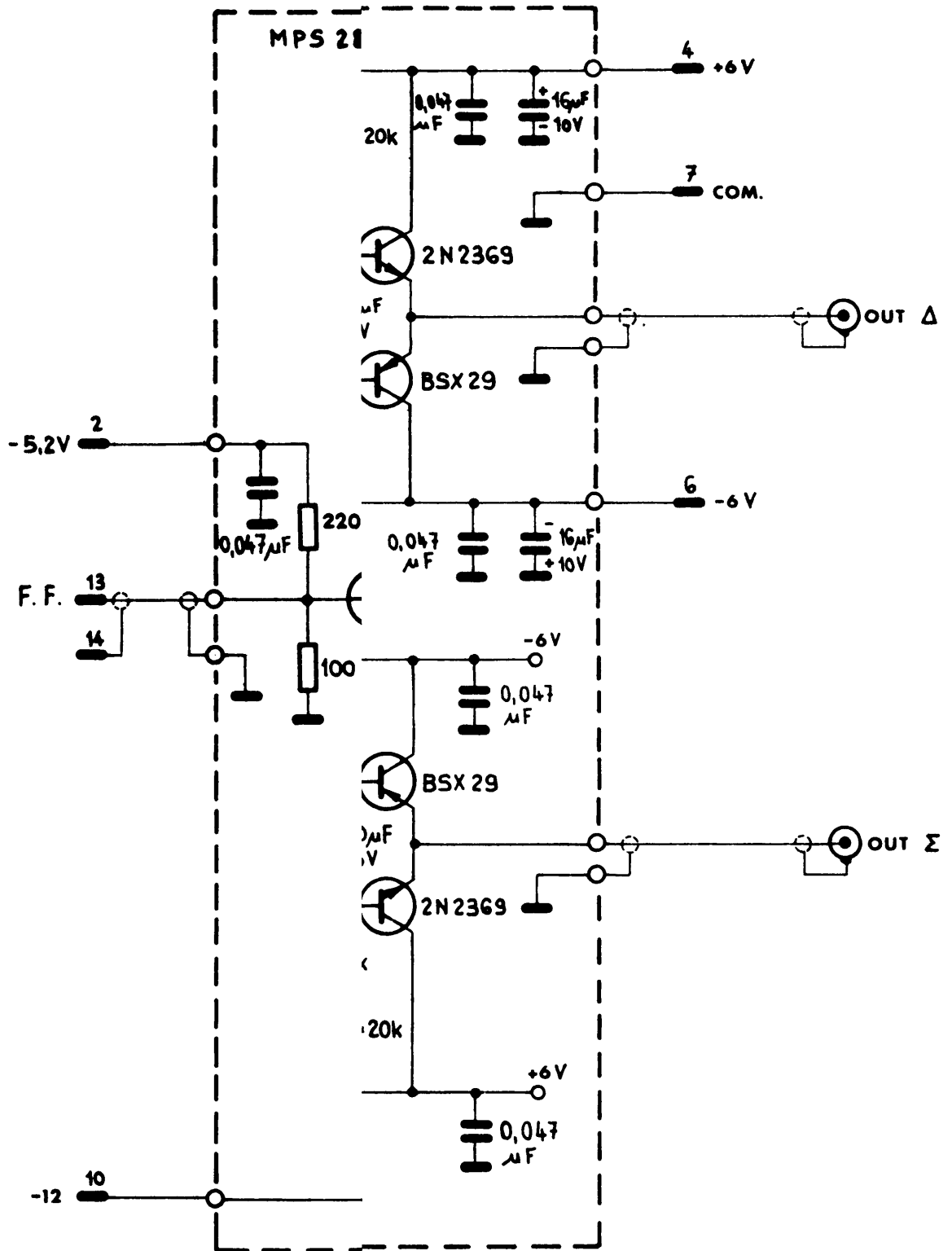


(a) Entrée



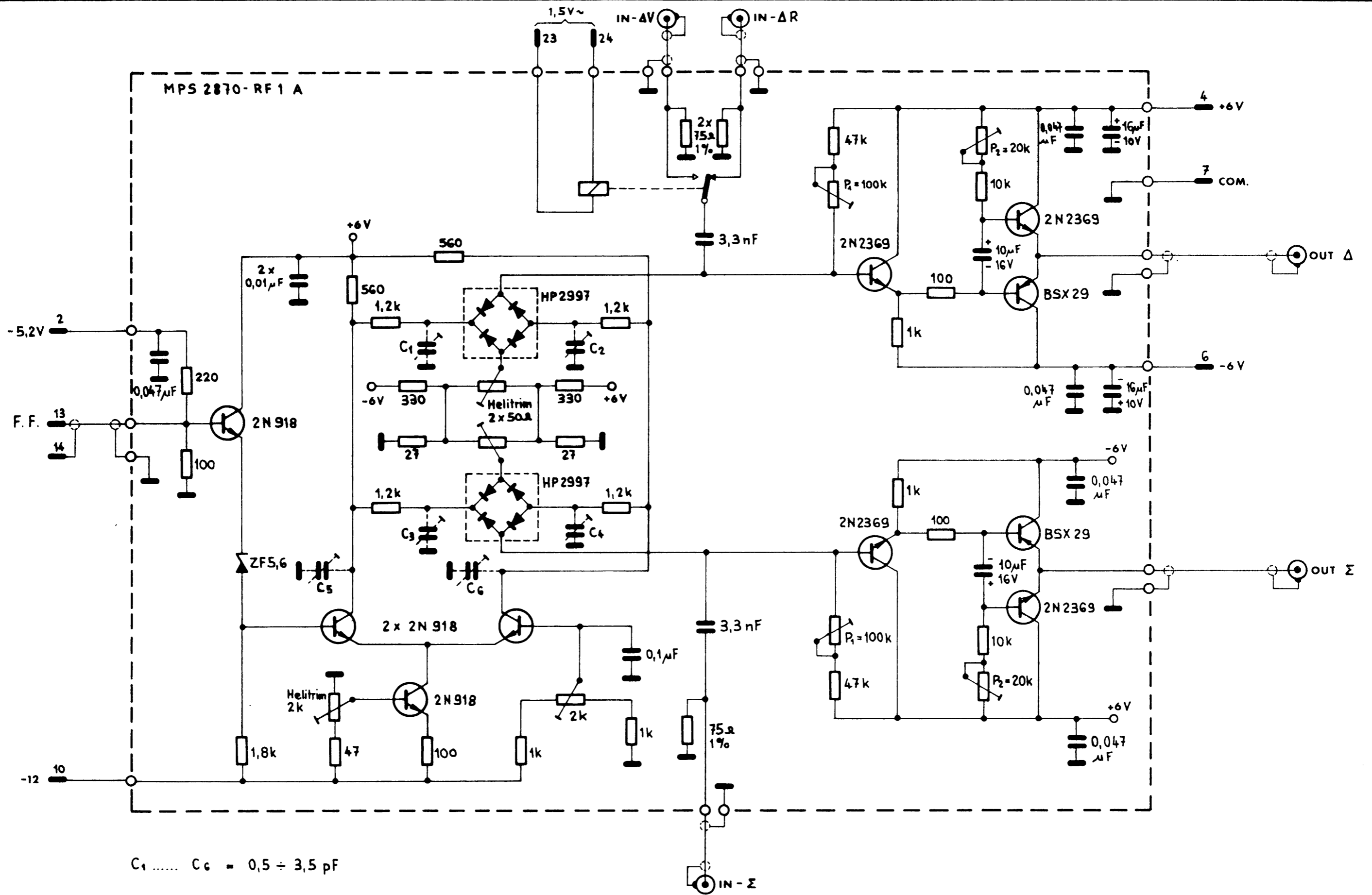
(b) Sortie

Photos 3 : Signal somme à l'injection  
(take over time = 40  $\mu$ s)

