UNE NOUVELLE FAMILLE DE FILTRE NON-LINEAIRE ET UNE NOUVELLE TECHNIQUE DE GENERATION D'IMPULSION (SIN X)/X TRONQUEE

Michel Gendron

A Thesis
in
The Faculty
of
Engineering

Presented in Partial Fulfillment of the Requirements
for the degree of Master of Engineering at
Concordia University
Montreal, Québec, Canada

March 1981

© Michel Gendron, 1981

RESUME

UNE NOUVELLE FAMILLE DE FILTRE NON LINEAIRE

ET UNE NOUVELLE

TECHNIQUE DE GENERATION D'IMPULSION (SIN X)/X TRONQUEE

MICHEL GENDRON

Une nouvelle famille de filtre non linéaire (FNL) employant la commutation de signaux analogiques est présentée. En rapport aux communications numériques, cette nouvelle technique permet la génération de diagramme de l'oeil symétrique sans gigue et sans interférence entre les impulsions successives (IIS). La commutation d'impulsion à accroissement cosinusoidal à double intervalle (FNL B) permet une atténuation significative du spectre de puissance d'un signal NRZ avec un rapport d'énergie dans la bande à celle hors bande de 20 dB à 1.4 Nyquist. Comme application du FNL B, un circuit filtre a été réalisé pour un système de modulation de phase par quadrature décalée sur le côté transmission. Le concept de la nouvelle famille de filtre non linéaire a aussi été développé pour permettre l'emploi de signaux d'entrée en modulation d'impulsion en amplitude.

Une nouvelle technique hybride pour la génération d'impulsion périodique de la forme (sin x)/x tronquée au nombre voulu de lobe est présentée. Trois méthodes d'utilisation d'un tel générateur avec la nouvelle famille de filtre non linéaire sont suggérées.

ABSTRACT

A NEW NON-LINEAR FILTER FAMILY

AND A NEW

TECHNIQUE FOR GENERATION OF TRUNCATED (SIN X)/X PULSE

MICHEL GENDRON

This thesis presents a new family of non-linear filters (FNL) using commutation of analog signals. In digital communication, this new technique permits a symmetric eye diagram to be generated without jitter and inter-symbol interference. The commutation of double-interval raised cosine pulse (FNL B) permits a significant attenuation of the power spectrum of an NRZ signal with an in to out of band energy ratio of 20 dB at 1.4 Nyquist. As an application of FNL B, a filter has been conceived for an offset quadrature phase shift keying system on the transmission side. This new concept of non-linear filters has been developed further in order to permit use of pulse amplitude modulated input signals.

The scope of the present thesis also includes an investigation on a new hybrid technique for generation of a periodic (sin x)/x pulse, truncated at any desired lobe. Three different methods of using this generation technique in conjonction with the new non-linear filters are suggested.

REMERCIEMENTS

Je remercie sincèrement le Dr. Kamilo Feher de m'avoir donné la possibilité de développer un sujet de thèse aussi intéressant.

Je remercie le Dr. John Huang et Monsieur Eric Perera pour les encouragements et l'aide technique qu'ils m'ont apportés tout au long de mes travaux.

Je voudrais exprimer ma gratitude, à ma femme, Louise Savard pour sa patience et son aide pour la dactylographie.

La bourse de l'enseignement supérieur octroyé par le Gouvernement du Québec a été apprécié.

TABLE DE CONTENU

		Page
TABLE DE CONTENU		I
LISTE DES FIGURES		IV
LISTE DES TABLES		XIII
LISTE DES ABREVIATIONS		XIV
Chapitre 1 - INTRODUCTION		
1.1	Les communications numériques	2
1.2	Le canal idéal de Nyquist	13
1.3	Les filtres conçus à partir du domaine du temps	16
Chapitre 2 - PRINCIPE D'UNE NOUVELLE FAMILLE DE FILTRE NON-LINEAIRE		
2.1	Principe fondamental	29
2.2	Les représentations filtrées réalisées	39
2.3	Génération d'une impulsion à accroissement cosinusoidal pour différentes valeurs de α	47
2.4	Trois méthodes pour générer un signal en modulation d'impulsion en amplitude filtré à l'aide de la nouvelle technique du FNL	51
2.5	Nouvelle technique hybride pour la génération d'un signal $(\sin \pi f t)/\pi f t$ tronqué et périodique	66

Page

2.6 Trois méthodes d'utilisation des signaux (sin x)/x tronqués et périodiques avec la nouvelle méthode du FNL 73

Chapitre 3 - DIAGRAMMES DE L'OEIL ET SPECTRES DE PUISSANCE

3.1 Analyse dans le domaine du temps 82

3.2 Analyse des impulsions à double interval des FNL B et D 92

3.3 Analyse des spectres de puissance 104

3.4 Spectre de puissance d'un signal en modulation d'impulsion en amplitude 120

Chapitre 4 - CIRCUITS DES FNL ET EVALUATION DU FNL B EN RAPPORT AUX COMMUNICATIONS NUMERIQUES

4.1 Circuits des FNL A à F 124

4.2 Circuit filtre de bande de base pour un système de modulation de phase par quadrature décalé 135

4.3 Circuit pour une nouvelle technique hybride d'un générateur périodique d'impulsion de la forme (sin x)/x tronquée au nombre voulu de lobe 147

4.4 Evaluation du signal de sortie du FNL B. 150

Page

Chapitre 5 - CONCLUSION 156

---------- - REFERENCES

LISTE DES FIGURES

		Page
Chapitre 1 - INTRODUCTION		
1.1.1	Segment d'un signal aléatoire NRZ	4
1.1.2a	Spectre de puissance normalisé (T=1) d'un signal aléatoire NRZ	6
1.1.2b	Spectre de puissance mesuré d'un signal aléatoire NRZ	6
1.1.3a	Diagramme de l'oeil d'un signal aléatoire NRZ dans une largeur de bande infinie	8
1.1.3b	Diagramme de l'oeil d'un signal aléatoire NRZ limité par un filtre RC du premier ordre	8
1.1.4	Représentation des deux types d'interférence inter-canal: l'interférence de co-canal et de canal adjacent	11
1.2.1a	Réponse impulsionnelle d'un filtre à accroissement cosinusoidal	14
1.2.1b	Fonction de transfert d'un filtre à accroissement cosinusoidal	15
1.3.1a	Réponse impulsionnelle d'un filtre à accroissement cosinusoidal dans le domaine du temps	18
1.3.1b	Fonction de transfert d'un filtre à accroissement cosinusoidal dans le domaine du temps	19

Page

1.3.2 Filtre transversal binaire (FTB)..... 22

1.3.3 Réalisation d'un filtre avec un ROM et un convertisseur numérique / analogique 23

CHAPITRE 2 - PRINCIPE D'UNE NOUVELLE FAMILLE DE FILTRE NON-LINEAIRE

2.1.1 Diagramme bloc du FNL..... 29

2.1.2 Représentations filtrées d'un segment d'un signal aléatoire NRZ avec 2 et 4 générateurs et les formes d'onde nécessaires comme générateurs..... 32

2.1.3 Organigramme fonctionnel des FNL..... 36

2.1.4 Obtention de l'horloge H_1 à partir de l'horloge du signal d'entrée du FNL... 38

2.2.1 Six représentations filtrées d'un segment d'un signal aléatoire NRZ en utilisant la technique du FNL..... 40

2.2.2 Réponse à un état logique "1" d'entrée des FNL A, B, C, D, E et F..... 41

2.2.3 Construction de la forme d'onde utilisée par le FNL D (en trait gras)..... 42

2.2.4 a) Diagramme bloc des FNL A, C et E et b) tableau des générateurs utilisés dans chaque cas..... 44

2.2.5a) Diagramme bloc des FNL B, D et F..... 45

Page

2.2.5b) Tableau des générateurs utilisés pour les FNL B, D et F..... 46

2.3.1. Représentation filtrée à la sortie d'un FNL utilisant une impulsion à accroissement cosinusoidal avec $\alpha = 0.5$, d). En b) se trouve les signaux nécessaires pour la construction du signal périodique s(t) en c)..... 48

2.3.2 Diagramme bloc pour l'implantation d'un générateur d'onde s(t) tel qu'à la figure 2.3.1 c)..... 50

2.4.1 Génération d'un signal MIA de période T_s à partir de signaux NRZ de période T_s..... 52

2.4.2 Génération d'un signal MIA de 4 niveaux à partir des 2 signaux NRZ x_1 (t) et x_2 (t)..... 53

2.4.3 Trois possibilités pour la génération d'un signal MIA filtré..... 54

2.4.4 Représentation filtrée d'un signal MIA à quatre niveaux à l'aide des impulsions à accroissement cosinusoidal à double interval..... 56

		Page
2.4.5	Circuit shématique permettant l'implantation du FNL G (horloge non-illustrée)	62
2.4.6.	Amplificateur 1 à gain variable utilisant des JFET comme interrupteur analogique.....	65
2.5.1	Relation graphique de sin πt, πt et $\frac{\sin \pi t}{\pi t}$	67
2.5.2	Diagramme bloc d'un générateur de signal $\frac{\sin \pi f t}{\pi f t}$ tronqué et périodique...	70
2.5.3	Signaux typiques du générateur d'onde (sin π ft/ (π ft) tronqué et périodique	71 & 72
2.6.1	Entrecoupement d'une série d'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à deux lobes.....	74
2.6.2	Diagramme bloc d'un FNL utilisant l'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à 2 lobes et tenant compte des états logiques 0 et 1 du signal d'entrée NRZ.....	75
2.6.3	Diagramme bloc de la deuxième méthode pour un FNL utilisant l'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à deux lobes.....	78
2.6.4	Diagramme bloc de la troisième méthode pour un FNL utilisant l'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à deux lobes.....	79

