



CM-P00063714

SPS/MA-Int.76-3

24 mars 1976

ELECTRONIQUE ASSOCIEE AU SYSTEME DE MESURE
DES AIMANTS DE REFERENCE

J. Brahy, J. Leroux, E. Rossa

R é s u m é

Ce rapport a pour but de donner une description technique détaillée de l'ensemble de l'électronique de mesure des aimants de référence du SPS. Les principales caractéristiques du système sont les suivantes :

1. mesure en temps réel de la force de courbure des dipôles et de la force de focalisation des quadrupôles,
2. résolution 10^{-6} de la valeur maximum,
3. stabilité 10^{-4} du niveau d'injection, 10^{-5} du niveau maximum,
4. bande passante 1 MC/s.

SOMMAIRE

1. Description générale
 - 1.1 Principe de la mesure de la force de courbure des dipôles
 - 1.2 Principe de la mesure de la force de focalisation des quadrupôles
 - 1.3 Précision demandée
 - 1.4 Définition du train B
 - 1.5 Définition des trains Q_F et Q_D
 - 1.6 Schéma synoptique d'un ensemble de mesures
 2. Sonde double harmonique
 - 2.1 Principe de fonctionnement d'une sonde double harmonique
 - 2.2 Caractéristiques de la sonde utilisée
 - 2.3 Schéma synoptique de l'électronique de commande des sondes HP
 - 2.4 Principales difficultés rencontrées
 - 2.5 Résultats obtenus avec les sondes HP
 3. Source de polarisation des sondes double harmonique
 - 3.1 Générateur de courant
 - 3.2 Résultats
 4. Rappel du principe du convertisseur tension-fréquence
 5. Contrôles automatiques de zéro et de gain
 - 5.1 Contrôle automatique de gain
 - 5.2 Zéro automatique
 - 5.3 Rythme de la calibration de la chaîne de mesure
 6. Tableau donnant les caractéristiques obtenues et les limites possibles du système complet d'intégration
 7. Essais de l'ensemble du système de mesure
- Conclusion.

Annexe : Description des circuits

1. Amplificateur d'entrée et commutation analogique
2. Circuit du contrôle automatique du zéro
3. Circuit de contrôle automatique du gain
4. Sources de référence
5. Stabilité de la calibration automatique
6. Signaux de sortie
 - 6.1 Fréquence de sortie pour les dipôles
 - 6.2 Fréquence de sortie pour les quadrupôles
 - 6.3 Forme des signaux de sortie
7. Visualisation locale des résultats des mesures
8. Visualisation dans la salle de contrôle principale MCR des trains B , Q_F et Q_D
 - 8.1 Visualisation du train B
 - 8.2 Visualisation des variations B , ΔQ_F et ΔQ_D avec une grande résolution
9. Timing local
10. Simulateur de cycle
11. Réglages
 - 11.1 Réglage du circuit de zéro automatique
 - 11.2 Réglage automatique de gain.

Références

1. Description générale

Le système de mesure des aimants de référence doit fournir une valeur absolue en temps réel de :

- la force de courbure des dipôles principaux,
- la force de focalisation des quadrupôles Q_F et Q_D .

Une description détaillée des principes de mesure utilisés est donnée dans le rapport SPS/MA-Int.76-2 du 8.3.1976.

1.1 Principe de la mesure de la force de courbure des dipôles

Les variations en fonction du temps de la force de courbure des dipôles sont mesurables de la façon suivante. Plaçons dans la chambre à vide une bobine de 7 m de longueur et 1 cm de large. Montrons que l'intégrale en fonction du temps de la tension induite dans cette bobine est une bonne représentation de la force de courbure :

$$\Delta F_c = K \int_0^t e dt \qquad e = - \frac{d\phi}{dt} = - a \frac{d}{dt} (\int B dl)$$

où a est la largeur de la bobine.

$$\Delta F_c = K \int_0^t - a \frac{d}{dt} (\int B dl) dt$$

$$\Delta F_c = K_2 (\int B dl)_0^t.$$

Si la bobine est plus longue que l'aimant sa longueur n'intervient plus. On intègre bien le champ sur toute la trajectoire y compris le bout de l'aimant. L'intégrale de la tension induite est bien à une constante près une représentation de la force de la courbure du dipôle :

$$F_c = K_2 (\int B dl)_0^t + F_{co}.$$

La mesure de la valeur absolue de cette constante d'intégration F_{co} ne peut malheureusement se faire que par une mesure locale de B dans l'entrefer.

1.2 Principe de la mesure de la force de focalisation des quadrupôles.

On passe très facilement du système précédent à celui des quadrupôles en plaçant une longue bobine de gradient dans la chambre à vide des quadrupôles et en faisant en plus une mesure locale du gradient.

La bobine de gradient est obtenue par collage de deux bobines de champ sur un support. La différence de la tension induite dans les deux bobines représente la différence de flux embrassé dans chacune d'elles. (Voir Notes re aux tensions induites dans les bobines, etc. En préparation.)

De même que pour les dipôles la valeur absolue du gradient est donnée par la formule ci-dessous à une constante d'intégration près. Cette constante d'intégration est obtenue par une mesure locale du gradient. C'est-à-dire que le système génère une impulsion lorsque le champ en un point fixe de l'entrefer passe par une valeur déterminée.

$$\int_0^l g \, dl = k \int_0^t e \, dt + G .$$

1.3 Précision demandée

Le niveau du champ magnétique à l'injection doit être réglé à 10^{-4} près, autant pour les dipôles que pour les quadrupôles. Cela représente une stabilité de $3 \cdot 10^{-6}$ du champ maximum. Il faut donc avoir une mesure de ce niveau d'injection avec une résolution meilleure que 10^{-4} .

Nous avons choisi une résolution de $3 \cdot 10^{-5}$ du niveau d'injection. Cela représente par rapport au maximum de champ magnétique une résolution de l'ordre de 10^{-6} .

La stabilité requise sur le plateau est de 10^{-4} . La vitesse maximum de mesure sera 10^6 digits/s pendant la descente du champ magnétique.

La stabilité de cycle à cycle doit être meilleure que 10^{-4} pour tous les niveaux.

1.4 Définition du train B

Vu par les utilisateurs ce système de mesure fournit un train d'impulsions dont le comptage représente en temps réel la somme de :

$$\int_{\ell_{MBA}} B dl + \int_{\ell_{MBA}} B dl .$$

Ce train se compose de 3 impulsions : B^+ , B^- et une impulsion de preset P_B . Chaque impulsion B^+ représente des accroissements de $\int B dl$ des dipôles de courbure équivalents à 2/100e de Gauss. B^- représente des décroissances de 2/100e de Gauss. L'impulsion de preset marque le passage du champ à 650 G, juste avant l'injection, et doit initier le compteur à 650 G une fois par cycle.

La lecture du compteur à un instant donné fournit à l'utilisateur la valeur absolue de la force de courbure pour cet instant donné avec une résolution de 2/100e de Gauss. Le retard entre le contenu du compteur et le champ réel dans les aimants à un instant quelconque est inférieur à 1 μ s. On peut admettre sans erreur appréciable qu'il s'agit d'une mesure en temps réel.

A partir de ce train d'impulsions, par une division par 5 nous obtenons un train 0,1 G qui est transmis autour de l'accélérateur. Le train 0,02 G est surtout destiné à la régulation des alimentations de puissance.

1.5 Définition des trains Q_F et Q_D

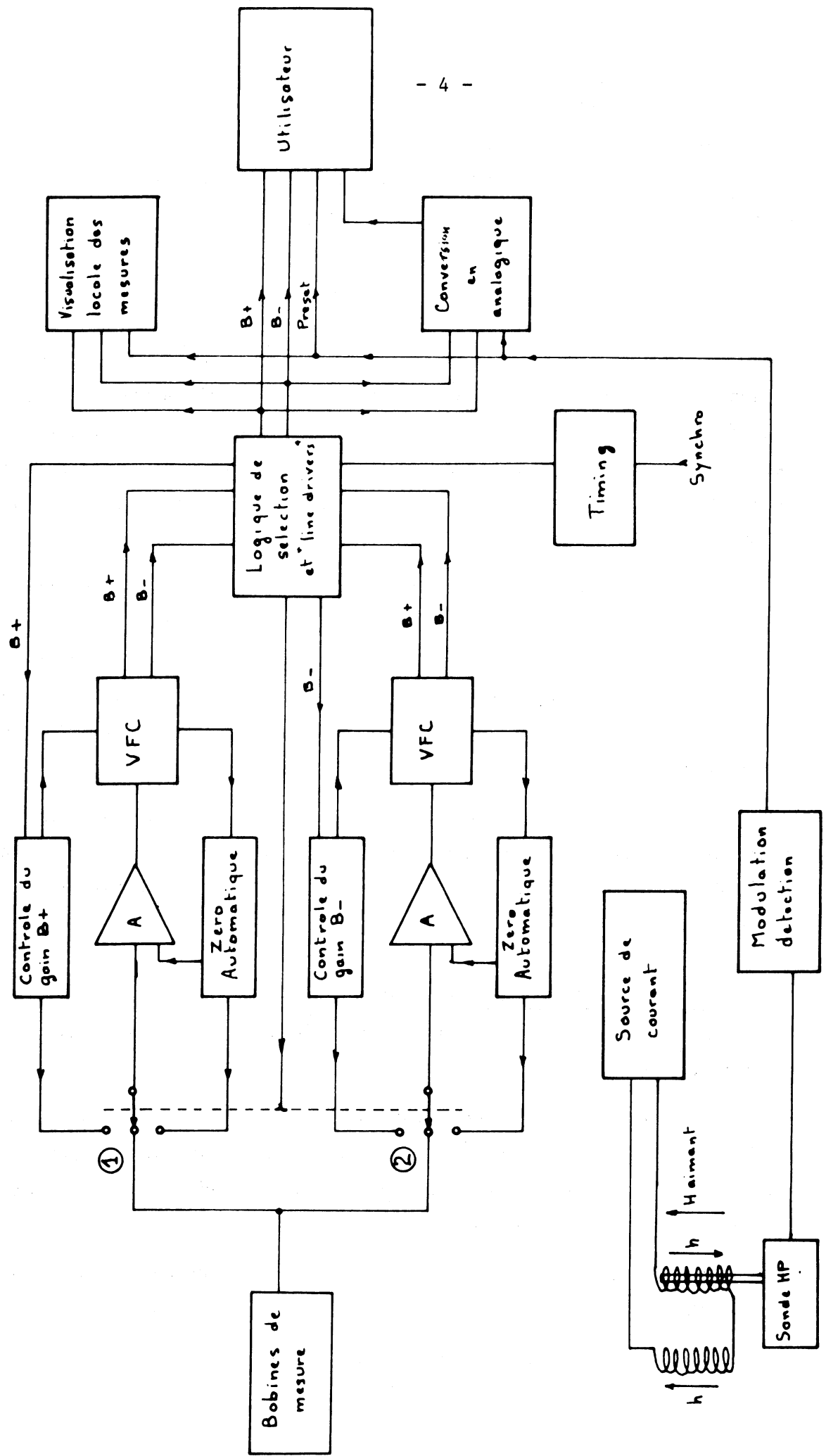
Le système de mesure fournit un train d'impulsions dont le comptage représente en temps réel la somme de : $\int_{\ell_{Q_F}} G dl$.

Ce train se compose de 3 impulsions : G_F^+ , G_F^- et une impulsion de preset P_{GF} . Une impulsion G_F^+ représente un accroissement de $\int G dl$ équivalent à un accroissement de G de 20 μ T/m, et P_{GF} se produit ℓ_{Q_F} au passage du gradient par 0,650 T/m.

Il en est de même pour le train Q_D qui se compose de trois impulsions : G_D^+ , G_D^- et P_{GD} .

Les résultats et les niveaux sont les mêmes.

SCHEMA SYNOPTIQUE D'UN ENSEMBLE DE MESURE



1.6 Schéma synoptique d'un ensemble de mesures

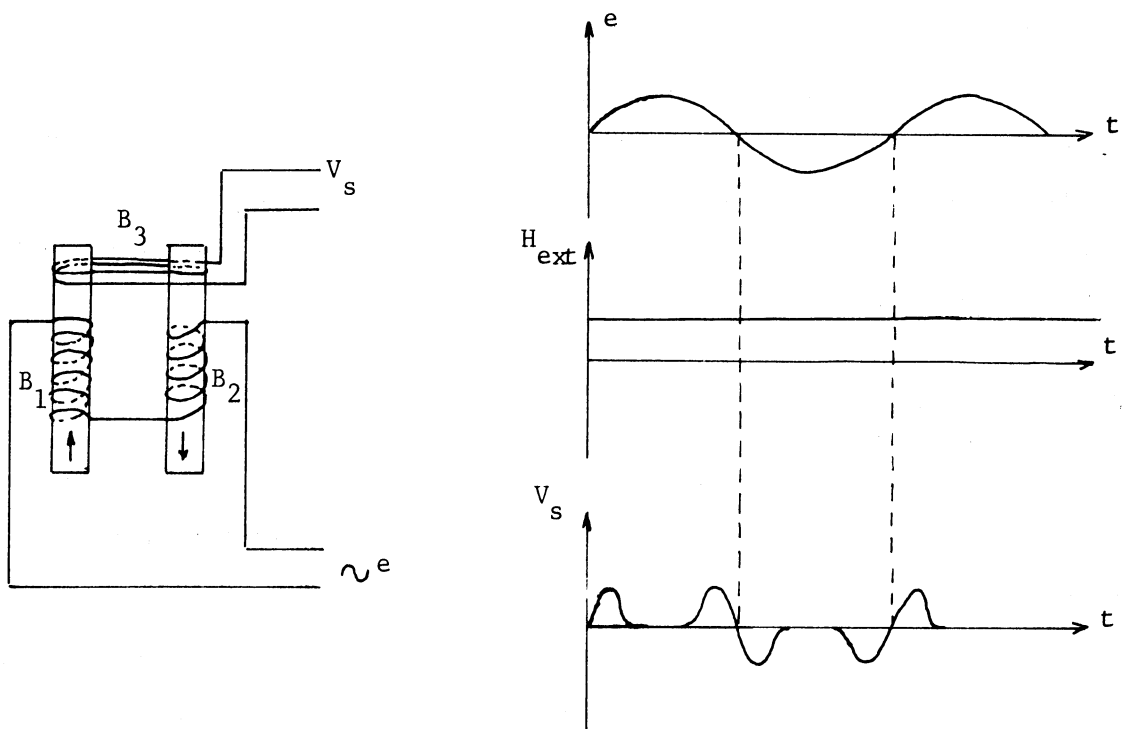
Sur le schéma précédent (il reste le même pour les quadrupôles) on peut voir que le système de mesure comporte deux parties raccordées en parallèle sur les bobines de mesure. Chaque partie comprend un amplificateur, un convertisseur tension-fréquence et un contrôle automatique de gain et de zéro. Pendant que l'ensemble (1) est raccordé sur les bobines et génère les impulsions B^+ et B^- , l'ensemble (2) est en position de recalibration : zéro automatique et correction du gain de tout l'ensemble. Ensuite il y a commutation et les rôles sont inversés.

L'impulsion de preset est générée par une sonde double harmonique qui détecte le passage à zéro du champ à l'intérieur d'une bobine de polarisation. Cette bobine est alimentée par une source de courant qui produit un champ de 650 G en opposition avec le champ de l'aimant.

2. Sonde double harmonique

2.1 Principe de fonctionnement d'une sonde double harmonique

La sonde est constituée de deux petits barreaux magnétiques de même nature et de trois bobines, comme le montre la figure ci-dessous.



Les deux enroulements B_1 et B_2 sont identiques et produisent des flux identiques dans chaque barreau, mais de sens contraire. Supposons un champ extérieur nul, la bobine B_3 voit le flux total dans les barreaux 1 et 2. Supposons que la modulation e à l'entrée produise un champ alternatif suffisant pour saturer en même temps les barreaux de façon égale et symétrique : la bobine B_3 aura une tension induite nulle.

Par contre si un champ continu extérieur H polarise les barreaux, ils arriveront à saturation de façon assymétrique. La bobine B_3 produira à ses bornes une tension alternative d'harmonique double de la fréquence d'entrée. Les formes idéalisées des tensions sont montrées ci-dessus.

La phase relative du signal V_s change avec le signe du champ extérieur. Une détection synchrone de l'harmonique 2 permet de déterminer le signe du champ extérieur et son amplitude.

2.2 Caractéristiques de la sonde utilisée

Il s'agit d'une sonde HP 3529 A Hewlett Packard disponible sur le marché. Les caractéristiques fournies par le constructeur sont les suivantes : combinaison du bruit et de la dérive à court terme : + 0,01 mG crête à crête ; facteur de conversion : 1 mG/mA.