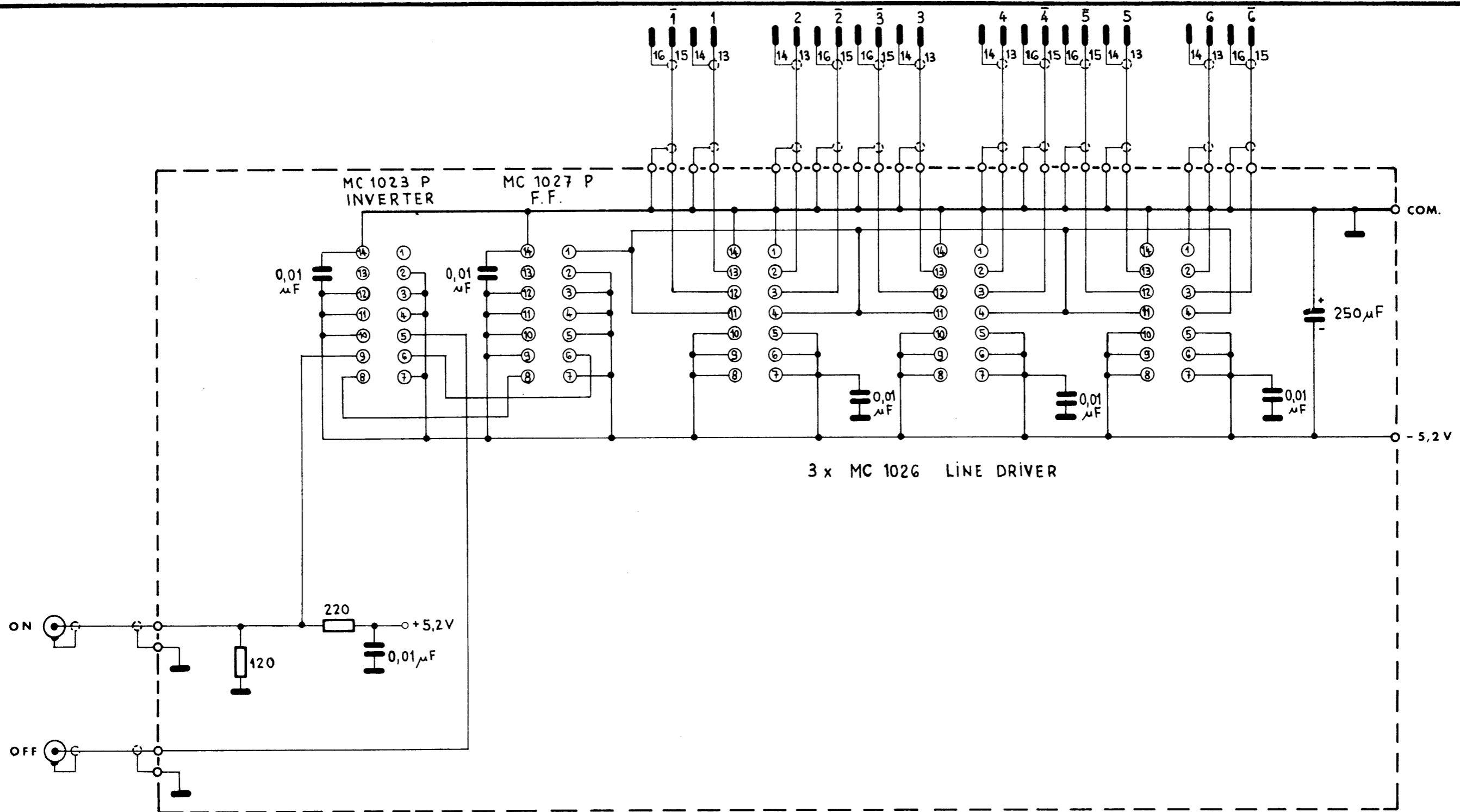


C<sub>1</sub> ..... C<sub>6</sub>

RESTORER	DATE	4. 2. 69.
	SIGN.	<i>[Signature]</i>
		2870 - RF1 - 3



<b>CERN</b>	App. <b>CODD</b>	DATE <b>4. 2. 69.</b>
	Title <b>BASE LINE RESTORER</b>	SIGN.
<b>MPS-RF</b>	<b>2870-RF1-3</b>	



CERN	App. CODD	DATE 6. 2. 69.
	Title CONTROL CIRCUIT	SIGN. <i>[Signature]</i>
MPS-RF	for Base Line Restorer	2870-RF2-3A

mod. A 22.4.69 *[Signature]*