Page

Chapitre 3 - DIAGRAMMES DE L'OEIL ET SPECTRES DE PUISSANCE

3.3.1	Spectre d'amplitude de l'impulsion rectangulaire.....	83
3.1.2	Spectre d'amplitude de l'impulsion cosinusoidale.....	84
3.1.3	Spectre d'amplitude de l'impulsion à accroissement cosinusoidal.....	85
3.1.4	Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL A.....	88
3.1.5	Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL B.....	89
3.1.6	Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL C.....	89
3.1.7	Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL D.....	90
3.1.8	Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL E.....	91
3.1.9	Diagramme de l 'oeil du signal de sortie du FNL F.....	91
3.2.1	Construction du signal de sortie du FNL B à partir de l'impulsion définie à l'équation 3.2.1 et son complément..	94
3.2.2	Construction du signal de sortie du FNL B à partir de l'impulsion définie à l'équation 3.2.2.....	95

		Page
3.2.3	Construction du signal de sortie du FNL D à partir des impulsions $s_d(t)$..	98
3.2.4	Circuit permettant la génération de $s_d(t)$. périodique.....	99
3.2.5	Spectre d'amplitude, b), de l'impulsion $s_d(t)$, a), utilisée par le FNL D.	103
3.3.1	Tracé du spectre de puissance $W_r(f)$ d'un signal aléatoire NRZ.....	108
3.3.2	Photo du spectre de puissance $W_r(f)$ d'un signal aléatoire NRZ.....	109
3.3.3	Tracé du spectre de puissance $W_a(f)$ du signal de sortie du FNL A comparé à celui d'un signal NRZ.....	110
3.3.4	Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL A.....	111
3.3.5	Tracé du spectre de puissance $W_b(f)$ du signal de sortie du FNL B comparé à celui d'un signal NRZ.....	112
3.3.6	Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL B comparé à celui d'un signal NRZ à l'arrière - plan.....	113
3.3.7	Tracé du spectre de puissance $W_c(f)$ du signal de sortie du FNL C comparé à celui d'un signal NRZ.....	114

Page

3.3.8 Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL C comparé à celui d'un signal NRZ..... 115

3.3.9 Tracé du spectre de puissance $W_d(f)$ du signal de sortie du FNL D comparé à celui d'un signal NRZ..... 116

3.3.10 Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL D comparé à celui d'un signal NRZ..... 117

3.3.11 Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL E..... 119

3.3.12 Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL F comparé à celui d'un signal NRZ (décalé verticalement vers le bas)..... 119

CHAPITRE 4 - CIRCUITS DES FNL ET EVALUATION DU FNL B EN RAPPORT AUX COMMUNICATIONS NUMERIQUES.

4.1.1 Mise en forme des horloges nécessaires pour le FNL, le générateur de séquence binaire pseudo aléatoire et le régénérateur..... 126

4.1.2 Génération de l'horloge H_4 et amplificateur sinusoidal à double sorties.... 127

Page

4.1.3 Amplificateur de sortie pour les FNL..... 129

4.1.4 Formes d'onde nécessaires pour les FNL..... 130

4.1.5 Circuit du FNL A..... 131

4.1.6 Circuit du FNL B..... 132

4.1.7 Circuit du FNL C..... 133

4.2.1 Diagramme bloc d'un modulateur OQPSK.. 136

4.2.2 Diagramme bloc du circuit filtre pour OQPSK..... 138

4.2.3 Relation entre les trois signaux d'entrée du circuit filtre et relation entre sin x et H_a..... 140

4.2.4 Circuit du diviseur de fréquence $f_c/2$ et du PLL..... 141

4.2.5 Filtre actif type Butterworth du 4ième ordre, f_c= 25khz. IC 18 pour sin x et sin(x-π) du FNL B_1. IC 16 pour sin(x- $\pi/2$) et sin(x-3 $\pi/2$) du FNL B_2. 142

4.2.6 Amplificateur à gain variable et suiveur..... 143

4.2.7 Production des horloges H_a et H_b pour les FNL B_1 et B_2.....

		Page
4.2.8	Montage permanent du circuit filtre pour OQPSK.....	145
4.2.9	Signaux d'entrée des FNL B_1 et B_2 et signaux de sortie des mêmes FNL.....	146
4.3.1	Générateur d'impulsion (sin x)/x tronquée à 8 lobes.....	148
4.4.1	Courbe de probabilité d'erreur $P_e = f(E_b/N_o)$.....	155

LISTE DES TABLEAUX

Page

Chapitre 2 -

2.4.1 Tableau représentant le gain et le décalage en tension continue nécessaires aux formes d'onde commutées par le FNL_oG pour un signal d'entrée MIA à quatre niveaux 58

2.4.2 Tableau montrant la relation entre le résultat de la soustraction, le gain et le décalage en tension continue pour les formes d'onde commutées par le FNL G.... 60

Chapitre 4 -

4.4.1 Rapport d'énergie dans la bande à celle hors bande (E_o/E_h) du spectre de puissance du signal de sortie du FNL B 152

LISTE DES ABREVIATIONS

α	facteur d'amortissement cosinusoidal
A/D ou A/N	convertisseur analogique/numérique
BBGA	bruit blanc gaussien additif
δ	impulsion de Dirac
dB	décibel
E_b/N_o	rapport d'énergie d'un bit sur la densité du bruit
$E_{\omega o}/E_h$	rapport d'énergie dans la bande à celle hors bande
f	taux de transmission en bit/sec.
f_c	fréquence de coupure (à 3 dB)
f_N	fréquence de Nyquist, f/2 en bit/sec ou $f_s/2$ en baud/sec.
f_s	taux de transmission en baud/sec
FNL	filtre non-linéaire
FPB	filtre passe bas
FTB	filtre transversal binaire
G(f)	spectre d'amplitude
H	horloge
IIS	interférence entre les impulsions successives
MIA	modulation d'impulsion en amplitude
NRZ	non retour à zéro
OQPSK	modulation de phase par quadrature décalé
P_e	probabilité d'erreur
PLL	boucle accrochée à la phase (phase lock loop)
QPSK	modulation de phase par quadrature

S/N	rapport signal sur bruit
ROM	mémoire morte (read only memory)
sync	synchronisation
T	période d'un bit
T_s	période d'un symbole
W(f)	spectre de puissance

CHAPITRE 1

INTRODUCTION

1.1 Les Communications Numériques

Les filtres sont une partie intégrante des systèmes de communication. Nous les retrouvons autant à la transmission qu'à la réception. Cette thèse présente le principe, la conception et l'évaluation d'une nouvelle famille de Filtres Non-Linéaires (FNL) pouvant trouver des applications dans les systèmes de communication numérique à faible taux de transmission. Le FNL emploie la commutation de formes d'onde analogique pour constituer à la sortie du filtre, une représentation filtrée du signal d'entrée.

Avant d'aller plus loin, un résumé des principaux principes se rapportant aux signaux numériques et aux communications est entrepris.

Le message transmis à travers un système de communication peut-être analogique ou numérique. Un message numérique peut-être obtenu soit directement d'un ordinateur ou soit d'une source analogique que l'on échantillonnerait et codifierait. Le canal de communication, composé d'une chaîne comprenant un transmetteur, un médium de transmission et un récepteur, aura pour but, à la réception, une reproduction aussi fidèle que possible du message émanant de la source de la chaîne. Pour obtenir cette efficacité, différents moyens sont utilisés et une évaluation comparative de ces moyens est faite à partir de critères bien établis.

Un signal numérique est composé de bits. Ce mot est la contraction de " binary digit " (chiffre binaire). Un bit prend la valeur 0 ou 1. Des valeurs de + A volts et - A volts sont associées à un 1 ou un 0 respectivement. Dans un système synchronisé, un interval de temps T est alloué pour chaque bit. A l'intérieur de ce temps, la durée du bit (t_b) peut prendre n'importe quelle valeur. Si $t_b < T$, on a un signal à retour à zéro (RZ), c'est-à-dire que même si le signal prend la valeur 1 à l'intérieur du temps T, il prendra aussi la valeur 0 pour le reste de cet interval. Tandis que si, à l'intérieur du temps T, on veut représenter le bit 0, le signal sera uniformément 0 pour tout l'interval. Avec $t_b = T$, on a un signal à non retour à zéro (NRZ). Le segment 1011001 d'un signal aléatoire NRZ est montré à la figure 1.1.1.

Avec une équiprobabilité (p= (1-p) =1/2), pour les 1 et les 0, la composante en tension continue (c.c.) d'un signal NRZ est égal à zéro volt. La puissance moyenne normalisée d'un tel signal est:

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T A^2\, dt = A^2 \text{ watts} \qquad (1.1)$$

Si une composante c.c. était ajoutée au signal aléatoire NRZ, le niveau de puissance du signal serait augmenté mais le niveau de puissance effective du message ne le serait pas.

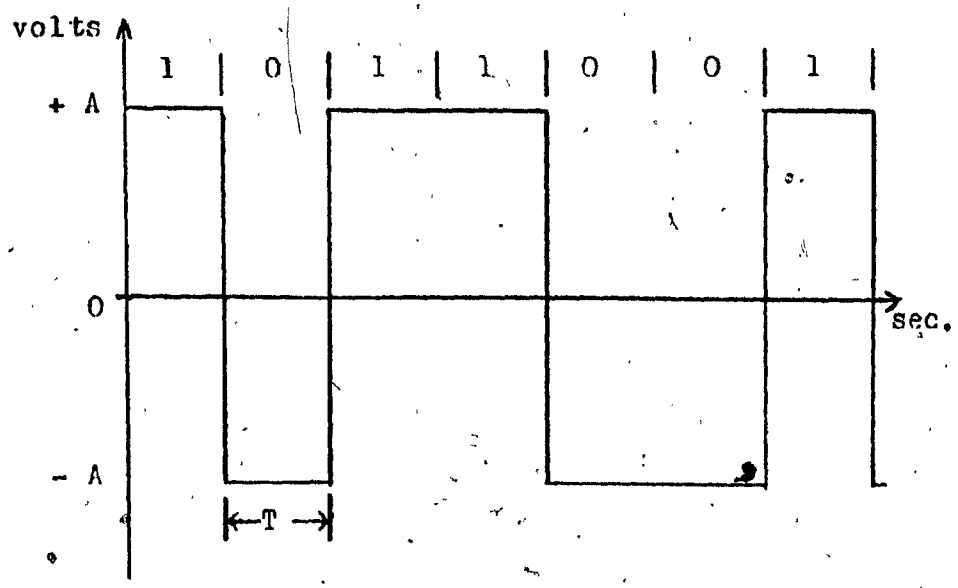


Figure 1.1.1.- Segment d'un signal aléatoire NRZ.

