



HAL
open science

Analyseur-synthétiseur de signaux, de transferts et de spectres a 12 harmoniques

A. Kaufmann

► **To cite this version:**

A. Kaufmann. Analyseur-synthétiseur de signaux, de transferts et de spectres a 12 harmoniques. Modélisation et simulation. Université Joseph-Fourier - Grenoble I, 1963. Français. NNT: . tel-00278562

HAL Id: tel-00278562

<https://theses.hal.science/tel-00278562>

Submitted on 13 May 2008

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre

T H E S E

présentée à

LA FACULTE DES SCIENCES DE L'UNIVERSITE DE GRENOBLE

pour obtenir

LE TITRE DE DOCTEUR EN SERVOMECHANISME

Troisième Cycle

par

A. KAUFMANN
Licencié es-Sciences

" ANALYSEUR-SYNTHETISUR
DE SIGNAUX, DE TRANSFERT ET DE SPECTRES
A 12 HARMONIQUES "

Thèse soutenue le 1963 devant la Commission d'examen :

M. FALLOT,	Président
G. BONNET) Examineurs
J. KUNTZMANN	
J. LOEB	
R. PERRET	

FACULTE DES SCIENCES
DE L'UNIVERSITE DE GRENOBLE

-:-:-

Doyens honoraires :

M.FORTRAT P.
M.MORET L. , Membre de l'Institut

Doyen :

M.WEIL L.

Professeurs :

MM.NEEL L, Membre de l'Institut, Physique expérimentale
MOREL L, Géologie et minéralogie
WOLFERS F., Physique
DORIER A,Zoologie
HEILMANN R, Chimie organique
KRAVTCHENKO J, Mécanique rationnelle
PARDE M, Potamologie
BENOIT J, Radioélectricité
CHENE M, Chimie papetière
NOBECOURT P, Micrographie papetière
BESSON J, Chimie
WEIL L, Thermodynamique
FELICI N, Electrostatique
KUNTZMANN J, Mathématiques Appliquées
BARBIER R, Géologie Appliquée
SANTON L, Mécanique des fluides
CHABAUTY C, Calcul différentiel et intégral
OZENDA P, Botanique
FALLOT M, Physique industrielle
GOLVANI O, Mathématiques
MOUSSA A, Chimie nucléaire et radioactivité
TRAYNARD P, Chimie générale
CRAYA A, Hydrodynamique
SOUTIF M, Physique générale
REEB G, Statistiques mathématiques
REULOS R, Théorie des champs
AYANT Y, Physique approfondie
GALLISSOT F, Mathématiques pures
Mlle LUTZ E, Mathématiques générales
MM.BLAMBERT M, Mathématiques
BOUCHEZ R, Physique nucléaire
LLIBOUTRY R, Géophysique
MICHEL R, Géologie et minéralogie
BONNIER E, Electrochimie

Professeurs sans chaire :

MM.SILBER R, Mécanique des fluides
DESSAUX G, Physiologie animale
MOUSSINGT J, Electronique
PILLET J, Electrotechnique
BARBIER J.C, Physique
BUYLE-BODIN M, Electronique
PAUTHENET R, Electrotechnique
Mme KOFLEL L, Botanique

Maîtres de Conférences :

MM.VAILLANT F, Zoologie et hydrobiologie
DREYFUS B, Thermodynamique
Mlle NAIM L, Mathématiques
MM.PERRRET R, Servomécanismes
ARNAUD P, Chimie
Mme BARBIER M.J, Electrochimie
MM.BRISSENEAU P, Physique
COHEN J, Physique
DEBELMAS J, Géologie et minéralogie
Mme SOUTIF J, Physique
MM.VAUQUOIS B, Mathématiques Appliquées
DEPASSEL R, Mécanique des fluides
GERBER R, Mathématiques
ROBERT A, Chimie papetière
ANGLAS D'AURIAC, Mécanique des fluides
BIARTZ, Mécanique physique
COUMES A, Electronique
DODU J, Mécanique des fluides
DUCROS P, Minéralogie et cristallographie
GIDON P, Géologie et minéralogie
GLENAT R, Chimie
HACQUES G, Calcul numérique
LANCIA R, Physique automatique
PEBAY-PEROULA, Physique
GASTINEL, Chargé d'enseignement, Mathématiques appliquées
LAGAZE A, Chargé d'enseignement, Thermodynamique

La réalisation présentée dans ce mémoire a été préparée et effectuée au Laboratoire d'Automatique de la Faculté des Sciences de GRENOBLE.

Je remercie Monsieur FALLOT, Professeur à la Faculté des Sciences de GRENOBLE, de l'honneur qu'il m'a fait en voulant bien accepter de présider ce jury de thèse et de l'aide qu'il m'a apportée en m'accordant de nombreuses facilités.

J'adresse à Monsieur KUNTZMANN, Professeur à la Faculté des Sciences, ainsi qu'à Monsieur LOEB, Ingénieur Conseil, et à Monsieur BONNET, Maître de Conférences, l'expression de ma plus vive reconnaissance pour l'intérêt qu'ils ont bien voulu porter à cette recherche et pour m'avoir honoré de leur participation au jury de thèse.

Que Monsieur PERRRET, Maître de Conférences, veuille bien trouver ici l'expression de ma profonde gratitude pour la formation qu'il m'a donnée, et pour l'aide précieuse qu'il m'a fournie en dirigeant cette recherche.

Je suis très reconnaissant à mon prédécesseur, G.LIGOZAT, de m'avoir grandement facilité dans ce travail en construisant une maquette de l'Analyseur-Synthétiseur, et en résolvant de nombreux problèmes relatifs à cette étude.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur BLUM et à Monsieur PASCAL qui m'ont fait bénéficier de leur grande expérience dans le domaine de l'électronique.

Je tiens enfin à remercier le personnel du Laboratoire d'Automatique, dont l'aide et les suggestions m'ont été fort utiles pour la réalisation de l'Analyseur-Synthétiseur.

P R E M I E R E P A R T I E

FONDEMENTS THEORIQUES *

PROBLEME POSE

Les études d'ensembles industriels d'une part, les applications de la théorie de l'information et du calcul analogique d'autre part, nécessitent souvent de pouvoir synthétiser un signal, un transfert ou un spectre, dans une analogie qui sera bien entendu l'analogie électrique.

Dans le but de synthétiser des signaux, il a été étudié aux U.S.A. une machine de type analogique, dont l'idée fondamentale a servi de base à la conception de l'analyseur-synthétiseur. Il s'agit du Delay Line Synthesizer (D L S) ou synthétiseur à ligne à retard . [1] [2]

L'idée fondamentale en a été exploitée, dans un direction radicalement différente, dans notre réalisation.

* Cette première partie est volontairement très succincte. Pour plus de détails théoriques, on se reportera à la thèse de G.LIGOZAT [1] (bibliographie à la dernière page).

BASES THEORIQUES POUR LA SYNTHÈSE DES SIGNAUX

Soit un signal $f(t)$ limité dans le temps (de durée T).

Pour des raisons évidentes de commodité, la réalisation exposée ici consiste à synthétiser ce signal sous forme périodique (de période T), à partir de n tensions alternatives.

La solution mise sur pied consistera à afficher simplement 24 valeurs équidistantes f_p ($0 \leq f_p \leq 1$) de la fonction $f(t)$ correspondant aux valeurs $t = \frac{p T}{24}$, p prenant toutes les valeurs entières de $p = 1$ à $p = 24$.

L'intérêt premier d'une machine analogique fonctionnant avec un tel mode opératoire réside dans l'indépendance qui existe entre ces 24 réglages.

La solution est apportée par l'"Interpolation trigonométrique" [3] qui consiste à déterminer la somme trigonométrique finie à 24 termes prenant les mêmes valeurs que f aux points considérés. Les 24 valeurs f_p permettent de calculer les 24 coefficients de la série :

$$H(t) = a_0 + \sum_{q=1}^{11} 2 \left(a_q \cos \frac{2\pi q t}{T} + b_q \sin \frac{2\pi q t}{T} \right) + a_{12} \cos \frac{24\pi t}{T} \quad (1-1)$$

par l'intermédiaire d'un système de 24 équations linéaires.

Le processus électronique étant purement alternatif, on se limitera à des fonctions à valeur moyenne nulle, ce qui revient à éliminer la composante continue a_0 de $f(t)$, s'il y en a une. On néglige d'autre part l'effet de a_{12} , ce qui réduit $H(t)$ à l'expression :

$$H(t) = 2 \sum_{q=1}^{11} a_q \cos \frac{2\pi q t}{T} + b_q \sin \frac{2\pi q t}{T} \quad (2-1)$$

On en tire :

$$f_p = f\left(\frac{p T}{24}\right) = 2 \sum_{q=1}^{11} a_q \cos pq \frac{\pi}{12} + b_q \sin \frac{pq \pi}{12} \quad (3-1)$$

La théorie de l'interpolation trigonométrique montre qu'à un coefficient près :

$$a_q = \frac{1}{24} \sum_{p=1}^{24} f_p \cos \frac{pq\pi}{12} \quad (4-1)$$

$$b_q = \frac{1}{24} \sum_{p=1}^{24} f_p \sin \frac{pq\pi}{12} \quad (5-1)$$

À partir de ces relations, la somme finie définie en (2) s'écrit :

$$\begin{aligned}
 24 H(t) = & \cos \frac{2\pi}{T} t \left[f_1 \cos \frac{\pi}{12} + f_2 \cos \frac{2\pi}{12} \dots + f_{24} \cos \frac{24\pi}{12} \right] \\
 & + \cos \frac{4\pi}{T} t \left[f_1 \cos \frac{2\pi}{12} + f_2 \cos \frac{4\pi}{12} \dots + f_{24} \cos \frac{48\pi}{12} \right] \\
 & \cdot \\
 & \cdot \\
 & + \cos \frac{22\pi}{T} t \left[f_1 \cos \frac{11\pi}{12} + f_2 \cos \frac{22\pi}{12} \dots \dots \dots \right] \\
 & + \sin \frac{2\pi}{T} t \left[f_1 \sin \frac{\pi}{12} + f_2 \sin \frac{2\pi}{12} \dots \dots \dots + f_{24} \sin \frac{24\pi}{12} \right] \\
 & + \sin \frac{4\pi}{T} t \left[f_1 \sin \frac{2\pi}{12} + f_2 \sin \frac{4\pi}{12} \dots \dots \dots + f_{24} \sin \frac{48\pi}{12} \right] \\
 & \cdot \\
 & \cdot \\
 & + \sin \frac{22\pi}{T} t \left[f_1 \sin \frac{11\pi}{12} + f_2 \sin \frac{22\pi}{12} \dots \dots \dots \right] \quad (6)
 \end{aligned}$$

Ordonnons cette expression en effectuant les produits, puis en mettant chaque f_p en facteur. Chaque terme de la somme sera alors de la forme :

$$\begin{aligned}
 f_p & \left(\cos \frac{p\hat{\omega}}{12} \cos \frac{2p\hat{\omega}}{T} t + \sin \frac{p\hat{\omega}}{12} \sin \frac{2p\hat{\omega}}{T} t \right. \\
 & + \cos \frac{2p\hat{\omega}}{12} \cos \frac{4p\hat{\omega}}{T} t + \sin \frac{2p\hat{\omega}}{12} \sin \frac{4p\hat{\omega}}{T} t \\
 & \cdot \\
 & \cdot \\
 & \left. + \cos \frac{11p\hat{\omega}}{12} \cos \frac{22p\hat{\omega}}{T} t + \sin \frac{11p\hat{\omega}}{12} \sin \frac{22p\hat{\omega}}{T} t \right)
 \end{aligned}$$

Dans la parenthèse, on peut faire la somme de chaque paire de termes pour obtenir une expression de la forme $\cos(a-b)$; la somme fondamentale s'écrit finalement :

$$H(t) = \sum_{p=1}^{24} \sum_{q=1}^{11} f_p \cos \left(\frac{2\hat{\omega} q}{T} t - \frac{pq\hat{\omega}}{12} \right)$$

$$H(t) = \frac{1}{24} \sum_{p=1}^{24} \sum_{q=1}^{11} f_p \cos \frac{2\hat{\omega} q}{T} \left(t - \frac{pT}{24} \right)$$

(7-1)

C'est à partir de cette relation que l'on peut concevoir une machine analogique simple, ne nécessitant que l'affichage des 24 valeurs f_p et qui effectue cette double somme.

Appelons $I(p, t)$ la fonction de période T égale au facteur qui multiplie f_p dans l'expression (6).

