

"Papy-Q - système"

SYSTEME AUTOSYNCHRONISÉ POUR LA MESURE AUTOMATIQUE DES OSCIL- LATIONS BÉTATRONIQUES DU FAISCEAU POU \bar{P} DANS LEAR.

E. ASSEO

Sommaire :

I - Introduction descriptive	1
II - Les différents aspects à considérer	7
III - Le train autosynchronisé	12
IV - Système Complet (Hardware)	25
V - Branchement et utilisation	27

ANNEXES :

- AI : La Transformée de Fourier des fonctions continues et échantillonnées (DFT).
- AII : Calcul de la Transformée de Fourier et algorithme FFT (fast Fourier Transform).
- B : Calcul du filtre de Bessel

I. INTRODUCTION DESCRIPTIVE

I-1 : Le système utilise uniquement les signaux Δ et Σ d'une "pick-up" et une impulsion de "trigger" qui enclenche la mesure. Ceci veut dire que la possibilité de mesure est indépendante de l'existence ou non de radio-fréquence (RF) et de la valeur de la fréquence de révolution du faisceau. La possibilité de mesure ne dépend que de la présence d'un faisceau non dégroupé (existence de "bunches") capable d'engendrer des signaux sur les "pick-up" et évidemment de l'existence d'oscillations bêta-troniques au moment de la mesure. La mesure est ainsi, en particulier, possible à l'injection du faisceau dans LEAR (pendant le "debunching" si il n'y a pas de RF) où existent les oscillations naturelles dues à la déflexion du faisceau par les "septum" et "kicker" d'injection. Elle est évidemment possible n'importe où dans le cycle (avec RF) sous la condition d'engendrer des oscillations bêta-troniques au moyen d'un "kick" donné au faisceau.

I-2 : Le système d'autosynchronisation dont le principe sera décrit plus loin, utilise les signaux Σ pour fabriquer un train d'impulsions synchrones du milieu des "bunches" d'une façon quasi-indépendante du "bunching-factor" et des variations de la fréquence de révolution (pendant les accélérations et décelérations). Dans LEAR où le faisceau ne comporte

qu'un paquet, la fréquence du train autosynchronisé est égale à la fréquence F_r de révolution du faisceau. La production du train d'impulsions autosynchronisées demande pour son établissement une période complète $\frac{1}{F_r}$ de révolution à partir du 1^{er} "bunch" Σ détectable. A l'injection cela correspond à la présence du train autosynchronisé dès le 3^{em} tour (fig. I-1) du faisceau.



fig. I-1

I-3 Lié à la détection des signaux Σ , un système automatique de restitution de la ligne de base permet d'obtenir des signaux Δ et Σ mesurables en utilisant le train autosynchronisé pour déclencher une mesure par signal et par tour. Les échantillons Δ et Σ ainsi numérisés et mémorisés permettent d'obtenir une suite numérique représentant la position radiale du faisceau à l'endroit de la Pick-up et échantillonnée une fois par tour c'est à dire à la fréquence F_r de révolution ($\frac{1}{F_r} = T_r$).

La suite d'échantillons $r_x(n, T_r)$ représente la version échantillonnée de la valeur $r_x(t)$; n représente le numéro de l'échantillon, le premier échantillon ayant le numéro zéro.

I-4. En appliquant à la suite $r_x(nT_r)$, la transformation mathématique de Fourier (voir annexe A) on est capable, en vertu du théorème fondamental de l'échantillonnage (Théorème de Shannon), de mettre en évidence les composantes spectrales de la fonction temporelle $r_x(t)$ dont les fréquences sont inférieures à $f = \frac{1}{2T_r} = \frac{f_r}{2}$. On pourra ainsi mettre en évidence, en particulier, la présence d'une composante spectrale qf_r telle que

$$\begin{aligned} 0 < q \cdot f_r &\leq \frac{f_r}{2} \\ \text{soit} \\ 0 < q &\leq 0,5 \end{aligned}$$

La fréquence qf_r ne peut correspondre qu'à la partie non entière de la fréquence de l'oscillation bétatronique $(e, q)f_r$, la valeur entière $e \cdot f_r$ étant $> \frac{f_r}{2}$ ne peut être décodée.

Par ailleurs, la représentation spectrale d'un signal temporel réel (le résultat d'une mesure de grandeur analogique est toujours réel) conduit toujours à obtenir pour chacune des raies $X(f)$ du spectre et en particulier pour la raie $X(qf_r)$:

- une partie réelle qui est une fonction paire:

$$\operatorname{Re}[X(-q f_r)] = \operatorname{Re}[X(q f_r)]$$

- une partie imaginaire qui est une fonction impaire:

$$\operatorname{Im}[X(-q f_r)] = -\operatorname{Im}[X(q f_r)]$$

cette propriété importante de la transformée de fourier appliquée à des fonctions réelles, conduit à obtenir:

- pour le spectre en amplitude (module), une fonction paire:

$$|X(-q f_r)| = |X(q f_r)|$$

- pour le spectre en phase, une fonction impaire:

$$\phi[X(-q f_r)] = -\phi[X(q f_r)]$$

On obtiendra ainsi pour le spectre en amplitude de des signaux réels toujours une symétrie par rapport à $\frac{f_r}{2}$. En effet (Fig. I-2) en écrivant

$$-q f_r = [(1-q) - 1] f_r \text{ on obtient}$$

$$|X(q f_r)| = |X[(1-q) f_r - f_r]|$$

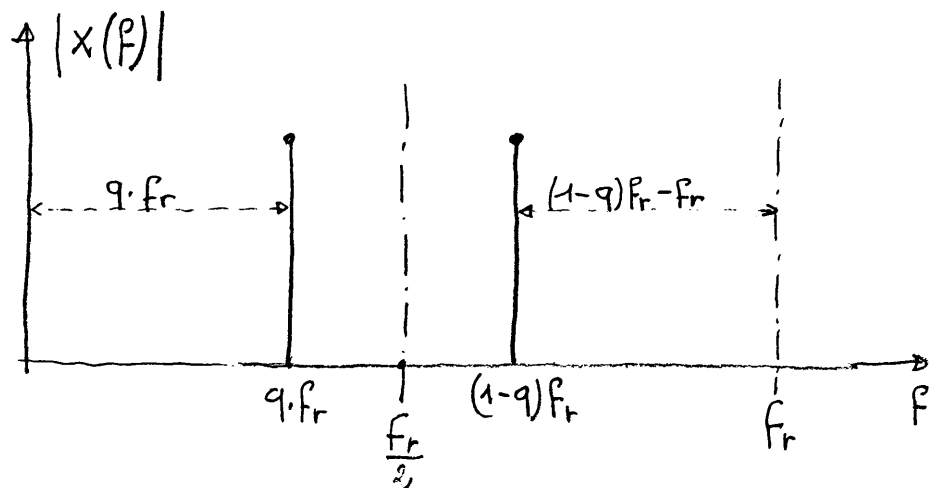


Fig. I-2

Ainsi la présence dans la fonction temporelle $r_x(t)$ d'une composante de fréquence qf_r ou $(1-q)f_r$ donnera toujours deux raies symétriques dont une seule est inférieure à $\frac{f_r}{2}$.

I-5. La description sommaire que nous venons de faire de la méthode utilisée a volontairement passé sous silence un nombre de problèmes qui seront inventoriés dans le paragraphe II. Elle est cependant suffisante pour esquisser la structure générale du système (fig. I-3) et montrer l'avantage de la réalisation d'un train autosynchronisé avec le milieu des "bunches" Σ et Δ . C'est en fait, à mon sens, la seule originalité du système. Elle permet de réaliser les mesures en opérant toujours, pour la numérisation (conversion analogue-digitale et mémorisation) et pour les traitements et calculs, sur le nombre strictement minimum et nécessaire d'échantillons - cela représente deux avantages =

i - l'un au plan technologique (et en conséquence sur le coût):

- On dispose du temps maximum ($\frac{1}{f_r}$) pour opérer la conversion et la mémorisation de chacun des échantillons;
- Le nombre de mémoire est réduit (1Kbyte).

ii - l'autre au plan du traitement qui se réduit à opérer sur un nombre minimum de valeurs

sans avoir à procéder à une réduction préalable des données.