En rapport à un taux de transmission, on rencontre souvent le terme baud par seconde. Après avoir codifié ou modifié un canal binaire, le nouveau symbole à l'intérieur de la période T_s est appelé baud.

En considérant un signal aléatoire NRZ dans le domaine des fréquences, nous en venons à la notion de spectre de puissance et par extension, à celle de largeur de bande.

Le spectre de puissance W(f) d'un signal aléatoire NRZ, nous est donné par [1] :

$$W(f) = A^2 T \left[\frac{\sin \pi T f}{\pi T f} \right]^2$$

où T est la période d'un bit. Le côté droit de l'équation 1.1 est une fonction de la forme $\left[\frac{\sin x}{x}\right]^2$ où $x = \pi T f$. La figure 1.1.2a) nous montre une telle fonction qui s'étend de $-\infty$ à $+\infty$ dans le domaine des fréquences.

Un analyseur spectral de puissance permet de mesurer et de visualiser dans le domaine des fréquences un signal. La figure 1.1.2b) représente l'équation 1.1 avec une échelle verticale logarithmique ayant pour unité le décibel. L'analyseur spectral utilisé est celui de la compagnie Marconi (TF 2370).

A la figure 1.1.2b) le taux de transmission employé est de 20 kbits/sec. Le lobe principal est celui qui se situe entre 0 Hz et 20 kHz. La ligne de 0 Hz représente la composante c.c. et sert aussi de référence. A 20 kHz, l'aténuation est théoriquement infinie. Le spectre de puissance s'étend jusqu'à l'infini par des lobes secondaires ayant une largeur de 20 kHz et s'atténuant en amplitude et en énergie. En [1], on retrouve un tableau donnant le niveau d'énergie emmagasiné dans chacun des lobes jusqu'au septième. Ainsi on sait que 90% de l'énergie du spectre de puissance d'un signal aléatoire NRZ est contenu dans le lobe principal et que 98.5% de l'énergie totale du signal est comprise dans les 7 premiers lobes et le lobe principal.

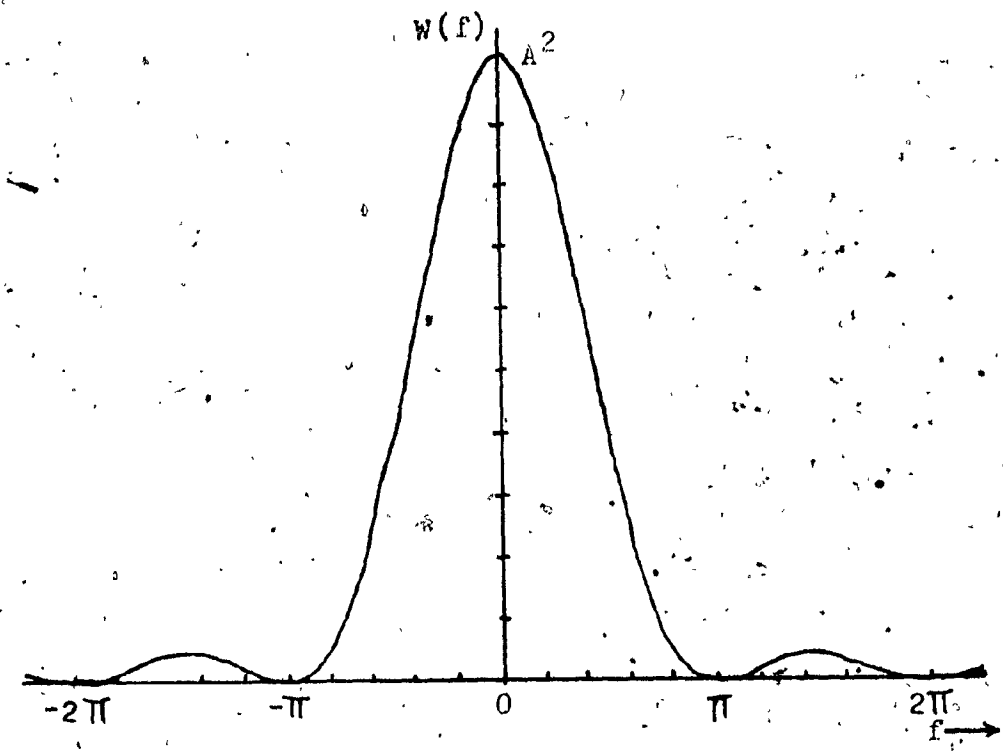


Figure 1.1.2a)- Spectre de puissance normalisé (T=1) d'un signal aléatoire NRZ.

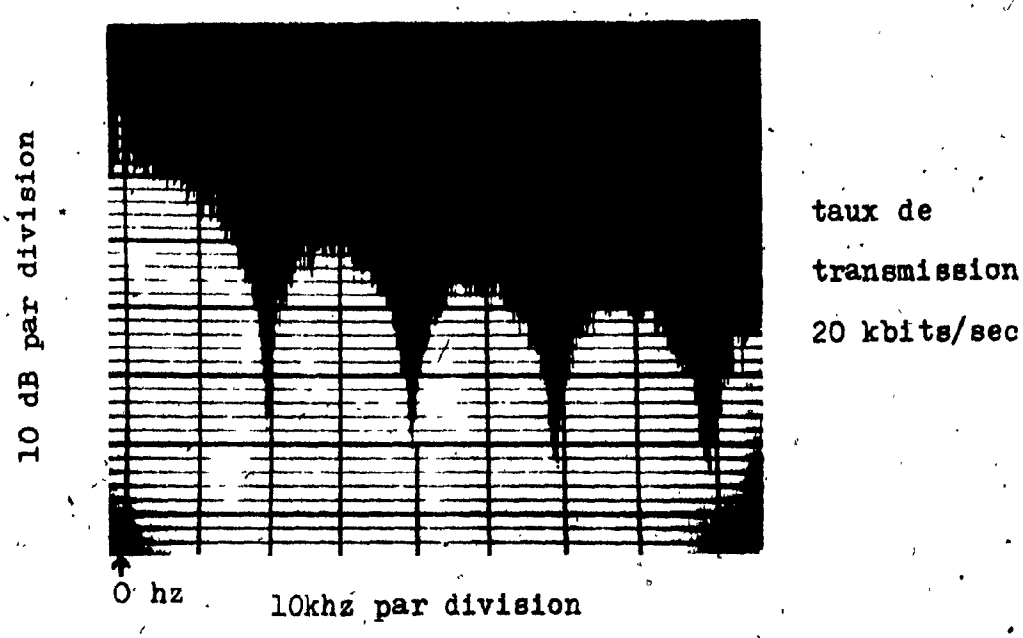


Figure 1.1.2b)- Spectre de puissance mesuré d'un signal aléatoire NRZ.

Par la modulation, on déplace dans le domaine des fréquences le message d'une fréquence égale à celle de la porteuse. Ainsi, si on module linéairement en les multipliant ensemble, une porteuse et un message formé par un signal aléatoire NRZ, le spectre complet du message sera déplacé dans le domaine des fréquences par une fréquence égale à celle de la porteuse. Comme le spectre de puissance du message qui nous intéresse va de $-\infty$ à $+\infty$, un filtre sera nécessaire pour limiter la largeur de bande. Ceci, afin de minimiser l'interférence causée par ce signal sur d'autres signaux modulés à des fréquences adjacentes. En restreignant la largeur de bande, une autre forme d'interférence est introduite dans le message dans le domaine du temps. Elle est produite par des résidus des bits précédents sur le bit actuel et est dénommée interférence entre les impulsions successives (IIS).

Une façon pratique de représenter un signal binaire aélatoire est le diagramme de l'oeil. La base de temps d'un oscilloscope est synchronisée sur la période T. Après avoir complété une trace de T secondes, celle-ci revient à son point de départ pour obtenir ainsi une superposition des formes d'onde des bits sur l'écran. La figure 1.1.3a) représente un signal aléatoire NRZ dans une largeur de bande infinie et la figure 1.1.3b), le même signal dans une largeur de bande restreinte. Dans le dernier cas, la dégradation dû à l'IIS est de 30%.

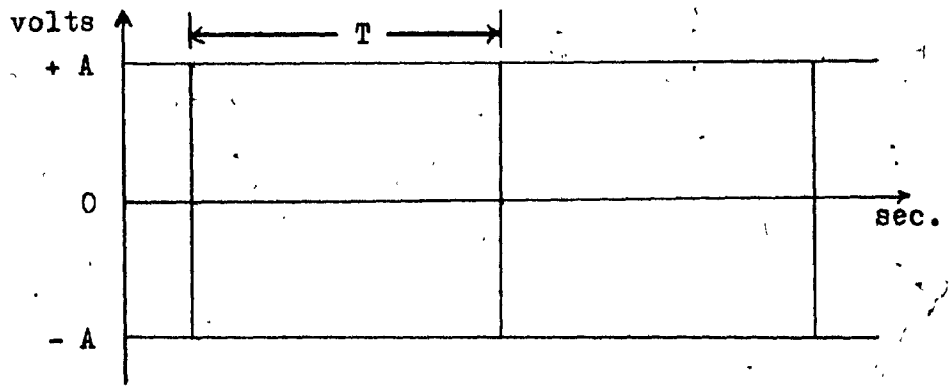


Figure 1.1.3a)- Diagramme de l'oeil d'un signal aléatoire NRZ dans une largeur de bande infinie.