Le schéma possible du synthétiseur découlant de (7) est le suivant :

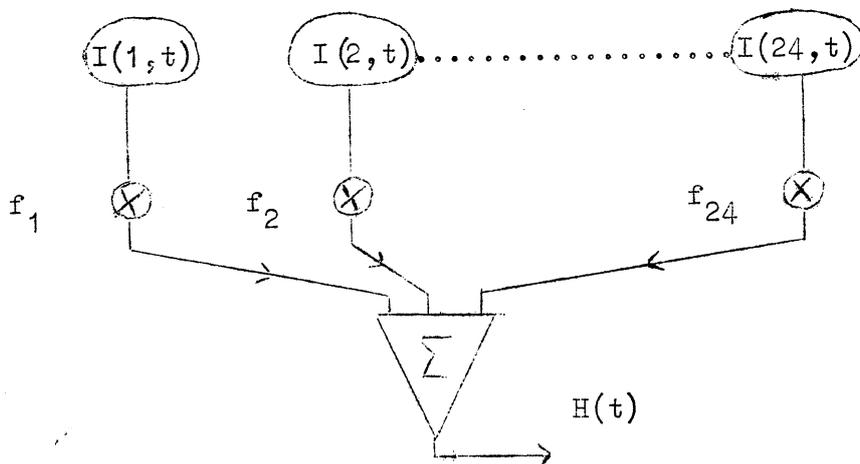


figure 1

24 sources de tension périodique $I(p, t)$ sont multipliées chacune par le facteur f_p correspondant. Comme on a choisi $0 \leq f_p \leq 1$, le multiplicateur sera un simple potentiomètre qui constituera l'organe d'affichage de f_p .

Ces tensions sont ensuite sommées à chaque instant pour synthétiser le signal périodique $H(t)$ tel que :

$$H \left(p \frac{T}{24} \right) \simeq f_p$$

Si l'on considère l'expression :

$$I(p, t) = \sum_{q=1}^{11} \cos \frac{2\pi q}{T} \left(t - \frac{pT}{24} \right) \quad (8-1)$$

on constate que toutes les fonctions $I(p, t)$ sont identiques dans leur forme: elles sont seulement retardées l'une par rapport à l'autre du temps $\tau = \frac{T}{24}$ qui est identique au temps séparant les valeurs consécutives f_p de $f(t)$.

On pensait donc obtenir toutes ces fonctions I à partir d'une seule que l'on retarderait 24 fois de τ dans une ligne à retard. (9-1)

On retombe ainsi sur l'idée de base du D.L.S. qui consiste à tenter de synthétiser un signal en retardant une impulsion unique dans une ligne à retard parfaite, et de multiplier à chaque point de la ligne l'impulsion sortante par f_p .

La relation (8) montre que la fonction I est le résultat de la somme de 11 fonctions de la forme $\cos \omega(t-t_p)$, toutes de même amplitude. Cette fonction est l'approximation périodique d'une fonction de la forme

égale à

$$\frac{\sin x}{x} \sin \frac{12\omega_c (t - \tau_1) \cos \pi/L}{\omega_c (t - \tau_1)}$$

~~XX~~

s'étalant sur tout l'axe des temps et de spectre limité à ω_c . Dans notre cas, ω_c correspond donc à $\frac{24\pi}{T}$.

On montre qu'elle peut également être définie comme le résultat du filtrage d'une impulsion de Dirac par un filtre passe-bas parfait, de pulsation de coupure ω_c . Pour cette raison, elle est parfois appelée IMPULSION de Whittaker [6][7].

La figure 2 est un oscillogramme enregistré sur le synthétiseur, représentant la moitié centrale d'une période de la fonction I comportant 11 cosinus. La figure 3, obtenue de la même façon, montre les 11 cosinus tels qu'ils apparaissent à l'entrée des sommateurs qui engendrent les fonctions I.

Si l'on veut utiliser la remarque (9-1) de la page 5, on doit constater qu'il serait délicat de construire une ligne unique transmettant parfaitement I, c'est à dire ayant un retard rigoureusement fixe quelle que soit la fréquence, dans la plage ($N_f = \frac{1}{T}$, $N_c = 11/T$)

Par contre, puisque le signal I doit résulter de la somme de 11 cosinus, on peut construire 11 lignes alimentées chacune par une seule de ces fréquences: ceci revient à construire des séries de déphaseurs, ce qui ne présente guère de difficultés technologiques, comme on le verra plus loin.

Le schéma général de l'Analyseur-Synthétiseur est donc celui de la figure 4.

On remarque qu'il effectue bien, en deux étapes successives, la somme double de l'expression (7): les sommateurs \sum_q effectuent les sommes par rapport à q (qui donnent autant de fonctions I, multipliées ensuite par f_p); \sum_p fait la deuxième sommation.

Figure 2

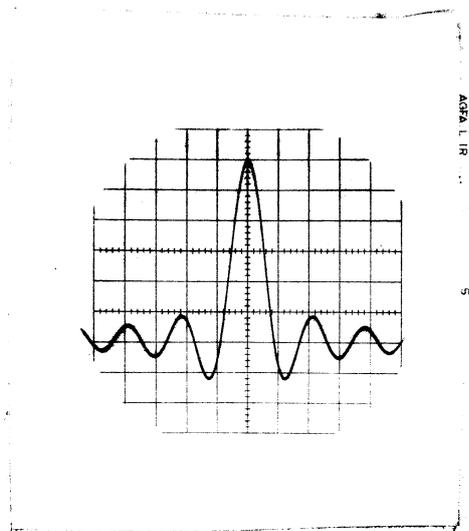


Figure 3

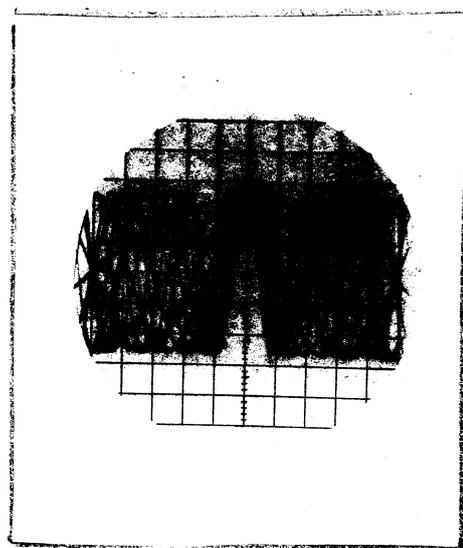
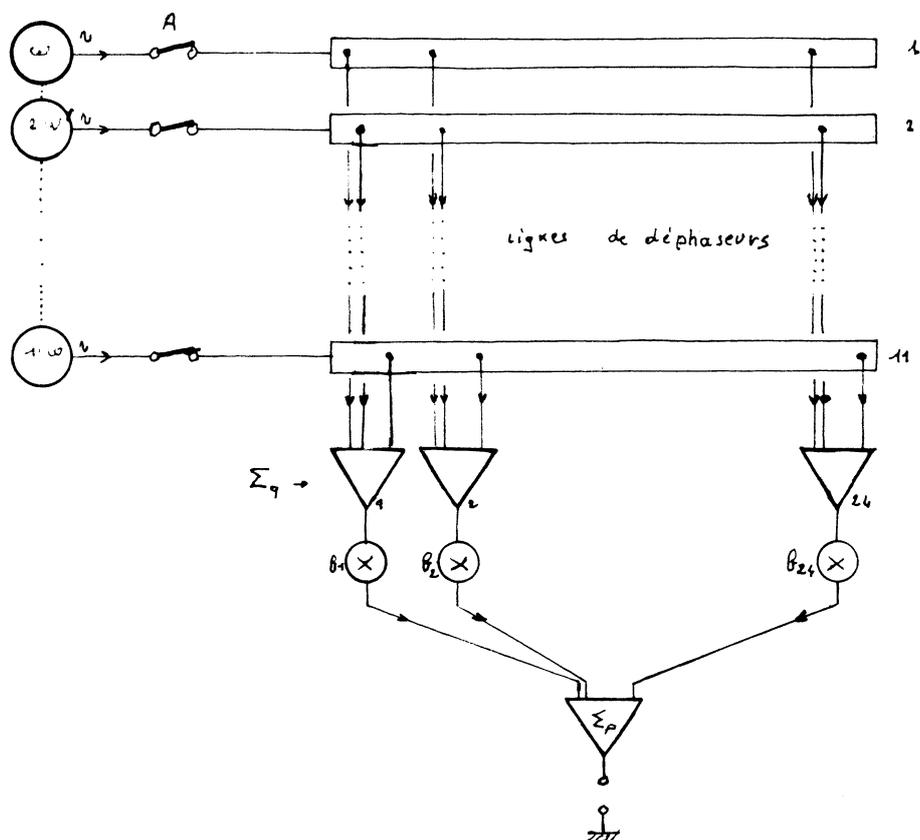


Figure 4



SERIE DE FOURIER DU SIGNAL A SYNTHETISER

Le signal $H(t)$ effectivement synthétisé est le résultat de la somme de la série de Fourier définie en (3-1).

La figure 4 montre que les coefficients complexes de cette série peuvent être mesurés sur le synthétiseur: ayant affiché les valeurs f_p , il suffit, pour trouver la paire de valeurs (ρ_n, θ_n) , d'ouvrir tous les interrupteurs à la hauteur de Λ , sauf celui de la fréquence n^* .

C'est en cela que la machine analogique ainsi conçue est aussi un analyseur.

Partant de cette remarque, il est intéressant de savoir s'il peut y avoir coïncidence entre la série de Fourier de $H(t)$ et celle de $f(t)$, limitée au 11^o terme. Dans l'affirmative, l'analyseur-synthétiseur serait alors susceptible de donner une image de la transformée de Fourier de $f(t)$

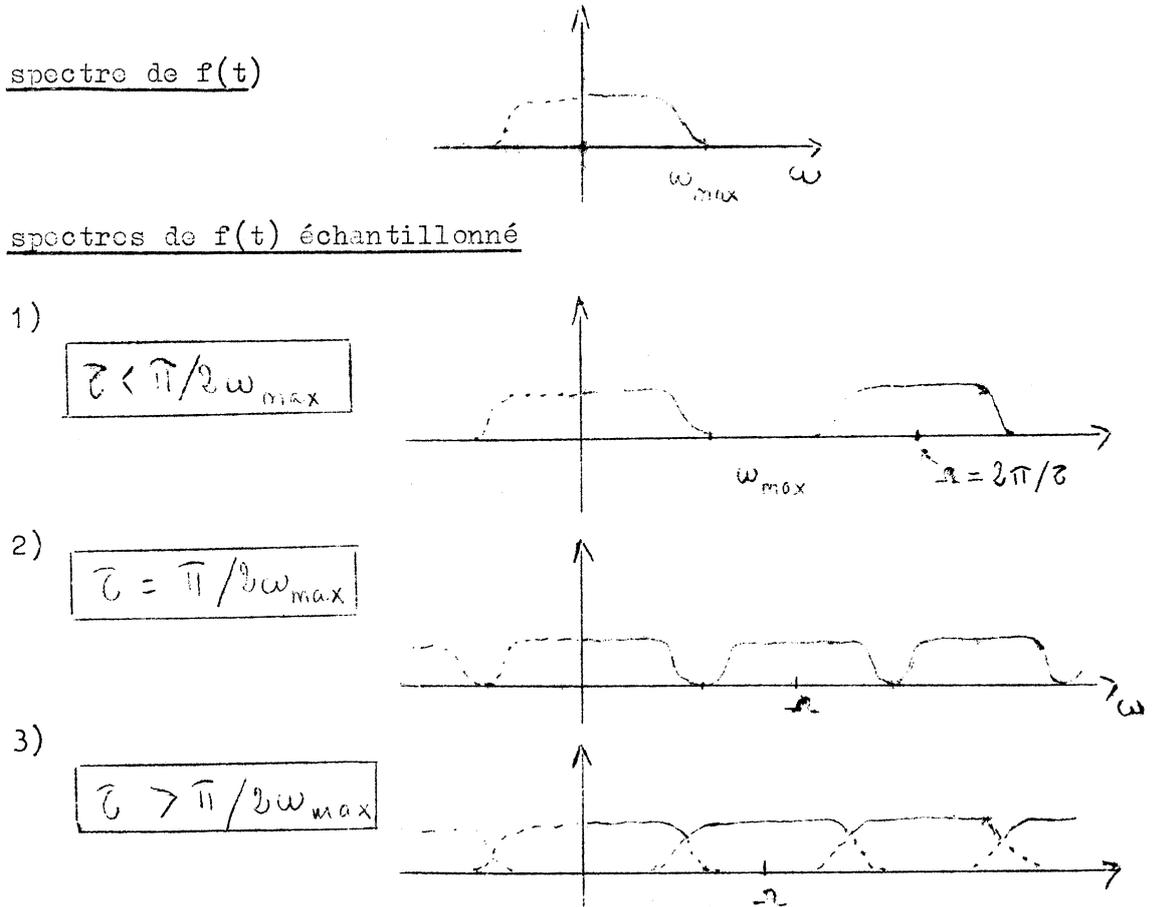
La différence entre $H(t)$ et $f(t)$ provient du fait que ces deux fonctions ne sont égales qu'aux points $t = \frac{T}{24}$. Cette suite de points constitue un échantillonnage de la fonction $f(t)$.

La théorie montre que le fait d'échantillonner un signal selon le pas τ , a pour conséquence de rendre son spectre périodique, de période $\Omega = 2\pi/\tau$ (effet de "pliage" du spectre) [6].

En conséquence, si un signal a tout son spectre concentré dans une bande $(0, \omega_{\max})$, ce spectre n'est pas modifié à l'intérieur de cette bande par un échantillonnage de pas τ , dont la "pulsation" $\Omega = 2\pi/\tau$ est supérieure ou égale à $2\omega_{\max}$ (Théorème de Shannon [5]).

* Remarquons que l'on peut obtenir directement les paires de coefficients (a_n, b_n) en synthétisant séparément la partie paire et la partie impaire de $f(t)$.