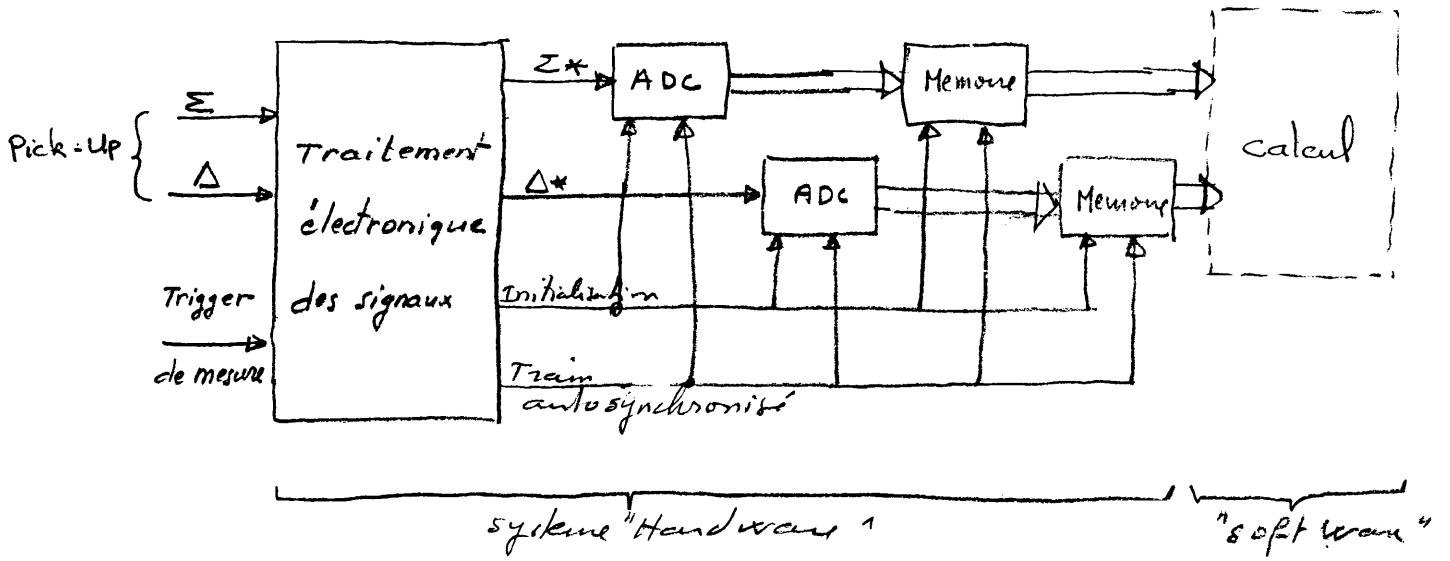


Fig I-3

II- LES DIFFERENTS ASPECTS A CONSIDERER :

II-1 : Nous voulons dans ce paragraphe faire l'inventaire des différents aspects qui apparaissent comme influençant soit la réalisation de l'électronique soit l'interprétation et la précision des résultats.

II-2 : En fait le système conduit à considérer trois parties :

- i - les caractéristiques spectrales réelles du faisceau :
- composantes oscillatoires (Hct V dans le cas d'un couplage,
 - amortissement des oscillations quel qu'en soit la cause.

ii. le système "Hardware" comprenant :

- le capteur (Pick-up) avec son électronique,
- l'électronique de traitement décrite dans le paragraphe I (Amplification, restitution de la ligne de base, création du train autosynchronisé, digitalisation et mémorisation),
- les transmissions.

iii. Le traitement mathématique (transformée de Fourier) et le calcul des résultats utiles. Idéalement on veut obtenir avec le minimum d'erreurs :

- la valeur de la fréquence q ,
- la valeur de la phase ϕ_q ,
- la valeur de l'amplitude A_q ,
- la valeur du facteur d'amortissement d .

II-3 Les caractéristiques spectrales réelles :

Pour une position x du capteur on peut considérer que la position radiale $r_x(t)$ est donnée par la somme des composantes spectrales =

$$r_x(n) = \underbrace{R_x}_{\substack{\text{position radiale} \\ \text{moyenne (orbite fermée)}}} + \underbrace{A_{q_H} e^{-\frac{n}{d_H}} \cos[2\pi q_H n + \phi_{q_H}]}_{\substack{\text{composante due au} \\ \text{plan H}}} + \underbrace{A_{q_V} e^{-\frac{n}{d_V}} \cos[2\pi q_V n + \phi_{q_V}]}_{\substack{\text{composante due au} \\ \text{plan V}}} + \underbrace{\Sigma b(p)}_{\text{bruits}}$$

- si on regarde $r_x(n)$ dans le plan H, la composante V vue dans le plan H est un couplage qui peut être perturbant pour la mesure H et vis versa si on regarde le plan V.

II-4 Le "Hardware" :

1. Le capteur et son électronique associée = il fournit les signaux Σ et Δ dont les amplitudes sont données par :

$$\bullet (V_{\Sigma})_{mv} \approx N \times 10^{\frac{G}{20}} \times \frac{T_{rev.}}{T_{bunch.}} \times 6,24 \cdot 10^{-10} \pm \underbrace{V_b}_{\text{bruit}}$$

N = nombre de particules,

G = gain du système en dB, ($\pm V_b \approx 5 \text{ mV}$ pour $G = 36 \text{ dB}$)

Pour $A = 36 \text{ dB}$ et $\frac{T_{rev.}}{T_{bunch.}} = 1,96$ on a par exemple

$$(V_{\Sigma})_{mv} \approx 11,6 \text{ mV} + \text{bruit pour } N = 1,5 \cdot 10^8 \text{ p.p.}$$

$$(V_{\Sigma})_{mv} \approx 77,3 \text{ mV} + \text{bruit pour } N = 10^9 \text{ p.p.}$$

$$\bullet (V_{\Delta})_{mv} \approx (V_{\Sigma})_{mv} \times \underbrace{\left(\frac{1}{10} \text{ à } \frac{1}{100}\right)}_{\substack{\text{dépend du capteur} \\ \text{position radiale en mm.}}}$$

En plus de l'information utile les signaux Σ et Δ comportent une composante continue fluctuante dont la valeur est liée à la valeur moyenne des signaux et donc aux facteurs de forme des "bunches". Cette fluctuation basse fréquence peut être de l'ordre de grandeur de la valeur q . Il faut donc l'éliminer (restitution de la ligne de base)

ii- électronique "papy-Q-système".

Son rôle est :

- d'amplifier sélectivement les signaux Σ et Δ .
 - d'une part pour tenir compte de l'inégalité des gammes de valeurs différentes pour Σ et Δ
 - d'autre part pour s'adapter à la valeur "pleine échelle" du digitaliseur.
 - d'autre part encore pour pouvoir créer le train autosynchronisé d'une façon fiable pour des intensités de faisceau très variables.
- de restituer la "ligne de base" de façon à ne pas être gêné par son spectre.
- éliminer autant que possible le bruit.

Nous pouvons le considérer comme ayant, vis à vis des fréquences cohérentes à mesurer, une distribution proche d'une repartition aléatoire. N'étant intéressé que par l'amplitude maximum des signaux et non par la restitution fidèle de la forme, la possibilité d'un filtrage est ouverte. Ce filtrage doit se comporter comme un retard

pur (transférence de Bessel) pour éviter les déformations transitoires.