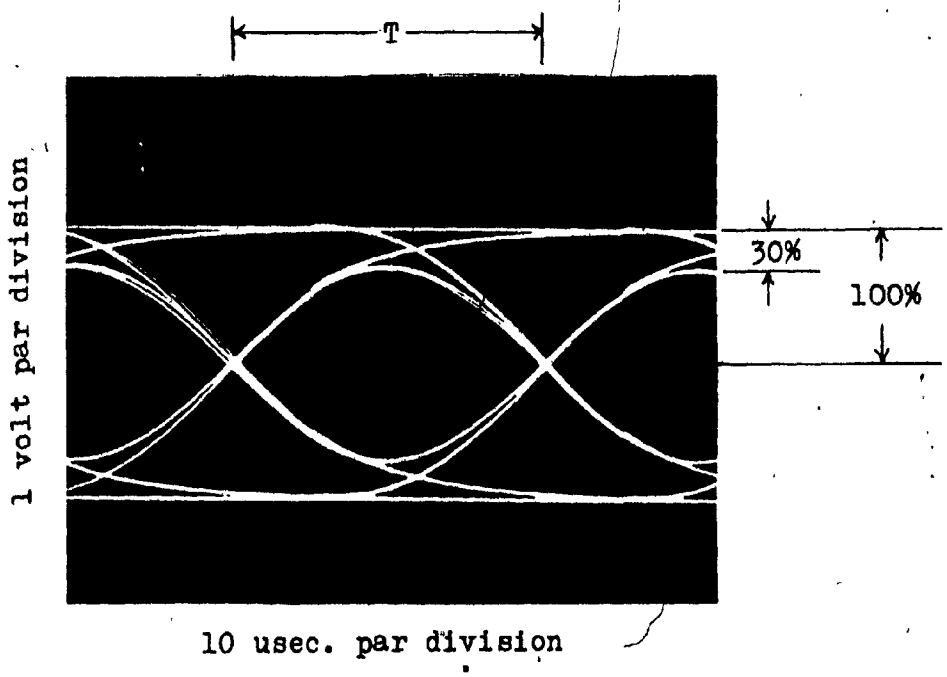


Figure 1.1.3b)- Diagramme de l'oeil d'un signal aléatoire NRZ limité par un filtre RC du premier ordre, f_c= 11 khz.

Les filtres analogiques sont conçus à partir du domaine des fréquences où l'atténuation désirée est déterminée à l'avance. A cette dernière courbe est associée celle de la variation de la phase en fonction de la fréquence. La phase est associée à un délai à la sortie du filtre. Pour un circuit où la variation de la phase est proportionnelle à la fréquence, il n'y aura pas de distortion de signal. Prenons l'exemple d'un signal composé de sa fréquence fondamentale et de ses harmoniques. La $n^{ième}$ harmonique sera associée à un délai n fois plus élevé que celui de la fondamentale. La période de la $n^{ième}$ harmonique est aussi n fois plus petite que celle de la fondamentale. Ainsi, le délai en seconde à la sortie du circuit pour la $n^{ième}$ harmonique et la fondamentale sera le même et aucune distortion du signal n'aura eu lieu.

Pour les filtres conçus dans le domaine des fréquences, il est difficile d'obtenir une pente raide pour l'atténuation, associée à une phase linéaire. En ajoutant des circuits pouvant linéariser la phase en fonction de la fréquence à la sortie du filtre, on augmente la complexité de celui-ci ainsi que son coût.

Pour les signaux numériques, la technologie permet de concevoir des filtres à partir du domaine du temps. Les

techniques employées permettent de constituer, à la sortie d'un filtre, une représentation filtrée du signal d'entrée. En contrôlant dans le domaine du temps la forme d'onde, il est possible d'obtenir un signal sans IIS.

Le spectre de puissance, associé à la représentation filtrée devra être compatible aux critères d'interférence d'inter-canal. L'interférence inter-canal comprend l'interférence de co-canal et l'interférence de canal adjacent [1].

L'interférence de co-canal réfère à l'interférence venant d'une source, modulée ou autrement, qui a une fréquence près de celle de la porteuse désirée. L'interférence de canal adjacent réfère à l'interférence dûe à la présence de une ou plusieurs porteuses, modulées ou autrement, immédiatement adjacentes à la porteuse désirée. Le terme adjacent, usuellement, indique un canal adjacent dans un plan prédéterminé de distribution de canaux, figure 1.1.4. Ainsi on devra s'attarder à:

1° La largeur et l'atténuation du lobe fondamental pour un taux de transmission donné. Ce critère établie dans quelle largeur de bande il sera possible de transmettre un message à un taux de transmission donné.

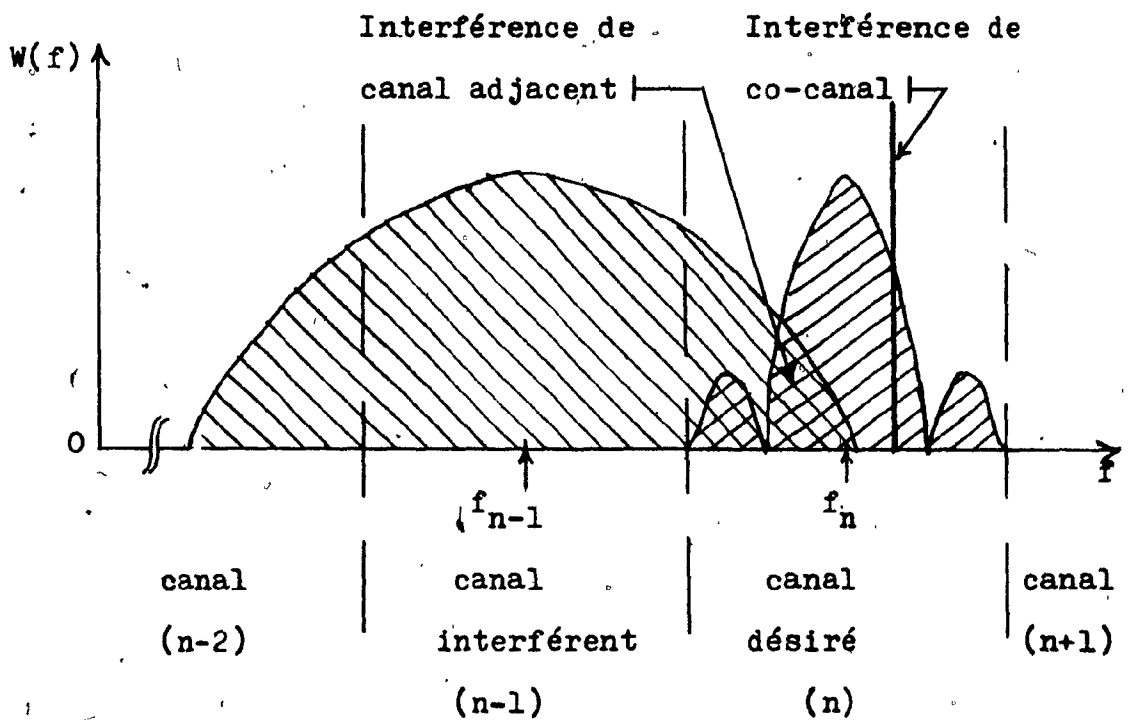


Figure 1.1.4- Représentation des deux types d'interférence inter-canal: l'interférence de co-canal et de canal adjacent.

2° L'énergie emmagasinée dans les lobes secondaires qui influencera le rapport de l'énergie dans la bande, à celle hors bande.

3° La formation d'un spectre de puissance discret, qui, dépendamment de la situation, pourra amener de l'interférence inter-canal ou servir à la récupération du taux de transmission du message.

Le maximum d'efficacité d'un canal de transmission pour un taux de transmission donné, est obtenu avec le canal idéal de Nyquist qui est décrit dans la prochaine section.

1.2 Le canal idéal de Nyquist

Dans le domaine des fréquences, le canal idéal de Nyquist a une amplitude constante jusqu'à $f_s/2$ et zéro pour une fréquence $f > f_s/2$ où f_s est le taux de transmission en baud/seconde. La phase en fonction de la fréquence est linéaire. La réponse impulsionnelle d'un tel filtre est de la forme $\frac{\sin x}{x}$ où $x = \pi f_s t$, figure 1.2.1a) et b). A t=0, l'amplitude de la réponse impulsionnelle est maximale tandis qu'elle est zéro à tous les multiples de T_s. En échantillonnant le message à tous ces multiples, la contribution des bits précédents au bit présent, ou l'IIS, sera zéro pour un système synchronisé.

En ayant une pente adoucie de forme cosinusoidale dans le domaine des fréquences, ces mêmes caractéristiques de la réponse impulsionnelle sont conservées. Le rapport de la largeur du canal dépassant la largeur minimale de Nyquist sur celle-ci est exprimé par α, avec $\alpha = 0.5$, la largeur du canal est 50% plus élevé que la largeur minimale de Nyquist. Avec $\alpha = 1$, la largeur du canal est celle du taux de transmission f_s ou le double de la fréquence f_N du canal idéal de Nyquist.