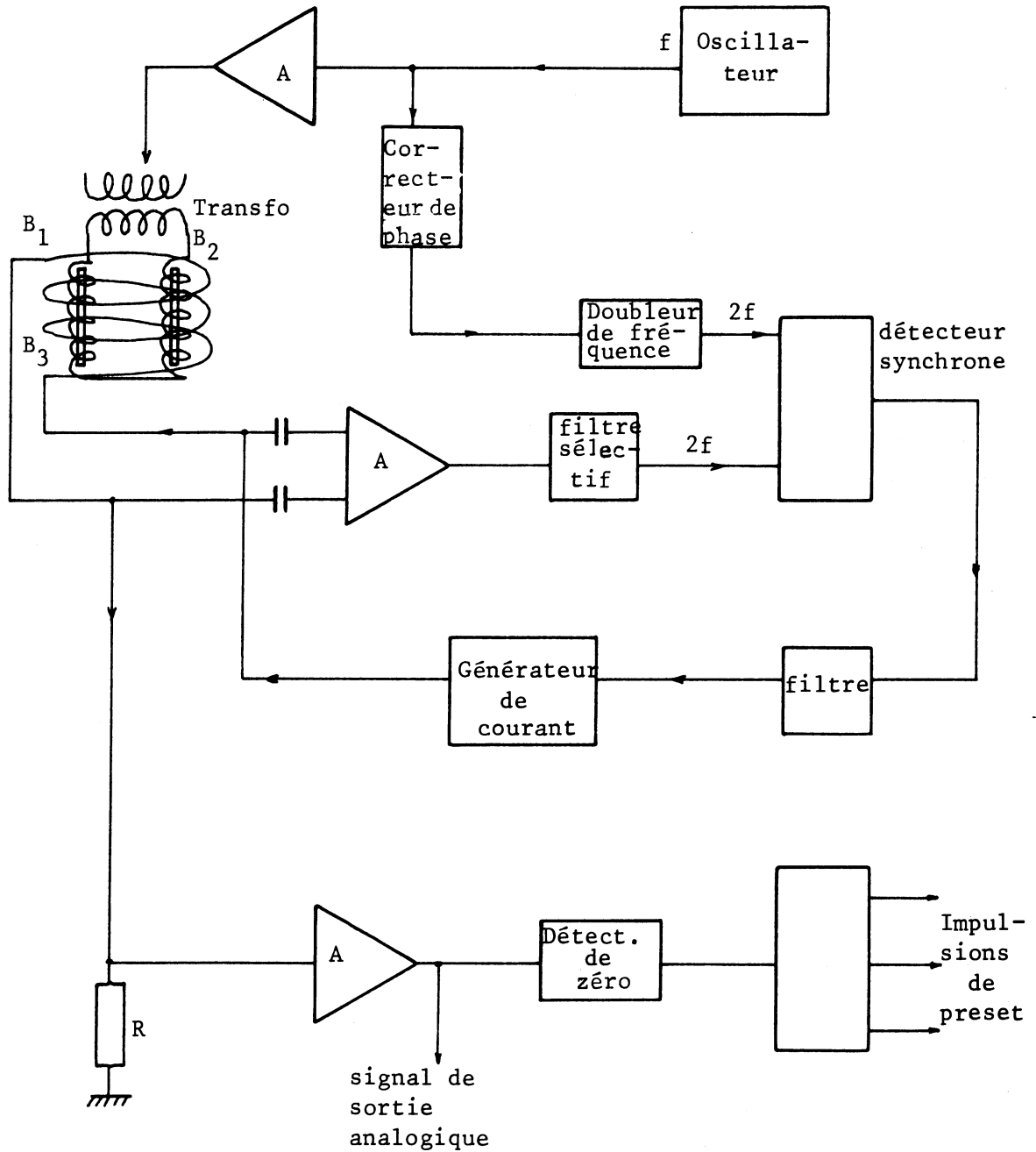
Ces sondes sont utilisées comme détecteur de champ nul avec une très bonne stabilité et résolution. La bobine B_3 peut servir en même temps de détection et de compensation du champ H extérieur de façon à utiliser la sonde HP en détection de zéro. La mesure du courant de compensation envoyé dans la bobine B_3 est une image fidèle du champ extérieur H .

2.3 Schéma synoptique de l'électronique de commande des sondes HP

L'électronique se compose principalement d'un oscillateur fonctionnant à 20 kc/s qui alimente la sonde à travers un transformateur d'isolement.

Le signal double harmonique arrive, après filtrage, sur un détecteur synchrone. Celui-ci reçoit aussi la fréquence $2f$ obtenue par doublage de la fréquence de l'oscillateur.

Schéma synoptique de l'électronique
de commande des sondes HP



Après détection synchrone le signal est transformé en courant qui est envoyé dans la bobine B_3 . Un shunt R permet de mesurer ce courant I qui est l'image du champ extérieur. Un signal analogique, image du champ magnétique vu par la sonde, est disponible. Le passage à zéro de ce signal dans une direction déterminée, est donné par un détecteur de zéro qui génère une impulsion de 300 ns. Il y a trois sorties disponibles indépendantes pour ce signal. Elles sont du même type que les impulsions du train B (sorties sur des circuits type DM 8830).

2.4 Principales difficultés rencontrées

Pour l'utilisation des sondes HP, double harmonique, dans les mesures des aimants de référence (dipôles ou quadrupôles) nous avons rencontré les difficultés suivantes :

(a) La bande passante de l'ensemble doit être le maximum que peuvent fournir les sondes HP pour suivre les variations rapides de champ. Le retard entre la sortie de l'électronique et le champ réel doit être aussi constant que possible.

(b) Les sondes sont toujours très fortement saturées lorsque le champ atteint 18.000 G. Elles donnent une réponse linéaire autour de zéro pour des champs de quelques dizaines de Gauss. Lorsqu'elles sont très saturées elles fonctionnent de façon non linéaire : il apparaît une grosse rotation de phase qui peut apporter des oscillations, et des harmoniques supérieures nombreuses.

(c) Dans les quadrupôles les sondes HP mesurent un champ local non homogène. Le gradient varie fortement. Les sondes sont dans la chambre à vide à 12 mm du centre magnétique du quadrupôle. Il apparaît dans cette situation des harmoniques autres que l'harmonique deux qui compliquent le problème.

2.5 Résultats obtenus avec les sondes HP

Initialement nous avons prévu d'utiliser les sondes HP en les polarisant à une valeur de champ correspondant à une décroissance lente juste avant l'injection (par exemple, 456 G pour une injection à 450 G). Cela correspondait à une variation de 200 G/s.

Pour faciliter les essais du SPS dans une grande plage du niveau d'injection nous avons fixé le niveau de champ de polarisation des sondes HP à 650 G. L'expérience a montré que la stabilité des impulsions de preset restait du même ordre.

Conditions des essais

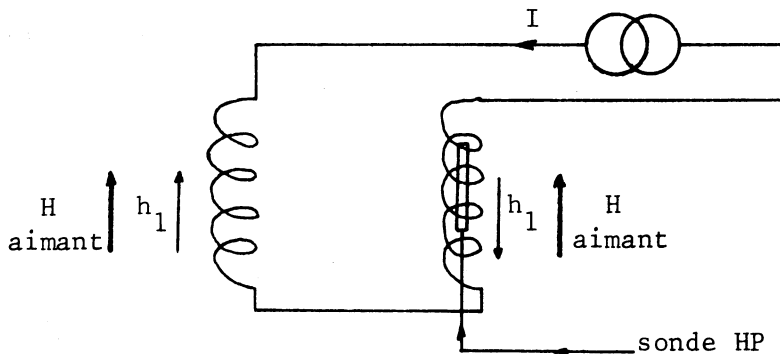
Nous avons comparé la stabilité du preset de deux systèmes indépendants placés dans un même aimant :

- (i) comparaison des deux sondes entre-elles (avec leurs électroniques),
- (ii) comparaison d'une sonde HP et d'un 'picking strip' dans un essai réalisé au Labo I, sur l'aimant de référence du PS (réf. 1,2,3).

La stabilité trouvée est meilleure que ± 10 mG.

3. Source de polarisation des sondes double harmonique

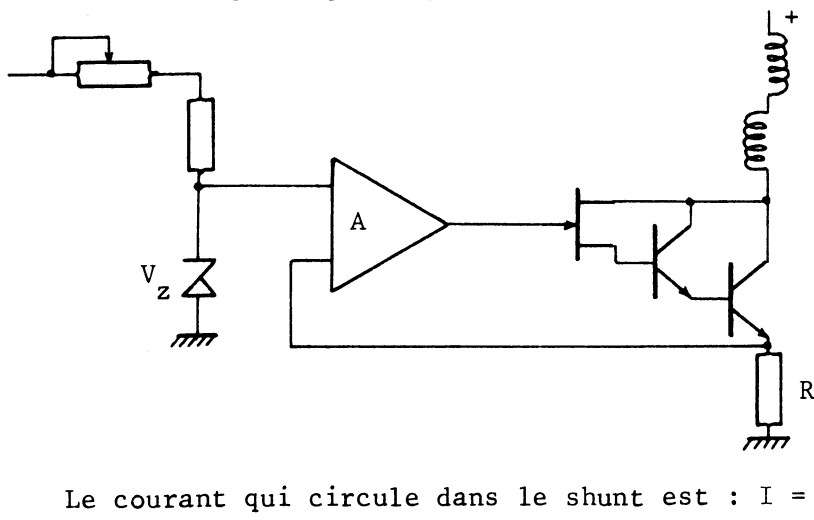
Deux bobines identiques sont montées en série à la sortie d'un générateur de courant. Elles sont placées dans la chambre à vide des dipôles de courbure de façon à produire des champs en sens inverse, mais parallèles au champ magnétique de l'aimant (voir figure ci-dessous).



De cette façon les tensions induites, dans chacune de ces bobines par la variation de champ de 18.000 G des dipôles, seront égales et en sens inverse. Le générateur de courant ne verra qu'une charge presque fixe.

3.1 Générateur de courant

Schéma de principe du générateur de courant.



Le courant qui circule dans le shunt est : $I = \frac{V_Z}{R}$.

C'est un montage classique mais avec des composants de haute qualité. La sortie de l'amplificateur pilote un transistor mosfet qui a un courant de grille très faible $< 10^{-9}$ A.

L'amplificateur A est un BB 3354/25 de très bonne qualité; il a un courant de polarisation maximum de 20 pA qui est négligeable par rapport au courant du shunt.

Le gain de l'amplificateur A est de 140 dB minimum; la stabilité du zéro est de 0,1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$.

V_Z est produit par une diode zener MZ 605 qui a une stabilité dans le temps de 5 ppm pour 1000 heures et de 3 ppm par degré.

R est un shunt obtenu avec des résistances Vishay-Sfernice de très haute stabilité.

Finalement le courant de polarisation qui définira le niveau de l'impulsion de preset sera particulièrement stable, en fonction de la température et en fonction du temps.

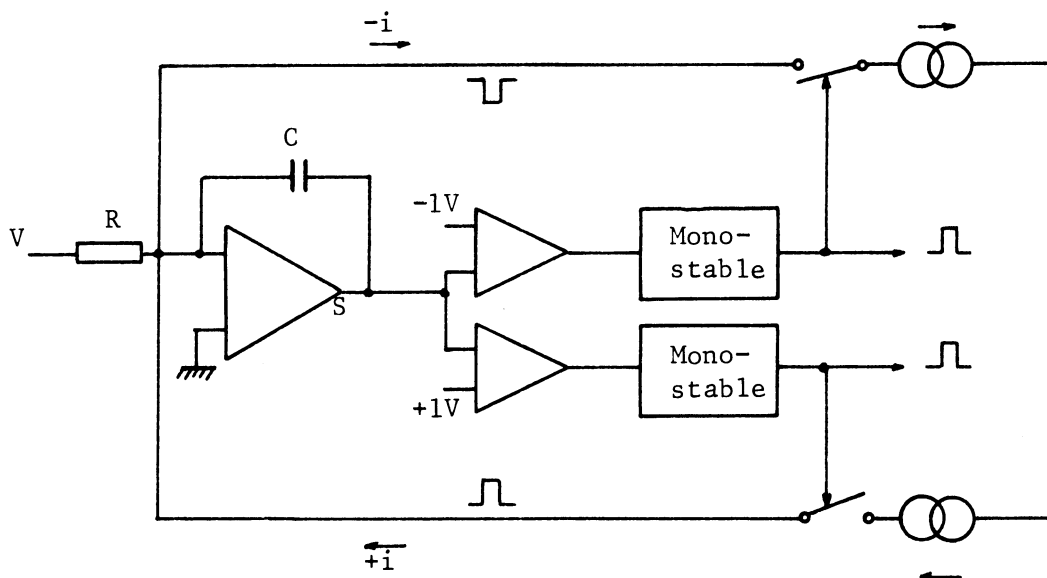
Nous pouvons admettre que le coefficient de température des résistances Vishay est quasi nul entre 25 et 50 $^\circ\text{C}$. Nous avons pu régler le coefficient de température du générateur de courant en ajustant le courant de la diode zener pour que la tension aux bornes du shunt R reste fixe lorsque tout le générateur subit une variation de température de 30 $^\circ\text{C}$ dans un four.

3.2 Résultats

Finalement le courant de polarisation a une stabilité meilleure que 5 ppm pour 1000 heures de fonctionnement et un coefficient en fonction de la température quasi nul entre 25° et 50°; le bruit résiduel sur le courant a une amplitude crête à crête inférieure à 10⁻⁵. Les bobines de compensation sont refroidies à l'eau par un circuit fermé dans lequel la température de l'eau est régulée à 1° ou 2° près. La sonde de mesure se trouve en permanence à une température très stable et inférieure à 40° C.

4. Rappel du principe du convertisseur tension-fréquence

Il y a différents principes utilisés dans les convertisseurs tension-fréquence du commerce, mais nous ne décrivons ici que celui qui est installé dans notre équipement.



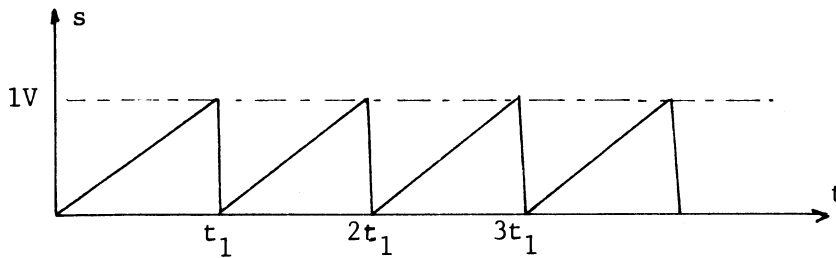
Le convertisseur tension-fréquence se compose principalement d'un intégrateur ($\tau = RC$) et de deux générateurs de charge quantifiée. Ces deux générateurs produisent des quantités de courant de sens contraire mais dont la valeur absolue est telle que la tension :

$$s = 1 \text{ V} = \frac{Q}{C} = \frac{\int i dt}{C} .$$

Lorsqu'une tension continue est appliquée à l'entrée :

$$s = \frac{1}{RC} \int_0^t V dt ,$$

la tension s croît linéairement en fonction du temps et lorsqu'elle atteint $1V$ le monostable déclenche une impulsion de courant de courte durée qui ramène la tension de sortie s à zéro. La forme de la tension s sera une série de dents de scie tel que ci-dessous :

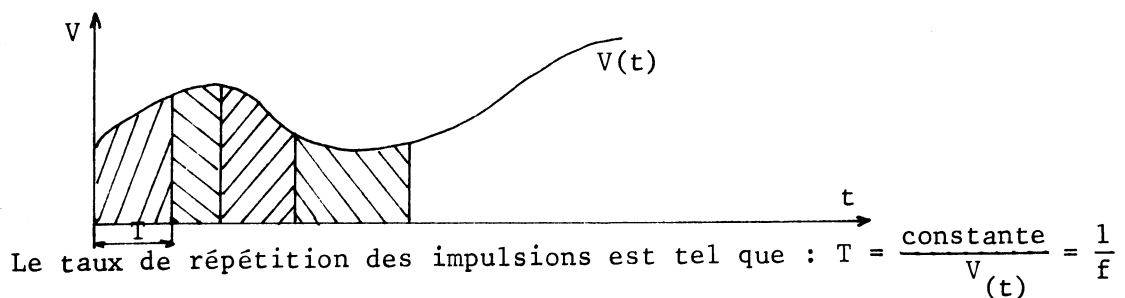


La fréquence des impulsions est proportionnelle à la tension d'entrée.

Les générateurs de charge peuvent être considérés comme des intégrateurs quantifiés ; nous avons une impulsion du monostable chaque fois que

$$s = \frac{1}{RC} \int_0^t V dt = 1 = \frac{\int idt}{C} .$$

Prenons le cas d'une tension variable dans le temps. Nous aurons une impulsion en sortie chaque fois que l'intégrale sera égale à une valeur fixe déterminée par les relations ci-dessus.



$$f = \frac{V(t)}{\text{constante}}$$

La fréquence de sortie est bien proportionnelle à la tension d'entrée mais la relation la plus importante pour nous est la suivante :

$$\frac{\int idt}{C} = \frac{1}{RC} \int_0^t V dt .$$

$$\int_0^t V dt = R \int idt = \text{constante}$$

C'est cette quantification de l'intégrale qui définit la résolution du système. Nous utilisons des convertisseurs Anadex type 7000-5072-00 qui ont une fréquence de sortie de 1 MHz pour 10 V à l'entrée, c.à.d. qu'une impulsion définit une intégrale de la tension d'entrée de 10 $\mu V\text{s}$. Les amplificateurs d'entrée du système de mesure nous permettent d'adapter cette résolution aux bobines des dipôles ou des quadrupôles de façon qu'une impulsion corresponde à des variations de champ de 20 mG ou de 20 $\mu T/m$.

Pour être complets il faut préciser que le convertisseur Anadex que nous utilisons est un peu plus compliqué qu'il ne le paraît sur le schéma de principe ci-dessus. Il a des caractéristiques de stabilité qui sont moyennes. La linéarité est excellente et sa présentation en circuit imprimé nous a permis une intégration facile dans le système de recalibration automatique.

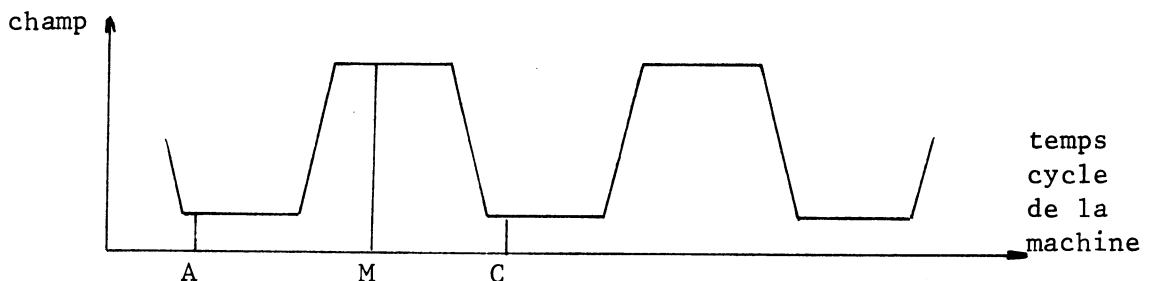
5. Contrôles automatiques de zéro et de gain

5.1 Contrôle automatique de gain

La force de courbure réelle qui est représentée par le contenu du compteur à un instant donné peut s'écrire :

$$B_{\text{réel}} = B_{\text{preset}} + \Sigma B^+ - \Sigma B^- .$$

On peut partager le cycle de la machine en intervalles où la pente dB/dt reste pratiquement toujours positive ou bien toujours négative.