- créer le train autosynchronisé (voir paragraphe III)
- procéder à la digitalisation et à la mémorisation des échantillons

II-5 Le traitement mathématique :

La transformée de Fourier utilisée est une version "discrétisée" de la formulation mathématique appliquée aux fonctions de variables continues (connues analytiquement). Par cela même elle présente un certain nombre de différences et de particularités qui lui sont propres. Il est important de les considérer pour éviter des erreurs d'interprétation. Par ailleurs les grandeurs à mesurer (fréquence, amplitude, phase, facteur d'amortissement) étant à priori inconnues, la transformée de Fourier discrète (DFT) faite avec un nombre d'échantillons arbitraire donne par principe des résultats erronés. Ces erreurs, sauf en ce qui concerne la mesure de la fréquence, ne peuvent être simplement appréciées. Pour pallier à cet inconvénient, en tenant compte du modèle spectral donné au paragraphe II-3, nous avons développé une procédure de calcul complémentaire permettant d'obtenir les grandeurs voulues avec une précision acceptable (voir rapport CERN PS/85-9 (LEA), E. Asseo = "Causes et corrections des erreurs dans la mesure des caractéristiques (fréquence, phase, amplitude et facteur d'amortissement) des oscillations bé-

La tronique obtenue à partir d'une transformation de Fourier⁽¹⁾
En annexe de la présente note on trouvera un certain nombre de rappels concernant la DFT (annexe A part AI). La FFT (Fast Fourier Transform) utilisée pour les calculs est un algorithme de calcul particulièrement efficace pour calculer une DFT. Son principe est analysé dans l'annexe A part AII.

III- LE TRAIN AUTOSYNCHRONISÉ

III-1 Le principe est basé sur une idée très simple. Viser le milieu d'une impulsion, revient en fait à viser le milieu d'une durée T (fig. III-1)

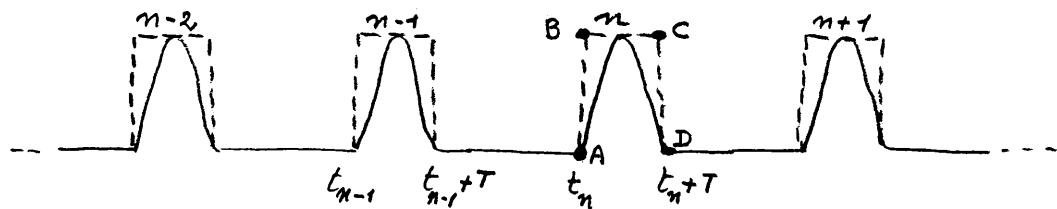


Fig. III-1

La façon la plus simple et la plus concordante avec les possibilités de la technique pour (créer matériellement) visualiser la seule information de durée est de transformer l'impulsion en rectangle de hauteur fixe de durée T (largeur). On obtient ainsi les rectangles figurés en pointillés. Si je veux résoudre le problème posé sur le papier, je vais encore à l'idée la plus simple qui est de tracer les diagonales de chacun des rectangles : leur point de croisement me donnera le milieu de chacune des impulsions. La méthode consistera donc à transposer la construction géométrique que nous venons de faire en considérant que la hauteur fixe des rectangles est un potentiel U et que la largeur est le temps. Prenons par exemple le rectangle n .

- Tracer la diagonale AC devient un phénomène dynamique qu'on peut noter $\text{dig. AC}(t)$. Mathématiquement on peut l'exprimer par =

$$\text{diag. AC}(t) = \frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_{n+T}} \text{rect}_n(t) dt \quad (\text{III-1})$$

• de même tracer la diagonale BD correspond à :

$$\text{diag. BD}(t) = U - \frac{1}{T} \int_{t_n}^{t_{n+T}} \text{rect}_n(t) dt \quad (\text{III-2})$$

Comme le choix de la hauteur des rectangles permettant d'obtenir les diagonales se croisant en leur milieu est complètement arbitraire, on peut aussi considérer les diagonales AC' et B'D telles que (fig. III-2)

$$\text{diag. AC}'(t) = T \cdot \text{diag. AC}(t)$$

$$\text{diag. B}'D(t) = T \cdot \text{diag. BD}(t)$$

AC' et B'D étant les diagonales d'un rectangle n' de hauteur T.U. D'où

$$\text{diag. AC}'(t) = \int_{t_n}^{t_{n+T}} \text{rect}_n(t) dt \quad (\text{III-3})$$

$$\text{diag. B}'D(t) = UT - \int_{t_n}^{t_{n+T}} \text{rect}_n(t) dt \quad (\text{III-4})$$

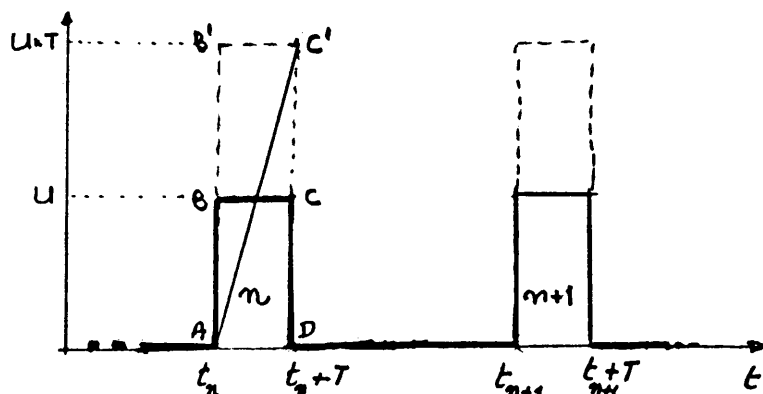


Fig. III-2.

Avec ce changement d'échelle, tracer une diagonale complète revient à mesurer la surface d'un rectangle complet qui est égale à UT .

Si on étend l'intégration à une période complète t_n à t_{n+1} on obtient :

$$I_n(t) = 0 + \int_{t_n}^{t_{n+1}} \text{rect}_n(t) dt \begin{cases} = \text{diag} AC'(t) \text{ pour } t_n \leq t \leq t_n + T \\ = UT \text{ pour } t_n + T \leq t < t_{n+1} \end{cases}$$

$$J_n(t) = UT - \int_{t_n}^{t_{n+1}} \text{rect}_n(t) dt \begin{cases} = \text{diag} B'D(t) \text{ pour } t_n \leq t \leq t_n + T \\ = 0 \text{ pour } t_n + T \leq t < t_{n+1} \end{cases}$$

Il apparaît ainsi que (fig. III-3)

$$J_n(t) = I_{n-1}(t) - I_n(t) \quad (\text{III-5})$$

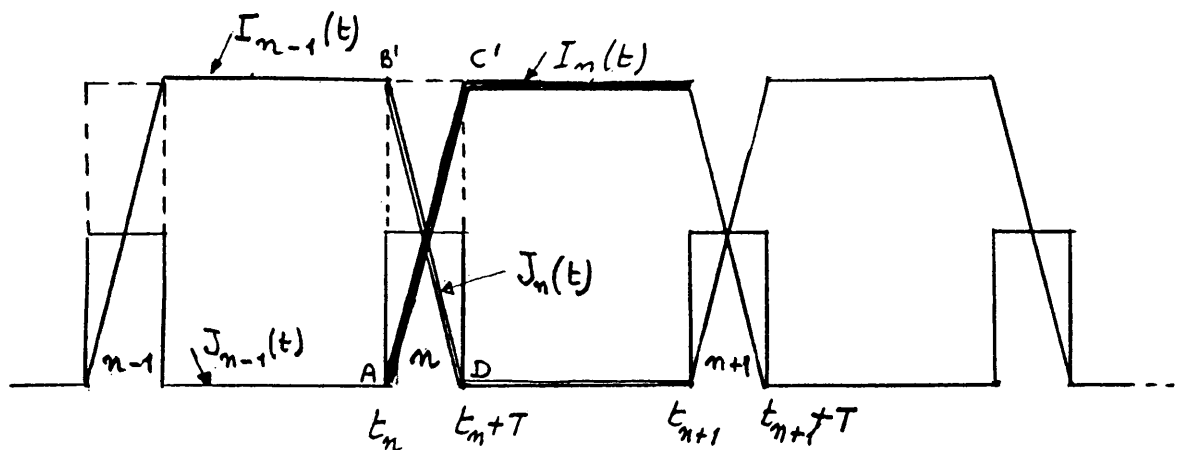


Fig. III-3

Si donc nous réalisons une fonction =

$$F_1(t) = 0 + I_1(t) - I_2(t) + I_3(t) - I_4(t) + \dots + I_{2k-1}(t) - I_{2k}(t)$$