Pour différentes valeurs de α allant de 0 vers 1, la nature ondulatoire de la réponse impulsionnelle diminue. La réponse impulsionnelle est donnée par [2] :

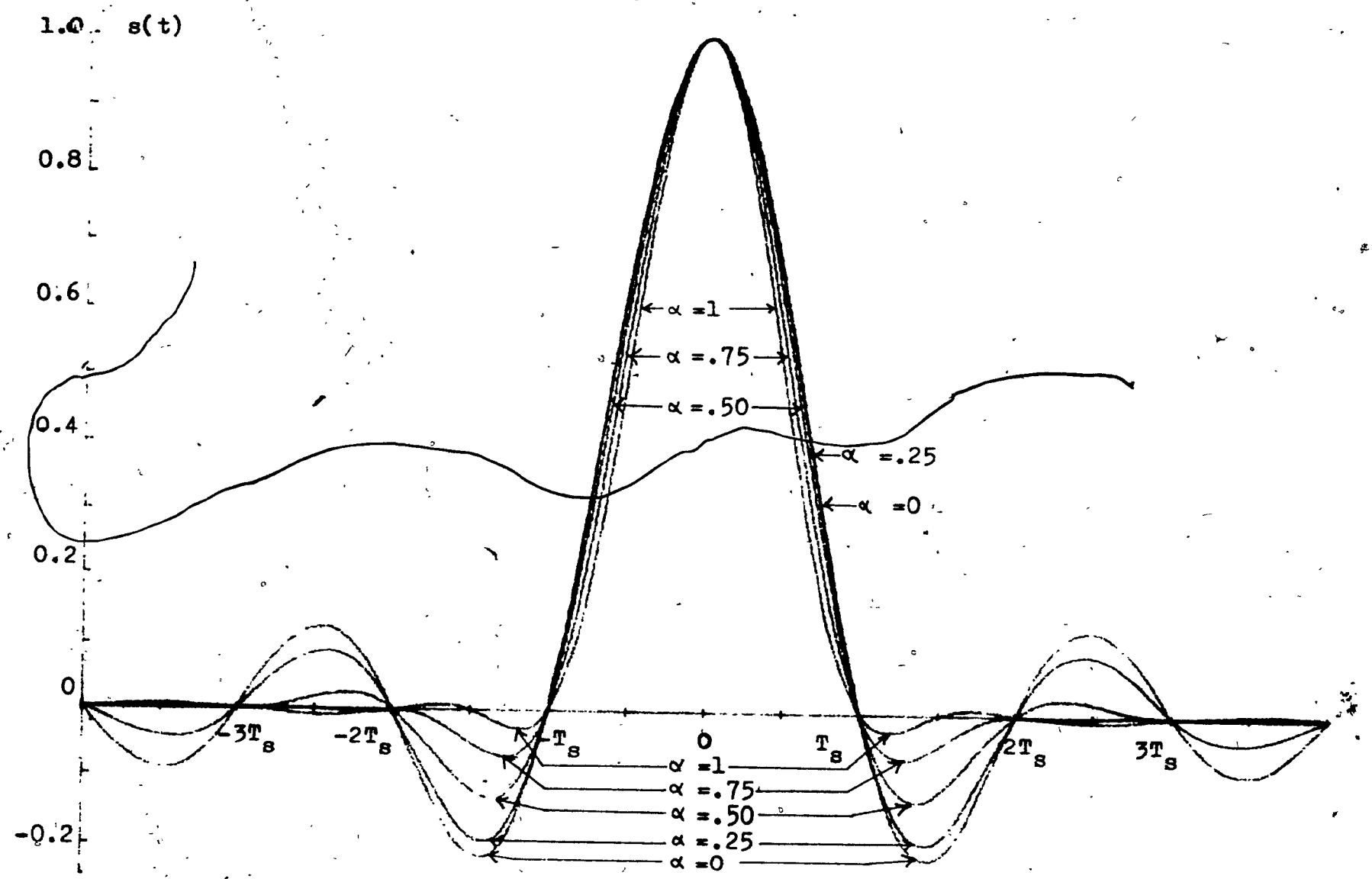


Figure 1.2.1a)- Réponse impulsionnelle d'un filtre à accroissement cosinusoidal.

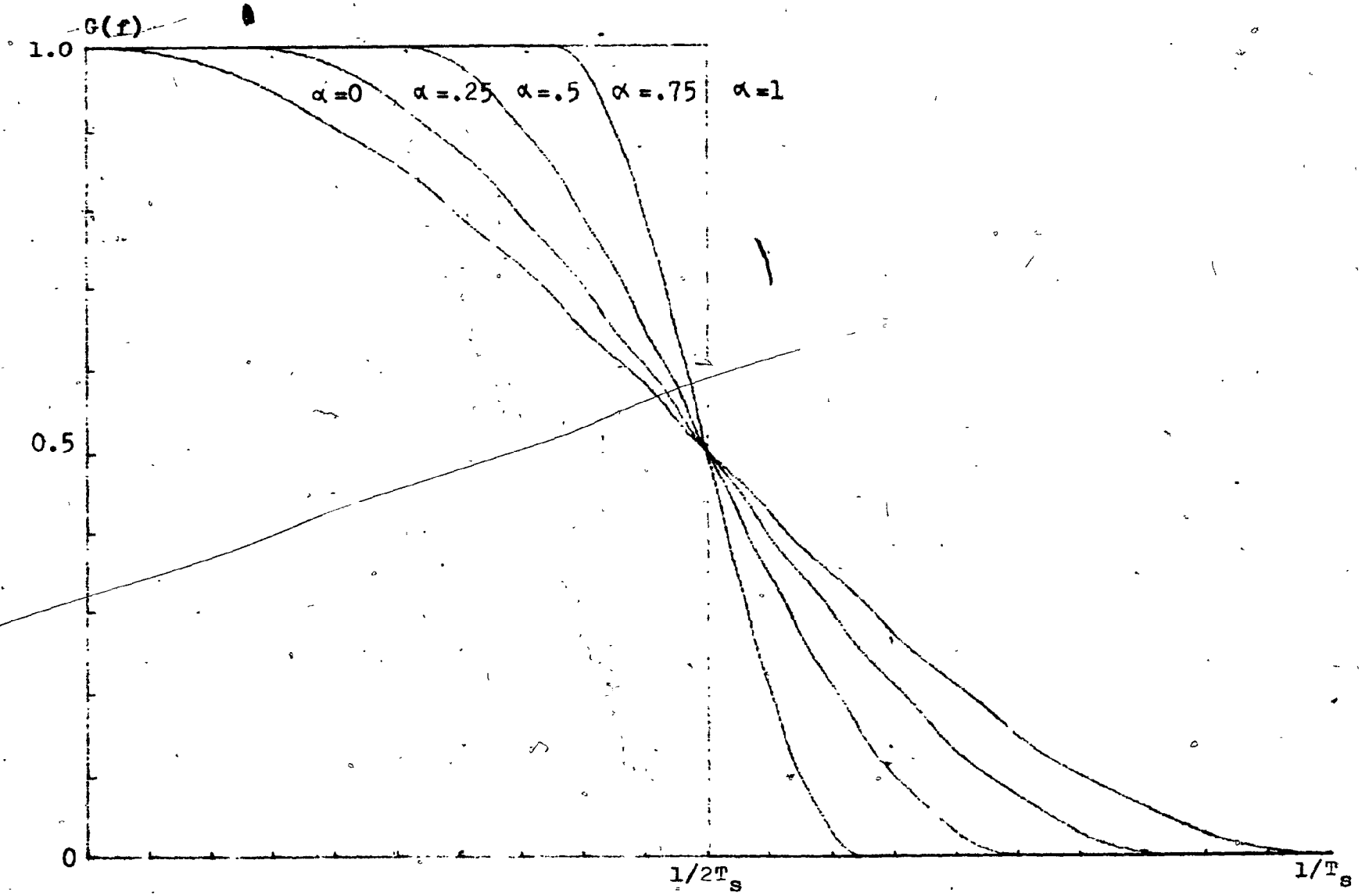


Figure 1.2.1b)- Fonction de transfert d'un filtre à accroissement cosinusoidal.

$$s(t) = \frac{\sin \pi t/T_s}{\pi t/T_s} \cdot \frac{\cos \alpha \pi t/T_s}{1 - 4\alpha^2 t^2/T_s^2} \qquad (1.2.1)$$

et dans le domaine des fréquences:

$$G(f) = \begin{cases} 1 \quad ; & 0 \leq |f| \leq 1/2T_s(1 - \alpha) \\ 1/2\left(1 - \sin\left(\frac{\pi T_s}{\alpha}\left(f - 1/2T_s\right)\right)\right) \quad ; & \\ 1/2T_s(1 - \alpha) \leq |f| \leq 1/2T_s(1 + \alpha) & \end{cases} \qquad (1.2.2)$$

avec $\alpha = 1$, $s(t)$ à des zéros au centre de ceux qui existent pour $\alpha = 0$ en plus de ceux-ci.

1.3 Les filtres conçus à partir du domaine du temps.

Les filtres conçus à partir du domaine du temps sont basés sur la reproduction, aussi rapprochée que possible, d'une réponse impulsionnelle désirée. Par ce biais, une nouvelle approche est offerte pour obtenir ou modifier une réponse dans le domaine des fréquences.

Pour obtenir le canal idéal de Nyquist, il faut reproduire une impulsion de la forme de l'équation 1.2.1. La nature ondulatoire de celle-ci s'étend de moins l'infini à plus l'infini secondes. La reproduction d'une telle impulsion avec des filtres conçus à partir du domaine des fréquences demande à ceux-ci un délai, s'étendant jusqu'à l'in-

fini, ce qui, pratiquement, ne peut être implanté.

Pour les filtres conçus à partir du domaine du temps, une troncation de l'impulsion à un endroit voulu doit être pratiqué. Dans [3] il est mis en évidence que pour une réponse finie dans le domaine des fréquences correspond une réponse impulsionnelle s'étendant jusqu'à l'infini et que, pour une réponse impulsionnelle tronquée ou finie dans le domaine du temps, correspond une réponse fréquentielle s'étendant jusqu'à l'infini.

Cet énoncé peut-être illustré par le cas du canal idéal de Nyquist. Les figures 1.2.1a) et 1.2.1b) illustrent le premier cas mentionné où la réponse fréquentielle est finie, soit f_N pour $\alpha = 0$ jusqu'à $2f_N$ pour $\alpha = 1$. Les réponses impulsionnelles correspondantes sont illimitées dans le temps.

La figure 1.3.1 correspond à la figure 1.2.1 excepté que les formes d'onde des domaines du temps et des fréquences ont été interchangé de domaine. Ainsi, dans le domaine du temps, on retrouve une impulsion rectangulaire de période T, $\alpha = 0$, et des impulsions à accroissement cosinusoidales dont la période va jusqu'à 2T, $\alpha = 1$. Correspondant à ces impulsions de durée finie, il y a la réponse fréquentielle oscillatoire s'étendant de $-\infty$ à $+\infty$.