Nous n'avons pas trouvé de convertisseur tension-fréquence sur le marché ayant la résolution et la stabilité exigées. Le convertisseur tension-fréquence le mieux adapté à notre problème a une stabilité de gain

en fonction du temps de quelques 10^{-4} et suivant le modèle on arrive quelques fois à 10^{-3} .

Dans l'intervalle AM nous aurons une grande variation positive donc beaucoup d'impulsions B^+ . Une calibration de B^+ est donc nécessaire pour ne pas arriver à une grande erreur sur le plateau.

Pour des raisons d'économie et de simplification de l'appareillage nous ne recalibrerons que les B^+ sur la voie (1) qui sera utilisée dans l'intervalle AM. La voie (2) sera utilisée dans l'intervalle MC. Nous ne recalibrerons que la valeur des B^- pour la voie (2).

S'il reste une légère pente positive d'une dizaine de Gauss sur le plateau, elle sera mesurée avec une stabilité de 10^{-3} par la partie non calibrée du convertisseur tension-fréquence. L'erreur de cette mesure sera de 1/100e de Gauss ce qui est négligeable par rapport à 18.000 G.

5.2 Zéro automatique

La stabilité du zéro des convertisseurs ($V \rightarrow f$) n'est jamais de 1 ppm du maximum de l'échelle. La correction du décalage des zéros est donc absolument nécessaire. Nous en profitons pour corriger automatiquement les zéros de toute la chaîne analogique. Les thermocouples des bobines de mesure elles-mêmes restent hors du circuit de calibration. Heureusement ils sont faibles et la climatisation des aimants de référence les maintiendra stables dans le temps.

5.3 Rythme de la calibration de la chaîne de mesure

Nous avons choisi de faire une calibration à chaque cycle de la machine. Pour calibrer automatiquement le zéro et le gain d'une voie de mesure il faut 0,5 s. Pendant cet intervalle de temps cette voie n'est pas utilisable. Il faut trouver à l'intérieur d'un cycle de la machine deux intervalles de temps, tel que $T_1 = 0,5$ s où $dB/Dt \geq 0$, et $T_2 = 0,5$ s où $dB/dt \leq 0$.

En dehors de ces deux intervalles les deux voies de mesure sont branchées en parallèle. Comme on peut le voir sur le schéma synoptique, au niveau des impulsions de sortie une sélection digitale permet de choisir la voie la mieux adaptée à la forme du cycle si celui-ci présente de nombreuses variations de pente.

Cette sélection digitale s'effectue grâce aux impulsions du 'timing' principal :

- 1 impulsion donne le début du cycle,
- 1 impulsion choisit la voie (1),
- 1 impulsion choisit la voie (2).

Dans ces conditions d'utilisation la précision maximum peut être atteinte. A n'importe quel point du plateau la stabilité de la mesure sera de 10^{-5} (réf.1,2,3).

Il est toujours meilleur de faire des calibrations aussi rapprochées que possible pour suivre des fluctuations rapides. Le cycle nominal de la machine est de 6 s.

L'équipement peut admettre des calibrations moins fréquentes avec d'aussi bons résultats dans d'autres cas d'utilisation. La stabilité du zéro après calibration reste souvent meilleure que 1 digit pendant plus de 30 minutes.

6. Tableau donnant les caractéristiques obtenues et les limites possibles du système complet d'intégration.

Caractéristiques obtenues sur les aimants de référence

Limites possibles dans des cas particuliers avec la même électronique

Linéarité $V \rightarrow (f)$: 2 à $10 \cdot 10^{-5}$

mieux que 10^{-5} pour les 3/4 de la pleine échelle.

Résolution : 1 ppm du maximum

Stabilité du gain : mesure en temps réel pour le cycle nominal à 400 GeV:
- mieux que 10^{-5} sur le plateau.

Mesure en temps 'partagé' (tel que mesures magnétiques d'aimants en cours d'assemblage): on peut par une adaptation simple des circuits logiques obtenir B_+ et B_- calibrés à mieux que 10^{-5} pour les deux voies.

Précision de la calibration automatique :

$$\pm 0,5 \cdot 10^{-5}$$

Limite qui paraît possible : 1 ppm. En laboratoire sans précaution excessive nous avons obtenu ± 2 pm de dispersion sur 150 mesures successives d'un std de tension Fluke.

Entrée : différentielles pures.
Impédance d'entrée $> 10^{13} \Omega$.
Stabilité du zéro : mieux que
2 μVs sur 100 $\text{k}\Omega$ de source.

Pour des sources de tension ayant des résistances plus faibles, on peut obtenir un zéro stable à mieux que 1 μV pour une grande plage de températures et indépendant du temps.

Stabilité du zéro automatique :
On a mesuré moins de 1 impulsion (2 μVs) pendant 20 minutes de fonctionnement.

On peut introduire les thermocouples du capteur dans le circuit de zéro automatique de façon à les compenser complètement.

Bruit engendré par le système de mesure : Inférieur à 2 μVs sur une résistance de source de 100 $\text{k}\Omega$ (donc bruit inférieur à 1 ppm de la pleine échelle).

Il est plus faible pour une résistance de source plus faible.

La surface totale des bobines de mesure est de 14 m^2 dont 3 m^2 env. à l'extérieur des aimants : le bruit reste inférieur à 1 digit (1 ppm) pour les dipôles et de même pour les quadrupôles.

Vitesse : Retard de l'ordre de 1 μs entre la tension intégrée et l'impulsion de sortie. Dépassement possible : 30%.
Fréquence de sortie maximum : 1 MHz.

Visualisation locale : Affichage décimal du nombre d'impulsions avec 6 chiffres significatifs :
- soit pendant le comptage en temps réel,
- soit en mémorisant la valeur pour un instant donné.
Possibilité de lecture en temps réel.

Signaux de sortie : Plusieurs sorties indépendantes disponibles pilotées par des circuits DM 8830.

Influence de la forme du cycle du SPS : Le système fonctionne avec la même précision jusqu'à des cycles de durée minimum de 1 s.

Pour être adapté à n'importe quelle forme de signal il faut faire une modification des circuits logiques (il faut doubler une partie de la logique). Cela n'a pas été fait pour des raisons de fiabilité et d'économie.

7. Essais de l'ensemble du système de mesure

Il n'y a rien d'équivalent sur le marché qui donne des résultats de mesure de force de courbure de dipôles, par exemple. Nous avons construit un deuxième ensemble complet qui sert normalement de réserve pour l'équipement de mesure. Il utilise des bobines de réserve. Il est placé dans un rack séparé, toujours sous tension pour avoir un ensemble bien stable. La comparaison des résultats obtenus en temps réel par les deux voies indépendantes donne une bonne indication de la stabilité de l'ensemble.

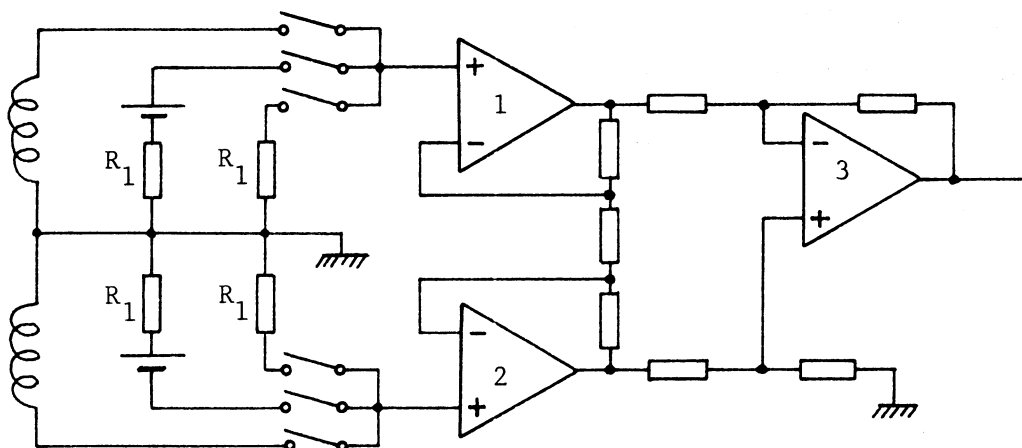
Stabilité obtenue (réf. 1,2,3).

- 10^{-5} sur le plateau à 18 kG
- 10^{-4} à l'injection
- bruit inférieur à 1 ppm du maximum, soit :
 - 20 mG pour les dipôles, et
 - 20 μ T/m pour les quadrupôles.

Conclusion

Le système de mesure a été adapté au cycle du SPS. Il a une très bonne résolution et une très bonne stabilité dans ce cas d'utilisation. Pour être utilisé pour d'autres types de mesures, la partie digitale du système de contrôle automatique de gain peut être légèrement modifiée par câblage si nécessaire. Les principales parties du système peuvent être utilisées sans aucune modification dans beaucoup d'autres cas de mesures de tension.

- Résolution du système : 10^{-6}
- Stabilité du gain : 10^{-5} pour la valeur maximum
- Stabilité de zéro : 10^{-6} du maximum
- Bande passante : 1 Mc/s.

Description des circuits1. Amplificateur d'entrée et commutation analogique

Sur le schéma synoptique de la page 4 l'amplificateur A représente un amplificateur différentiel pur. Il est en réalité constitué par trois amplificateurs, comme on le voit sur le dessin ci-dessus.

C'est un montage classique que l'on trouve dans tous les manuels d'électronique. Nous rappellerons seulement les principaux avantages de ce montage. L'impédance d'entrée et la réjection du bruit sont extrêmement favorables. C'est un montage parfaitement symétrique, il se présente comme un amplificateur différentiel pur.

Particularité de notre réalisation pratique

Le circuit imprimé a été dessiné avec beaucoup de soin pour n'avoir aucune boucle de masse. Les tensions analogiques sont réglées sur la carte elle-même. Les résistances ayant une importance pour le gain ou pour la stabilité de l'ensemble, sont des résistances Vishay de très haute stabilité et à faible bruit. Les courants de fuite qui circuleraient à la surface de la carte sont captés par des anneaux de garde réunis en étoile. Les amplificateurs présentent une stabilité du zéro à $0,1 \mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$ (type BB3354/25).

Les deux bobines sont branchées symétriquement sur chaque entrée. Le point milieu de ces bobines est réuni au point zéro de l'étoile. Le système de commutation analogique est constitué par des Mosfet DG200 Siliconix. Le courant de fuite des Mosfet est de 0,1 nA de valeur typique à 25°. La valeur maximum limite de ce courant est de 2 nA.

Remarque au sujet des quadrupôles : Bien que très faible ce courant de fuite peut avoir un effet sur les mesures de quadrupôles. La résistance totale des bobines des quadrupôles est de l'ordre de 80 kΩ. La valeur typique du courant de 0,1 nA produit une chute de tension de :

$$80 \cdot 10^3 \cdot 0,1 \cdot 10^{-9} = 8 \cdot 10^{-6} \text{ V,}$$

soit 8 μV.

Dans les quadrupôles nous avons une tension induite dans les bobines de gradient de 2,28 Vs pour une variation de gradient de 20 T/m ou 10⁶ impulsions du train G. Une impulsion du train G représente donc une tension induite de 2,28 μVs.

Il paraît donc impossible de mesurer les quadrupôles avec une stabilité meilleure qu'une impulsion au niveau d'injection. En fait, les courants de fuite des Mosfet s'équilibrent et c'est la variation de ces courants avec le temps ou la température qui peut être gênante. L'expérience a montré que la stabilité des voies de mesure, grâce à la calibration automatique du zéro (voir ci-après), est de l'ordre de une impulsion.

Remarque au sujet des dipôles : Le courant de fuite des Mosfet n'intervient pas dans la mesure des dipôles, car la résistance des bobines est plus faible (~ 10 kΩ) et la tension totale induite est 10 fois plus forte : une impulsion du train B correspond à 22 μVs. Même le courant de fuite maximum à 25° du Mosfet DG 200 de 2 nA, produit une tension dans les bobines de :

$$10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-9} = 20 \cdot 10^{-6} \text{ V}$$

juste moins de une impulsion (10⁻⁶).

Les commutateurs d'entrée nous permettent d'appliquer sur les amplificateurs, soit la tension induite dans les bobines, soit une tension de référence, soit un court-circuit sur une résistance équivalente aux bobines.

De plus des diodes de protection évitent que la tension à l'entrée des amplificateurs dépasse 12,3 V. La plupart des diodes du commerce ont des courants de fuite trop importants. Nous utilisons ici la jonction 'gate-source' d'un transistor Fet type 2N 4416 A comme diode de protection.

Tous les Mosfet permettant la commutation des signaux analogiques sont commandés par des photo-coupleurs afin de permettre un isolement parfait entre la partie digitale et la partie analogique.

Caractéristiques électriques du circuit d'entrée

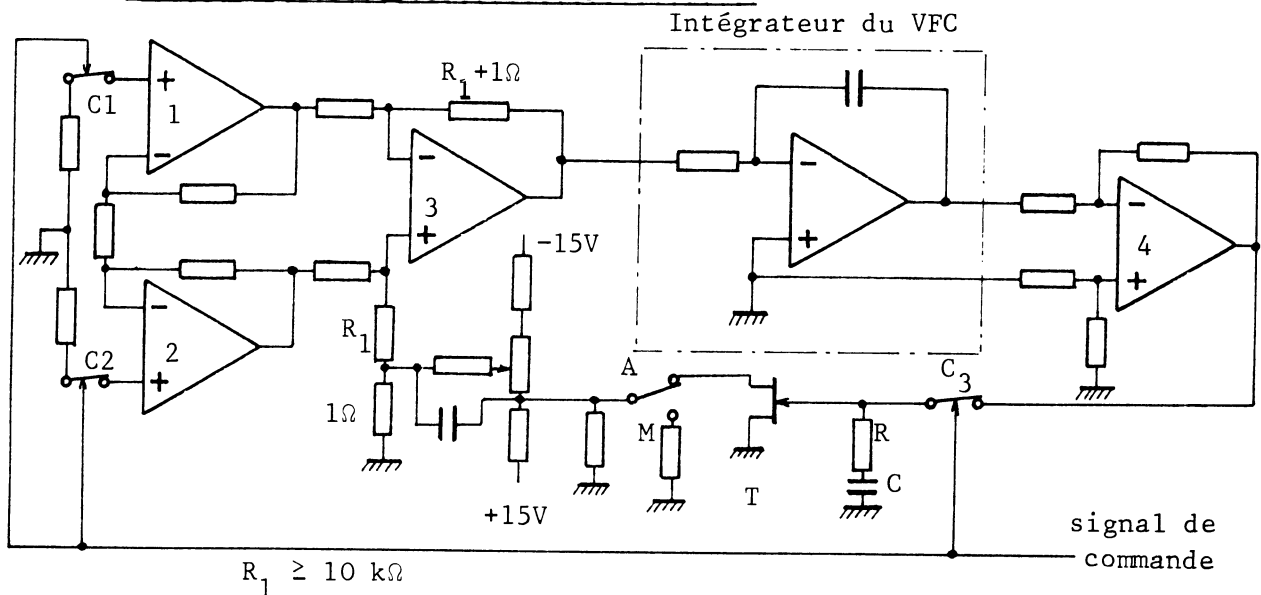
L'entrée est différentielle pure. Tension d'entrée: 0 à ± 10 V sur chaque borne par rapport à la masse. Tension maximum : ± 12 V. Le circuit d'entrée est protégé contre les surtensions par une modification de l'impédance d'entrée pour $V_{source} > 12,3$ V : $Z_{entrée} = 6$ k Ω . Au-dessus de 12,3 V il faut que la tension de la source à mesurer soit toujours telle que :

$$V_{source} \leq \frac{2,5}{1000} (R_{source} + 6000) \Omega$$

pour ne pas détériorer une partie des circuits.

Le décalage de la tension d'entrée est ajustable à zéro. L'impédance d'entrée différentielle et de mode commun est 10^{13} Ω . Courant de fuite des commutateurs (Mosfet) du circuit d'entrée ± 100 pA typique. Rejection de mode commun: 140 db.

2. Circuit du contrôle automatique du zéro



Lorsque les commutateurs d'entrée sont dans la position ci-dessus il se produit une correction du zéro. Le contrôle automatique de zéro ajoute une petite tension de décalage sur l'amplificateur No. 3 de sorte qu'il n'y ait pas d'impulsion de sortie sur le convertisseur tension-fréquence. La sortie analogique de l'intégrateur du convertisseur tension-fréquence agit à travers l'amplificateur No. 4 sur la grille du transistor Mosfet (T) utilisé en résistance variable. Cette résistance variable modifie très légèrement la tension sur l'une des bornes de l'amplificateur No. 3. Lorsque le Mosfet C_3 s'ouvre la capacité C reste chargée à une tension fixe et sert de mémoire pour la correction.

L'intérêt de la résistance R en série avec la capacité C est d'assurer un filtrage du bruit à la sortie du convertisseur tension-fréquence. La tension aux bornes de la capacité est une tension moyenne avec un bruit réduit. 0,7 V à la sortie de l'intégrateur correspondent à une intégration de $10 \mu V s$ à l'entrée du convertisseur $V \rightarrow (f)$.

Lorsque la boucle de correction est fermée, la sortie de l'intégrateur bouge de moins de 10 mV. Donc, ramenée à l'entrée de l'intégrateur la variation du zéro est de l'ordre de $0,1 \mu V s$. Ce bruit est principalement du bruit à 50 périodes/s.