\downarrow \downarrow \downarrow
 diag. I_1 diag. J_2 diag. I_3 diag. J_4 diag. I_{2k-1} diag. J_{2k}

on aura engendré les diagonales $I_1, J_2, I_3, J_4, \dots$

$F_A(t)$ résulte de l'intégration de la fonction $Rect_1(t)$ (Fig. III-4)

$$F_A(t) = \int_{t_1}^{t_{2k+1}} Rect_1(t) dt$$

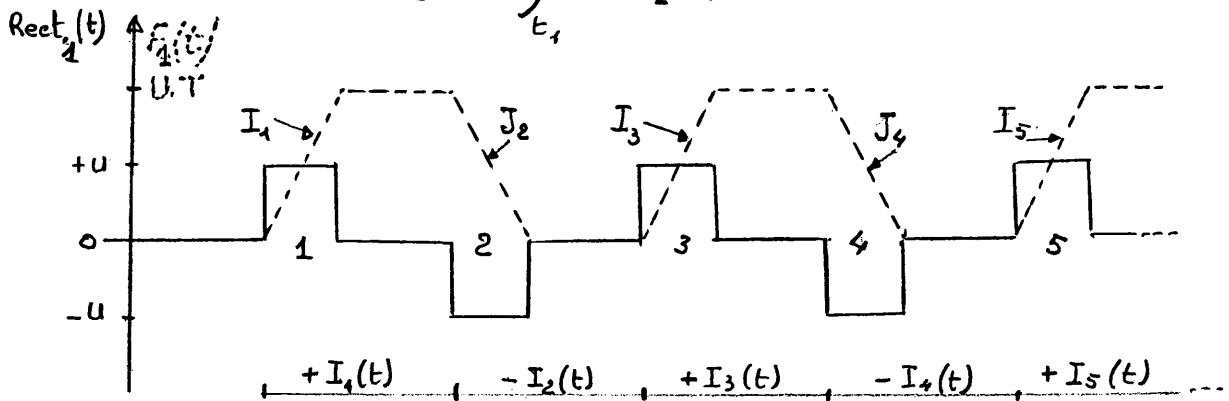


Fig. III-4

De même si nous réalisons la fonction =

$$F_2(t) = 0 + I_2(t) - I_3(t) + I_4(t) - I_5(t) + \dots + I_{2k}(t) - I_{2k+1}(t)$$

\downarrow \downarrow \downarrow
 diag. I_2 diag. J_3 diag. I_4 diag. J_5 diag. I_{2k} diag. J_{2k+1}

on aura engendré les diagonales $I_2, J_3, I_4, J_5, \dots$

$F_B(t)$ résulte de l'intégration de la fonction $Rect_2(t)$ (Fig. III-5) =

$$F_B(t) = \int_{t_2}^{t_{2k}} Rect_2(t) dt$$

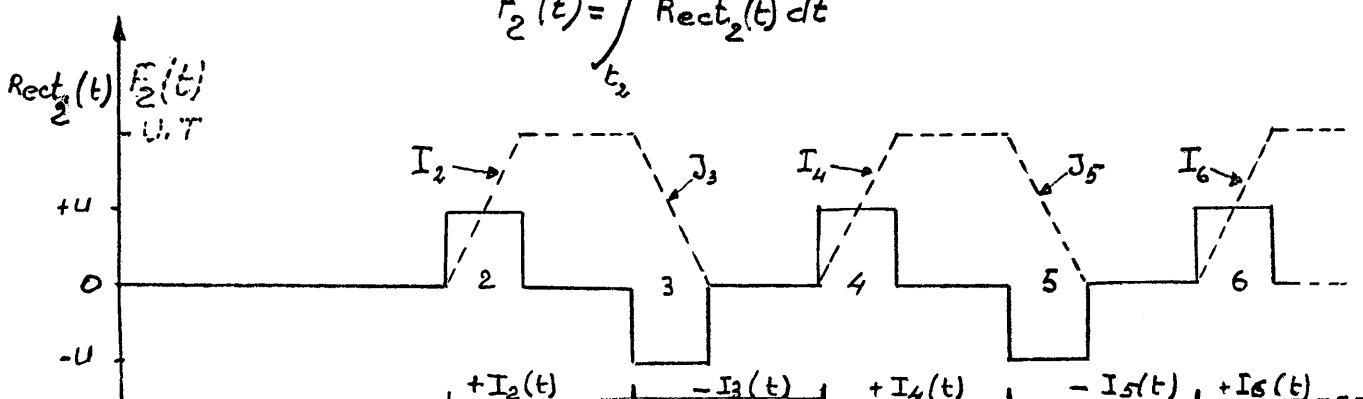


Fig. III-5

En admettant réalisées les fonctions $Rect_1(t)$, $Rect_2(t)$ sous forme de signaux électriques, les fonctions $F_1(t)$ et $F_2(t)$ sont alors obtenues par leur intégration (intégrateurs opérationnels). Le croisement des diagonales $I_2 J_2$, $I_3 J_3$, $I_4 J_4$, ... peut être détecté par un comparateur différentiel rapide monté entre les deux fonctions $F_1(t)$ et $F_2(t)$.

Les séquences successives qui viennent d'être décrites sont résumées sur la figure III-6