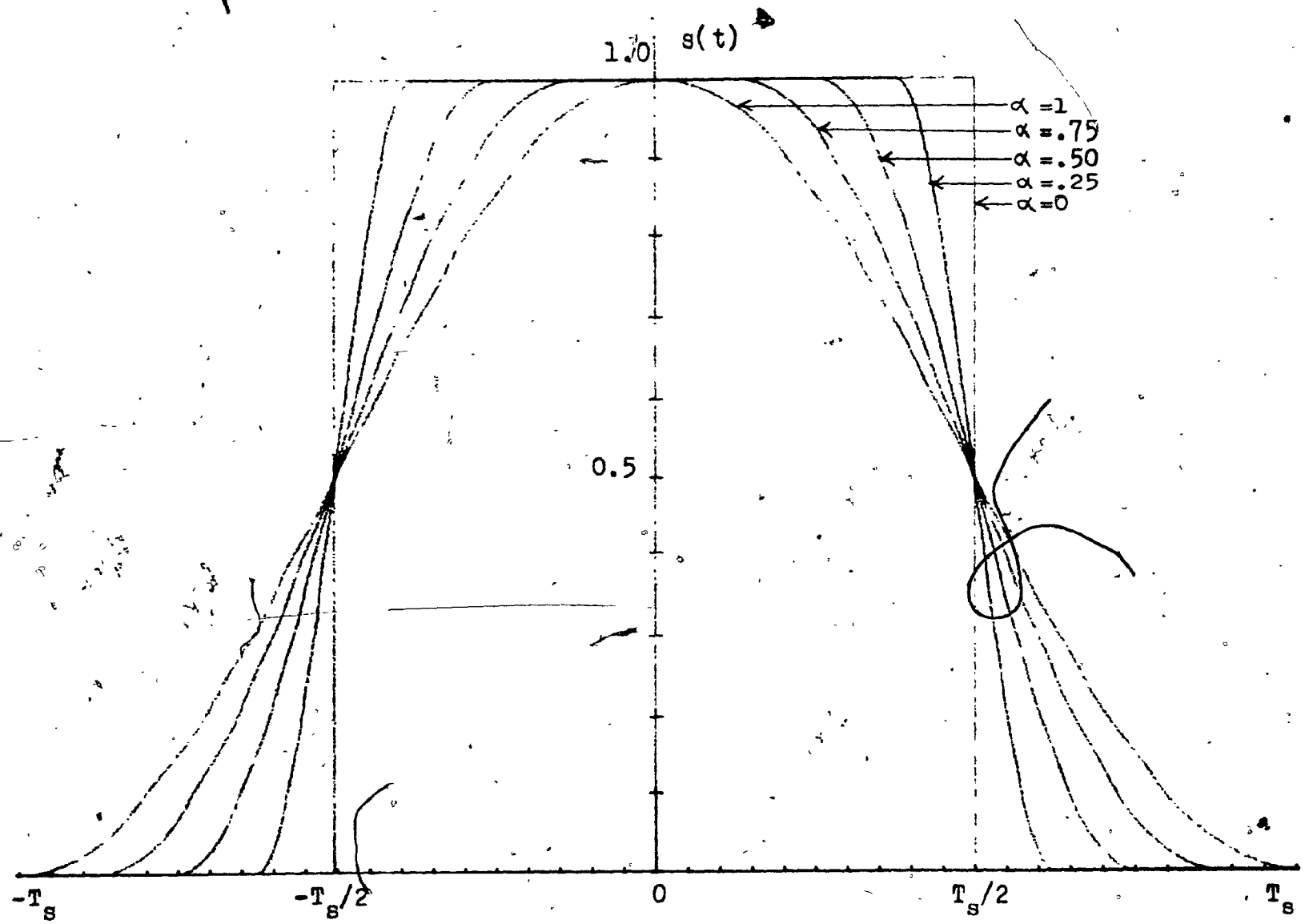


Figure 1.3.1a)- Réponse impulsionnelle d'un filtre à accroissement cosinusoidal dans le domaine du temps.

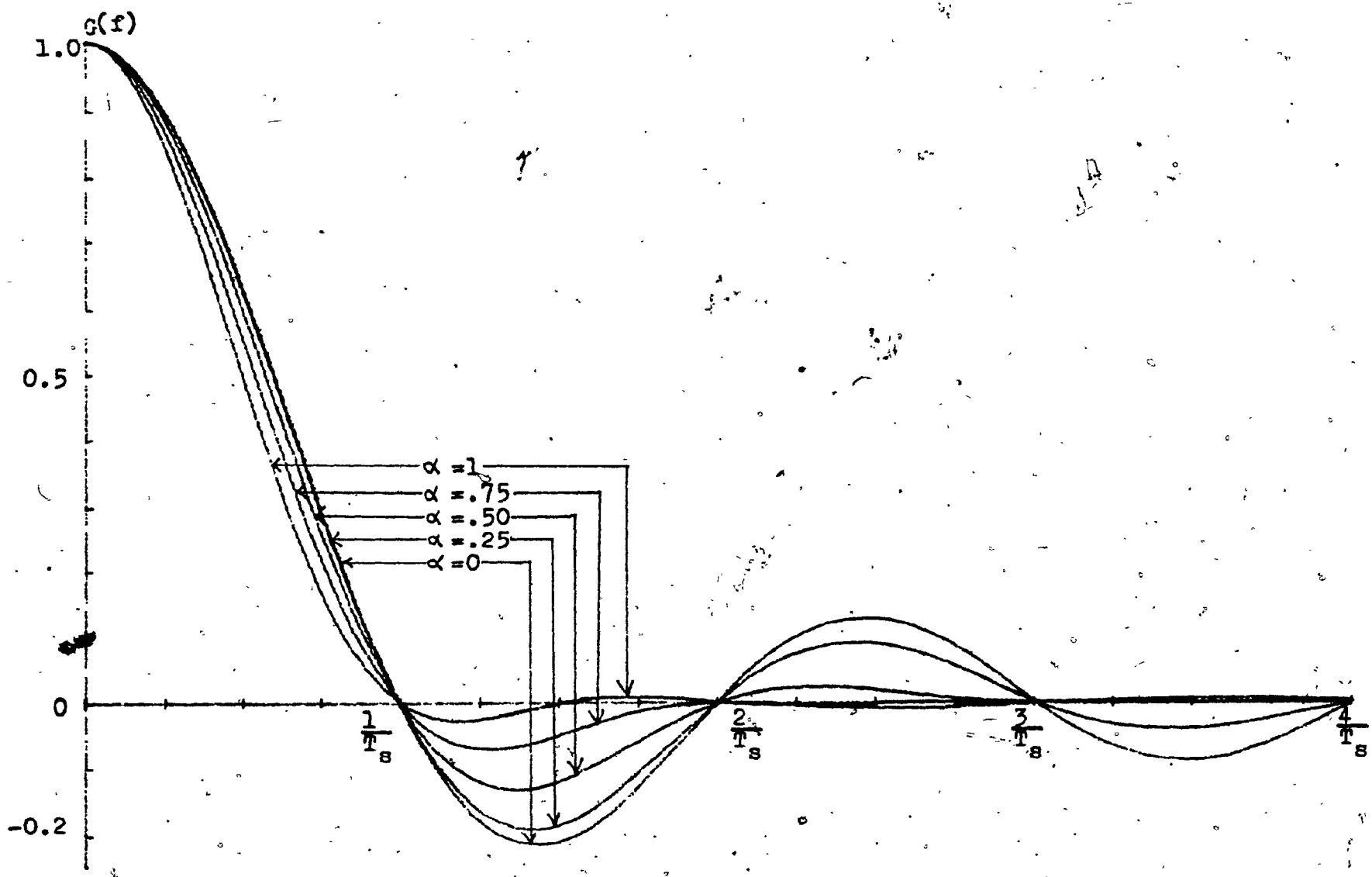


Figure 1.3.1b)- Fonction de transfert d'un filtre à accroissement cosinusoidal dans le domaine du temps.

La réponse impulsionnelle est exprimée par:

$$s(t)=\begin{cases}1 & ;\ 0\leqslant|t|\leqslant\frac{T}{2}(1-\alpha)\\ \frac{1}{2}(1-\sin(\frac{\pi}{\alpha T}(t-\frac{T}{2}))) & ;\ \frac{T}{2}(1-\alpha)\leqslant|t|\leqslant\frac{T}{2}(1+\alpha)\end{cases} \tag{1.3.1}$$

et la réponse fréquentielle correspondante est:

$$G(f)=\frac{\sin(\pi fT)}{\pi fT}\cdot\frac{\cos(\alpha\pi fT)}{(1-(2\alpha fT)^2)} \tag{1.3.2}$$

pour tout f. Comme mentionné ci-haut, les filtres conçus à partir du domaine du temps pour être réalisable emploient des impulsions finies ou tronquées, qui ont en conséquence une réponse fréquentielle ou un spectre d'amplitude dont l'énergie sera distribuée sur toute l'échelle fréquentielle. Dans cet ordre d'idée, la troncation des impulsions du type $\frac{\sin\pi t/T}{\pi t/T}\cdot\frac{\cos\alpha\pi t/T}{(1-(2\alpha t/T)^2)}$, figure 1.2.1a), ont comme spectre d'amplitude une forme ~~rapprochée de~~ ceux de la figure 1.2.1b) mais qui ne seront pas limités dans le domaine des fréquences. Deux types de filtres conçus à partir du domaine du temps emploient ce type d'impulsion tronquée pour s'approcher du canal idéal de Nyquist.