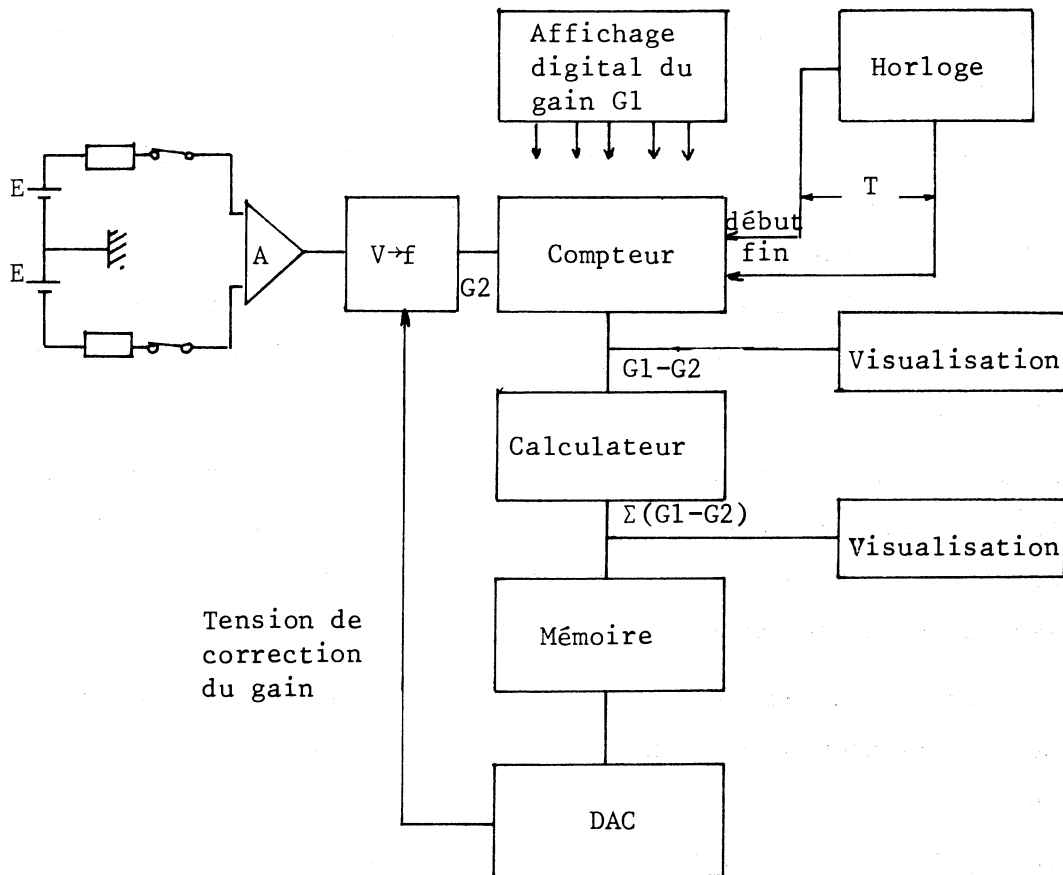
La durée de la correction automatique de zéro est de 100 ms. La stabilité de la correction elle-même est très grande. La capacité C ne se décharge pas de façon appréciable au bout de 20 à 30 minutes; il n'y a pas une seule impulsion de sortie pendant cette durée. Ce qui est plus critique c'est le zéro de toute la chaîne analogique qui peut changer. En faisant une calibration automatique du zéro à chaque cycle de machine on peut suivre les fluctuations rapides du zéro de la chaîne analogique.

Remarque

Dans le cas de l'utilisation du système de mesure pour les aimants de référence, le zéro automatique se fait lorsque les bobines de mesure sont hors du circuit. On ne corrige pas les thermocouples des bobines elles-mêmes. Lorsque la température change de 5° à 10° il peut apparaître sur les quadrupôles des décalages du zéro qui soient visibles à la sortie des trains Q_F et Q_P . La climatisation des aimants de référence atténuera fortement ces effets.

Ce point faible n'existerait pas pour d'autres utilisations de l'appareillage, dans une aire de mesures magnétiques d'aimants, par exemple. Il serait possible d'inclure les bobines de mesure dans le circuit pendant le zéro automatique, les aimants n'étant pas sous tension à ce moment là.

3. Circuit de contrôle automatique du gain



Le schéma ci-dessus montre le principe de fonctionnement du contrôle automatique de gain. Lorsque la voie de mesure est commutée sur les tensions de référence E, le convertisseur tension-fréquence fournit pendant un intervalle de temps donné, un nombre d'impulsions directement proportionnel au gain de la chaîne de mesure. Appelons G_2 le nombre d'impulsions produit pendant l'intervalle de temps T. Un affichage digital permet d'écrire le gain voulu, G_1 , dans un compteur bi-directionnel. Une

horloge de grande précision déclenche le début et la fin du comptage des impulsions provenant du convertisseur (V→f). A la fin de l'intervalle de temps T le contenu du compteur est $\epsilon = G_1 - G_2$. Un petit calculateur TMS 117 fait la somme de toutes les erreurs de gain trouvées jusque là : $\Sigma(G_1 - G_2)$ pendant toutes les calibrations précédentes. Cette valeur est transmise après une conversion digitale analogique vers le convertisseur tension-fréquence. Elle agit directement sur le gain du convertisseur. Elle modifie la quantification de charge qui correspond à un digit de la tension intégrée.

Exemple : Nous avons choisi un intervalle de temps T et une tension E de façon à obtenir 340.000 impulsions = G_1 . Les gains sont ajustés manuellement pour obtenir ce nombre avec une précision de 10^{-3} . L'écart ϵ mesuré sera au maximum de 3 chiffres décimaux $\epsilon = G_1 - G_2$. Le convertisseur D/A, BCD, a une tension de sortie de 10 V pour la pleine échelle correspondant à 3 chiffres décimaux.

Nous avons donc une tension de correction disponible de 10 V pour corriger 10^{-3} d'erreur de gain. Ce signal analogique va modifier après atténuation à travers un pont de résistance, la référence de tension du convertisseur tension-fréquence.

Le système de correction est itératif. A chaque calibration on ne corrige que la variation de gain qui s'est produite depuis la dernière calibration.

Afin d'éviter les oscillations dans la correction du gain, la boucle a un coefficient de correction un peu inférieur à 1. Comme il s'agit d'une intégration digitale des erreurs, après quelques calibrations successives à la mise sous tension, l'écart $\epsilon = G_1 - G_2$ devient rapidement proche de 1 digit.

4. Sources de référence

Pour avoir un comptage d'un grand nombre d'impulsions il faut que le produit TE soit grand. La valeur maximum de E est limitée par la saturation des amplificateurs. La valeur maximum de T est limitée par le temps disponible à chaque cycle. La stabilité de la calibration dépend de la

stabilité du produit $TE = kG_1$. T est défini par une horloge à quartz très stable (10^{-6} /an), E est défini par des sources étalons très stables.

Nous avons deux types de sources :

- (i) Master référence CERTA-CELL. Tension nominale : 10.000 00 V. Variation annuelle maximum 20 ppm. Ces sources servent pour les dipôles.
- (ii) Des piles étalons standards placées dans une enceinte thermostatée type Guildline 9152T/12. La stabilité de la température à l'intérieur de l'enceinte est garantie à mieux que $0,01^{\circ}$ C pour une période de 5 ans. Il y a douze piles étalons dans une enceinte. Ces piles servent à calibrer les quadrupôles.

Une stabilité de 10^{-5} est suffisante pour la mesure des aimants de référence; un compromis raisonnable est obtenu avec une calibration faite avec 250.000 impulsions.

On peut appliquer une tension de 20 V à l'entrée et au bout de 300 ms : on a recueilli plus de 250.000 impulsions pour les voies destinées aux dipôles.

5. Stabilité de la calibration automatique

Les résultats obtenus par ce système de contrôle automatique de gain sont excellents. En laboratoire nous avons vérifié cette calibration automatique sur un standard de tension. La stabilité de la mesure était de $\sigma = \pm 1$ digit sur 400.000 digits lorsque le nombre G_1 choisi pour la calibration donnait 400.000 impulsions.

L'imprécision de la calibration est de ± 1 digit du nombre total compté.

6. Signaux de sortie

6.1 Fréquence de sortie pour les dipôles

Pleine échelle 1 MHz pour 22 V environ d'entrée (+ 11 V sur une borne et - 11 V sur l'autre borne par rapport à la masse) :

$$f = 1 \text{ MHz} \times \frac{E_{in} \text{ (V)}}{22 \text{ (V)}}$$

deux sorties :
 B^+ pour $E_{in} > 0$
 B^- pour $E_{in} < 0$.

Le gain a été ajusté pour avoir une impulsion pour 20 mG de variation de champ magnétique dans les dipôles, soit 10^6 impulsions pour 20 kG. Une impulsion B correspond à une tension d'entrée de 22 μ Vs environ.

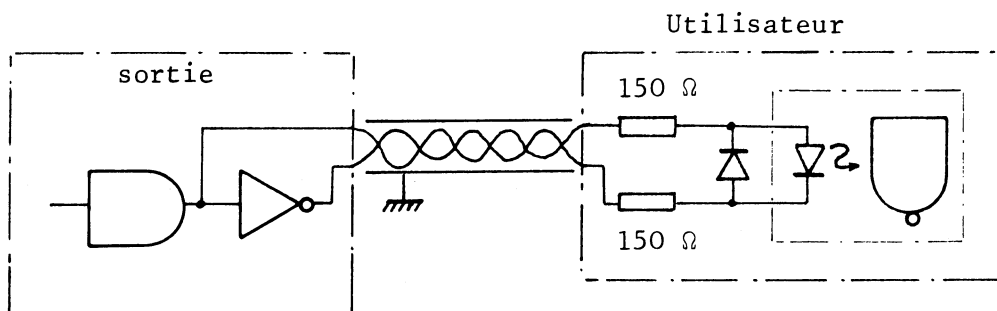
La pleine échelle est ajustable par affichage digital du gain avec 6 chiffres décimaux. Plage de réglage : $\pm 0,5 \cdot 10^{-3}$.

6.2 Fréquence de sortie pour les quadrupôles

$$f \approx 1 \text{ MHz} \frac{E_{in} \text{ (V)}}{2,2 \text{ (V)}} .$$

6.3 Forme des signaux de sortie

Ce sont des impulsions TTL différentielles de 300 ns provenant d'un circuit DM 8830 (dual differential line driver). Montage recommandé :



Il est préférable que les utilisateurs placent un photo-coupleur à la réception sur leur circuit d'utilisation.

Sur chaque châssis il y a pour les dipôles :

- 2 sorties indépendantes pour B^+) correspondant à la résolution
- 2 sorties indépendantes pour B^-) de 22 μ Vs,
- il y a aussi une sortie B^+ et une sortie B^- correspondant à 110 μ Vs.

Il y a autant de sorties pour les quadrupôles.

7. Visualisation locale des résultats des mesures

Un compteur bi-directionnel permet d'obtenir un comptage en temps réel des impulsions pendant un intervalle de temps quelconque.

Un affichage numérique décimal avec 6 chiffres significatifs donne le contenu du compteur. L'affichage peut se faire pendant le comptage, en temps réel ou bien pour un instant particulier, à l'aide d'une mémoire. Un interrupteur sur le panneau avant permet de faire cette sélection. Le compteur peut être chargé à un instant donné à un niveau de 'preset' affiché manuellement avec 6 chiffres significatifs.

Il y a trois entrées de commandes externes indépendantes pour ce module de visualisation :

'load' pour charger le compteur à la valeur de 'preset' choisi,
'read 1')
'read 2') pour visualiser à des instants donnés le contenu du compteur.

Chacune de ces impulsions doit être une impulsion TTL qui commande un photo-coupleur à l'intérieur du module de visualisation (courant d'entrée 10 mA).

Pour les impulsions 'load' et 'read' un signal TTL différentiel provenant d'un circuit 'line driver DM 8830' ou équivalent est préférable pour une meilleure immunité aux bruits (voir figure précédente).

8. Visualisation dans la salle de contrôle principale MCR des trains B, Q_F et Q_D

Une visualisation analogique sur écran d'oscilloscope des trains B, Q_F et Q_D est prévue.

8.1 Visualisation du train B

La valeur absolue de la force de courbure est transmise par le système général de multiplex des signaux analogiques du SPS. La valeur digitale du train B est convertie dans le BA3 en signal analogique à travers un DAC de 3 digits BCD. Evidemment ce signal ne peut plus servir de mesure mais seulement de visualisation du cycle réel de la machine.

8.2 Visualisation des variations ΔB , ΔQ_F et ΔQ_D avec une grande résolution

La valeur digitale de la force de courbure ou de la force de focalisation des aimants de référence s'écrit avec 6 chiffres décimaux à la sortie du système de mesure.

En ne transmettant que les 3 chiffres décimaux de plus faible poids et après une conversion D/A on peut suivre à l'oscilloscope les variations de B, de Q_F ou de Q_D avec une résolution maximum.

Evidemment le convertisseur D/A n'a que 3 digits B.C.D. (résolution 10^{-3}). Pendant une montée rapide du champ nous verrons une série de dents de scie mais à l'injection ou sur le plateau on pourra apprécier les bruits ou les instabilités avec une résolution de 10^{-6} .

Un interrupteur placé dans le BA3 permet de choisir pour ΔB , ΔQ_F ou ΔQ_D une amplification de 1.000 ou de 10.000 par rapport à la visualisation du train B (voir 8.1).

Il faut rappeler que les valeurs digitales des mesures B, Q_F , Q_D sont accessibles depuis les pupitres de la salle de contrôle MCR.

9. Timing local

Le timing local sert à envoyer vers les châssis des trains B, Q_F , Q_D , les impulsions VFC 1, VFC 2 qui servent aux commutations des voies de mesures et les impulsions Read 1, Read 2 qui servent à faire la visualisation du contenu des compteurs du 'Control Module'.

On rentre également dans le châssis de timing local, trois impulsions venant du timing général du SPS : 'CYCLE', 'VFC 1', 'VFC 2'.

- Si rien ne vient du timing général du SPS le timing local est autonome, la durée du cycle est affichée sur le panneau avant avec les commutateurs marqués 'CYCLE'. Il faut également que l'on soit en position 'LOCAL' du commutateur LOCAL-AUTO; si l'on est en position AUTO, l'affichage de la durée du cycle est inefficace et dans ce cas la durée du cycle est fixé à 10 s. Les autres impulsions sortent au bout du temps affiché pour chacune, ce temps étant compté à partir de l'origine du cycle. Les impulsions Read 1 et Read 2 peuvent arriver deux fois par cycle, les impulsions VFC 1 et VFC 2 ne sortent que si on est en position LOCAL.

- Lorsque le timing général du SPS envoie une impulsion sur le connecteur 'CYCLE' on passe automatiquement en position AUTO (voir indication par les LED) quelle que soit la position du commutateur LOCAL-AUTO; dans ce cas c'est cette impulsion qui détermine la durée du cycle; les impulsions VFC 1, VFC 2 générées intérieurement ne sortent plus, ce sont celles qui viennent du timing général du SPS qui passent. Rien ne change pour Read 1 et Read 2 qui sortent au bout du temps affiché, l'origine du cycle étant maintenant déterminée par l'impulsion extérieure.

Nota

On a toujours intérêt à laisser le commutateur LOCAL AUTO sur LOCAL. De cette façon, si le timing général du SPS n'envoie plus rien, on revient effectivement sur LOCAL après un délai de 15 s, ce qui permet de continuer à faire fonctionner les calibrations automatiques des châssis des trains B, Q_F, Q_D et d'être toujours prêts pour un redémarrage.

10. Simulateur de cycle (situé dans le châssis de timing local)

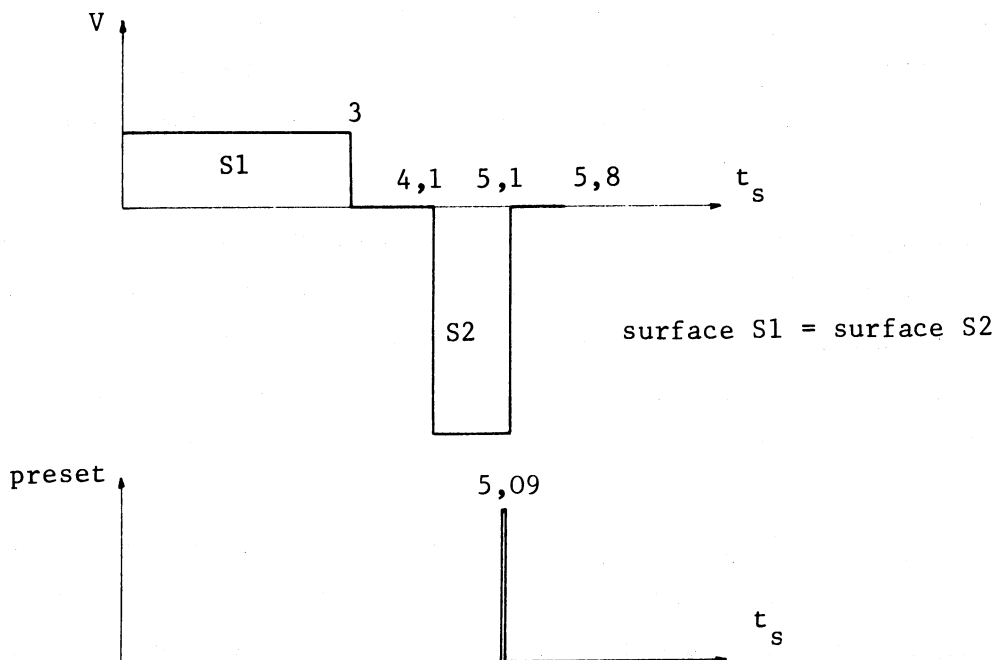
Ce simulateur permet lors des arrêts de la machine d'envoyer un signal similaire à celui qui est généré par les bobines de mesure. Ce signal est disponible à l'arrière du châssis sur les prises marquées Analog⁺ et⁻. L'impédance de sortie du simulateur étant assez faible, on peut le brancher en parallèle sur les bobines de mesure. On dispose également en sortie d'une impulsion de déclenchement du preset. Cette impulsion est envoyée sur le connecteur marqué DISCRI de la carte de génération du preset.