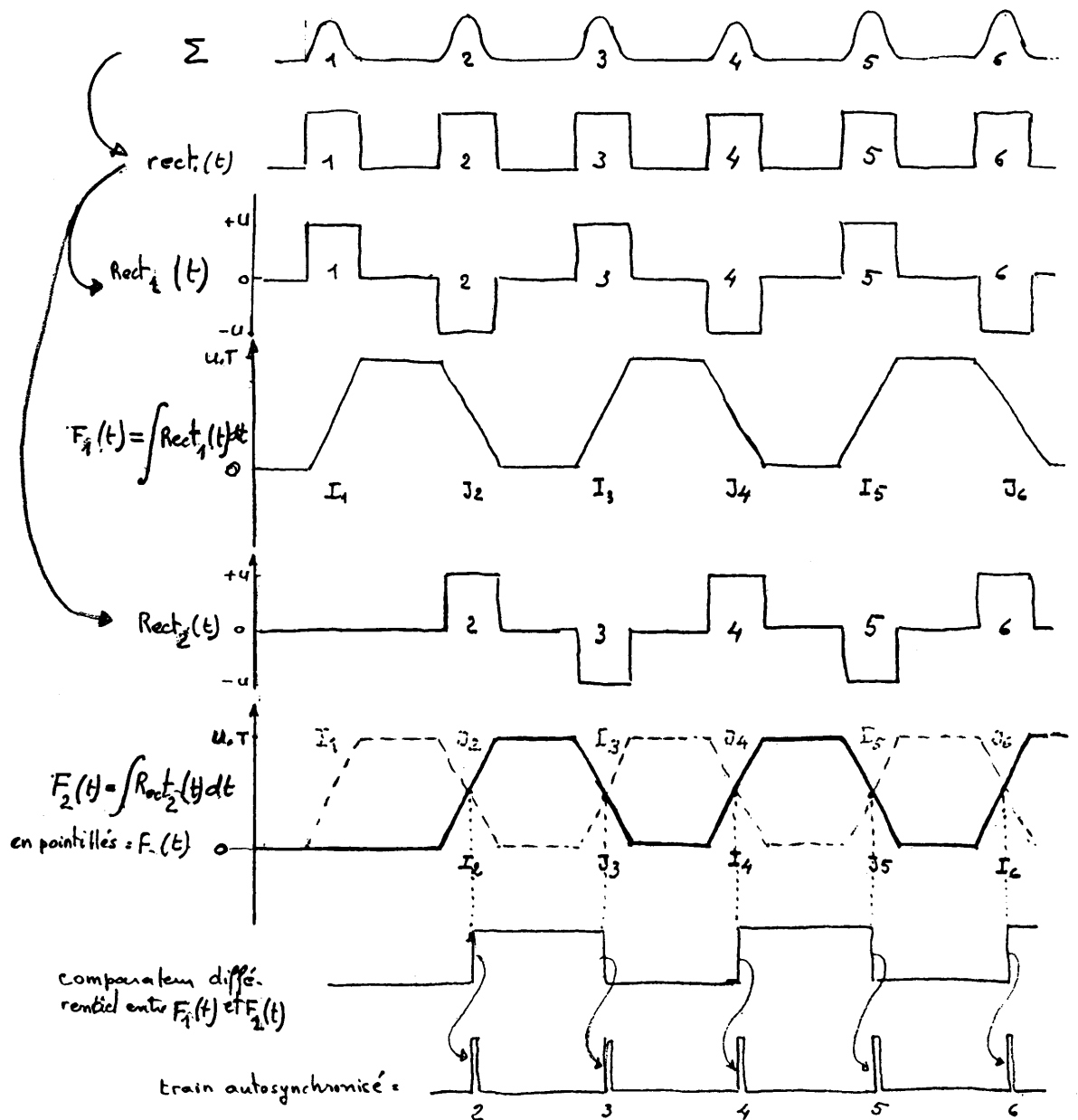


fig. III-6

III-2 La réalisation de la méthode de création du train autosynchronisé qui vient d'être exposée passe par un certain nombre d'étape qui vont être évoquées ci-après (voir figures III-7 et III-8)

III-3 La création matériel des séquences de la figure III-6 conduisent à obtenir un train autosynchronisé présentant un retard fixe par rapport au milieu des signaux Σ incidents. Ce retard est compris dans une fourchette de 70 à 100 nsec. Il est compensé par un même retard appliqué sur les signaux Σ et Δ utilisés pour les mesures. La compensation du retard a été combinée avec les besoins de filtrage déjà évoqués. Il est réalisé avec un filtre actif du 6^{ème} ordre à phase linéaire (filtre de Bessel). Le détail de la détermination du filtre est donné dans l'annexe B. Il a été complètement calculé à l'aide du programme LPACF implémenté sur un calculateur hp41c.

III-4 Nous avons vu en outre la nécessité :

- d'opérer la restitution de la ligne de base à la fois sur les signaux Σ et Δ .

La méthode utilisée consiste à dériver sur le flanc arrière de chaque impulsion rectangulaire produite par un comparateur, une impulsion d'environ 30 nsec. qui produit via deux transistors MOS-FET la restitution sur Σ et Δ .

- d'opérer un gain sélectif sur Σ et Δ .

Pour cela il a été procédé de la façon sui-

vante =

- pour compenser la disparité d'amplitudes entre Δ et Σ , une amplification de tête permet de donner un gain sélectable :
de G sur le canal Σ
et $100 \times G$ sur le canal Δ
- Un gain indépendant G_{Σ} et G_{Δ} sur les signaux Σ et Δ utilisés pour la mesure.

Remarque 1 : avec la figure III-6 nous voyons qu'en principe il est possible d'obtenir le train autosynchronisé dès la 2^{ème} impulsion Σ détectable. En pratique, la première impulsion étant utilisée pour faire un "setting" dans la position "départ" de l'électronique réalisant les séquences, le train autosynchronisé ne commencera qu'à la 3^{ème} impulsion Σ .

Remarque 2 : Le principe même de la méthode utilisant le croisement des diagonales indique qu'il est extrêmement important que les deux chemins électroniques produisant l'un les fonctions $\text{Rect}_1(t)$ et $F_1(t)$ et l'autre les fonctions $\text{Rect}_2(t)$ et $F_2(t)$ soient tout à fait identiques.

Remarque 3 : Les fonctions $F_1(t)$ et $F_2(t)$ étant des intégrations réalisées par des intégrateurs opérationnels, il est nécessaire d'annuler les dérives dues aux tensions et courants d'"offset" des amplificateurs montés en Intégrateurs (gain DC extrêmement grand). Cette remise à zéro doit donc prendre place entre les diagonales J_n et I_{n+1} pour chacun

des intégrateurs ainsi que pendant les périodes d'inactivité.

Remarque 4 : A la figure III-8, on trouve un schéma fonctionnel simplifié correspondant à la réalisation du "train autosynchronisé" (turbo II). Sur le diagramme des séquences dessiné en regard nous n'avons pas figuré les retards dus aux réponses des différents circuits; ceci pour ne pas compliquer la compréhension.

III-5: Constante de temps d'intégration :

Pour un signal rectangulaire d'amplitude U_{ref} et de durée T_{sec} , l'intégration complète donne

$$F = \frac{1}{RC} \int_0^T U(t) dt = \frac{1}{RC} U \cdot T$$

A la fréquence de révolution minimum $f_r = 0,4 \text{ MHz}$, en considérant que la longueur du bunch correspond au maximum à $4/5$ de la longueur de la chambre, on obtient

$$T_{\text{max}} = \frac{1}{0,4 \cdot 10^6} \times \frac{4}{5} = 2 \cdot 10^{-6} \text{ sec.}$$

Les amplificateurs A1, B1, A2, B2 (fig. III-8) reçoivent à leur entrée un signal de niveau TTL équilibré. Ces amplificateurs éliminent la valeur de la tension du "0" logique du TTL. On peut donc tabler sur $U \cong 2,8 \text{ volt}$

Pour $U = 2,8 \text{ volt}$ et $T = 2 \cdot 10^{-6} \text{ sec.}$ on veut obtenir $F_{\text{max}} = 8 \text{ volt}$

d'où on calcule :

$$RC = \frac{U \cdot T}{F_{\text{max}}} = \frac{2,8 \times 2 \cdot 10^{-6}}{8} = 0,7 \cdot 10^{-6} \text{ sec}$$

Pour un bunch de durée $T = 100 \text{ nsec.}$, on obtient

$$F = \frac{2,8 \times 100 \cdot 10^{-9}}{0,7 \cdot 10^{-6}} = 0,4 \text{ volt.}$$