Le premier est le filtre transversal binaire (FTB), ou filtre numérique non récurrent [4]. Pour ce filtre, le signal aléatoire NRZ d'entrée est échantillonné et est conduit à travers une chaîne de délais T_d, formée par des bascules synchronisées. La sortie de ces bascules est

multipliée par une constante c_i déterminée préalablement. La multiplication par une constante se fait normalement à l'aide d'une résistance à faible pourcentage de tolérance, précédée d'un circuit tampon. En additionnant ces sorties, le signal de sortie désiré est constitué. Celui-ci a l'allure d'une onde en escalier dont on adoucira, par la suite, les transitions d'un niveau à l'autre, à l'aide d'un filtre passe-bas analogique, figure 1.3.2.

Avec une forme d'onde comprenant deux lobes, le principal et le premier lobe secondaire, un spectre de puissance avec $\alpha = 40.6\%$ et un rapport d'énergie dans la bande à hors bande de 26 dB ont été réalisé pour un taux de transmission de 32 kbauds. Pour ce filtre huit échantillons par interval T_s, ou baud, ont été utilisé.

Une autre méthode pour générer une forme d'onde préconçue utilise les propriétés de la mémoire morte (ROM-read only memory) [5], figure 1.3.3. En programmant la mémoire de façon adéquate, le signal désiré est obtenu en utilisant un convertisseur numérique à analogique à la sortie de la mémoire. Pour un tel filtre, il est possible de tenir compte autant des états logiques 0 que des états logiques 1 du signal d'entrée. Ceci se fait par l'emploi d'un amplificateur inverseur ou non, dépendamment de l'état logique à l'entrée. De cette façon, des signaux de sortie symétriques pour les 1 et les 0 sont obtenus. Le filtre

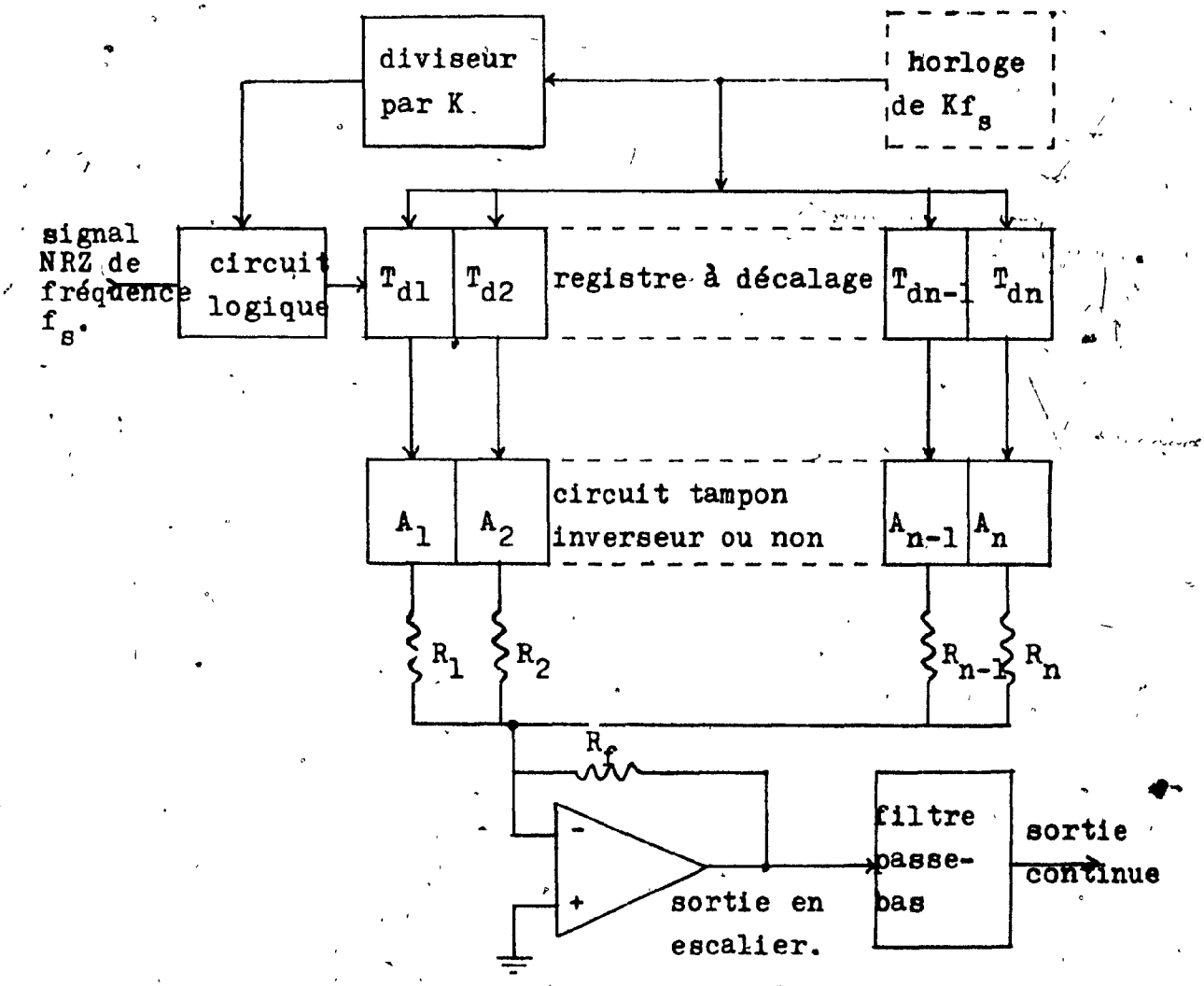


Figure 1.3.2- Filtre transversal binaire (FTB).

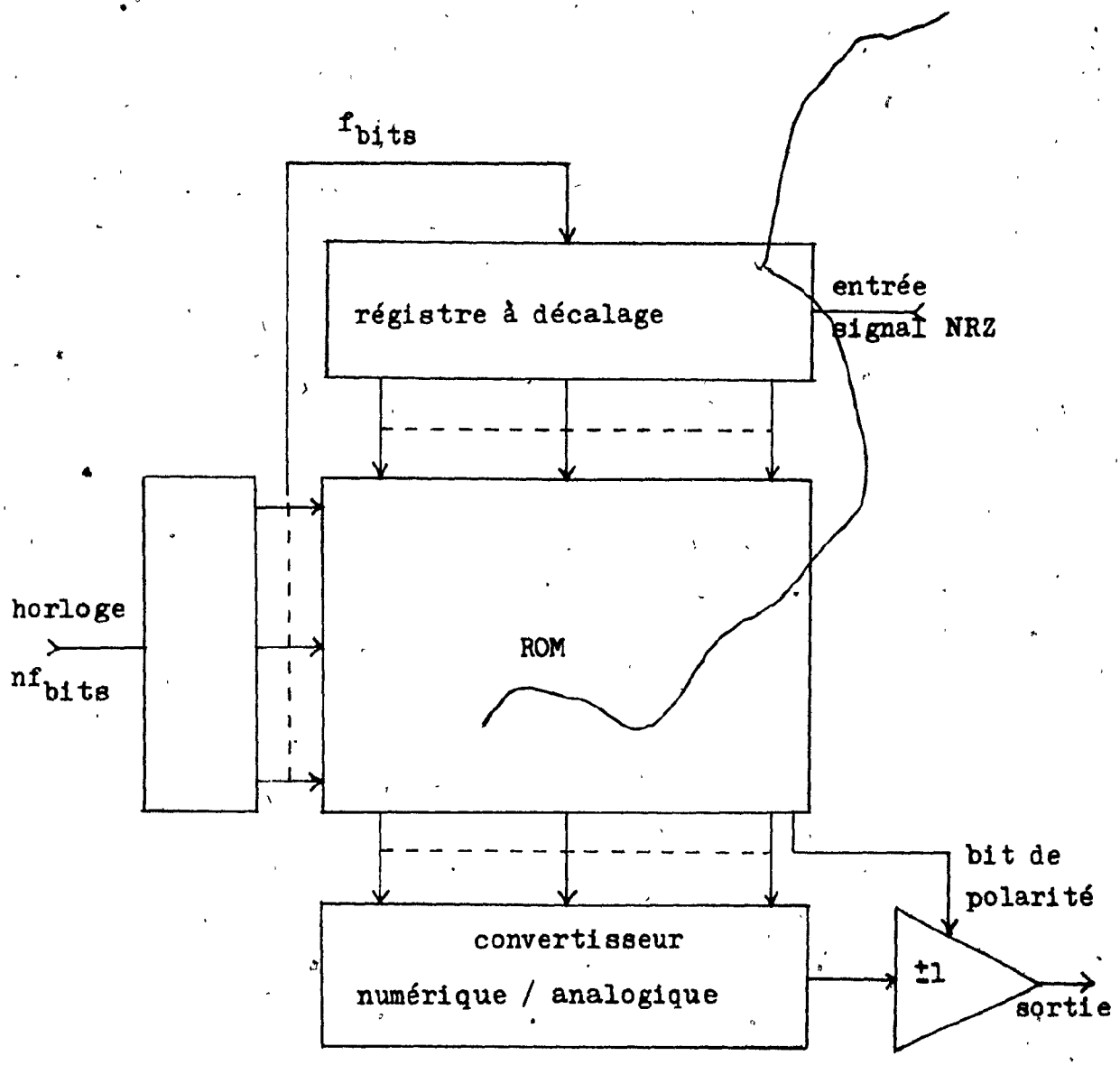


Figure 1.3.3- Réalisation d'un filtre avec un ROM et un convertisseur numérique / analogique.

transversal binaire, tel que conçu plus haut ne tient compte que des 1. Pour tenir compte des 0, on doit dédoubler le circuit existant, ce qui n'est pas économique et demande à ce que les coefficients c_i soient égaux de part et d'autre afin que les signaux de sortie soient symétriques pour les deux états logiques.

Pour les deux filtres ci-haut, la réponse du filtre peut prendre la forme que l'on veut. Pour les communications numériques, une des réponses recherchées pour un filtre est celle qui s'approche du canal idéal de Nyquist.