Ceci apparaît clairement sur des figures :



Dans la pratique courante, toutes les fonctions ont un spectre limité, du fait de la présence des constantes de temps et répondent donc à la première condition.

D'autre part, dans notre cas, puisque l'échantillonnage se fait en 24 points, la pulsation d'échantillonnage est $\Omega = 48 \pi / T$, soit justement le double de la pulsation de coupure propre à l'analyseur-synthétiseur.

On peut donc déduire que :

pour toute fonction $f(t)$ limitée dans le temps, ayant un spectre limité à une pulsation inférieure ou égale à $\omega_c = 24 \pi / T$, l'analyseur-synthétiseur peut donner une image échantillonnée du spectre de $f(t)$, donc de la transformée de Fourier de $f(t)$.

Il est maintenant possible de faire un tableau des propriétés de l'analyseur-synthétiseur :

- 1°) Comme déjà vu, on synthétise un signal en affichant sur les potentiomètres P les valeurs f_p d'un "prélèvement" convenable de ce signal. Ces affichages sont quasiment indépendants les uns des autres.
- 2°) Une synthèse étant effectuée, on peut à la hauteur du point A couper tous les harmoniques sauf un. On observe alors à la sortie la contribution en gain et en phase de la fréquence considérée. On obtient ainsi une représentation prélevée du spectre du signal à représenter.
- 3°) Si l'on fait à la hauteur de A (à l'amont de la ligne) la somme des tensions, on obtient une fonction I. à la sortie, et selon les réglages des potentiomètres, apparaît une fonction choisie $e(t)$. On peut donc considérer qu'une ligne de ce type est un simulateur de transferts linéaires.
On pourrait ajouter à l'aval une deuxième ligne identique, de façon à synthétiser successivement $e(t)$ et $s(t)$, la deuxième ligne simulant le transfert entre ces deux fonctions.
- 4°) Enfin, on a vu que l'on peut, partant d'un signal continu, obtenir un prélèvement de son spectre. Comme les transformations réciproques de Fourier sont symétriques (à un signe près), il est possible d'afficher un spectre sur les potentiomètres et de déduire de la sortie le signal correspondant par analyse fréquentielle. Cette constatation a été précisée, sur le plan mathématique, dans une publication [8] :
- 5°) Les phénomènes à observer ayant été rendus périodiques, l'organe de sortie à utiliser sera l'oscillographe cathodique, ce qui est technologiquement le plus agréable.

CONCEPTION GÉNÉRALE DE L'ANALYSEUR-SYNTHÉTISEUR

La conception générale de la machine est à l'image de la figure 4. Un seul perfectionnement notable y est ajouté : il concerne le cas où l'on veut synthétiser un transfert défini par une entrée quelconque $e(t)$ et la réponse correspondante $s(t)$.

Nous avons déjà vu que ceci peut s'obtenir avec une ligne du type de celle utilisée pour la synthèse de signaux.

Le perfectionnement en question consiste dans la possibilité de pouvoir utiliser la même ligne dans les deux cas.

La marche à suivre est de synthétiser d'abord $e(t)$, puis d'enregistrer son spectre dans des "mémoires" dont les réglages sont indépendants de ceux du synthétiseur de signaux. On modifie ensuite chaque fréquence à l'amont de A de façon qu'elle ait même amplitude et même phase que celles enregistrées dans la "mémoire" correspondante.

Ainsi, on a translaté $e(t)$ à l'entrée de la ligne, et celle-ci devient disponible pour être modifiée de telle sorte que la sortie soit identique à $s(t)$. Remarquons qu'il apparaît alors à chaque point de la ligne, non plus la fonction I , mais le signal $e(t)$. (à un retard près). Ceci est simplement la conséquence du fait que l'on a remplacé la réponse de la ligne à la fonction I par une réponse à un signal $e(t)$.

-:-:-:-:-

DEUXIEME PARTIE

CONCEPTION TECHNIQUE

La conception de la machine (1) telle qu'elle découle de la figure 4 amène à résoudre sur le plan technique trois problèmes principaux :

- sommation des signaux
- construction de la ligne
- génération des harmoniques

Il est nécessaire auparavant de préciser certains points.

CHOIX DU NOMBRE D'HARMONIQUES

Il faut d'abord remarquer que le nombre d'harmoniques et le nombre de points sur la ligne sont liés (comme déjà mis page 8) . Si nous utilisons n harmoniques, la fréquence $n+1$ représente la fréquence de coupure et nous pouvons donc avoir $2n+2$ points.

Il est par ailleurs superflu d'augmenter le nombre de points et d'harmoniques au delà d'une certaine limite car on ne peut dépasser la précision intrinsèque de la machine (précision des réglages de tension et de phase, etc..).

Le nombre raisonnable de points se situe entre 20 et 30, soit de 9 à 14 harmoniques.

Nous avons choisi $\omega_c = 12\omega_F$ pour des raisons de simplicité technologique de la ligne, raisons que nous précisons par la suite.

-:-:-:-

I - SOMMATEURS

Le premier problème à étudier est celui des sommateurs de signaux. De sa solution dépend en effet le choix de la gamme de fréquence (N_F, N_C).

Les conditions auxquelles doivent dans notre cas répondre de tels sommateurs sont les suivantes :

- 1 - distorsion faible
- 2 - haute impédance d'entrée, afin de ne pas trop "charger" la ligne à retard
- 3 - bande passante telle qu'il n'y ait pas de déphasage $> 1^\circ$ dans la bande de fréquences ($N_F, 11 N_F$)
- 4 - transistorisation intégrale, vu le nombre de sommateurs (plus de 24)

Bien entendu, c'est un sommateur à amplificateur opérationnel que nous avons mis au point. Rappelons le principe de ces circuits électriques utilisés couramment en calcul analogique.

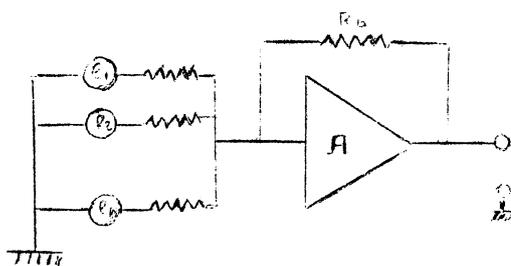


figure 5

Il s'agit d'amplificateurs à grand gain, à contre-réaction shunt totale. On montre facilement que le signal de sortie S d'un tel circuit est :

$$S = - R_b \sum_i \frac{e_i}{R_i}$$

Si l'on prend toutes les résistances égales, on a à la sortie la somme des entrées.

Ces circuits répondent automatiquement à la condition sur la distorsion, puisqu'ils sont à contre réaction totale.

Il est possible d'autre part de choisir les résistances de l'ordre du mégohm ce qui satisfait la condition sur l'impédance d'entrée.

Dans la pratique du calcul analogique, ces amplificateurs sont obligatoirement à courant continu. Il est très difficile de les transistoriser directement, à cause des dérives thermiques des semi-conducteurs; les machines analogiques modernes sont certes transistorisées, mais elles utilisent dans chaque amplificateur une modulation-démodulation, ce qui ramène le problème à celui de l'amplification de tensions alternatives.

Dans notre cas, il n'y a pas nécessité de modulation puisque justement nos signaux sont purement alternatifs. Cette constatation nous a amenés à étudier un amplificateur à liaisons par capacité-résistance: la transistorisation en est relativement facile mais elle entraîne de nouvelles difficultés en ce qui concerne :

- la bande passante et la stabilité
- la résistance d'entrée

Bande passante et stabilité

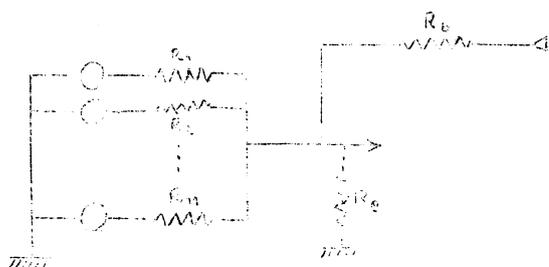
Pour des raisons d'adaptation des étages les uns aux autres, la chaîne amplificatrice sera une suite de transistors à émetteurs communs: ces étages seront alors caractérisés par une fréquence de coupure HF de l'ordre de 200 K Hz . La capacité des condensateurs de liaison pourra être au plus de 100 pF, ce qui conduit à une fréquence de coupure BF (à -3 db) de l'ordre de 10 Hertz.

Ce sont ces considérations qui nous ont amenés à choisir

$$N_f = 1 \text{ K Hz}$$

$$N_G = 12 \text{ K Hz}$$

Par ailleurs, pour obtenir une bonne linéarité, il est nécessaire que le gain en tension de l'amplificateur soit de l'ordre de 600: ce chiffre paraît élevé, mais il est bon de rappeler que lorsque l'on boucle la chaîne



par l'intermédiaire de R_b , cette résistance et les 11 résistances d'entrée constituent un potentiomètre de rapport 1/12. Ceci ramène le gain véritable de la boucle aux environs de 50

figure 6

La chaîne d'amplification comporte les 3 transistors T_3, T_4 et T_5 du schéma de la page 17 . Son gain en tension est au départ de l'ordre de 20 000 et il est ramené à 600 du fait des correcteurs.

Soient ω_1 et ω_2 les pulsations BF et HF de coupure (à -3 db) de la chaîne ouverte.

La théorie des systèmes asservis linéaires, à minimum de phase, montre que pour que la boucle soit stable, il faut que les autres pulsations de coupure, dues aux constantes de temps parasites, soient largement extérieures à l'intervalle $(\omega_1/A, A \omega_2)$ A étant le gain en boucle ouverte. (Application du critère de stabilité simplifié).

Il n'y a aucune difficulté pour obtenir ceci du côté BF: il suffit en effet de choisir un des condensateurs de liaison de capacité au moins $A=50$ fois plus faible que celle des autres. Cette liaison C_2 sera celle ayant ω_1 pour pulsation de coupure (cf page suivante).

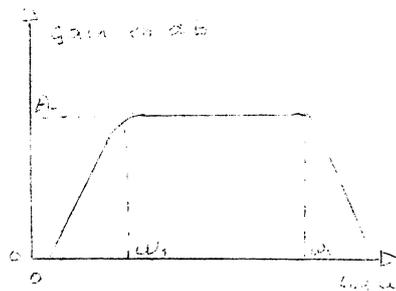
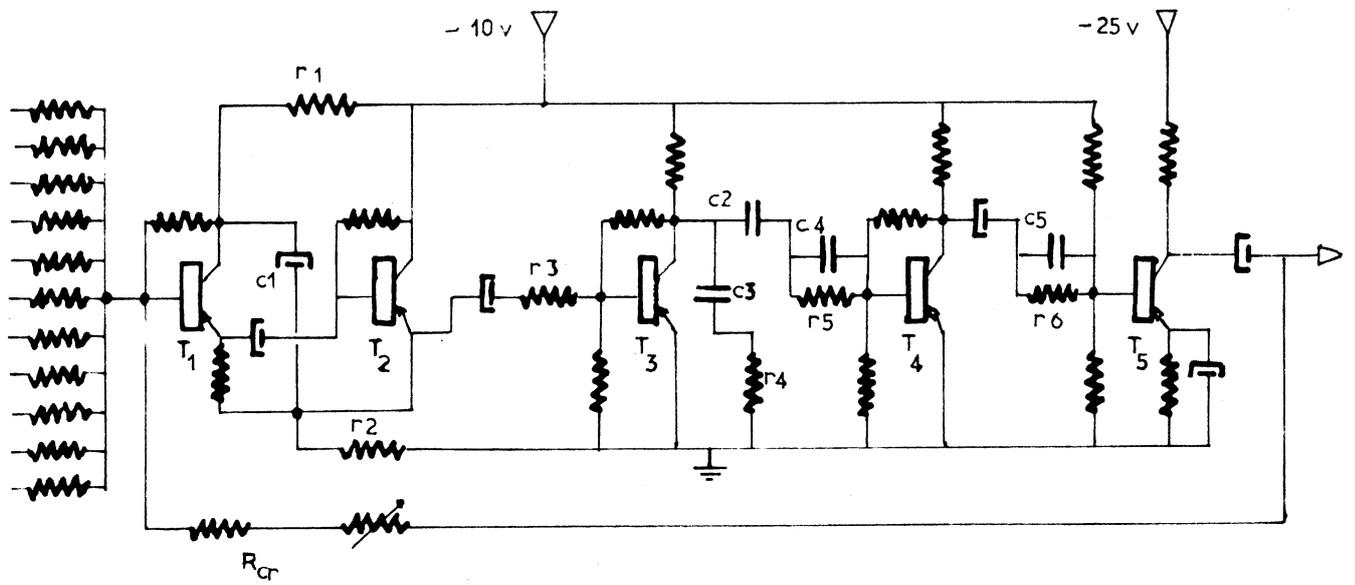


figure 7



$$C_2 R_{e4} = 0,3 \text{ ms}$$

$$C_3 R_{s8} = 0,1 \text{ ms}$$

$$C_3 R_4 = 2,5 \mu\text{s}$$

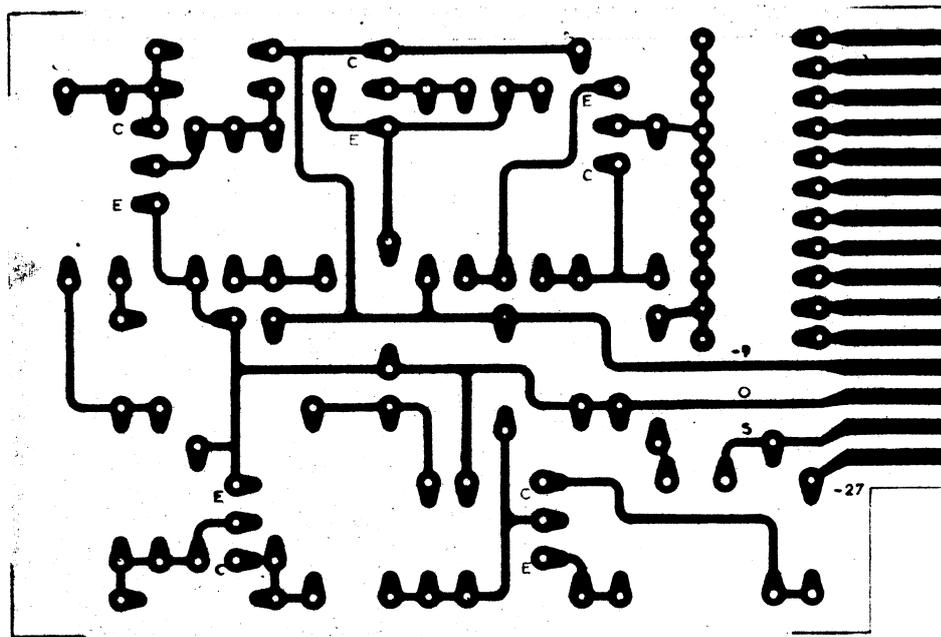
$$C_4 R_5 = 0,5 \mu\text{s}$$

$$C_5 R_6 = 0,7 \mu\text{s}$$

$$T_{1 \& 4} : \text{OC 44}$$

$T_5 : \text{SFT 315}$

circuit imprimé correspondant:



SOMMATEURS

Il n'en va pas de même en haute-fréquence, car l'on ne peut abaisser la fréquence de coupure d'un transistor émetteur-commun jusqu'au Kilo-Hertz. La pulsation ω_2 sera donc introduite artificiellement par l'ensemble résistance-capacité RS_3, C_3 .

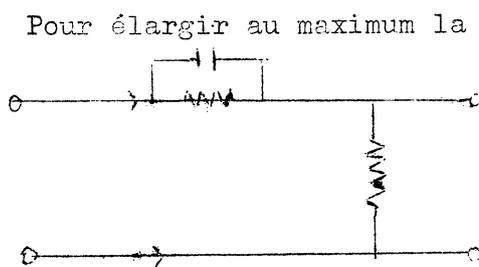


figure 8

Pour élargir au maximum la bande passante, les coupures parasites HF ont été déplacées vers les hautes fréquences par des correcteurs à avance de phase introduits entre les étages d'amplification et agissant sur quelques octaves (figure 8).

Rappelons que, du fait de l'effet de contre-réaction, la bande passante de la boucle sera multipliée par A^2 lors de sa fermeture. Ceci est heureux car pour satisfaire le critère de stabilité, on est amené à choisir $\omega_1 = 500$ Hz et $\omega_2 = 3$ K Hz environ.

En se reportant à la page 17, on reconnaîtra deux correcteurs à avance de phase C_4R_5 et C_5R_6 .

Résistance d'entrée

On remarquera également sur ce schéma la présence de deux transistors d'entrée T_1 et T_2 . Ces transistors ont pour but de donner à la résistance d'entrée R_e de l'amplificateur en boucle ouverte une valeur assez élevée.

Si l'on se reporte à la figure 13, on voit en effet que R_e est en parallèle sur les résistances R_1 et diminue d'autant le rapport potentiométrique; il serait donc avantageux que $R_e > 1$ M Ω , ce qui correspondrait à une diminution de moins de 8% de ce rapport.

Les montages utilisant simplement un transistor à émetteur asservi (montage "collecteur commun") ne peuvent avoir une résistance d'entrée supérieure à 300 K Ω .

Nous avons donc utilisé un montage plus complexe [9]. Le principe général en est le suivant :

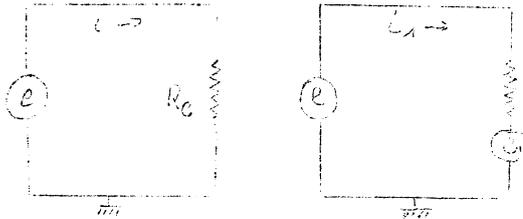


figure 9

Soit R_e la résistance d'entrée du 1er étage: si on introduit en série avec R_e un circuit à contre réaction (soit un 2ème étage collecteur-commun) développant à ses bornes la tension $e_1 = e \frac{\beta}{1+\beta}$ le courant dans R_e sera

$$i_1 = \frac{e - e_1}{R_e} = \frac{e}{R_e} \frac{1}{1+\beta}$$

Il revient au même de dire que R_e a été multiplié par $(1+\beta)$ (β est le coefficient d'amplification en courant, dans le montage émetteur commun. Ce coefficient est de l'ordre de 50 à 100).

Dans notre cas, nous avons ainsi obtenu une résistance d'entrée de l'ordre de 3 M Ω .

Le transistor de sortie T_5 est alimenté sous 25 V de façon à pouvoir transmettre facilement des signaux de 10 V crête à crête.

Une fois les sommateurs étudiés et mis au point, ils ont été réalisés sur place sous forme de circuits imprimés. On trouvera ce circuit imprimé, en grandeur réelle, au bas de la page 17.

II - L I G N E S A R E T A R D

On a vu, dans la partie théorique, que la ligne à retard se décompose en 11 lignes élémentaires, une par harmonique, et que ces 11 lignes sont, donc des lignes de déphaseurs.

On trouve à cette configuration, un nouvel et important avantage ; on peut alors en effet, éviter de faire cheminer le signal, en montant des déphaseurs en parallèle au lieu de les monter en cascade (figure 10). Les déphaseurs devront avoir des déphasages croissants avec leur rang dans la ligne.

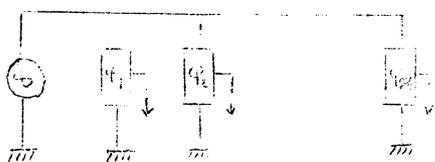


figure 10

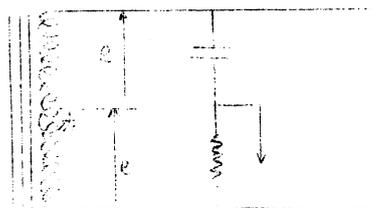


figure 11

Ils seront du type résistance et capacité montés entre les extrémités d'un secondaire ayant le point milieu à la masse.

On montre que, sous les conditions habituelles relatives aux impédances de la source et de la charge, le transfert entre la tension de sortie et e, est de la forme :

$$\frac{1 - \frac{1}{j R_c \omega}}{1 + \frac{1}{j R_c \omega}}$$

Cette expression est le rapport de deux nombres complexes conjugués. Le module en est donc unitaire et l'argument, à π près, en est :

$$\boxed{\varphi = 2 \text{ arc tg } \frac{1}{\text{Re } w}} \quad (4)$$

soit encore $\varphi = 2 \text{ Arc tg } \frac{Z_{i,c}}{R}$

Calcul des déphaseurs

Soit K le nombre de points régulièrement espacés sur la ligne ($k = 2n + 2$, n étant le nombre d'harmoniques). Au niveau du p^{ième} point le déphasage du q^e harmonique doit être : (d'après la relation 7-1)

$$\varphi_p^q = pq \frac{2\pi}{K} = pq \frac{\pi}{n+1} \quad (5)$$

C'est ici qu'apparaît l'intérêt de prendre $n+1 = 12$. Des nombres 10 à 15, c'est en effet 12 qui a le plus de sous-multiples. 12 n'est premier qu'avec les nombres 5, 7 et 11. C'est $n+1 = 12$ qui donnera dans :

$$\frac{pq}{n+1}$$

le maximum de nombres entiers, donc le maximum de déphasage 0 ou π puisque

$$\varphi_p^q = \frac{pq}{n+1} \pi$$

Or, ces déphasages particuliers s'obtiennent sans circuit R,C, en se branchant directement sur l'une ou l'autre des sorties du secondaire à point milieu.

Le choix de $n+1 = 12$ est donc celui qui simplifie le plus la technologie des déphaseurs.

A partir de la formule (5), on peut bâtir le tableau des produits $(pq)^*$ pour tous les déphaseurs : $(pq)^*$ est la réduction du produit (pq) à l'intervalle $(-12,+12)$ qui correspond à l'intervalle de phase $(-\pi,+ \pi)$ (voir tableau page suivante).

La somme des signaux de chaque colonne donne la fonction I du point correspondant de la ligne.

Pour éviter des calculs fastidieux, nous avons tracé un abaque donnant la constante de temps RC pour chaque produit $(pq)^*$ et chaque fréquence de 1 à 11 KHz (voir abaque page 24)

Par un autre abaque, on a alors choisi R et C à partir de RC, de telle sorte que l'impédance équivalente de R et C en parallèle soit de l'ordre de $10\text{ K}\Omega$. Ainsi, cette impédance sera de 1% par rapport à la charge de $1\text{ M}\Omega$ (résistance d'entrée du sommateur) qui lui est appliquée.

Méthode de réglage des déphaseurs

Vu le nombre élevé de déphaseurs, il a été nécessaire d'imaginer une méthode rapide pour les régler et les contrôler

Les déphasages, comme nous l'avons vu, sont de la forme

$$pq \pi/12$$

L'idée qui a été mise en pratique est d'extraire et d'utiliser l'harmonique 12 dans un but de "marquage".

Soit un maximum α de la sinusoïde 12 KHz. Si nous faisons coïncider ce point avec un maximum de la tension de référence du q^0 harmonique, un maximum de la tension déphasée de $pq \pi/12$ doit alors coïncider avec le sommet $\alpha + pq$ de l'harmonique 12 (en comptant aussi bien ses sommets positifs que négatifs).

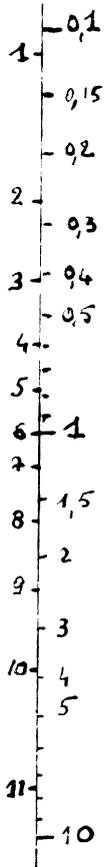
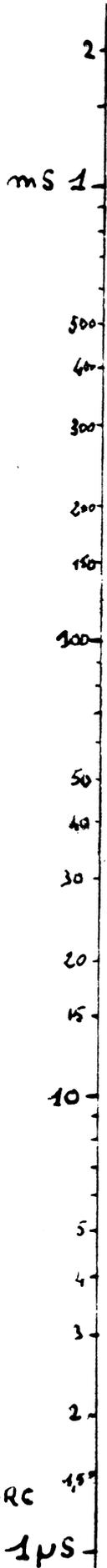
TABEAU DES DEPHASAGES

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	Pi - 1	- 2	- 3	- 4	- 5	- 6	- 7	- 8	- 9	- 10	- 11	0	0
2	4	6	8	10	Pi - 2	- 4	- 6	- 8	- 10	0	2	4	6	8	10	Pi - 2	- 4	- 6	- 8	- 10	0	0	0
3	6	9	Pi - 3	- 6	- 9	0	3	6	9	Pi - 3	- 6	- 9	0	3	6	9	Pi - 3	- 6	- 9	0	0	0	0
4	8	Pi - 4	- 4	- 8	0	4	8	Pi - 4	- 8	0	4	8	Pi - 4	- 8	0	4	8	Pi - 4	- 8	0	4	- 8	0
5	10	- 3	- 8	1	6	11	- 4	- 9	2	+ 7	Pi - 5	- 10	3	8	- 1	- 6	- 11	4	9	- 2	- 7	0	0
6	Pi - 6	- 6	0	6	Pi - 6	0	6	6	Pi - 6	0	6	Pi - 6	0	6	Pi - 6	0	6	Pi - 6	0	6	Pi - 6	0	0
7	- 2	- 9	4	11	- 6	1	8	- 3	- 10	5	Pi - 7	+ 2	9	- 4	- 11	6	- 1	- 8	3	10	5	0	0
8	- 4	0	8	- 4	0	8	- 4	0	8	- 4	0	8	- 4	0	8	- 4	0	8	- 4	0	8	- 4	0
9	- 6	3	Pi - 9	6	- 3	0	9	- 6	3	Pi - 9	6	- 3	0	9	- 6	3	Pi - 9	6	- 3	0	9	- 6	3
10	- 8	+ 6	- 4	2	Pi - 10	8	- 6	4	- 2	0	10	- 8	6	- 4	2	Pi - 10	8	- 6	4	- 2	0	0	0
11	- 10	+ 9	- 8	+ 7	- 6	5	- 4	3	- 2	1	Pi - 11	10	- 9	8	- 7	6	- 5	4	- 3	2	- 1	0	0

Les nombres indiqués sur le tableau sont ? multipliés par Pi/12 radians pour obtenir l'angle de déphasage.

Le signe - devant un nombre signifie que le déphaseur est identique à celui du nombre positif, mais l'ensemble résistance-capacité doit alors être retourné par rapport aux sorties symétriques de la source de tension.