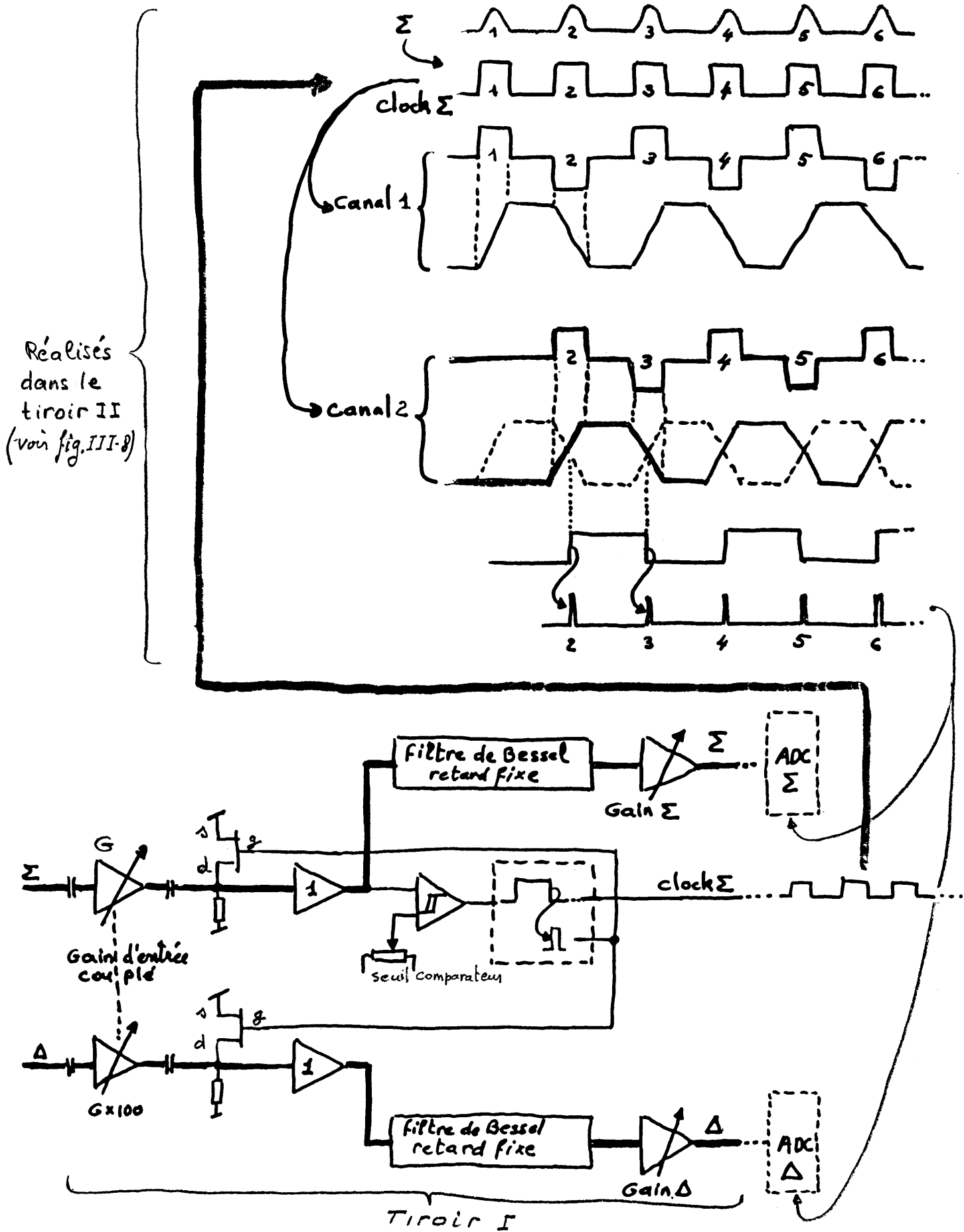
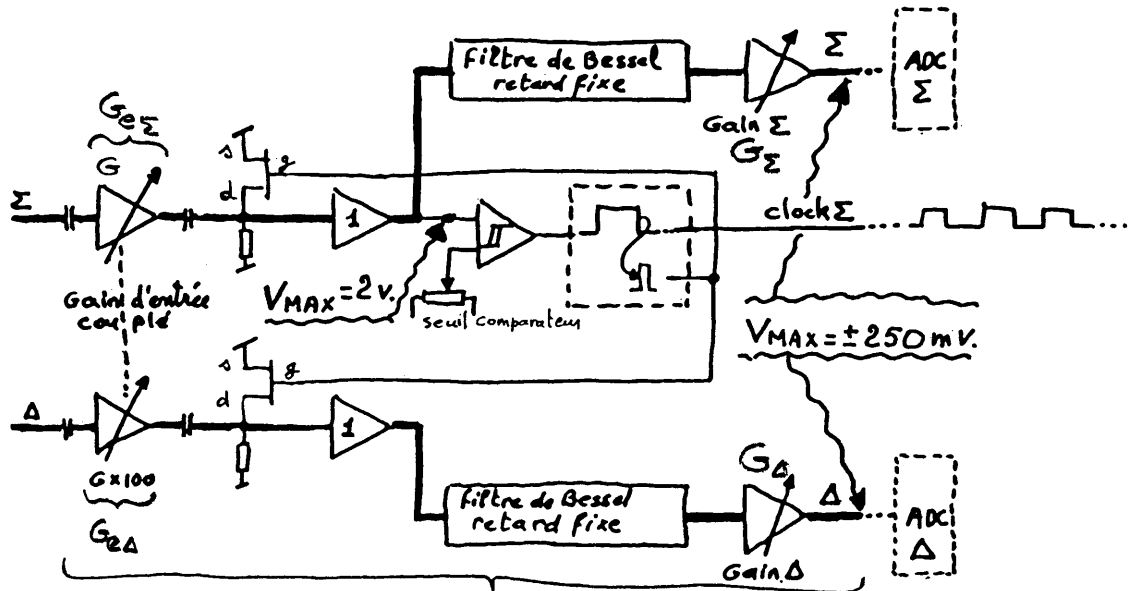


fig. III-7

III-6 Détermination des gains

Elle doit tenir compte des 2 impératifs marqués sur la figure III-9, à savoir :

- 2 volts à l'entrée du comparateur (saturation)
- ± 250 mV à l'entrée des ADC (full scale)



Tiroir I
Fig. III-9

Le système Pick-Up est normalement utilisé avec le gain de 36 dB. Si on prend comme rapport $\frac{T_{reu.}}{T_{bunch}} = 2$ et comme limite inférieure pour les mesures $3 \cdot 10^8$ p.p. On a

$$(V_{\Sigma})_{\min} \approx 25 \text{ mV}$$

La pick-up Σ sature pour $(V_{\Sigma})_{\max} \approx 750 \text{ mV}$, soit $N \approx 9,5 \cdot 10^9$ p.p.

On aura donc :

$$(G_{\Sigma})_{\min} = \frac{0,250}{2} = \frac{1}{8}$$

Pour ailleurs

$$(V_{\Sigma})_{\min} \times (G_{e\Sigma} \times G_{\Sigma})_{\max} = 0,250$$

$$\text{d'où } (G_{e\Sigma} \cdot G_{\Sigma})_{\max} = \frac{0,250}{0,025} = 10$$

d'où la solution =

$$(G_{e\Sigma})_{\max} = 10$$

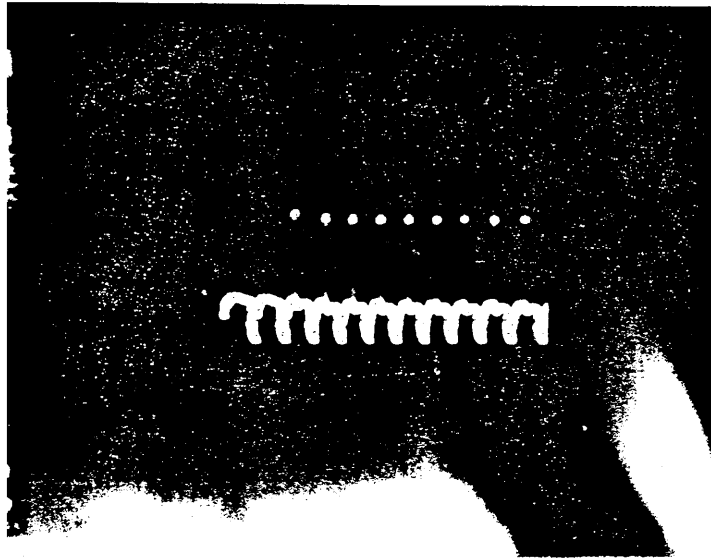
$$(G_{\Sigma})_{\max} = 1$$

ce qui donne la possibilité de réaliser G_{Σ} par un simple atténuateur, la valeur $(G_{\Sigma})_{\min}$ étant $\frac{1}{8}$.