Pour simuler le train B, on place l'interrupteur du panneau avant sur la position B et sur Q pour simuler le train Q, cette commutation changeant uniquement la valeur de la tension de référence interne. Dans les deux cas la référence correspond à la simulation d'un cycle du champ ou gradient maximum. Pour des essais avec d'autres valeurs de champ ou gradients, on place le commutateur int.ext. sur Ext, et on rentre la tension désirée sur le connecteur marqué ANALOG IN.

La durée du cycle doit être de 5,8 s. Celle-ci doit être affichée sur l'unité de timing dans le cas d'un fonctionnement en LOCAL ou

être envoyée par le système de timing général du SPS, dans le cas d'un fonctionnement en AUTO (voir description du timing pour le fonctionnement LOCAL ou AUTO).

La tension de sortie du simulateur en fonction du temps est la suivante :



11. Réglages

11.1 Réglage du circuit de zéro automatique

- Remplacer le plug in AUTOMATIC GAIN CONTROL par le plug in de test comprenant seulement 3 switches et mettre en position haute celui du ZERO.
- Placer l'interrupteur AUTO-MANU sur MANU.
- Ajuster $R19$ de façon à obtenir 0V sur le curseur (ceci avec un voltmètre de 10 μV de résolution au minimum).
- Ajuster $R17$ pour avoir 0V en B3 (sortie vers VFC).
- Mettre un oscilloscope à la sortie de l'intégrateur du VFC, puis ajuster le zéro de celui-ci de façon à obtenir un signal à peu près stable (moins de 1/pulse/s).
- On peut ensuite remettre l'interrupteur sur AUTO et à ce moment là, la sortie de l'intégrateur du VFC doit se stabiliser à environ + 0,2 V.

Ensuite les bobines étant connectées à l'entrée sans aucun signal induit, on rabaisse le switch ZERO sur le plug in de test et on lève celui de la MESURE; si la sortie du VFC donne des dents de scie, on revient en position initiale et on modifie un peu le réglage d'offset (R19); on revient en position mesure et ainsi de suite jusqu'à ce que la sortie du VFC reste stable en position MESURE. Au cas où cette opération aurait nécessité un changement important du réglage d'offset, il y aura intérêt à revenir en position ZERO MANU et à ajuster le potentiomètre de zéro (R17) pour stabiliser la sortie du VFC. Cette opération a pour but de maintenir une plage symétrique de rattrapage du zéro automatique et ne perturbe pas le réglage d'offset qui vient d'être fait.

11.2 Réglage automatique de gain

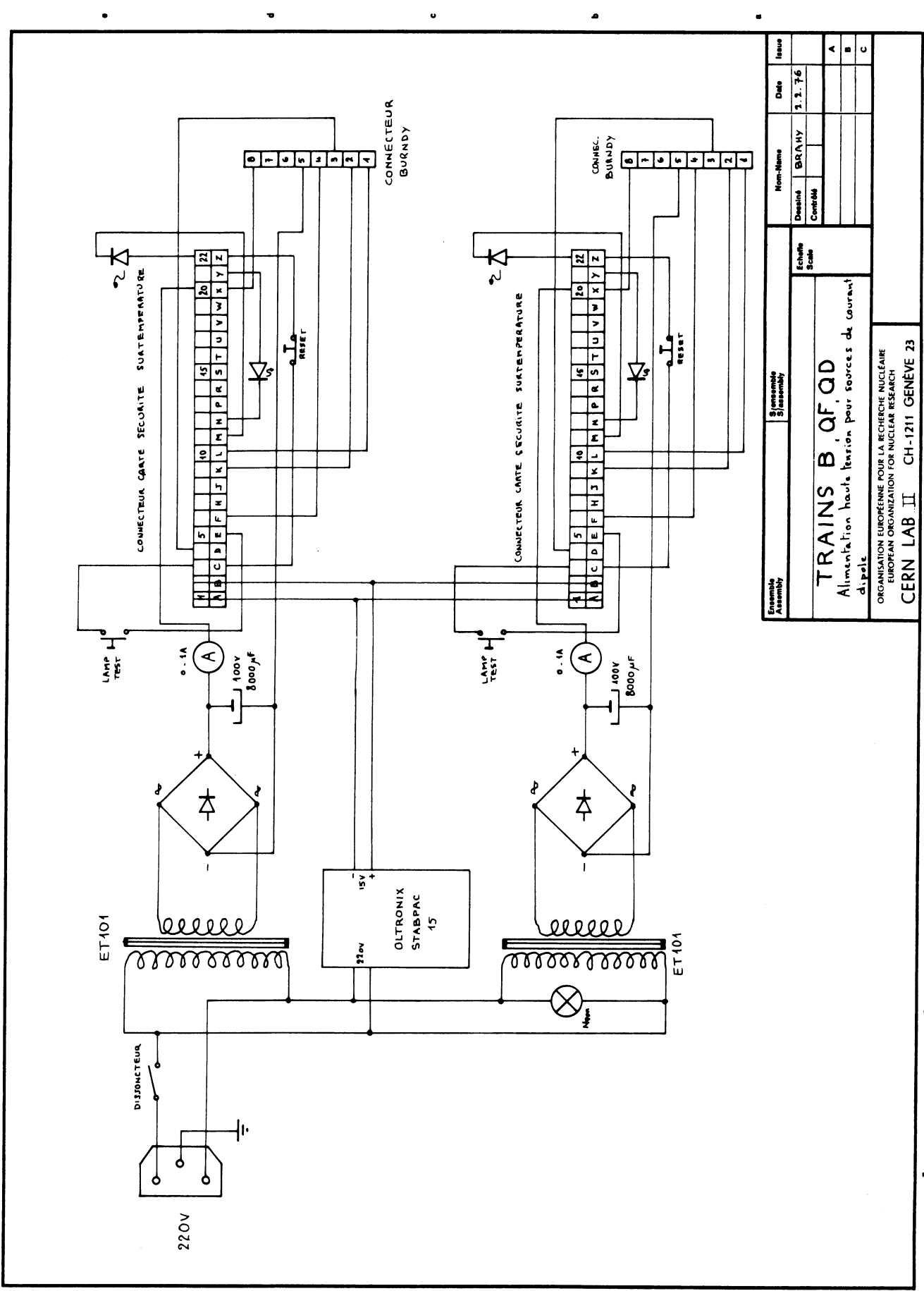
Pour déclencher le contrôle automatique du gain il faut avoir les impulsions VFC1 et VFC2 qui arrivent à l'arrière du châssis; ces impulsions vont sur un flip-flop qui se trouve sur la carte LINE DRIVER (contre le panneau arrière du châssis); les sorties complémentaires de ce flip-flop donnent les impulsions START ETALONNAGE des deux voies de mesure.

La modification du gain se fait en changeant la valeur de REFERENCE VOLTAGE; le potentiomètre marqué GAIN ne change pas le gain global, mais seulement le gain de l'ampli d'entrée, et on règle ce potentiomètre de façon à ramener aux environs de zéro la valeur de CORRECTION. Dans ce cas, on a une plage symétrique de correction automatique du gain. En cas de défaut, si le gain venait à changer d'une valeur importante tout en restant stable, la valeur du GAIN ERROR qui doit normalement rester autour de zéro ± 1 ou ± 2 peut donner,

$$\begin{aligned} & - \text{soit} \begin{cases} + 1 \text{ ou } + 2 \\ + 999 \text{ ou } + 998 \end{cases} \quad \text{si le gain est trop faible,} \\ & - \text{soit} \begin{cases} - 1 \text{ ou } - 2 \\ - 999 \text{ ou } - 998 \end{cases} \quad \text{si le gain est trop grand.} \end{aligned}$$

REFERENCES

1. Système de mesure des aimants de référence du SPS. E. Rossa.
SPS/MA-Int.76-2, 8.3.1976.
2. Résultats des essais du système de mesures des aimants de référence du SPS (MBA+MBB). E. Rossa. Lab II/MA/ER/10, Note No. 15, 7.3.1975.
3. Résultats des essais du système de mesure des aimants de référence du SPS (train B) dans l'aimant de référence du PS (Lab I). J. Bleeker, J. Brahy, E. Rossa. Lab II/MA/ER/10, Note No. 25, 21.8.1975.
4. Main accelerator injection field monitoring and regulation. R.J. Yarema, NAL, April 1972.
5. Magnetic measurements on 6 m model magnets. V. Hatton, A. Swift, J.C. Thomi. 300-MA/Int.72-5, 1.8.1972.
6. Measured magnetic properties of the SPS magnets and the estimated measurement errors. V. Hatton, A. Riche, A. Swift, Lab II/MA-Int.75-2, 20.6.1975.



Ce dessin ne peut être utilisé à des fins
 commerciales sans autorisation écrite
 This drawing may not be used for commercial
 purposes without written authorization

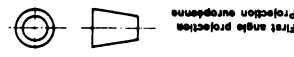
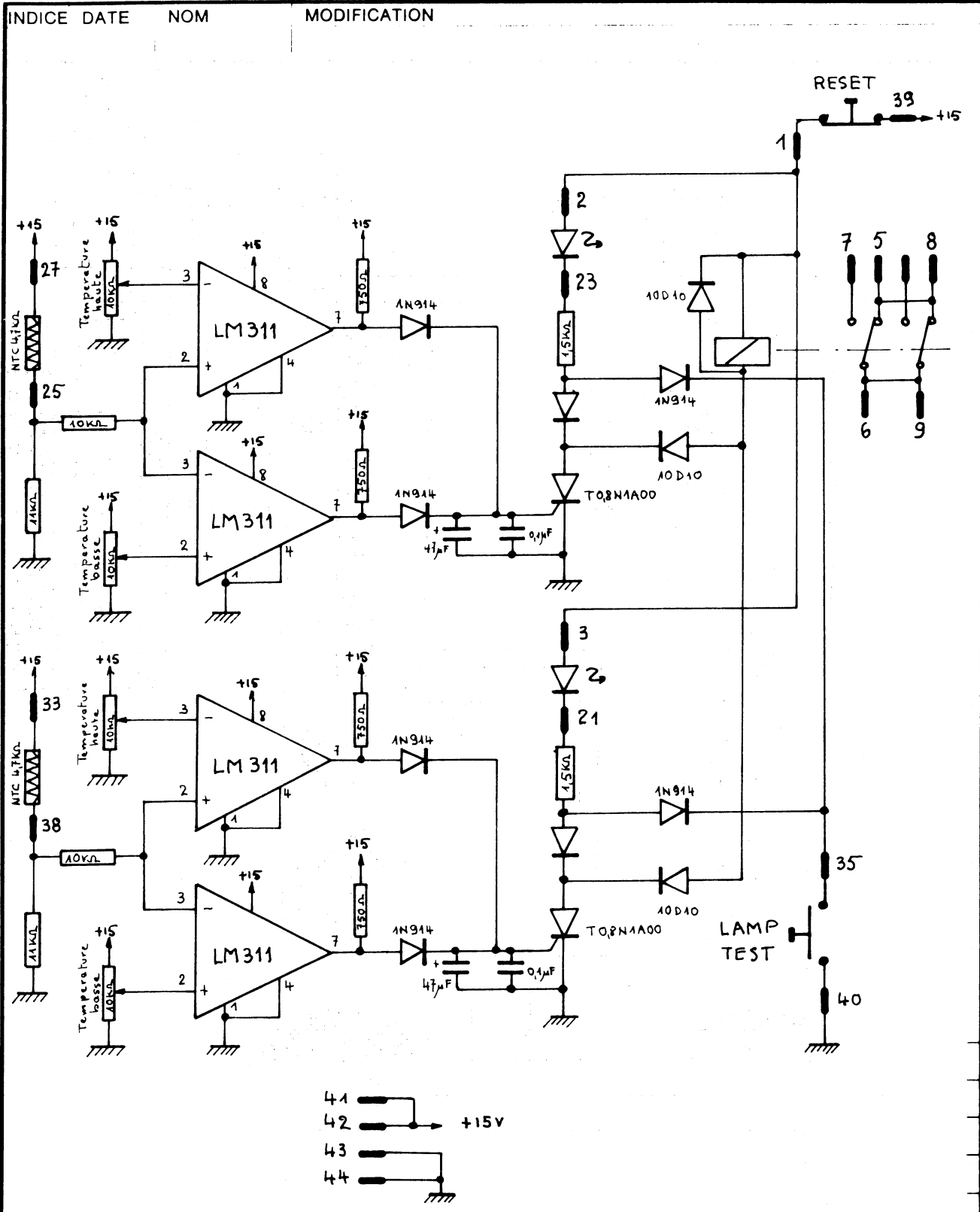


Fig. 3

Ensemble Assembly		S/ensemble S/assembly		Non-Name		Date		Issue	
				BARAHY		1. 3. 7.6		A	
				Contrôle				B	
								C	
				Echelle Scale					
TRAINS B of QD Alimentation haute tension pour sources de courant dipôle									
ORGANISATION EUROPÉENNE POUR LA RECHERCHE NUCLÉAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH CERN LAB II CH-1211 GENEVE 23									

INDICE	DATE	NOM	MODIFICATION
> 2000	> 1000	> 315	> 120
> 1000	> 30	> 1	> 1
> 315	> 1000	> 2000	> 1000
> 120	> 30	> 1	> 1
> 30	> 1	> 1	> 1
> 1	> 1	> 1	> 1
DIMENSION	USINAGE	MÉCANO-SOUDURE	TOLERANCES GÉNÉRALES

DESSIN, RUGOSITÉ, TOLÉRANCES
SELON NORMES ISO



Projection européenne
First angle projection

Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite.
This drawing may not be used for commercial purposes without written authorisation.

NOMBRE PAR UNITÉ	DESCRIPTION	POS.	MATIÈRE	COTES BRUTES	FURNISSEURS No SCEM
ENSEMBLE	S. ENSEMBLE			NOM	DATE
Alimentation haute tension pour sources de courant dipole				ECHELLE SCALE	DESSINÉ BRAHY 26.1.76
TRAINS B, QF, QD				CONTRÔLÉ	
Securite de surtempérature pour bobines de compensation dipole				REMPLECE	
				REMPLECE PAR	
				RÉDUCTION	
ORGANISATION EUROPÉENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH					INDICE
CERN Lab II					
TEL. : (022) 41 98 11					
TELEX: GENEVE 2 36 98					

Nomenclature

- IC 1 DG 200 BA
- IC 2 DG 200 BA
- IC 3 DG 200 BA
- IC 4 HP 5082-4360
- IC 5 HP 5082-4360
- IC 6 HP 5082-4360
- IC 7 DB 3354/25
- IC 8 DB 3354/25
- IC 9 DB 3354/25
- IC 10 LM 311
- IC 11 MC 1141
- IC 12 DG 200 BA
- IC 13 LM 309
- IC 14 LM 309
- IC 15 LM 320

- C 1 0,22 μF
- C 2 0,22 μF
- C 3 22 nF
- C 4 22 nF
- C 5 22 nF
- C 6 22 nF
- C 7 0,22 μF
- C 8 0,22 μF
- C 9 0,22 μF
- C 10 0,22 μF
- C 11 0,22 μF
- C 12 0,22 μF
- C 13 0,22 μF
- C 14 10 μF
- C 15 0,22 nF
- C 17 2,2 nF 55V
- C 18 4,7 nF 35V
- C 19 22 μF 15V
- C 20 2,2 μF 35V
- C 21 1 nF
- C 22 680 μF 6,3V

- R 1 6,9KΩ SF
- R 2 6,9KΩ SF
- R 3 10 Ω C
- R 4 6,9KΩ SF
- R 5 6,9KΩ SF
- R 6 45KΩ C
- R 7 45KΩ C
- R 8 15KΩ C
- R 9 5,1KΩ SF
- R 10 100KΩ SF
- R 11 5,1KΩ SF
- R 12 5,1KΩ SF
- R 13 4,7KΩ SF
- R 14 4,7KΩ SF
- R 15 38 Ω SF
- R 16 10KΩ POT
- R 17 2KΩ POT
- R 18 50KΩ (Dip) (Quad) POT
- R 19 10KΩ POT
- R 20 10KΩ (Dip) 10KΩ (Quad) VS
- R 21 10KΩ (Dip) 10KΩ (Quad) VS
- R 22 1 Ω SF
- R 23 10KΩ VS
- R 24 0 Ω (Jumper) SF
- R 25 0 Ω (Jumper) SF
- R 26 1MΩ SF (Dip) 100KΩ VS (Quad)
- R 27 10KΩ VS
- R 28 10KΩ (Dip) 10KΩ (Quad) VS
- R 29 10KΩ (Dip) 10KΩ (Quad) VS
- R 30 1KΩ SF
- R 31 1 Ω SF