ABAQUE DE LA CONSTANCE
 DE TEMPS DES DÉPHASEURS
 EN FONCTION DE LA FREQUENCE
 ET DU DÉPHASAGE RECHERCHÉ



$$\frac{\pi}{12} = \varphi \quad \text{tg } \frac{\varphi}{2}$$



Z=RC

N en KHz

Dans la pratique, ceci s'applique d'une façon très commode par les figures de Lissajous. En effet, la figure de Lissajous de 2 sinusoides de fréquences différentes est une ligne formée quand ces deux fréquences sont de phase quelconque l'une par rapport à l'autre. Mais, si ces fréquences ont des sommets communs, la figure se concentre en une ligne ouverte, aux extrémités de laquelle le spot rebrousse chemin.

En observant le phénomène sur le sommet α , il doit se retrouver sur le sommet $\alpha + p\lambda$ si le déphasage est bien $p\lambda = \pi/12$. Ceci est illustré par les oscillogrammes de la page 26.

III - G E N E R A T I O N d e s H A R M O N I Q U E S

Les harmoniques seront extraits d'un signal périodique à 1 KHz. n comportant beaucoup. Nous avons besoin des 11 premiers harmoniques, pairs et impairs. Parmi toutes les fonctions possibles, c'est la dent de scie qui répond le mieux à ces nécessités. Le $p^{\text{ième}}$ harmonique a, pour cette fonction, $1/p$ fois le niveau du fondamental.

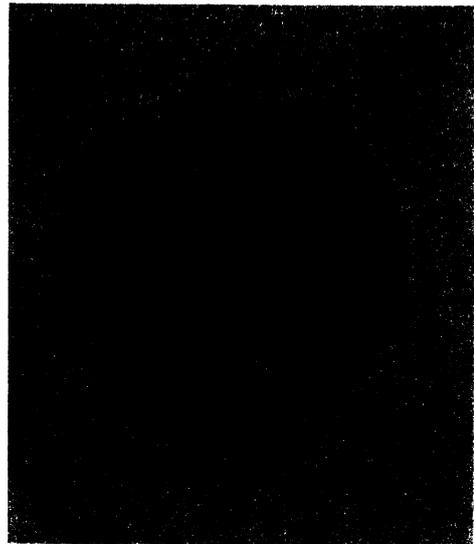
Cette base de temps est un circuit à tubes, du type de Puckle. Elle est synchronisée par division de fréquence, par un oscillateur non linéaire à quartz, accordé sur 5 KHz. On assure ainsi une excellente stabilité aux 11 fréquences. A quelques perfectionnements près, le schéma est analogue à celui utilisé par G.LIGOZAT [1].

On trouvera page 28 une vue du tiroir de cette base de temps. On y remarque deux boutons de potentiomètres qui permettent de régler, d'une part la fréquence propre de la dent de scie, d'autre part la tension de synchronisation appliquée à la base de temps. L'amplitude du signal en dent de scie est de l'ordre de 40 V.

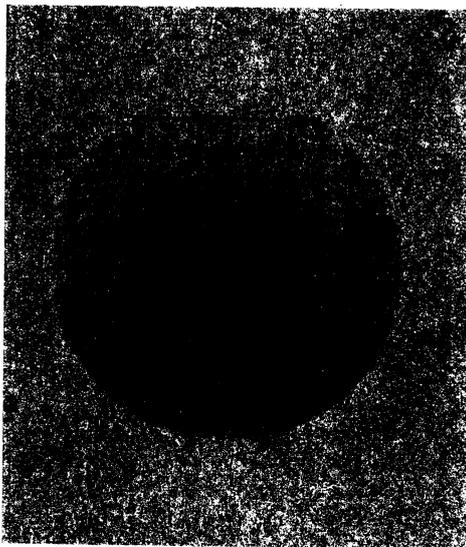
REGLAGE DES DEPHASEURS



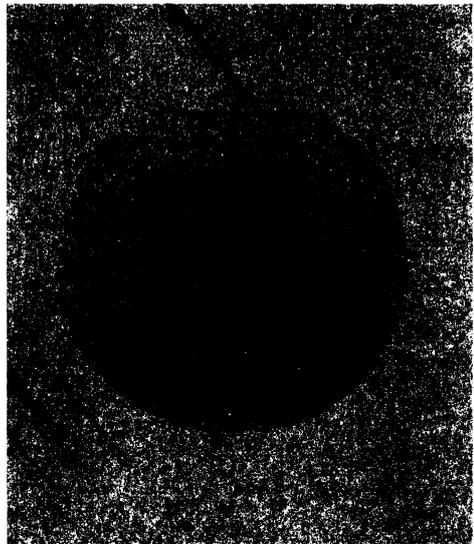
1



2

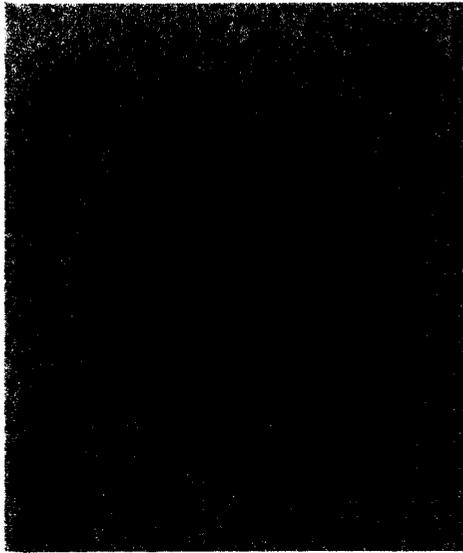


3

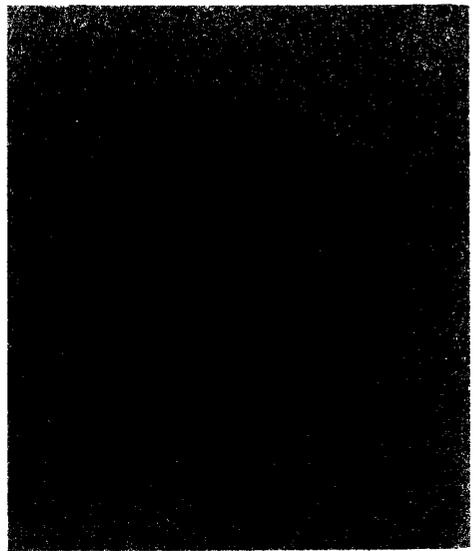


4

- 1) Fréquence 12 (de référence) (trace sup.), et fréquence 10 à l'entrée de li
- 2) Idem, mais fréquence 10 apparaissent au premier point de la ligne.
- 3) Figure de Lissajous obtenue dans les 2 cas (à une symétrie près)
- 4) Figure obtenue s'il n'y a pas coïncidence des sommets.



1

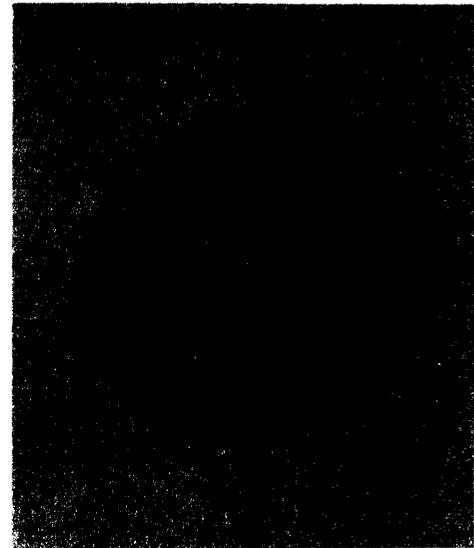


2

- 1) Dent de scie 1 Kc/s, et sa tension de synchronisation, issue de l'oscillateur à Quartz.
- 2) Dent de scie, et ses harmoniques 1 et 11, tels qu'ils sont extraits par les sélecteurs.

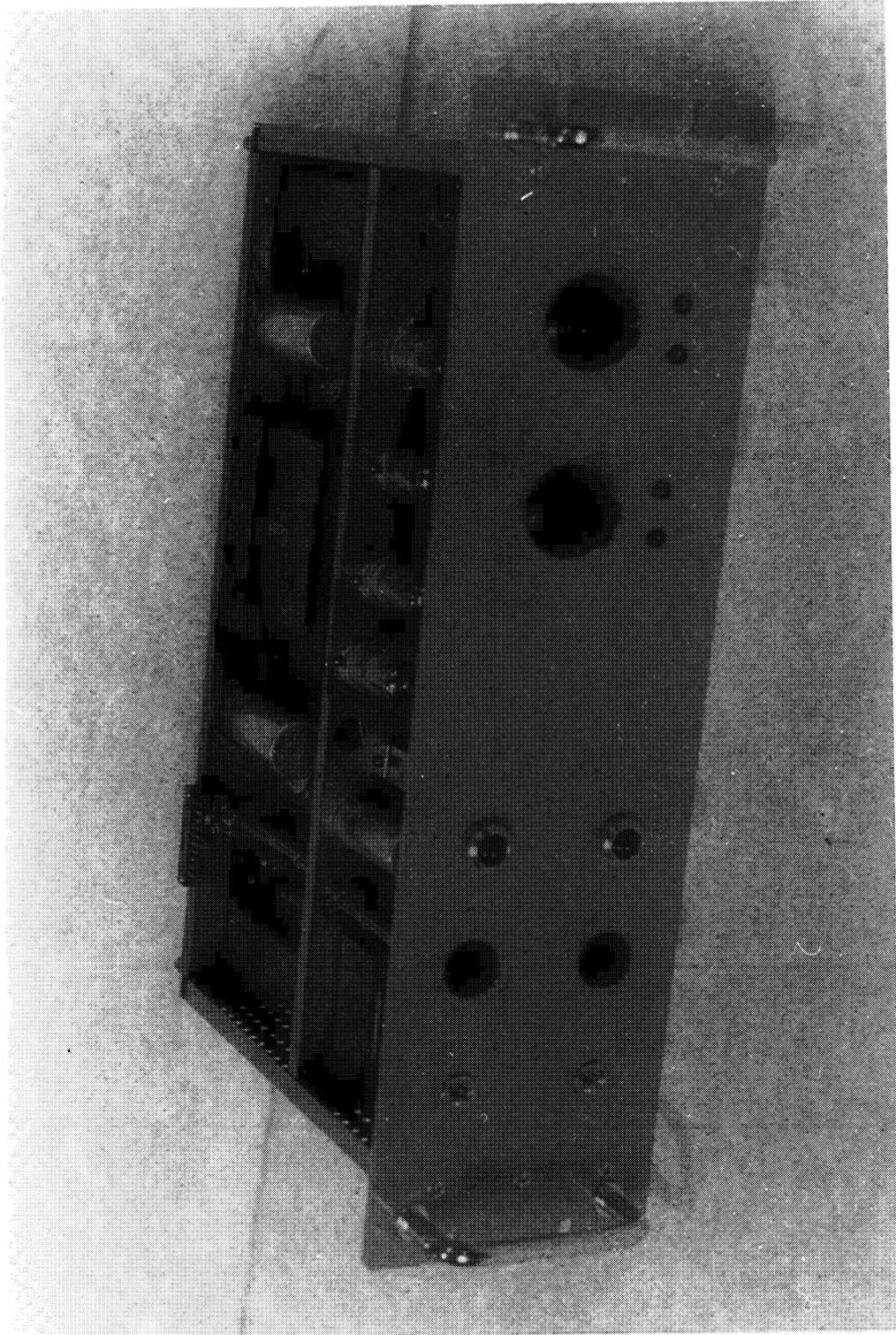


3



4

- 3) Impulsion de Whittaker périodique, synthétisée par la somme des 11 harmoniques.
- 4) Impulsions de Whittaker apparaissant en 2 points consécutifs de la ligne.



Sélecteurs d'harmoniques

Ces sélecteurs doivent répondre aux critères suivants :

- pureté du signal, donc grande sélectivité et peu de distorsion introduite à l'aval des filtres
- stabilité de la tension et de la phase
- possibilité de régler la phase à volonté entre 0 et 2π , et de régler la tension
- présence d'un deuxième système analogue au précédent, mais indépendant de lui, devant jouer le rôle de "mémoire" d'amplitude et de phase.
- tension de sortie de 0,7 V crête à crête, pouvant débiter sur une charge de l'ordre de 500Ω

Comme principe de sélection, nous avons choisi le circuit résonnant. Aux fréquences considérées, il est possible d'obtenir des coefficients de surtension de l'ordre de 100.

Pour chaque harmonique, nous utilisons deux circuits self-capacités en cascade, afin d'avoir des signaux suffisamment purs. Ces deux circuits sont séparés par un amplificateur à transistors dont le but est d'engendrer une tension de l'ordre de 10 V crête à crête à sa sortie (figure 12).