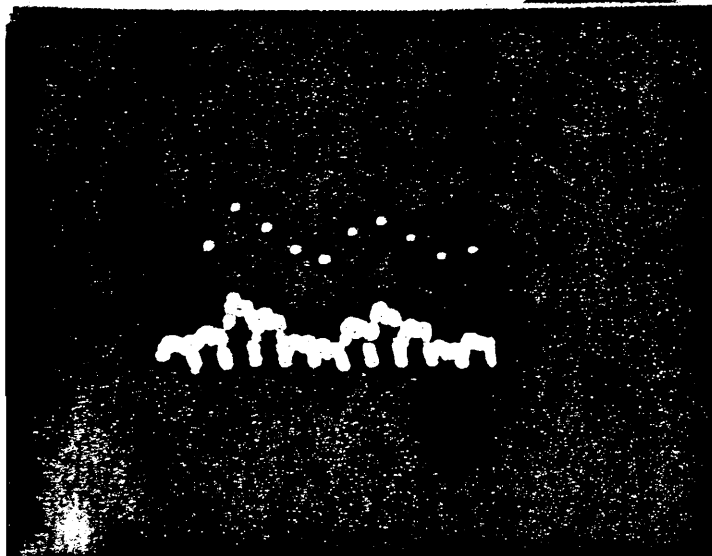
En ce qui concerne le canal Δ , le gain d'entrée

$$G_{e\Delta} = 100 G_{e\Sigma}.$$

III-7 Exemples à l'injection dans Lear =

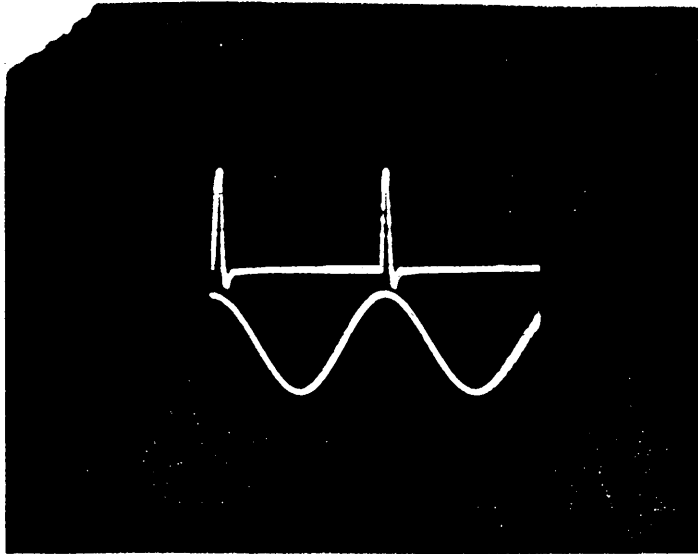


Σ + train autosynchronisé
(en add sur le scope)



Δ + train autosynchronisé
(en add sur le scope)

III-8 Exemple avec une fonction test sinusoidale =



1 volt/cm

100 mV/cm

balayage 200 μ sec/cm.

IV- SYSTEME COMPLET ("Hardware")

- Le système complet comprend (Fig. IV-1 et Fig IV-2)
- deux ensembles complets destinés aux mesures simultanées dans les plans H et V
 - un multiplexeur manuel permettant le choix de 3 positions (voir figure IV-1)

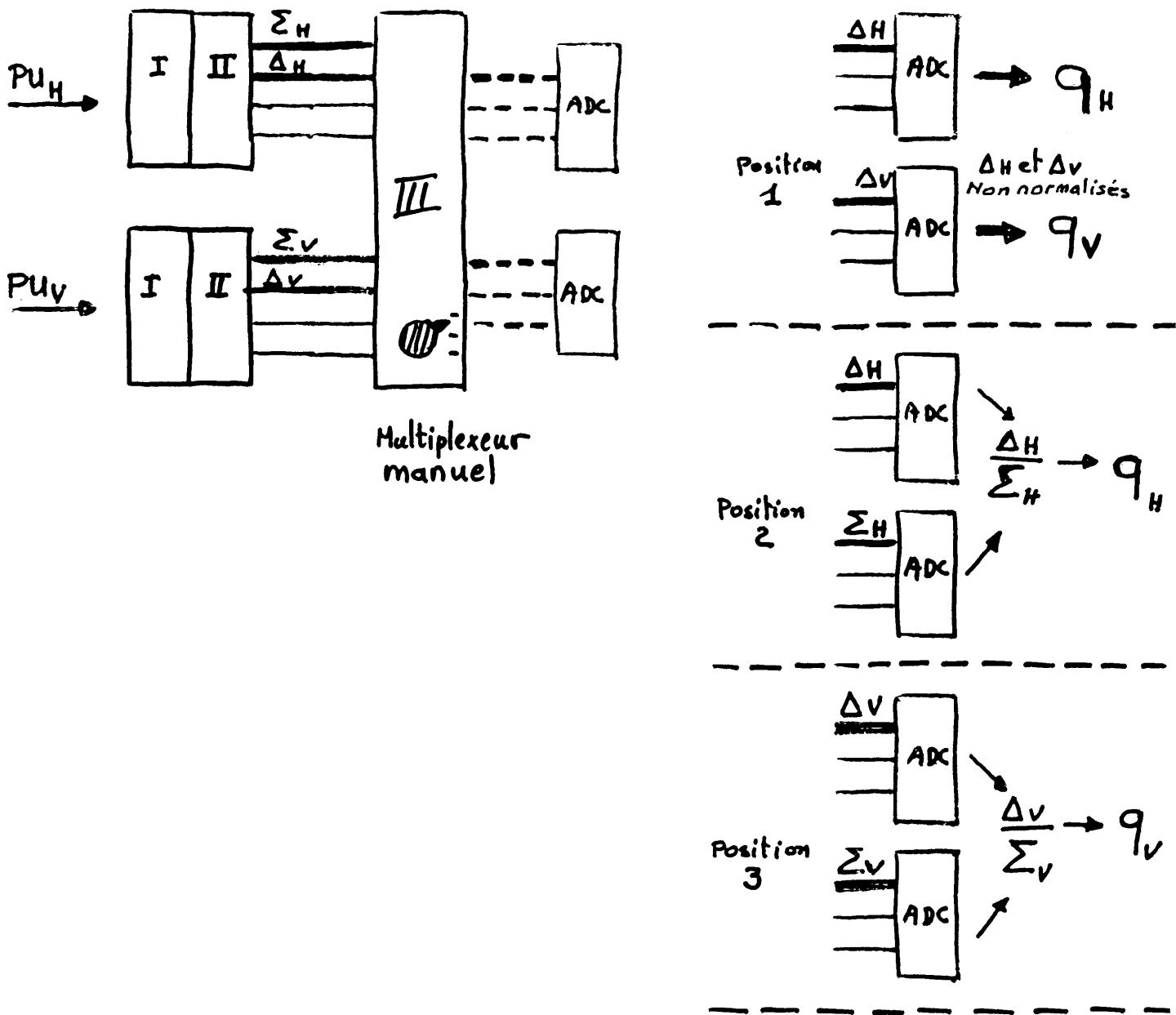
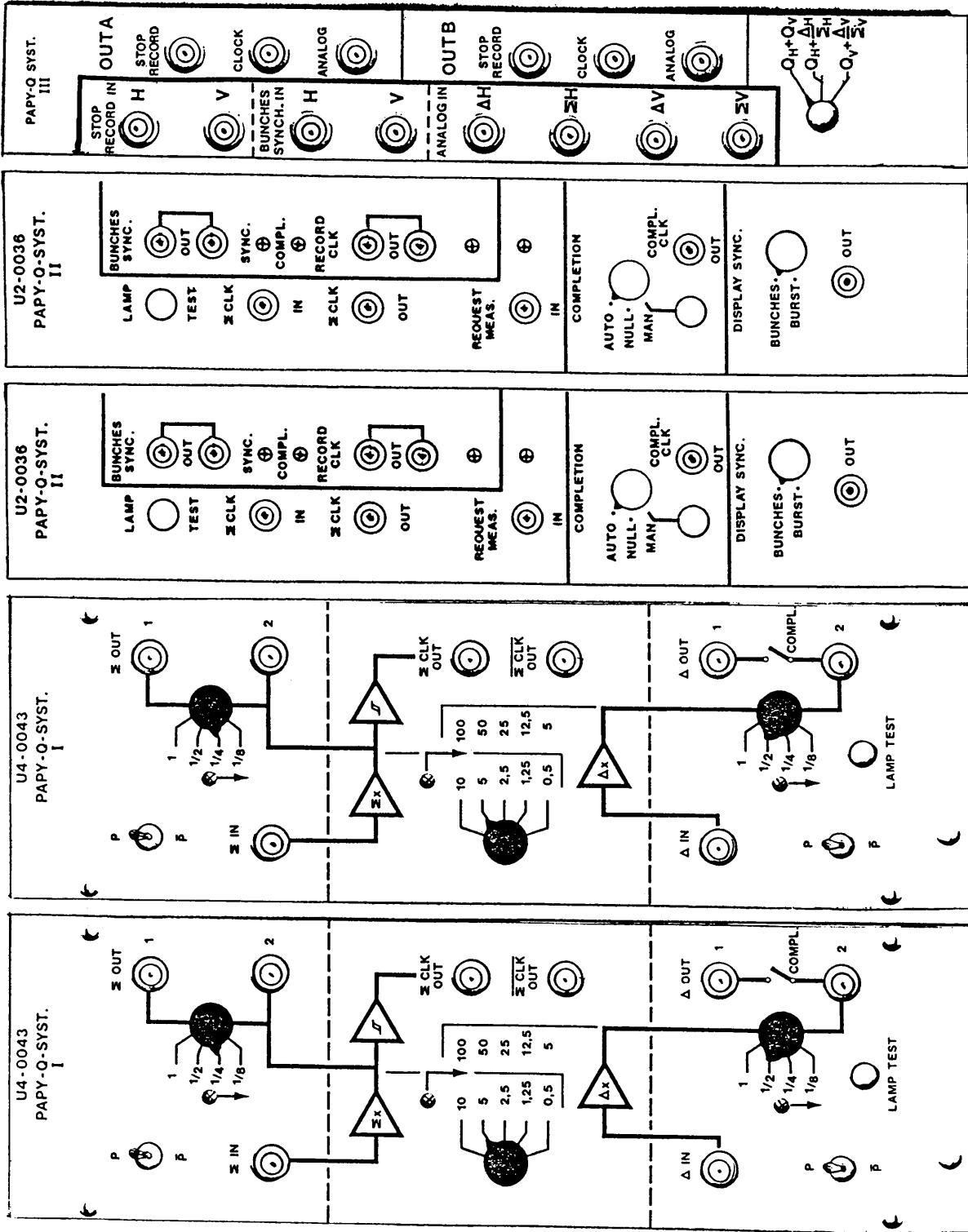
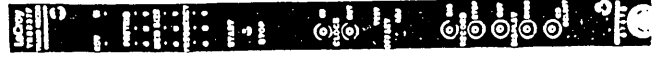