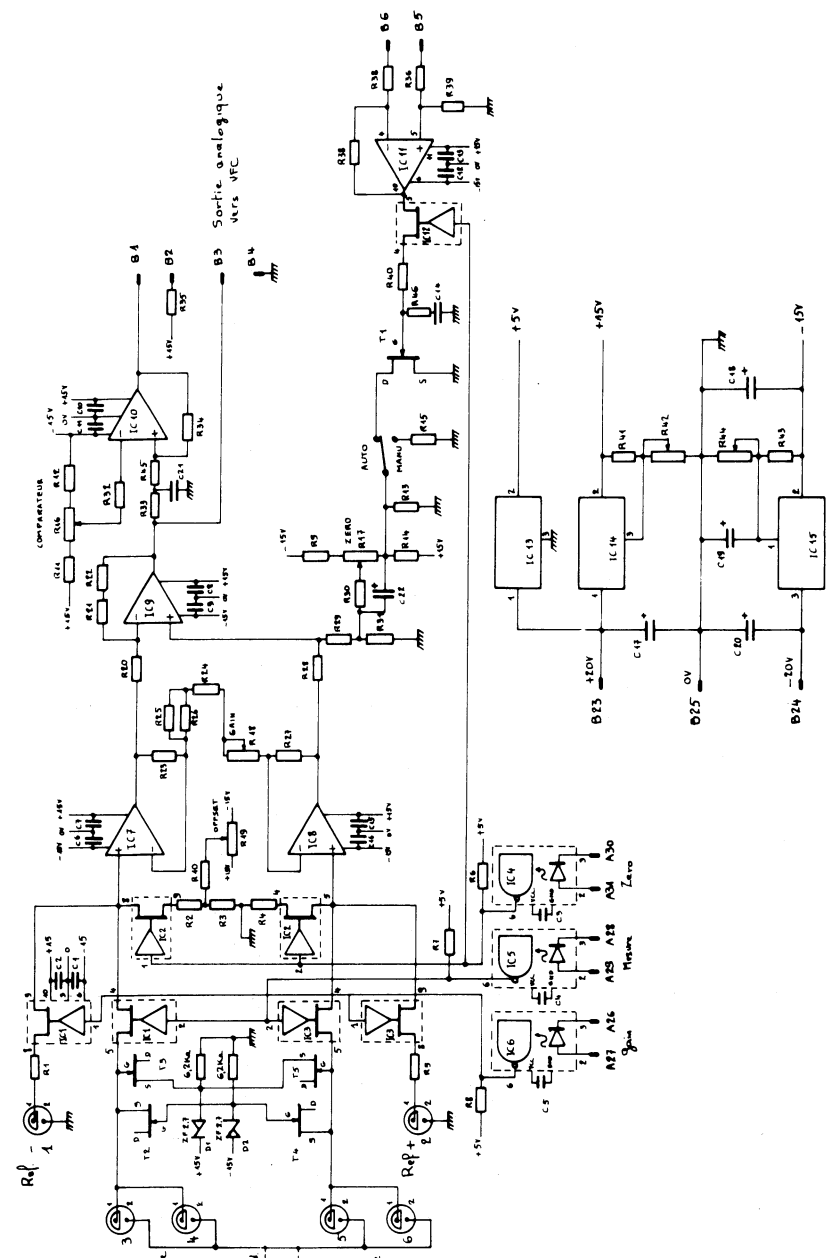
- C Carbone 5%
- SF Sylvania 4%
- VS Vishay Sernice 0,01%
- POT Potentiometre

- R 32 40KΩ SF
- R 33 5,1KΩ SF
- R 34 2 MΩ C
- R 35 2 MΩ C
- R 36 3,48KΩ SF
- R 37 3,48KΩ SF
- R 38 3,48KΩ SF
- R 39 3,48KΩ SF
- R 40 100 Ω SF
- R 41 316 Ω SF
- R 42 1KΩ SF
- R 43 316 Ω SF
- R 44 4KΩ POT
- R 45 5,1KΩ SF
- R 46 10KΩ SF
- R 47 62KΩ C
- R 48 10MΩ C
- R 49 10MΩ C
- T 1 2N 1416 A
- T 2 "
- T 3 "
- T 4 "
- T 5 "
- D 1, D2 ZF 2,7

Il y a des composants qui n'ont pas été prévus lors de la réalisation du circuit imprimé. Ce sont les suivants:

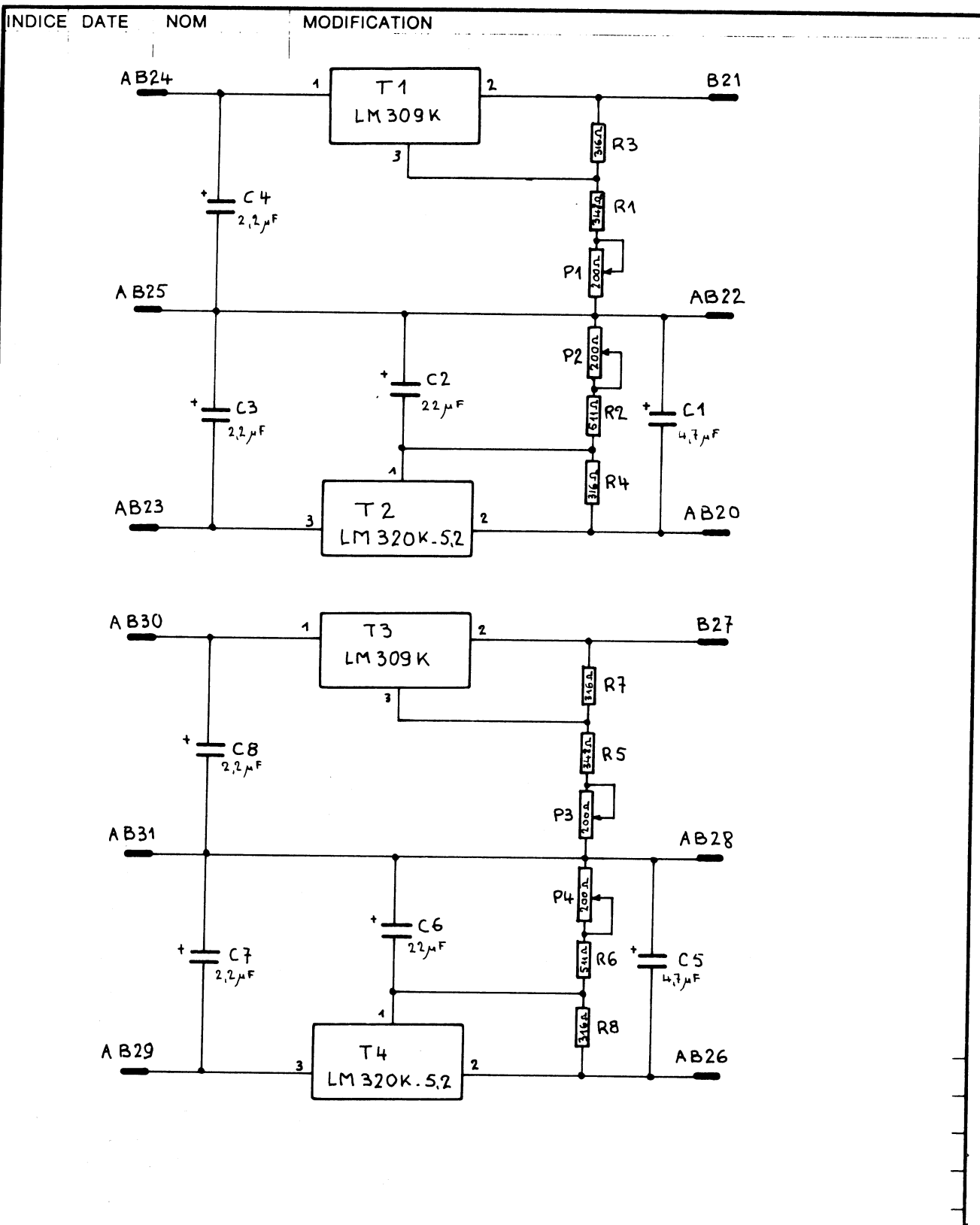
- R 46, R 47, R 48, R 49
- C 22
- T 1, T 3, T 4, T 5
- D 1, D 2

Ils ne sont pas repris.



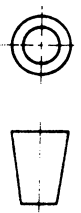
Approuvé	Élaboré	Revisé	Date	Titre
TRAINS B QF 0D Amplificateur à entrée à zero automatique ZDB 02				
ORGANISATION CENTRALE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE CERN LAB II CH-1211 GENÈVE 23				

2000	>	±2	
1000	>	±1.2	
315	>	±0.8	
120	>	±0.5	
30	>	±0.3	
1	>	±0.2	
DIMENSION			
USINAGE			
MÉCANO-SOUDURE			
TOLÉRANCES GÉNÉRALES			



DESSIN, RUGOSITÉ, TOLÉRANCES
SELON NORMES ISO

Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite.
This drawing may not be used for commercial purposes without written authorisation.



Projection européenne
First angle projection

NOMBRE PAR UNITÉ	DESCRIPTION	POS.	MATIÈRE	COTES BRUTES	FOURNISSEURS No SCÉM	
	ENSEMBLE		S. ENSEMBLE		NOM	DATE
<p>TRAINS B, QF, QD Carte Alimentation</p>				ECHELLE SCALE	DESSINÉ	BRAHY
					23.1.76	DATE
					REPLACÉ PAR	
<p>ORGANISATION EUROPEENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH</p> <p>CERN Lab II</p>				TÉL. : (022) 41 98 11 TELEX: GENEVE 2 36 98	INDICE	

Fig. 6

2000	±2	
1000	±1.2	
315	±0.8	
120	±0.5	
30	±0.3	
1	±0.2	
	±0.5	
DIMENSION		
USINAGE		
MECANO-SOUDURE		
TOLERANCES GENERALES		

DESSIN: RUGOSITÉ, TOLÉRANCES
SELON NORMES ISO

INDICE	DATE	NOM	MODIFICATION					
IC 1		SN 74121	IC 43	SN7403	R 25	1k Ω	R 67	1k Ω
IC 2		SN 74121	IC 44	SN7403	R 26	10k Ω 1%	R 68	1k Ω
IC 3		SN 7474	IC 45	SN7403	R 27	510 Ω	R 69	150 Ω
IC 4		SN 74122	IC 46	SN7403	R 28	510 Ω	R 70	10k Ω
IC 5		SN 74122	IC 47	SN7403	R 29	510 Ω	R 71	1k Ω
IC 6		SN 74121	IC 48	SN7408	R 30	2,2k Ω	R 72	330 Ω
IC 7		SN 7404	IC 49	SN74100	R 31	3,9k Ω	R 73	390 Ω
IC 8		SN 7403	IC 50	SN74190	R 32	680 Ω		
IC 9		HP 50824360	IC 51	SN74190	R 33	680 Ω		
IC 10		SN 7490	IC 52	SN74190	R 34	680 Ω	C 1	82 pF
IC 11		SN 7490	IC 53	SN74190	R 35	680 Ω	C 2	10 nF
IC 12		SN 7490	IC 54	SN74190	R 36	680 Ω	C 3	10 μ F
IC 13		SN 7490	IC 55	SN74190	R 37	680 Ω	C 4	1 μ F
IC 14		SN 7490	IC 56	SN7473	R 38	680 Ω	C 5	330 pF
IC 15		SN 7490	IC 57	SN7413	R 39	4,7k Ω	C 6	100 pF
IC 16		SN 7403	IC 58	QUARTZ	R 40	4,7k Ω	C 7	220 pF
IC 17		SN 7407			R 41	2,2k Ω	C 8	330 pF
IC 18		TMS 0117 NC			R 42	2,2k Ω	C 9	47 μ F
IC 19		SN 7400	R 1	18k Ω	R 43	3,9k Ω	C 10	1 μ F
IC 20		SN 74121	R 2	47k Ω	R 44	3,9k Ω	C 11	10 nF
IC 21		SN 74121	R 3	3,9k Ω	R 45	3,9k Ω	C 12	2,2 nF
IC 22		SN 74121	R 4	680 Ω	R 46	3,9k Ω		
IC 23		SN 7474	R 5	4,7k Ω	R 47	3,9k Ω		
IC 24		SN 74190	R 6	680 Ω	R 48	3,9k Ω	D 1	Court circuit
IC 25		SN 74190	R 7	4,7k Ω	R 49	470k Ω	D 2	1N914
IC 26		SN 7410	R 8	680 Ω	R 50	4,7k Ω	T 1	BC 107
IC 27		SN 7407	R 9	4,7k Ω	R 51	4,7k Ω		
IC 28		DG 200BA	R 10	680 Ω	R 52	4,7k Ω		
IC 29		MC 1741	R 11	3,9k Ω	R 53	4,7k Ω		
IC 30		HP 5082 4360	R 12	680 Ω	R 54	2,2k Ω		
IC 31		HP 5082 4360	R 13	680 Ω	R 55	2,2k Ω		
IC 32		SN 7474	R 14	3,9k Ω	R 56	5,1k Ω 1%		
IC 33		SN 7430	R 15	680 Ω	R 57	2,2k Ω		
IC 34		SN 7490	R 16	3,9k Ω	R 58	10k Ω 1%		
IC 35		SN 7442	R 17	680 Ω	R 59	10k Ω 1%		
IC 36		SN 7404	R 18	3,9k Ω	R 60	750 Ω		
IC 37		SN 7404	R 19	33k Ω	R 61	150 Ω		
IC 38		SN 7410	R 20	4,7k Ω	R 62	150 Ω		
IC 39		SN 74100	R 21	4,7k Ω	R 63	150 Ω		
IC 40		SN 7404	R 22	4,7k Ω	R 64	1k Ω		
IC 41		CY 2635	R 23	2,2k Ω	R 65	1k Ω		
IC 42		SN 7403	R 24	4,7k Ω	R 66	1k Ω		

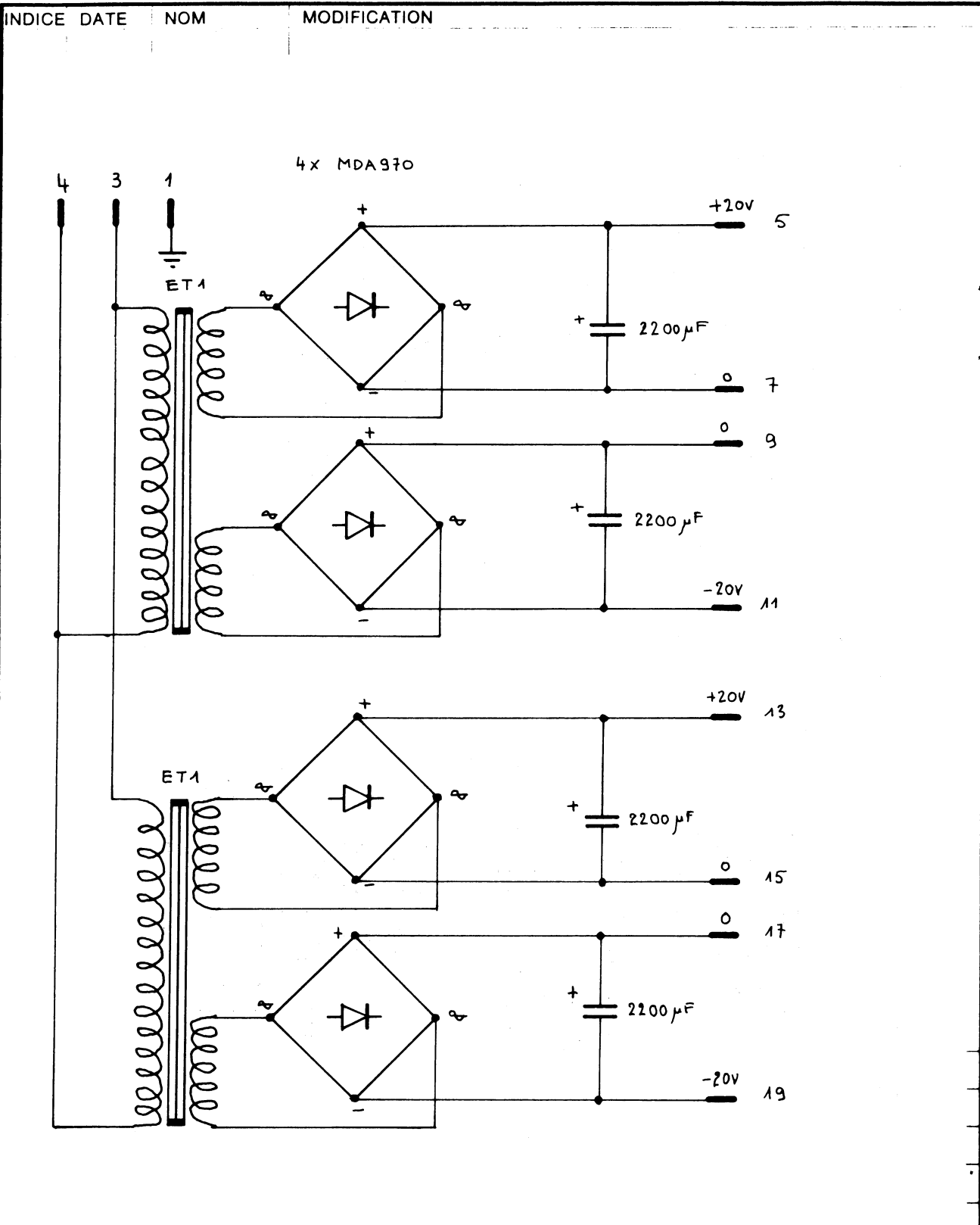


Projection européenne
First angle projection

Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite.
This drawing may not be used for commercial purposes without written authorisation

NOMBRE PAR UNITÉ	DESCRIPTION	POS.	MATIÈRE	COTES BRUTES	FOURNISSEURS No SCÉM		
	ENSEMBLE		S. ENSEMBLE		NOM	DATE	
TRAINS B, QF, QD Carte gain automatique GADB 03				ECHELLE SCALE	DESSINÉ	BRAHY	
					CONTRÔLE		
					REMPLECE		
		REMPLECE PAR					
		RÉDUCTION					
ORGANISATION EUROPEENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH CERN Lab II				TEL. : (022) 41 98 11 TELEX: GENEVE 2 36 96	INDICE		

	> 2000	
	> 1000	
	> 315	
	> 120	
	> 30	
	> 1	
DIMENSION	±0.2	±0.5
USINAGE	±0.3	±0.8
MECANO-SOUDURE	±0.5	±0.8
TOLERANCES GENERALES		



DESSIN, RUGOSITE, TOLERANCES
SELON NORMES ISO

Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite.
This drawing may not be used for commercial purposes without written authorisation.