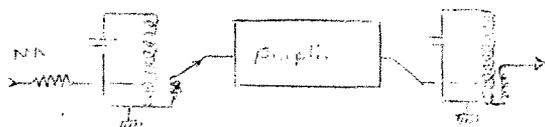
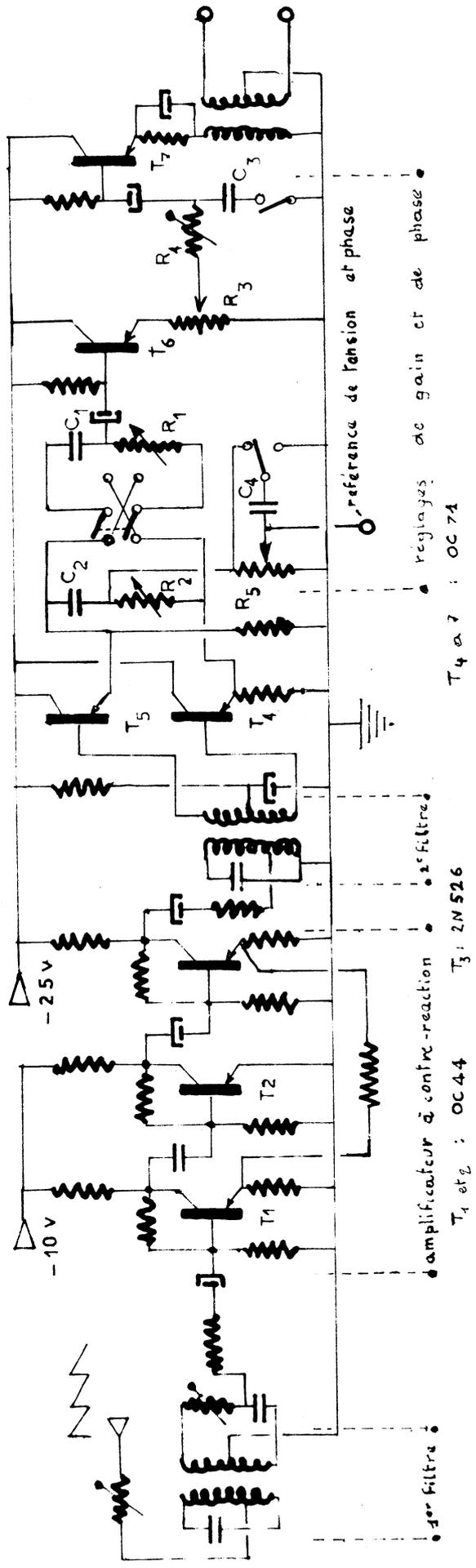
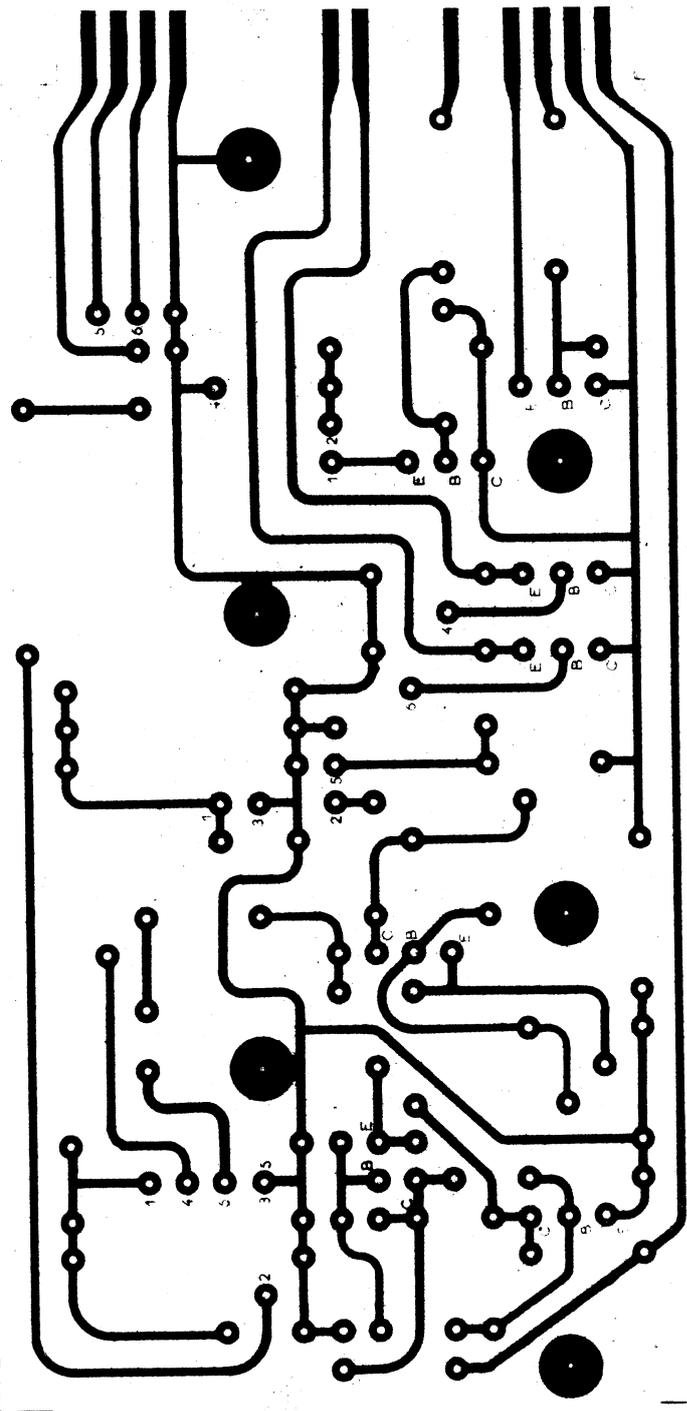


figure 12

Cet amplificateur est à trois transistors émetteurs-communs (cf page 30).



EXTRACTION DES HARMONIQUES



circuit imprimé correspondant

Dans un premier temps, nous avons construit un amplificateur linéaire: pour que son gain soit constant, nous avons introduit une boucle de contre réaction série qui figure encore sur le schéma de la page 30 .

Ce système, malgré sa sélectivité, ne nous avait pas donné satisfaction, car la tension de sortie comportait toujours un résidu non négligeable de la dent de scie. Ce résidu apparaissait sous la forme d'une modulation à 1 Kc/s de l'amplitude de l'harmonique.

Pour éliminer celle-ci, la contre réaction a été coupée, de façon à saturer le transistor de sortie T_3 . On obtient ainsi une tension presque carrée, dont l'amplitude est bien fixe.

Les nouveaux harmoniques (impairs) de la fréquence à extraire sont facilement rejetés par le deuxième filtre, qui se trouve à l'aval.

Les primaires des circuits résonnants sont à prises, calculées de telle sorte que les résistances des générateurs amont n'amortissent pas trop les résonances. Les secondaires sont tous deux à point milieu afin de pouvoir effectuer des réglages de phase.

Tous les étages se trouvant à l'aval du 2ème filtre sont des séparateurs à collecteur-commun, n'introduisant que très peu de distorsion. Des mesures effectuées à "l'analyseur d'ondes" Général Radio ont montré que chaque fréquence parasite n'apparaissait au plus^{1^{er}} pour 1/1000 du signal utile.

A la sortie, nous avons besoin de 0,7 Volt crête à crête, débitant sur environ 500Ω . On a donc interposé un transformateur abaisseur de rapport 10, dont le secondaire, à point milieu, alimente directement les "lignes" de déphaseurs.

Il faut donc qu'à l'amont, nous disposions d'au moins 7 V, ce qui justifie que nous ayons alimenté les transistors T_3 à T_7 , avec 25 V (schéma page 30). Les sélecteurs ont également été câblés sur circuits imprimés.

Réglages des phases et des tensions

Le réglage de la phase se fait selon le procédé déjà décrit, à partir de deux tensions en opposition. On utilise à cet effet la résistance réglable R_1 et le condensateur C_1 .

Un inverseur double, à l'amont du déphaseur, permet de faire tourner cette phase de π . La tension est réglée par le potentiomètre R_3 qui fait office de charge pour T_6 . A l'aval de ce potentiomètre, se trouve une série de résistances R_n de $1 K\Omega$, dont la sortie peut être schuntée à la masse par un condensateur C_3 et un interrupteur: ceci a pour but de produire, si nécessaire, un petit déphasage supplémentaire; le système $R_1 C_1$ ne peut en effet balayer toute la plage $0, \pi$ car R_1 devrait pouvoir monter d'une façon continue jusqu'à une résistance infinie, ce qui n'est pas le cas.

Un autre circuit déphaseur $R_2 C_2$, en parallèle sur le premier, constitue, avec R_5 et la capacité additionnelle C_4 , la mémoire de tension et de phase.

Les transistors T_4 à T_7 ont uniquement un but de séparation. Leur montage en émetteur asservi donne une résistance d'entrée de l'ordre de $200 K\Omega$ et une résistance de sortie d'environ 70Ω .

Problème de la stabilité de la phase

1) Déphasage stationnaire

La plus grande difficulté que nous avons eue à résoudre est celle de la stabilité de la phase. Les selfs au Ferroxcube, même avec un entrefer, ont encore une instabilité thermique relative:

$$\frac{\Delta L}{L \Delta T} \simeq + 100 \cdot 10^{-6} \quad (6)$$

Calculons la variation de phase correspondante, pour un circuit résonnant, ayant une acuité $Q = 100$. Soit η l'"écart réduit" défini par

$$\eta = Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad (7)$$

Dans notre cas, $\Delta \omega$ sera la différence entre la pulsation incidente (multiple rigoureux de la pulsation correspondant à la fréquence de la dent de scie) et la pulsation de résonance du circuit ω_0 (ω_0 varie avec la température).

On montre que dans un circuit résonnant

$$\arg \frac{Z}{R} = \text{Arc tg } 2 \eta \quad [10] \quad (8)$$

Z représente la réactance du circuit et R sa résistance ramenée en série avec la self ; on en déduit que pour $\Delta \omega$ faible

$$\Delta \varphi \simeq \frac{Z}{R} \simeq 2 \eta$$

soit encore

$$\Delta \varphi \simeq 2 Q \frac{\Delta \omega}{\omega_0} \quad (9)$$

La formule de Thompson indique d'autre part que, pour les petites variations :

$$\frac{\Delta \omega}{\omega_0} \approx \frac{1}{2} \frac{\Delta L}{L}$$

En reportant ce résultat dans l'expression (9), on obtient :

$$\Delta \varphi \approx Q \frac{\Delta L}{L} \tag{10}$$

La caractéristique (6) indique que pour $\Delta T = 10^\circ \text{C}$

$$\frac{\Delta L}{L} = 10^{-3}$$

On trouve donc : $\Delta \varphi \approx 100 \cdot 10^{-3} = 1/10$ radian

Soit environ 6 degrés pour un circuit bouillon. Chaque harmonique étant filtré par 2 de ces circuits, la variation de phase est donc de 12° , ce qui est inacceptable.

Nous pouvons admettre un écart de phase de 1 à 2 degrés. Ceci veut dire que nous devons effectuer une compensation en température équivalent à diviser au moins par 10 le coefficient de stabilité des selfs, ce qui est délicat.

Pour obtenir ce résultat, nous avons utilisé dans les circuits des condensateurs au mica argenté (très stables), en parallèle avec des condensateurs en céramique ayant un coefficient de température

$$\frac{\Delta C}{C \cdot \Delta T} = - (750 \pm 100) 10^{-6}$$

La proportion de capacité mica et de capacité céramique a été établie expérimentalement pour chaque sélecteur de telle sorte que

$$\frac{\Delta(LC)}{LC} < \frac{1}{10} \frac{\Delta L}{L}$$

quand la température varie.

Méthode de compensation

Pour pouvoir apprécier une variation de phase de 1 degré, il faut trouver une méthode de mesure différentielle.

La méthode mise au point est la suivante : on introduit à l'entrée des circuits sélecteurs la tension issue d'un générateur BF sinusoïdal. Le générateur est rigoureusement réglé à la fréquence à sélectionner par comparaison avec la dent de scie stabilisée par quartz: on déclenche le balayage d'un oscilloscope avec la dent de scie et on règle le générateur BF de façon à obtenir une figure rigoureusement stable. On observe alors sur l'oscilloscope l'ellipse de Lissajous entre l'entrée et la sortie du

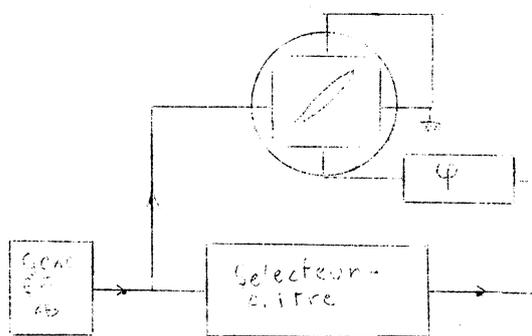


figure 13

sélecteur. Cette ellipse est ramenée à un segment de droite ($\phi = 0$ ou π) par l'introduction d'un déphaseur à résistance-capacité. En appliquant alors un "échelon de température", on peut observer le sens de variation du produit LC (ouverture de l'ellipse) et modifier en conséquence la proportion des capacités mica et céramique.

2) Déphasage dynamique

Un autre phénomène vient encore compliquer ce problème.

Nous avons vu que les selfs à noyau en Ferroxcube ont un coefficient de température positif (ceci est dû à γ). Mais lorsque, par exemple, la température monte brusquement, le noyau de la self ne s'échauffe pas d'une façon homogène, et dans un premier temps, l'entrefer augmente.