Fig. IV-1



N I M

Fig 14-2

V : BRANCHEMENT ET UTILISATION

- Le mode branchement est indiqué sur la fig V-1
- Pour régler les gains on peut utiliser comme guide le tableau ci après :

V_{Σ} mV.	25				50				100				200				400				750				
$N_{P, \bar{P}}$	$3 \cdot 10^8$				$6 \cdot 10^8$				$1,2 \cdot 10^9$				$2,5 \cdot 10^9$				$5 \cdot 10^9$				$9,5 \cdot 10^9$				
G_{Σ} (Atténuateur)	1				$\frac{1}{2}$				$\frac{1}{4}$				$\frac{1}{4}$				$\frac{1}{4}$				$\frac{1}{4}$				
INPUT Σ	10				10				10				5				2,5				1,25				
GAIN (couplé) Δ	100				100				100				50				25				12,5				
G_{Δ} (Atténuateur)	1	1	1	1	1	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{1}{8}$	
d _{mn.}					0,5	1	2	0,5	1	2	0,5	1	2	0,5	1	2	0,5	1	2	0,5	1	2	0,5	1	2

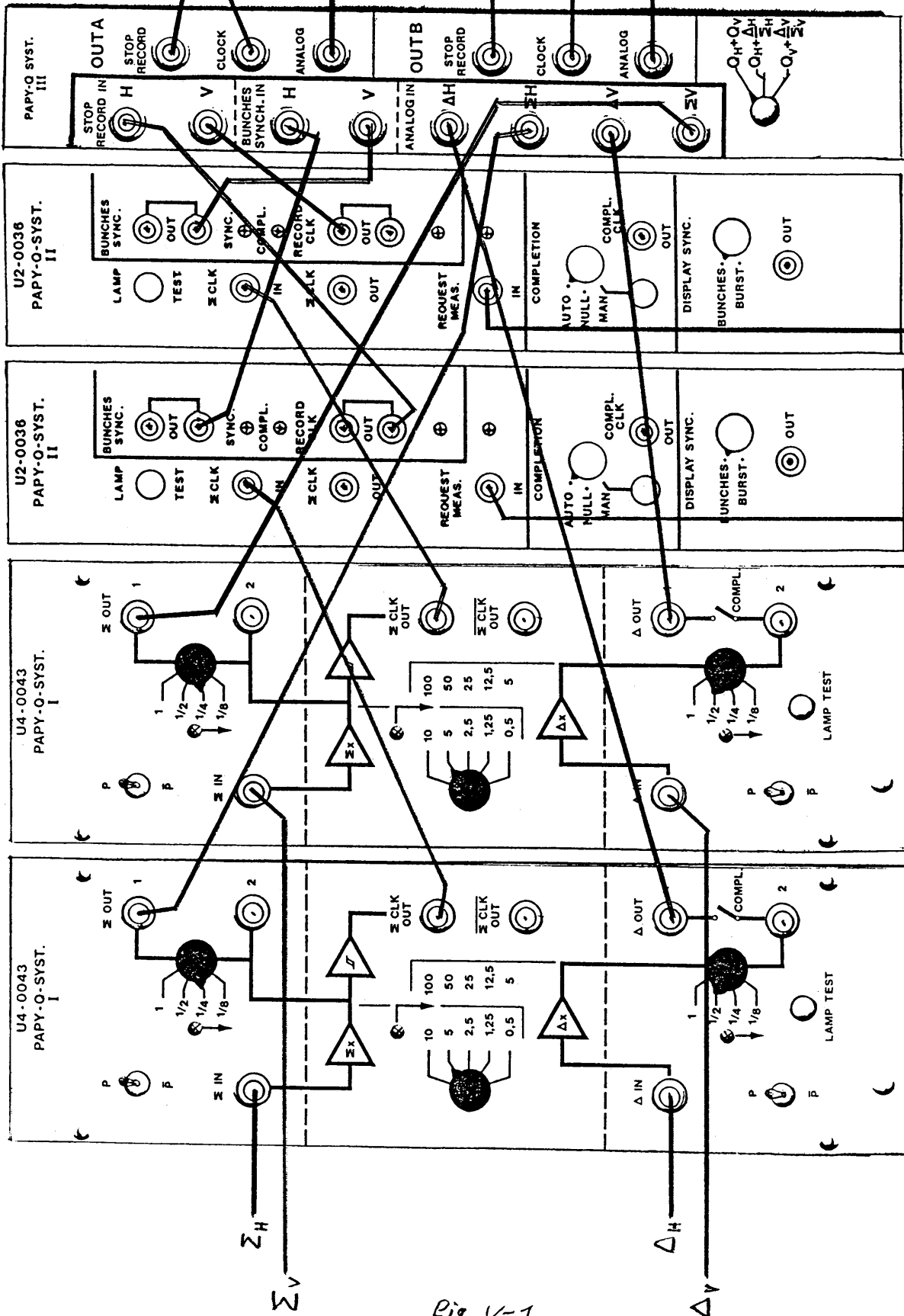
Réglage des Gains

A côté de chacun des sélecteurs de réglage de gain une LED rouge indique :

lorsqu'elle s'allume qu'il faut baisser le selecteur d'un cran.
commencer par régler le gain d'entrée (couple pour Σ et Δ)
régler ensuite les gains individuels Σ et Δ

- choisir le mode P ou \bar{P} .

CAMAC



Multiplexeur Manuel

Trigger Mesure V

Trigger Mesure H

N I M

Fig. V-1

V-1 Exemple de résultats