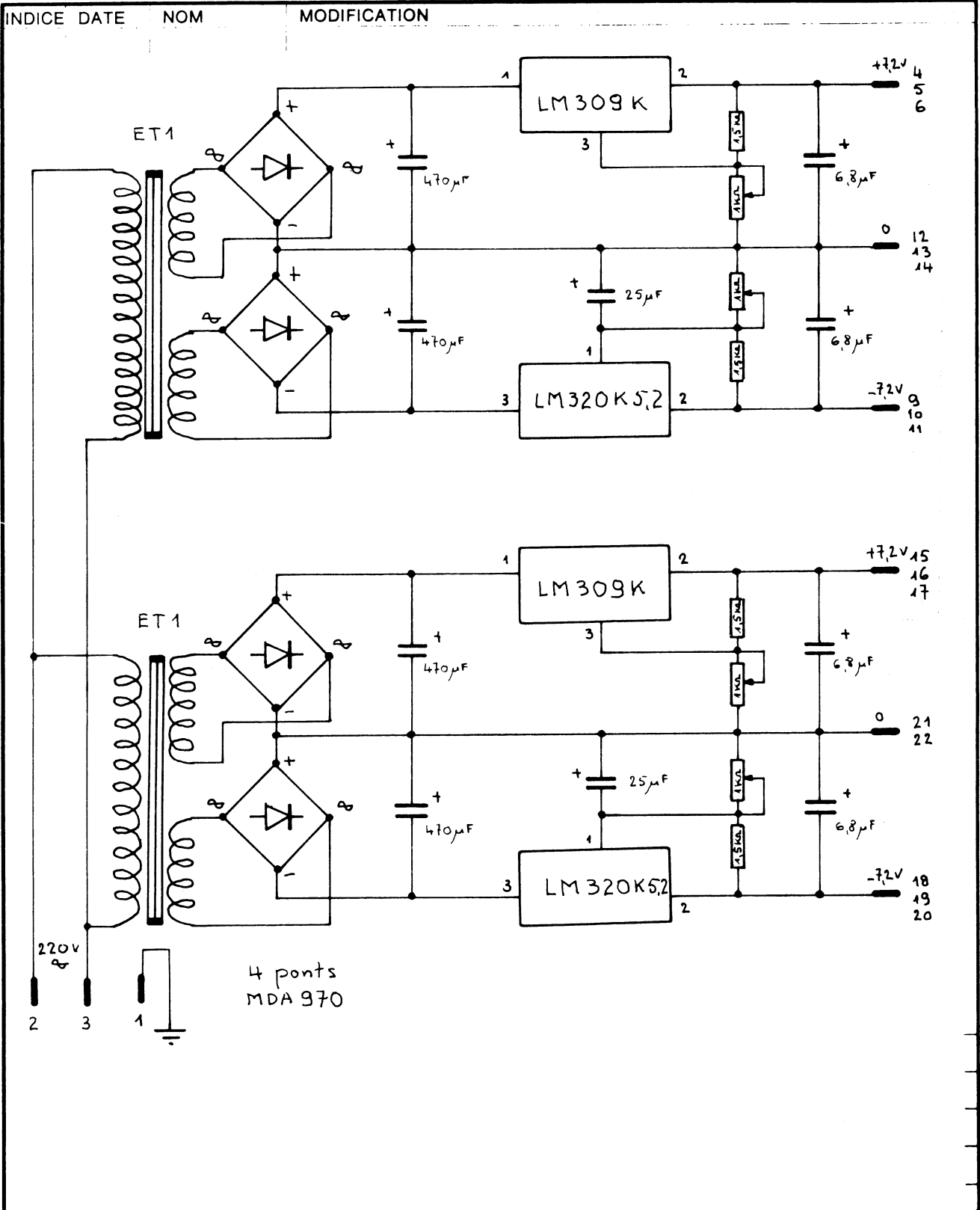
Projection européenne
First angle projection

NOMBRE PAR UNITE	DESCRIPTION	POS.	MATIERE	COTES BRUTES	FOURNISSEURS No SCEN			
	ENSEMBLE	S. ENSEMBLE			NOM	DATE		
<p>TRAINS B, QF, QD Alimentation 2 x ±20V non régulée</p>				ECHELLE SCALE	DESSINÉ BRAHY	28.1.76		
				REPLACÉ REPLACÉ PAR			RÉDUCTION	
				INDICE				
<p>ORGANISATION EUROPEENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH</p> <p>CERN Lab II</p>					<p>TEL. : (022) 41 98 11 TELEX: GENÈVE 2 36 98</p>			

Fig. 12

INDICE	DATE	NOM	MODIFICATION
> 2000	>		
> 1000	>		
> 315	>		
> 120	>		
> 30	>		
> 1	>		
DIMENSION	USINAGE	MÉCANO-SOUDURE	
	±0.2	±0.5	
	±0.3	±0.8	
	±0.5	±1	
	±0.8	±1.2	
	±1	±2	
	±1.2	±3	
	±2	±4	
TOLERANCES GÉNÉRALES			

DESSIN, RUGOSITÉ, TOLÉRANCES
SELON NORMES ISO



Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite
This drawing may not be used for commercial purposes without written authorisation.



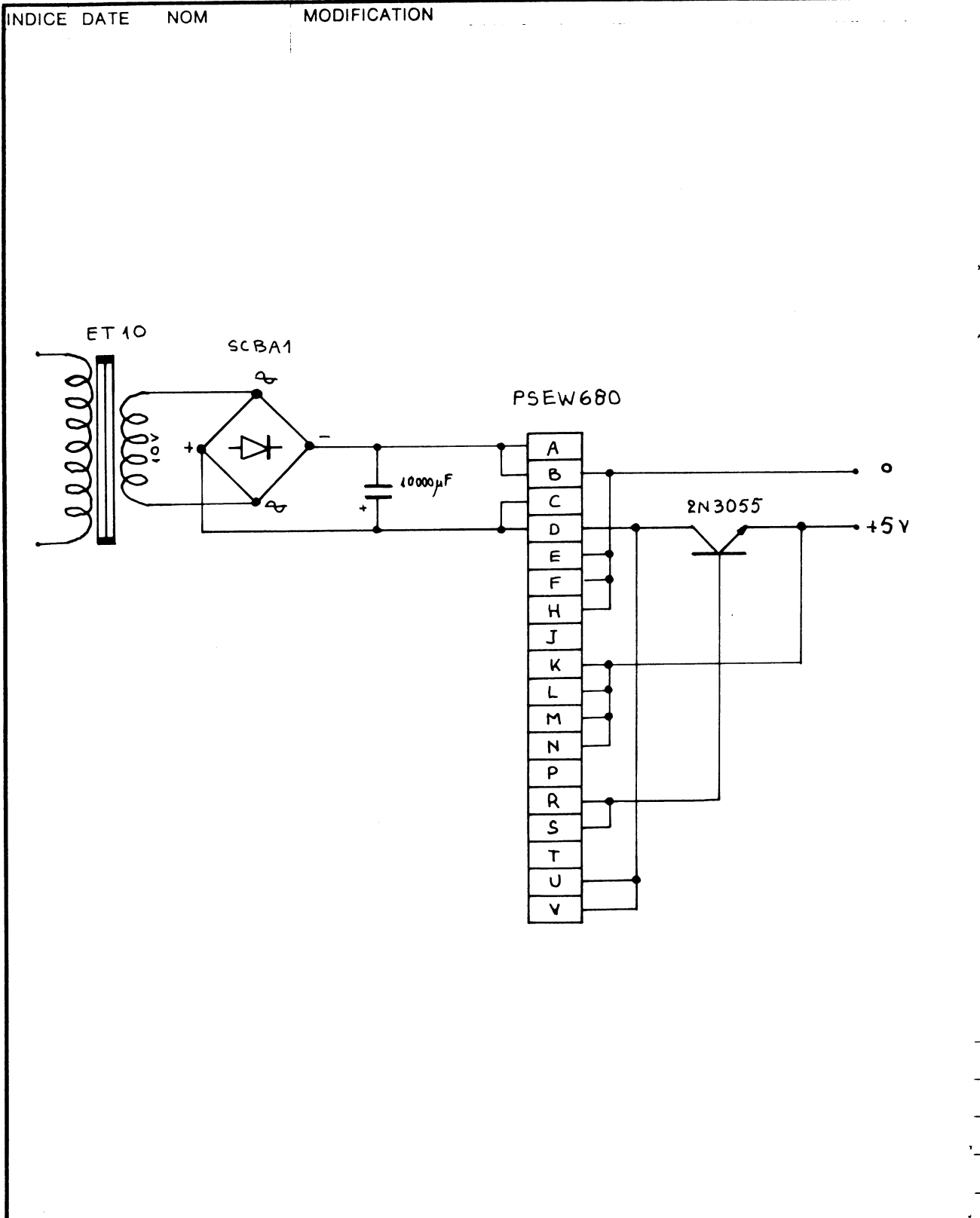
Projection européenne
First angle projection

NOMBRE PAR UNITÉ	DESCRIPTION	POS.	MATIÈRE	COTES BRUTES	FOURNISSEURS No SCEN		
	ENSEMBLE		S. ENSEMBLE		NOM	DATE	
<p>TRAINS B, QF, QD Alimentation 2x ±7,2V 400mA</p>				ECHELLE SCALE	DESSINÉ	BRAHY	27.1.76
					CONTRÔLÉ		
				REMPLE			
				REMPLE PAR			
				RÉDUCTION			
CERN	ORGANISATION EUROPÉENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH				INDICE		
	CERN Lab II		TEL. : (022) 41 98 11 TELEX: GENEVE 2 36 98				

Fig. 13

DIMENSION	> 1	> 30	> 120	> 315	> 1000	> 2000
USINAGE	±0.2	±0.3	±0.5	±0.8	±1.2	±2
MÉCANO-SOUDURE	±0.5	±0.8	±1	±2	±3	±4
TOLERANCES GÉNÉRALES						

DESSIN, RUGOSITÉ, TOLÉRANCES
SELON NORMES ISO



Projection européenne
First angle projection

Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite.
This drawing may not be used for commercial purposes without written authorisation.

NOMBRE PAR UNITÉ	DESCRIPTION	POS	MATIÈRE	COTES BRUTES	FOURNISSEURS No SCÉM	
	ENSEMBLE		S. ENSEMBLE		NOM	DATE
TRAINS B, QF, QD Alimentation 5V 5A				ECHELLE SCALE	DESSINÉ	BRAHY
					DATE	27.1.76
				CONTRÔLE		
				REMPLE		
				REMPLEÇÉ PAR		
				RÉDUCTION		
ORGANISATION EUROPÉENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH CERN Lab II				TEL. : (022) 41 98 11 TELEX: GENEVE 2 36 98	INDICE	

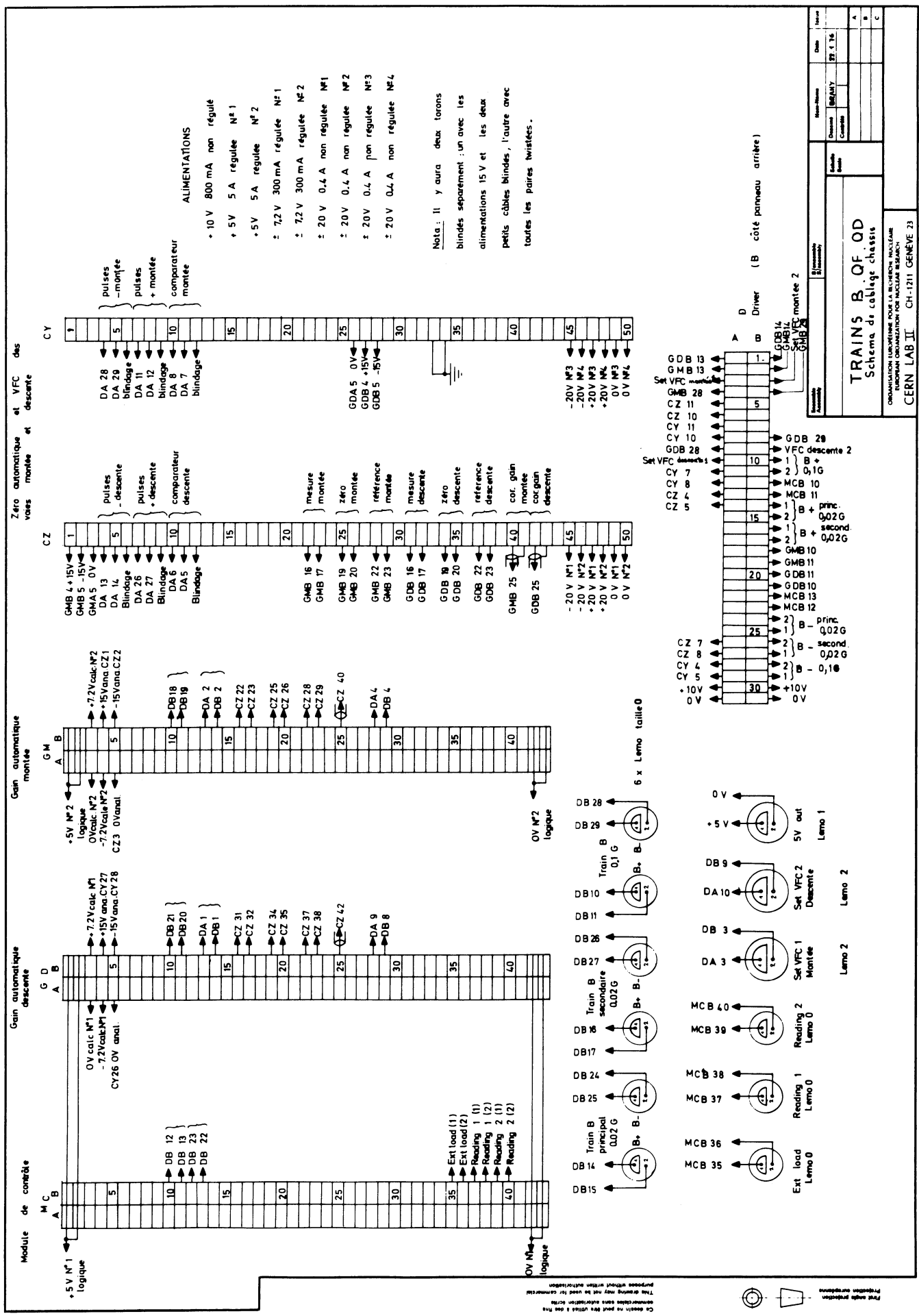
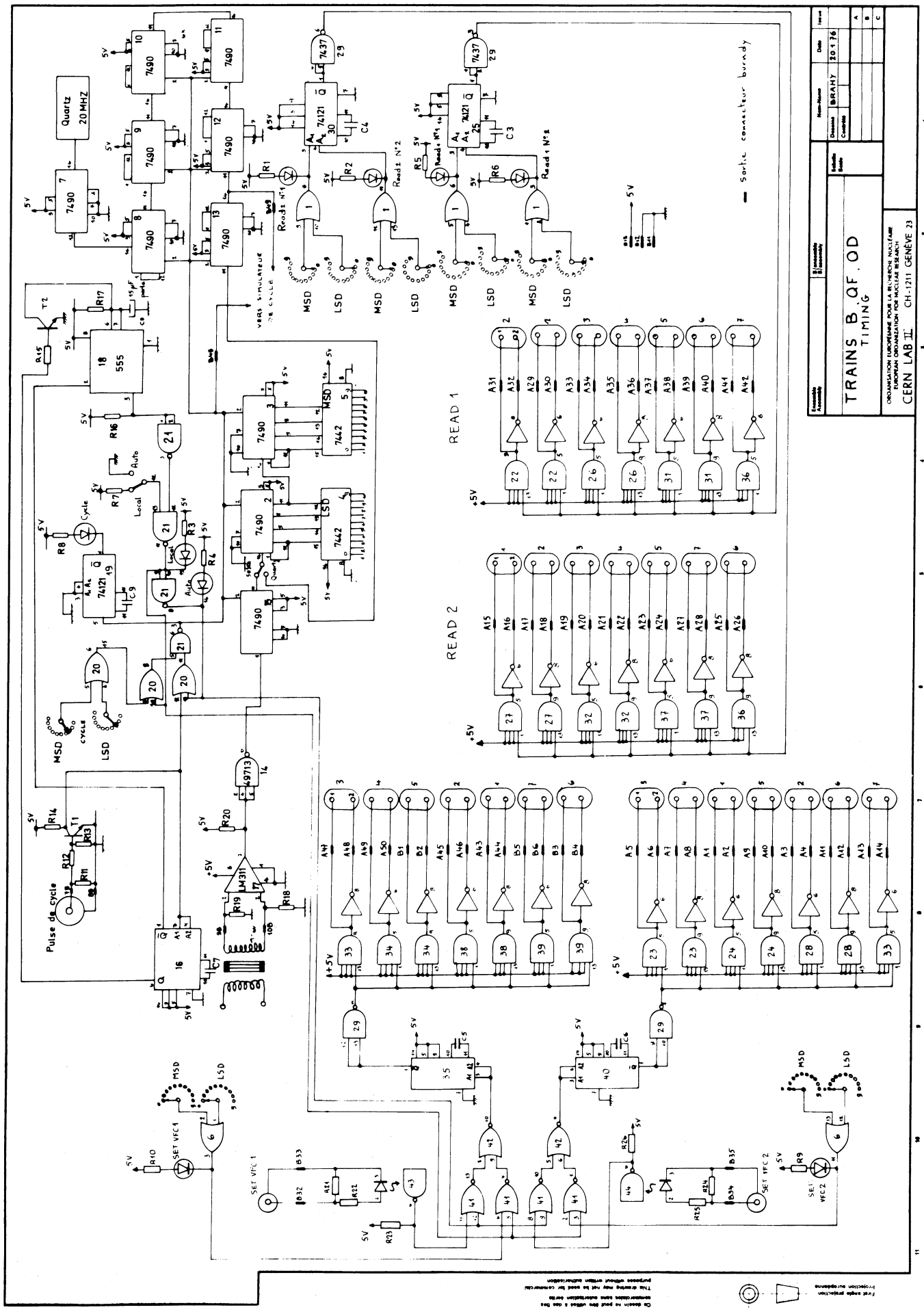


Fig. 15



Projet	Titre	Date
TRAINS B.O.F.O.D	BRABY	30-1-76
Version	Contenu	
A		
B		
C		

TRAINS B.O.F.O.D TIMING

ORDINATION LOGICELLE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE
CERN LAB II CH-1211 GENEVE 23

Fig. 16

© dessin en part des autres...
Tous droits réservés...
Projet sans autorisation...
Projet sans autorisation...
Projet sans autorisation...