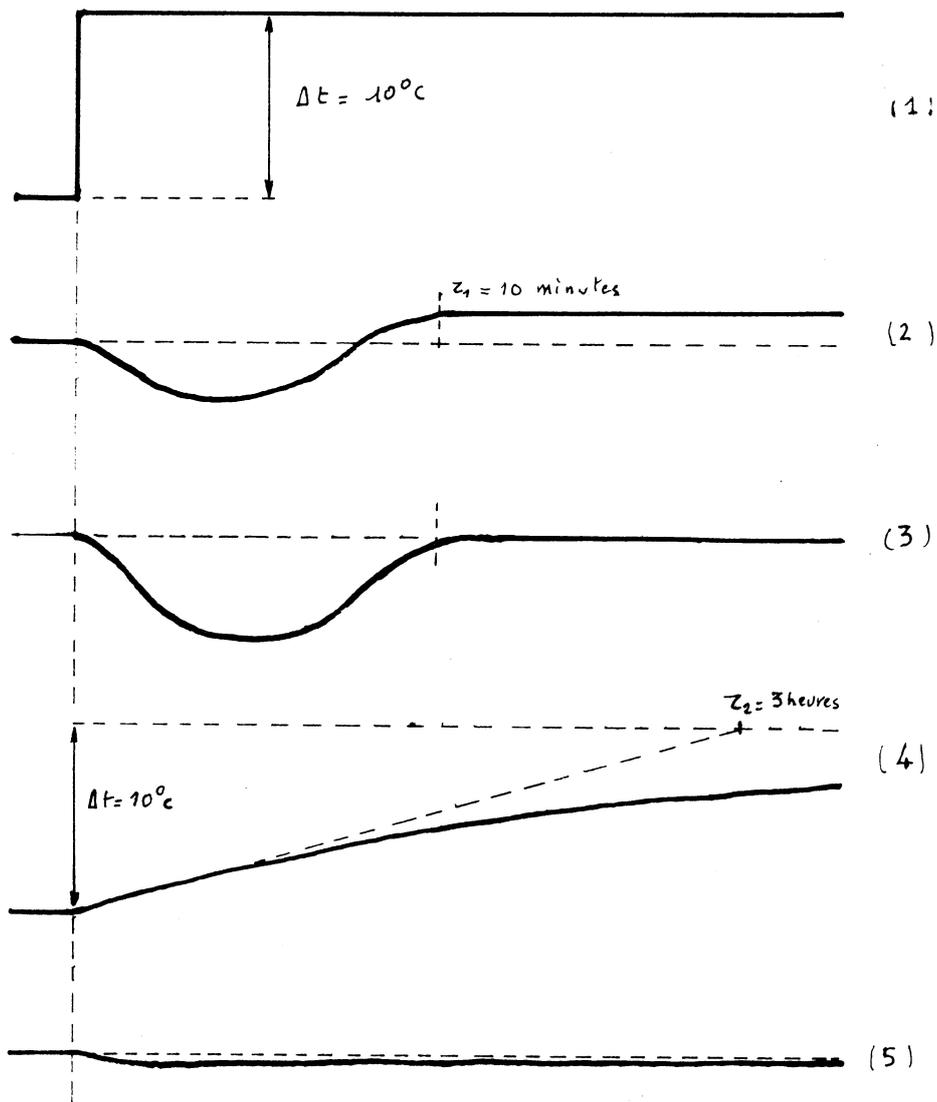
Par conséquent, il apparaît une période transitoire de 10 minutes pendant laquelle le coefficient de température est négatif. Ceci est illustré par la courbe 2 de la page 37.

Comme notre compensation par les condensateurs est aussi négative, son effet s'ajoute au précédent pendant la période transitoire, au lieu de s'en retrancher. La variation de phase en est donc encore augmentée.

En vue de limiter ce phénomène, nous avons enfermé les sélecteurs dans une enceinte thermique utilisant des plaques de mousse de polystyrène expansé. On espère ainsi que la constante de temps thermique de l'enceinte sera grande par rapport à 10 minutes.

Une mesure faite avec une variation de 10°C sur la température extérieure a mis en évidence dans les 10 premières minutes une variation de température de $0,5^{\circ}\text{C}$. La constante de temps thermique est donc de l'ordre de plus de 3 heures, ce qui est acceptable.

Les conséquences en sont illustrées par les courbes de la page 37.



- (1) échelon de température extérieure
- (2) dérive relative correspondante de L
- (3) dérive de LC après compensation
- (4) évolution de la température de l'enceinte
- (5) dérive correspondante de LC mis dans l'enceinte

DÉRIVES THERMIQUES

IV - PRESENTATION PRATIQUE DE L'ANALYSEUR-SYNTHETISEUR

Les circuits sont montés dans des tiroirs normalisés logés dans une armoire à double colonne.

Sur la photocopie de la page 39 , on reconnaît :

- 1) en haut à gauche, le tiroir du générateur de dent de scie et des alimentations continues
- 2) en dessous, les trois tiroirs de génération des harmoniques, avec leur commutation au centre
- 3) à droite se trouvent les 24 points de la ligne, et la sortie de la machine

1) Alimentations

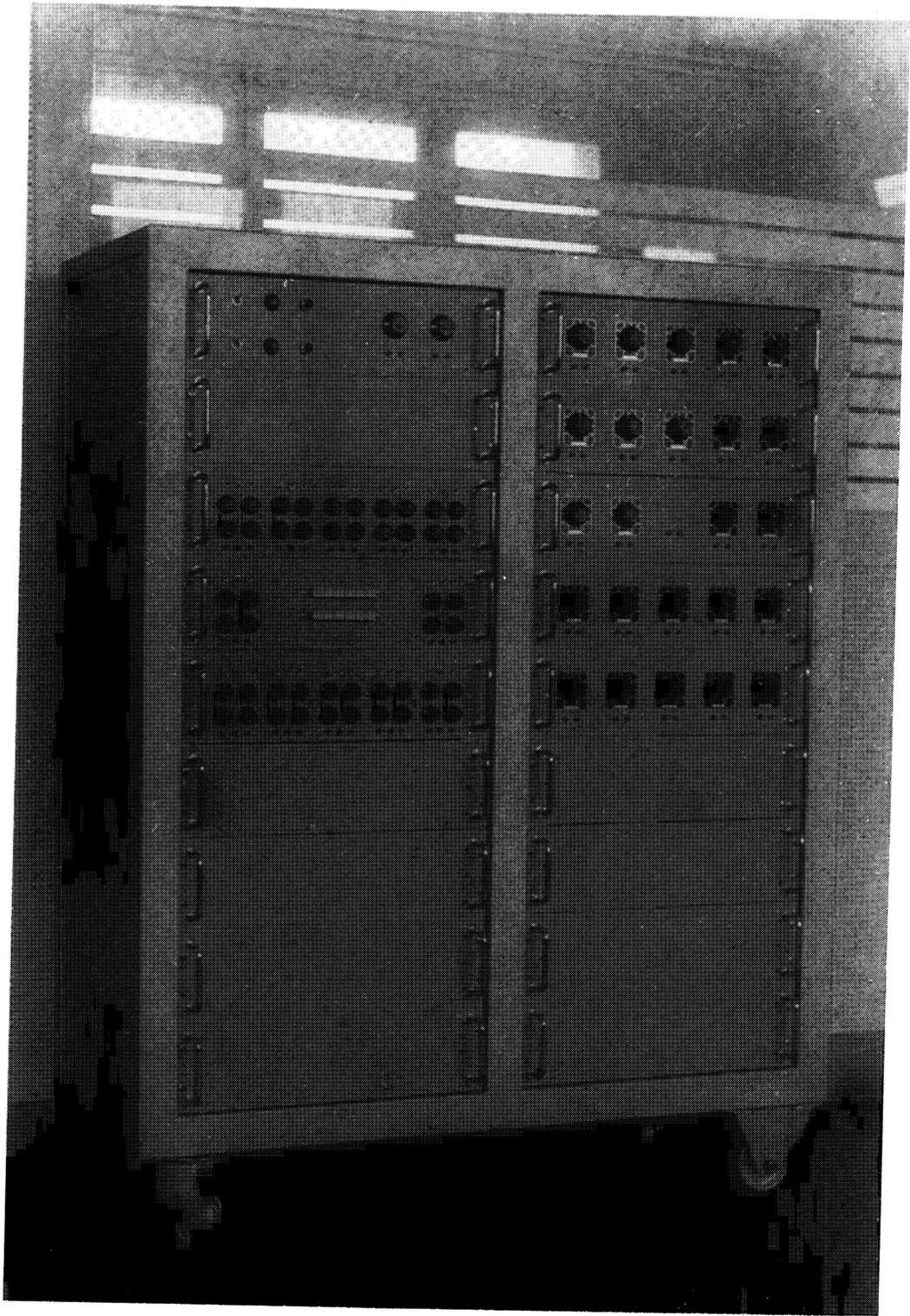
On dispose de 2 sources : 10 et 25 V, obtenues par redressement des 2 alternances et stabilisation par diodes Zener (puissance 22,5 Watts) Le facteur de stabilisation est de l'ordre de 15.

2) Sélecteurs

Sur les 3 tiroirs sont répartis les 12 harmoniques; rappelons que le 12° ne sert qu'aux réglages de la ligne.

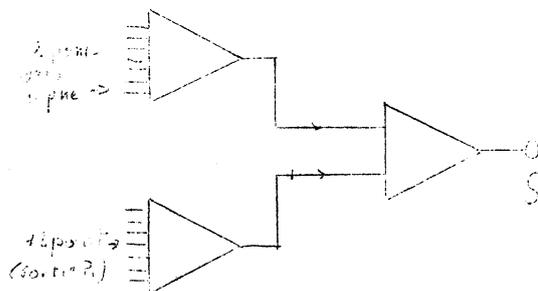
Pour chaque sinusoïde, on remarque 4 boutons de potentiomètres qui sont les réglages gain phase de la tension d'utilisation*. En outre, 3 inverseurs permettent, d'une part de faire tourner la phase de l'utilisation de π , d'autre part, d'obtenir les petits déphasages additionnels pour la tension de sortie et pour la mémoire.

* et de la mémoire



3) Ligne

Sur les tiroirs de droite, se trouvent les 24 potentiomètres grâce auxquels on peut régler les amplitudes des impulsions de Waittaker. Ces affichages peuvent se faire à l'oscilloscope en utilisant les sorties sur douilles qui se trouvent sous chaque potentiomètre.



La sortie de la machine se trouve au centre de la ligne; à l'avant, se trouvent les 3 sommateurs généraux, 2 étant à 12 entrées, le 3ème n'en comportant que 2 (cf figure 14)

figure 14

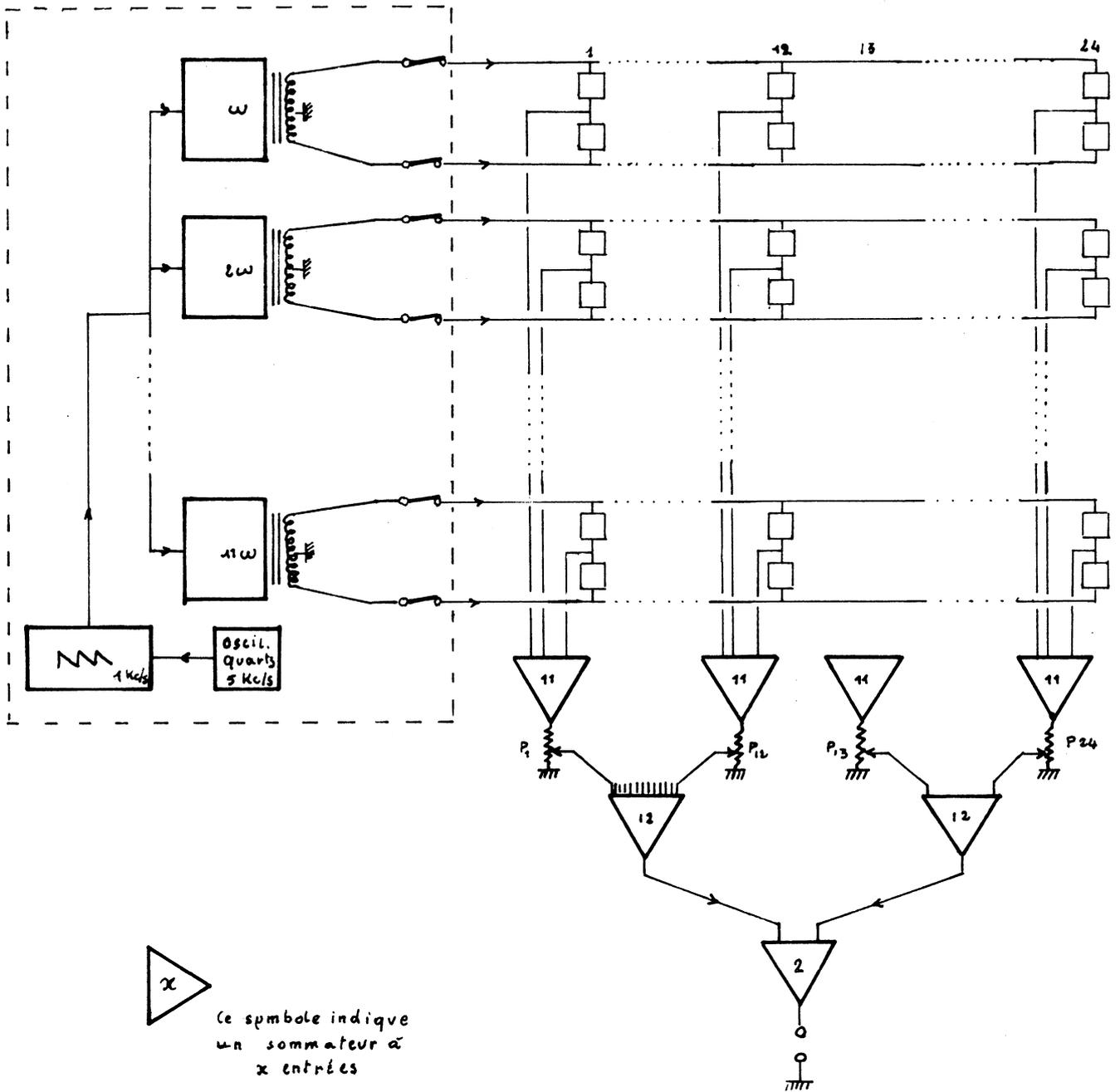


SCHÉMA GÉNÉRAL

TROISIEME PARTIE

APPLICATIONS

I - GENERALITES

1) Problème de l'échelle de temps

Lorsque l'on simule des phénomènes mesurés sur des installations, il y a lieu, dans la majorité des cas, de changer d'échelle des temps, pour l'adapter à celle de l'analyseur-synthétiseur.

La transformation de Laplace indique clairement comment on doit procéder. En effet :

$$L(f(t/a)) = AF(ap) \quad ([4] \text{ page 72})$$

On en déduit que dans le changement d'échelle $t_1 = t/a$

$$N_1 = aN \quad \omega_1 = a\omega \quad \varphi_1 = \varphi$$

a sera choisi de telle sorte que $a\omega_c \approx 12 \text{ KHz}$, ω_c étant la fréquence de coupure du signal à synthétiser.

Dans le cas où l'on veut synthétiser un transfert à partir d'enregistrements d'une fonction à l'entrée et de la fonction sortie correspondante, on utilisera le théorème qui montre que :

" la fonction d'intercorrélation entrée-sortie est le résultat de la convolution de l'auto-corrélation de l'entrée par la réponse impulsionnelle du circuit".

$$\varphi_{es}(\tau) = \int_0^{\infty} \varphi_{ee}(\tau - u) g(u) du$$

Il y a donc la même relation entre $\Psi_{es}(\bar{z})$ et $\Psi_{ee}(\bar{z}-u)$ qu'entre $s(t)$ et $e(t-u)$. On montre en effet que :

$$s(t) = \int_0^{\infty} g(u) e(t-u) du \quad [1]$$

On peut donc légitimement remplacer $e(t)$ et $s(t)$ par $\Psi_{ee}(\bar{z})$ et $\Psi_{es}(\bar{z})$.

Ces fonctions de corrélation remplissent les conditions voulues à conditions de s'appliquer à des fonctions enregistrées suffisamment "longues" pour être stationnaires. Elles ont l'avantage de condenser l'information utile sur un espace de temps réduit.

Elles sont facilement obtenues par calcul sur machine digitale. En particulier, il existe, pour la machine Gamma BULL du Laboratoire de Mathématiques Appliquées de la Faculté des Sciences de Grenoble, un programme adéquat, mis au point par J. BELLINO.

2) Transferts à entrées et sorties multiples

La relation ci-dessus permet de séparer les effets des différentes entrées et sorties d'un transfert: on pourra donc aussi simuler un transfert linéaire multiple, par décomposition.

II - ESSAIS

1) Synthèse et analyse de signaux

Les essais ont été faits alors que les réglages des déphaseurs (en phase et surtout en tension) n'étaient pas complètement achevés. Ces essais sont donc indicatifs: la précision, déjà très bonne en partie, sera certainement encore meilleure par la suite.

Nous avons choisi comme signal, le signal rectangulaire $e_1(t)$ de durée τ et de période T .

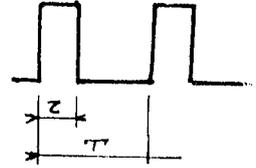
La décomposition en série de Fourier d'un tel signal indique que son spectre ϕ_1 est purement réel et que l'enveloppe des amplitudes est de la forme

$$\frac{\sin \left(p \pi \frac{\tau}{T} \right)}{p \pi \tau / T}$$

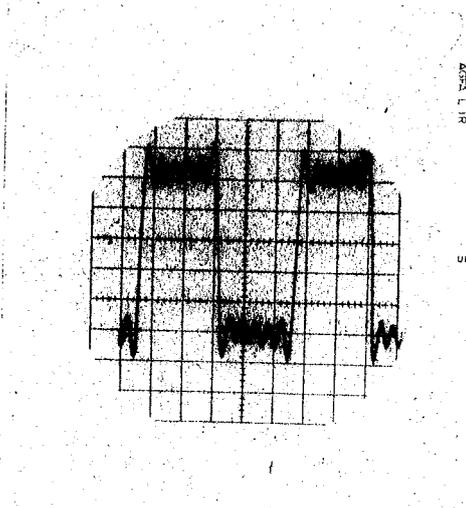
On trouvera page 45 des oscillogrammes des essais 1 ($T/\tau = 2$) et 3 ($T/\tau = 4$). On remarquera sur ces photographies le phénomène de Gibbs qui apparaît par les pointes plus prononcées aux extrémités des parties horizontales des créneaux.

Dans chaque cas, on a procédé à l'analyse fréquentielle $\phi_1^*(\omega)$ du signal. Ces analyses sont reportées point par point à côté des photographies. On a tracé sur le même graphique les courbes théoriques correspondantes, ce qui met en relief la précision du prélèvement obtenu. On y constate que jusqu'à l'harmonique 6, la précision est déjà bonne (meilleure que 5%), malgré que la ligne soit encore mal réglée. Ce défaut prend plus d'amplitude en valeur absolue pour les fréquences supérieures et a fortiori en valeur relative, puisque le spectre est décroissant. Pour la 11^e harmonique, l'erreur relative est de l'ordre de 30%.

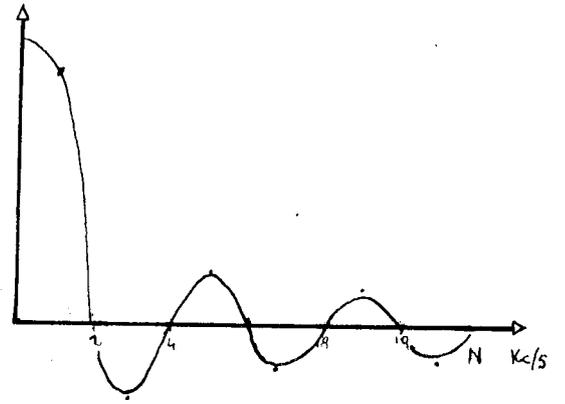
SYNTHÈSE et ANALYSE de FONCTIONS
REPERMUTANTES



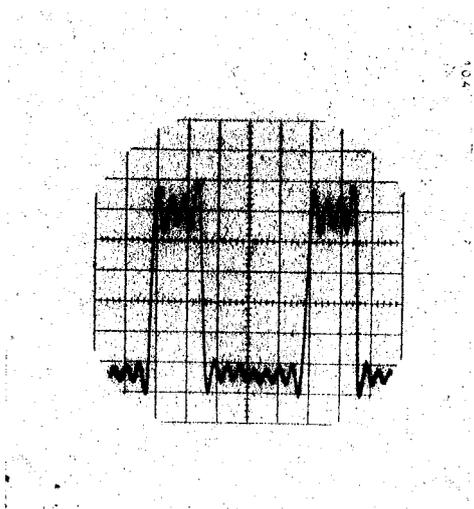
1) $T = 2z$



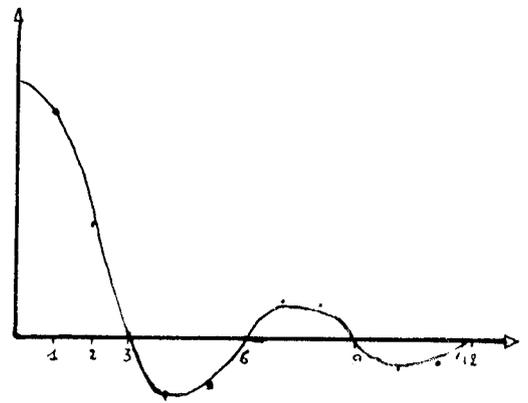
Synthese 1



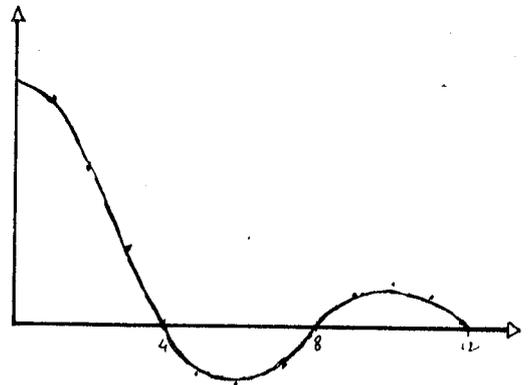
2) $T = 3z$



Synthese 3



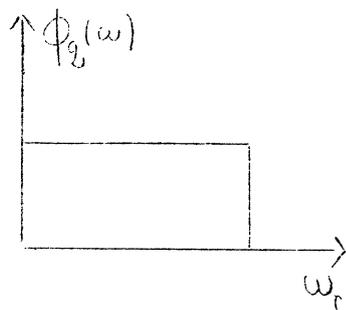
3) $T = 4z$



2) Synthèse de spectres, et reconstitution des signaux correspondants :

Pour simplifier, nous avons choisi de synthétiser des spectres purement réels. Nous avons choisi celui d'une impulsion de Dirac filtrée par un filtre passe-bas idéal, soit Φ_2 .

Nous avons déjà vu que ce spectre est réel, et que le signal qui lui correspond est l'impulsion de Whittaker.



L'affichage de ce spectre Φ_2 sur la ligne est identique à celui du signal rectangulaire e_1 synthétisé auparavant.

On voit donc que le signal prélevé e_2^* qui en découle est le même que le prélèvement Φ_1^* , que nous avons déjà tracé point par point, et qui est bien de la forme $\frac{\sin x}{x}$. Ceci illustre nettement la symétrie des transformations réciproques de Fourier.

L'analyseur-synthétiseur est donc un appareil qui permet, par des opérations identiques, de passer de $e(t)$ à $\Phi^*(\omega)$ ou de $\Phi(\omega)$ à $e^*(t)$.

B I B L I O G R A P H I E

- [1] G.LIGOZAT : "Etude et réalisation d'un analyseur-synthétiseur de signaux"
Thèse de 3^o Cycle, Faculté des Sciences de Grenoble
26 Juin 1961
- [2] GOODMANN : "Delay line synthesiser"
Actes proceedings 1956
- [3] J.LABORDE : "Travaux Pratiques de Calcul", pp. 181 à 189
C.D.U., Ed. Paris
- [4] J.GILLE, P.D. CAULNE, M.PELEGRIN
" Théorie et calcul des asservissements"
Dunod Ed. Paris 1957
- [5] "The Bell System Technical Journal", n° 2, Mars 1956
pp.295 à 332
- [6] J.GILLE, P.D. CAULNE, M.PELEGRIN
"Méthodes modernes d'études des systèmes asservis"
Dunod Ed. Paris 1959, p.142
- [7] E.A.GUILLEMIN: "Communication networks"
Vol. 2, p. 477
J.Wiley & Sons, N.Y., Juin 1952
- [8] R.PERRET, A.B.KAUFMANN
"Comptes rendus des séances de l'Académie des Sciences"
t.255, pp.1859-1861, Séance du 15.10.1962
- [9] B.LUTZEL : "Montages à transistors à très haute impédance d'entrée"
Toute la Radio, n° 256, Juin 1961, p.223
Société des Editions Radio, Paris
- [10] G.GOUDOT : "Electronique industrielle"
Eyrolles ed. Paris, 1957



T A B L E des M A T I E R E S

Première partie : Fondements théoriques

- problème posé	1
- bases théoriques pour la synthèse des signaux	2
- série de Fourier du signal à synthétiser	8
- conception générale de l'analyseur-synthétiseur	11

Deuxième partie : Conception technique

- choix du nombre d'harmoniques	12
- sommateurs	14
bande passante et stabilité	15
schéma	17
résistance d'entrée	18
- lignes à retard	20
calcul des déphaseurs	21
méthode de réglage des déphaseurs	22
- génération des harmoniques	25
sélecteurs d'harmoniques	29
schéma	30
réglages des phases et tensions sortie	32
et mémoire	32
problème de la stabilité de la phase	33
- déphasage stationnaire	33
- méthode de compensation	35
- déphasage dynamique	36
- présentation pratique de l'analyseur-synthétiseur	38
- schéma général	41

Troisième partie : Application

- généralités	42
problème de l'échelle temps	42
transferts	42
transferts à entrées et sorties multiples	43
- essais	44
synthèse et analyse de signaux	44
synthèse de spectres	46

Bibliographie

Table des matières

VU,

Grenoble le

Le Président de la thèse

Grenoble le

Le Doyen de la Faculté des Sciences

VU et permis d'imprimer

Le Recteur de l'Académie de Grenoble