DIMENSION	> 2000	±2	±4
	> 1000	±1,2	±3
	> 315	±0,8	±2
	> 120	±0,5	±1
USINAGE	> 30	±0,3	±0,8
	> 1	±0,2	±0,5
MÉCANO-SOUDURE			
TOLERANCES GÉNÉRALES			

DESSIN, RUGOSITÉ, TOLERANCES
SELON NORMES ISO

INDICE	DATE	NOM	MODIFICATION
IC 1		SN 7432	IC 43 HP 5082.4360
IC 2		SN 7490	IC 44 HP 5082.4360
IC 3		SN 7490	
IC 4		SN 7442	
IC 5		SN 7442	R 1 330 Ω
IC 6		SN 7432	R 2 330 Ω
IC 7		SN 7490	R 3 330 Ω
IC 8		SN 7490	R 4 330 Ω
IC 9		SN 7490	R 5 330 Ω
IC 10		SN 7490	R 6 330 Ω
IC 11		SN 7490	R 7 2,2 KΩ
IC 12		SN 7490	R 8 330 Ω
IC 13		SN 7490	R 9 330 Ω
IC 14		SN 49713	R 10 330 Ω
IC 15		SN 7490	R 11 75 Ω
IC 16		SN 74121	R 12 47 KΩ
IC 17		LM 311	R 13 10 KΩ
IC 18		NE 555	R 14 2,2 KΩ
IC 19		SN 74121	R 15 6,8 KΩ
IC 20		SN 7432	R 16 4,7 KΩ
IC 21		SN 7437	R 17 750 KΩ
IC 22		DM 8830	R 18 100 KΩ
IC 23		DM 8830	R 19 100 KΩ
IC 24		DM 8830	R 20 10 KΩ
IC 25		SN 74121	R 21 75 Ω
IC 26		DM 8830	R 22 3 KΩ
IC 27		DM 8830	R 23 2,2 KΩ
IC 28		DM 8830	R 24 75 Ω
IC 29		SN 7437	R 25 3 KΩ
IC 30		SN 74121	R 26 2,2 KΩ
IC 31		DM 8830	
IC 32		DM 8830	
IC 33		DM 8830	C 1 220 μF
IC 34		DM 8830	C 2 100 μF
IC 35		SN 74121	C 3 1 nF
IC 36		DM 8830	C 4 1 nF
IC 37		DM 8830	C 5 1 nF
IC 38		DM 8830	C 6 1 nF
IC 39		DM 8830	C 7 33 μF
IC 40		SN 74121	C 8 15 μF
IC 41		SN 7402	C 9 100 μF
IC 42		SN 7402	

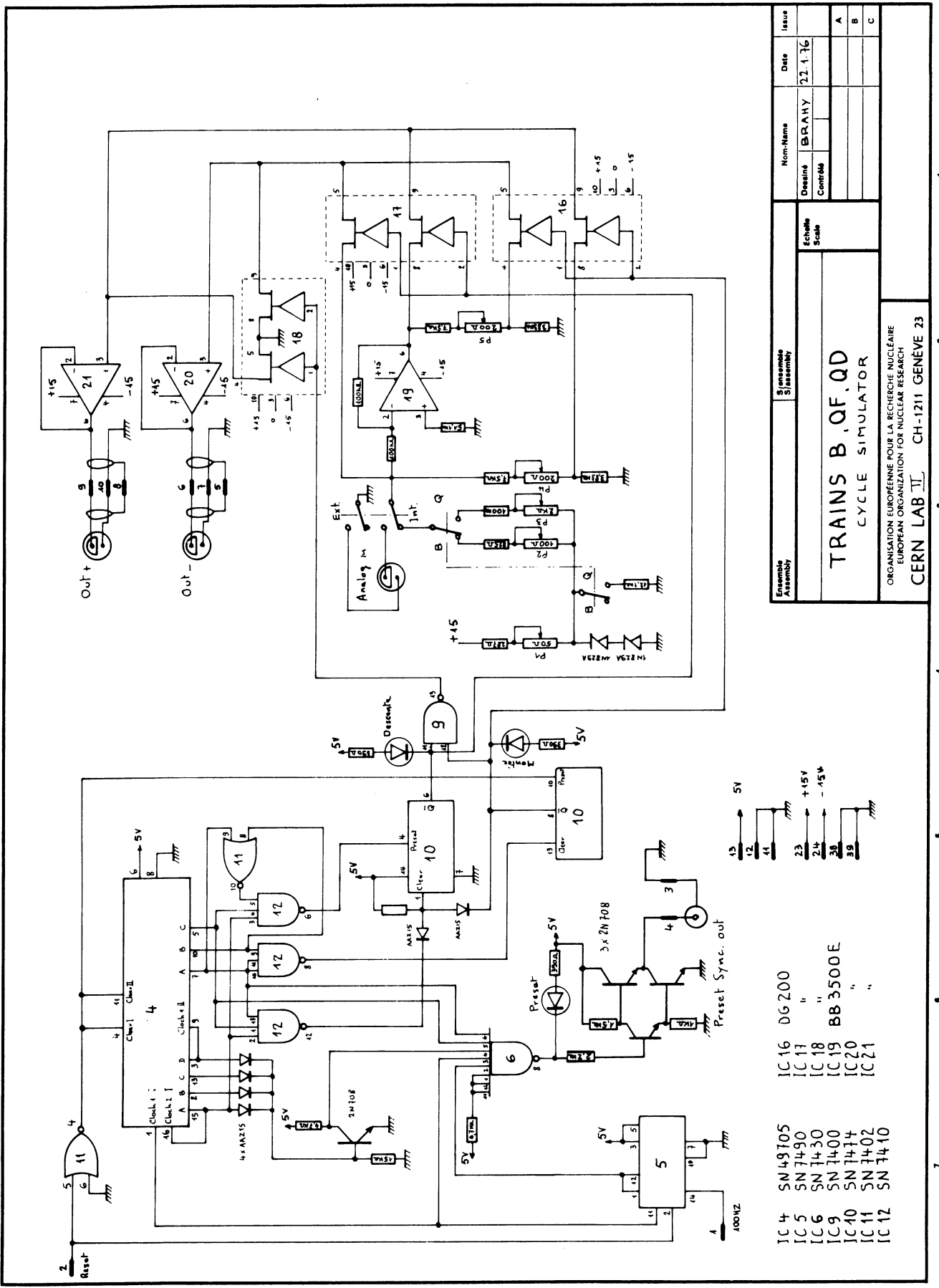


Projection européenne
First angle projection

Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite.
This drawing may not be used for commercial purposes without written authorisation.

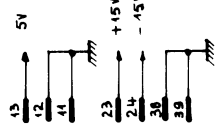
NOMBRE PAR UNITÉ	DESCRIPTION	POS.	MATIÈRE	COTES BRUTES	FOURNISSEURS No SCEN			
	ENSEMBLE		S. ENSEMBLE		NOM	DATE		
TRAINS B, QF, QD TIMING				ECHELLE SCALE	DESSINÉ BRAHY	20.1.76		
				CONTRÔLÉ				
				REMPLECE			REMPLECE PAR	
			RÉDUCTION					
	ORGANISATION EUROPEENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH				INDICE			
	CERN Lab II		TEL. : (022) 41 98 11 TELEX: GENEVE 2 36 96					

Ce dessin ne peut être utilisé à des fins commerciales sans autorisation écrite.
 This drawing may not be used for commercial purposes without written authorization.

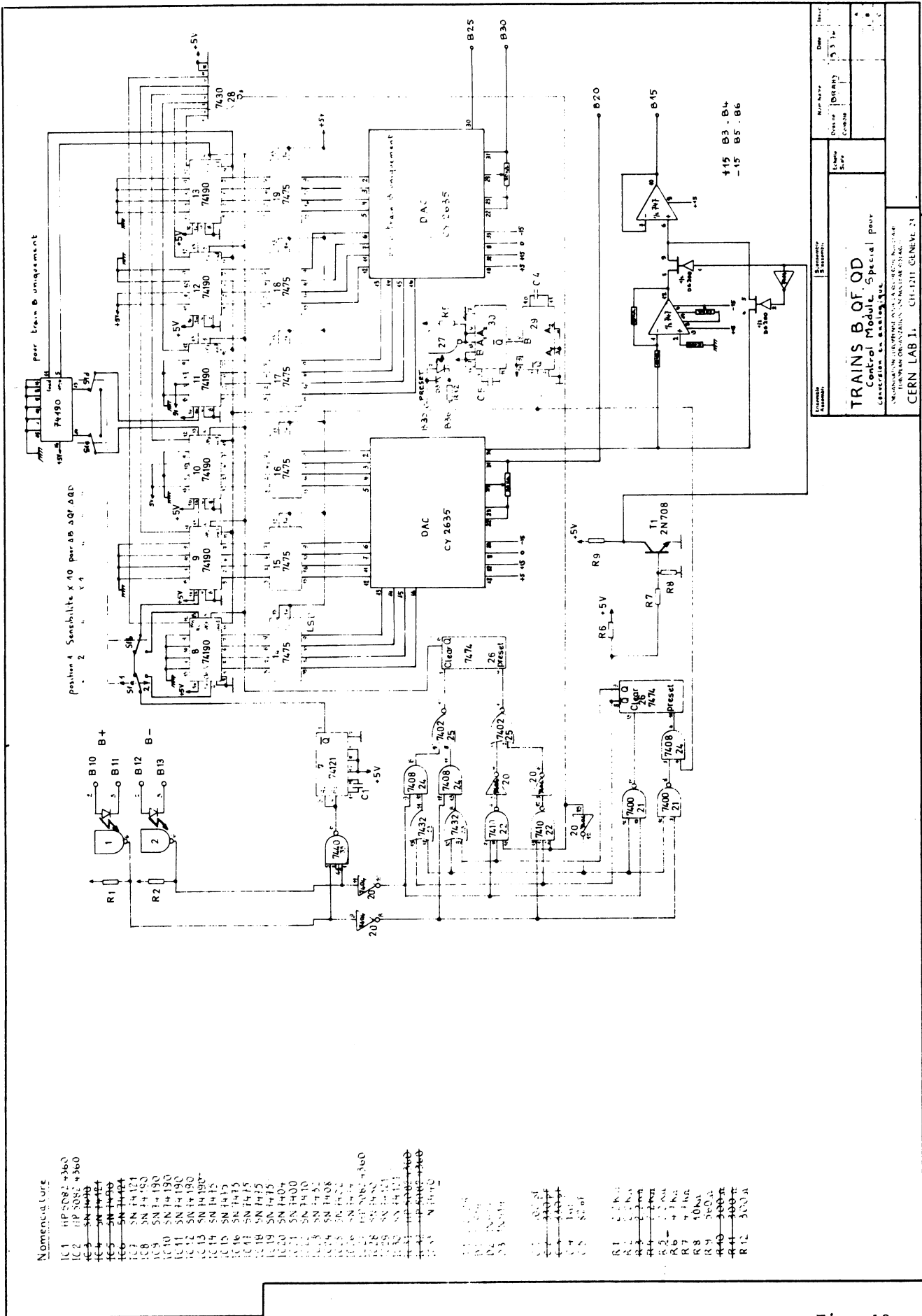


Ensemble Assembly		S/ensemble S/assembly		Non-Name		Date		Issue	
				Designé		22.1.76		A	
				Contrôle				B	
				Echelle				C	
				Scale					
<h1>TRAINS B, QF, QD</h1> <h2>CYCLE SIMULATOR</h2>									
<small>ORGANISATION EUROPÉENNE POUR LA RECHERCHE NUCLÉAIRE EUROPEAN ORGANIZATION FOR NUCLEAR RESEARCH CERN LAB II CH-1211 GENEVE 23</small>									

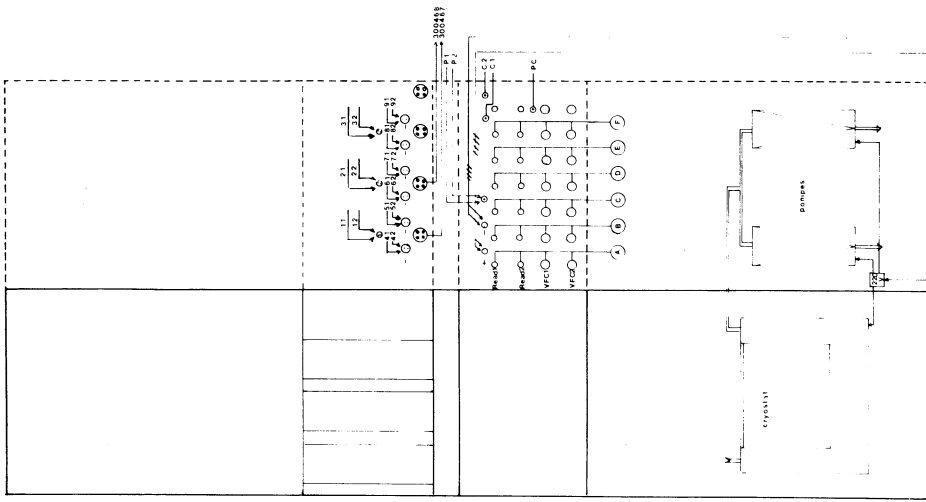
- IC 4 SN49705
- IC 5 SN7490
- IC 6 SN7430
- IC 9 SN7400
- IC 10 SN7414
- IC 11 SN7402
- IC 12 SN7410
- IC 16 DG200
- IC 17 " "
- IC 18 " "
- IC 19 BB3500E
- IC 20 " "
- IC 21 " "



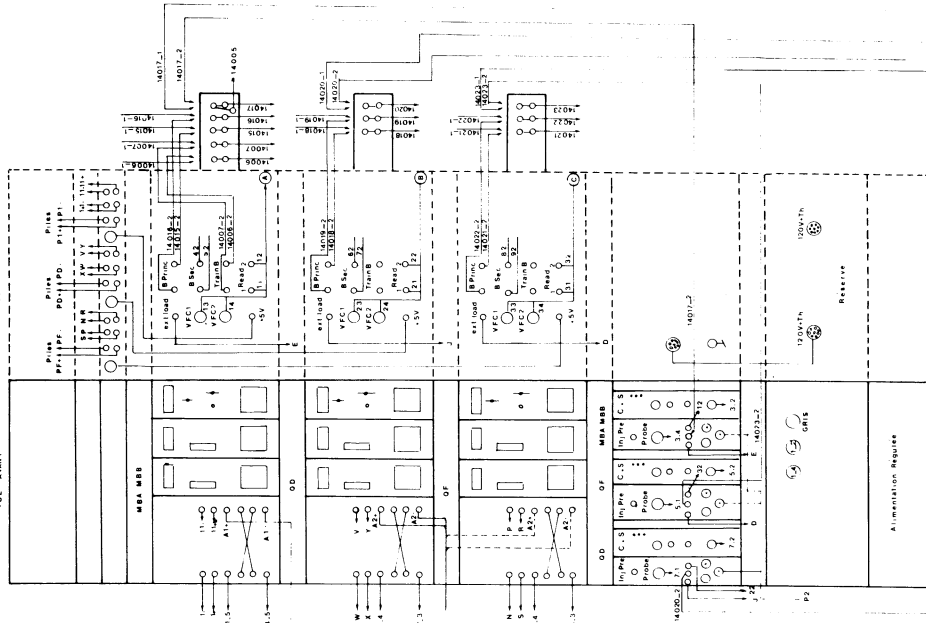
First angle projection



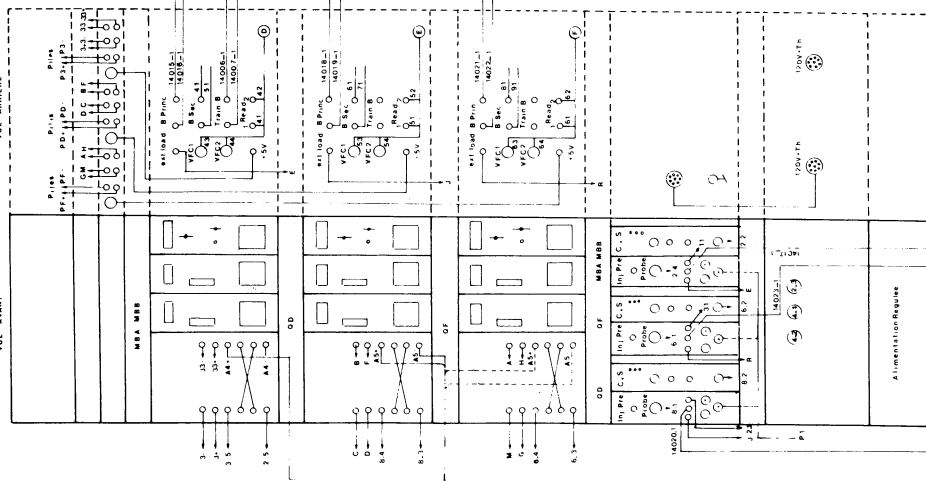
RACK 3



RACK 2



RACK 1



INDICE	DESCRIPTION	PM	MATIERE	COTE BRUTES	COMMANDE	DATE
02	AIMANTS DE REFERENCE	S. CREMILLE			MIRELLI M	19/12/75
	Cablage des armatures				COMTESE BRANT D	12/03/78
					EMPLACER PAR	
					REPLACER PAR	
					REDUCTION	
ORGANISATION EUROPEENNE POUR LA RECHERCHE NUCLEAIRE						
CERN Lab 2						
RES. SERV. 14.1						

INDICE	DATE	NOM	MODIFICATION

Fig. 20