Une troisième méthode, représentant une nouvelle famille de filtre non-linéaire (FNL) fait le sujet de cette thèse. Cette méthode est basée sur la commutation de formes d'onde analogiques par l'intermédiaire d'un circuit logique et d'interrupteurs analogiques. Des représentations filtrées des états logiques d'entrée sont ainsi générées à la sortie des FNL. Cette technique permet de tenir compte des 0 et des 1 et permet de réduire à zéro l'interférence entre les impulsions successives (IIS). Les formes d'onde commutées des FNL construits en laboratoire et faisant l'objet de cette thèse, sont tous de formes cosinusoidales, ou d'arrangement d'onde cosinusoidale, de période variant de T à 2T secondes, ou T est la période du signal d'entrée. Le cas de l'impulsion à accroissement cosinusoidal de période 2T, employé par le FNL B, est le plus interressant

en rapport à des applications dans le domaine des communications numériques à faible taux de transmission. Cette impulsion correspond au canal idéal de Nyquist dans le domaine du temps, figure 1.3.1. Comme pour tous les signaux de sortie des FNL aucun IIS n'existe à la sortie du FNL B. Le lobe principal et les lobes secondaires du spectre de puissance correspondant à ce dernier signal sont amortis par rapport à ceux correspondant au signal NRZ. Le rapport d'énergie dans la bande à celle hors bande du spectre de puissance est de 20 dB à 1.4 f_N et 26 dB à 1.6 f_n. [16]

Aussi au chapitre deux, une méthode est suggérée pour générer des impulsions à accroissement cosinusoidal pour différentes valeurs de α, le FNL B utilise $\alpha=1$. La technique de modulation d'impulsion en amplitude (MIA) étant très utilisée pour réduire le taux de transmission d'un message en binaire, trois méthodes de génération d'une représentation filtrée d'un tel signal MIA sont suggérées. Elles utilisent la logique et l'interruption analogique comme pour les FNL, excepté dans un cas où l'amplification variable de mêmes signaux est utilisée en plus (le FNL G). L'utilisation de l'impulsion à accroissement cosinusoidal à double interval, pour ces trois dernières méthodes, amène les mêmes avantages dans les domaines du temps et des fréquences par rapport au signal d'entrée à niveaux multiples, que l'utilisation de cette impulsion avec le FNL B par rapport à son signal NRZ d'entrée.

Comme le filtre idéal de Nyquist suggère une pente verticale à f_N dans le domaine des fréquences ayant comme réponse impulsionnelle un signal de la forme $\frac{\sin x}{x}$, une nouvelle approche est tentée au chapitre deux pour générer une telle impulsion mais tronquée au nombre de lobe voulu. Cette nouvelle approche tourne autour d'un diviseur de signaux analogiques. Un circuit construit génère une impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à 8 lobes et l'impulsion est périodique. Pour compléter cette nouvelle approche, trois méthodes sont suggérées pour générer une représentation filtrée d'un signal NRZ avec une telle impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée.

Le chapitre trois analyse les diagrammes de l'oeil, les spectres d'amplitude et de puissance des différentes impulsions rencontrées au chapitre deux, excepté pour l'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée.

Au chapitre quatre, une présentation des circuits des FNL, et du FNL B en particulier pour un circuit utilisant dans un schème la modulation de phase par quadrature décalée (OQPSK - offset quadrature phase shift keying), sont présentés. Une brève analyse du diagramme de l'oeil et du spectre de puissance du signal de sortie du FNL B est entreprise en rapport à l'IIS, la gigue (jitter), le rap-

port de l'énergie dans la bande à hors bande et la probabilité d'erreur dans un canal avec bruit blanc gaussien additif.

En tenant compte du fait que la technologie du FNL permet d'admettre facilement des signaux d'entrée en modulation d'impulsion en amplitude aussi bien que binaire, le FNL a une versalité plus grande que le FTB ou le synthétiseur avec mémoire morte. La limite en fréquence du FNL est donnée par la technologie qui sera employée pour les interrupteurs analogiques, ce qui devrait permettre une limite en fréquence comparable ou supérieure à celle d'un FTB.ou du synthétiseur à mémoire morte.

CHAPITRE 2

PRINCIPE D'UNE NOUVELLE FAMILLE

DE FILTRE NON-LINEAIRE

2.1 Principe Fondamental

Le principe pour l'implantation d'une nouvelle famille de filtre utilisant des techniques non-linéaires est présenté. Des réalisations de cette implantation ainsi qu'un organigramme explicitant les états décisionnels d'un tel filtre, suivent la présentation du principe.

La nouvelle famille de Filtre Non-Linéaire (FNL) est fondamentalement composée de trois blocs représentés à la figure 2.1.1.

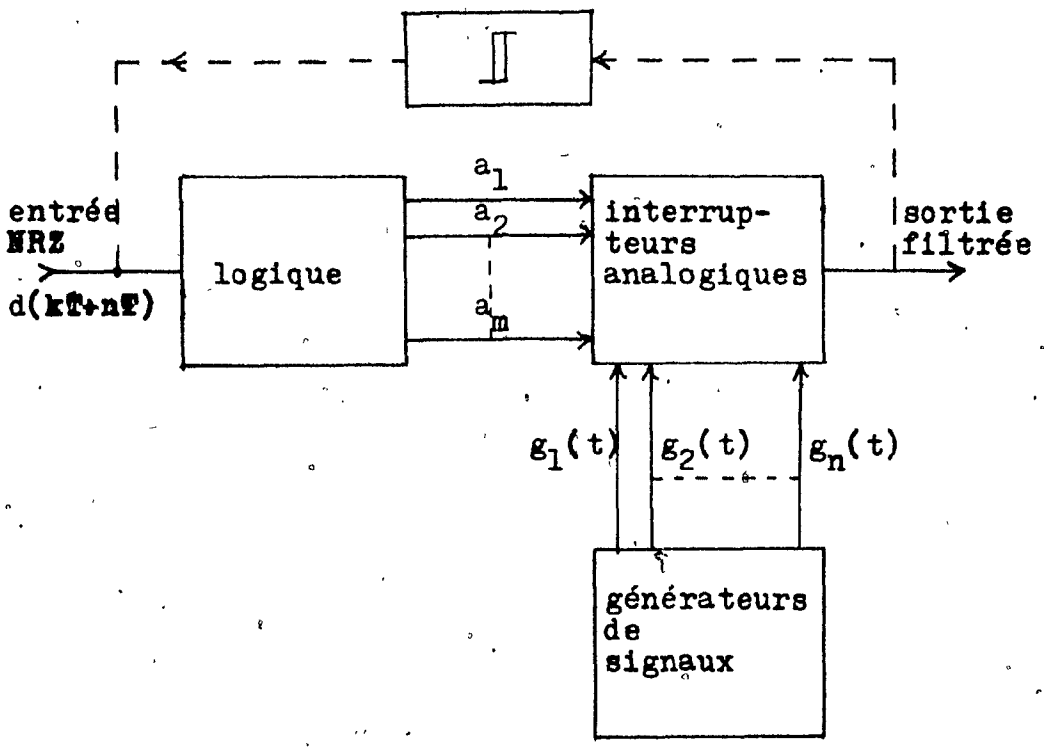


Figure 2.1.1- Diagramme bloc du FNL.

L'entrée du FNL est un signal aléatoire NRZ où deux niveaux logiques sont disponibles. De façon plus générale, un signal en modulation d'impulsion en amplitude (MIA - pulse amplitude modulation, PAM -) de L niveaux peut servir de signal d'entrée à un FNL. Pour simplifier la démonstration du principe, un signal MIA à 2 niveaux est utilisé. A la section 2.4 , le cas d'un signal d'entrée de L niveaux sera discuté.

Les signaux (a_1, a_2,..., a_m) représentent des états logiques (0 ou 1) qui règleront la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs analogiques. Dépendamment de l'état des interrupteurs, les formes d'onde ($g_1(t)$, $g_2(t)$, ..., $g_n(t)$) venant des générateurs de signaux, pourront se retrouver à la sortie. Les réalisations actuelles du filtre font correspondre à un état logique a_i une forme d'onde $g_i(t)$ et il ne peut y avoir qu'un interrupteur analogique de fermer à un instant donné. De cette façon, il n'y aura qu'une des formes d'onde des générateurs de signaux pouvant être présente à la sortie à cet instant.

Pour obtenir une représentation filtrée d'un signal aléatoire NRZ, tenant compte des états logiques 0 et 1, deux générateurs de signaux sont nécessaires. Ces générateurs sont synchronisés avec le signal d'entrée. Ceci permettra de faire correspondre à l'état logique 1, une impulsion $g_1(t)$ qui débutera et s'achèvera toujours

aux mêmes valeurs à l'intérieur d'une période T, qui est la période d'un bit du signal NRZ. Une impulsion $g_2(t)$ pourra être synchronisée de la même façon et correspondre à l'état logique 0. A la figure 2.1.2b), $g_1(t)$ et $g_2(t)$, $g_1(t) = -g_2(t)$, sont des impulsions cosinusoidales. Dans le cas de deux impulsions seulement, l'état logique du signal d'entrée est suffisant pour permettre au circuit logique de déterminer lequel des deux interrupteurs analogiques doit être fermé.

Si l'on veut tenir compte d'une succession d'état logique 0 ou 1 à l'entrée du filtre, deux autres générateurs $g_3(t)$ et $g_4(t)$ sont nécessaires. Ceux-ci peuvent être deux niveaux de tension continue correspondant à l'amplitude de $g_1(t)$ et $g_2(t)$, figure 2.1.2c). Par ce moyen la forme d'onde générée à la sortie s'approche plus de celle que l'on peut obtenir par l'intermédiaire d'un filtre analogique. Ainsi la transition discontinue qui existait au point A de la figure 2.1.2b) disparaît pour laisser place à une transition continue entre deux états logiques semblables. D'autres formes d'onde qu'une tension continue peuvent être utilisées dépendamment de la représentation filtrée du signal d'entrée que l'on veut obtenir à la sortie.

Maintenant avec l'adjonction de 2 autres générateurs, 4 possibilités logiques sont nécessaires pour établir le choix de l'interrupteur analogique à fermer.

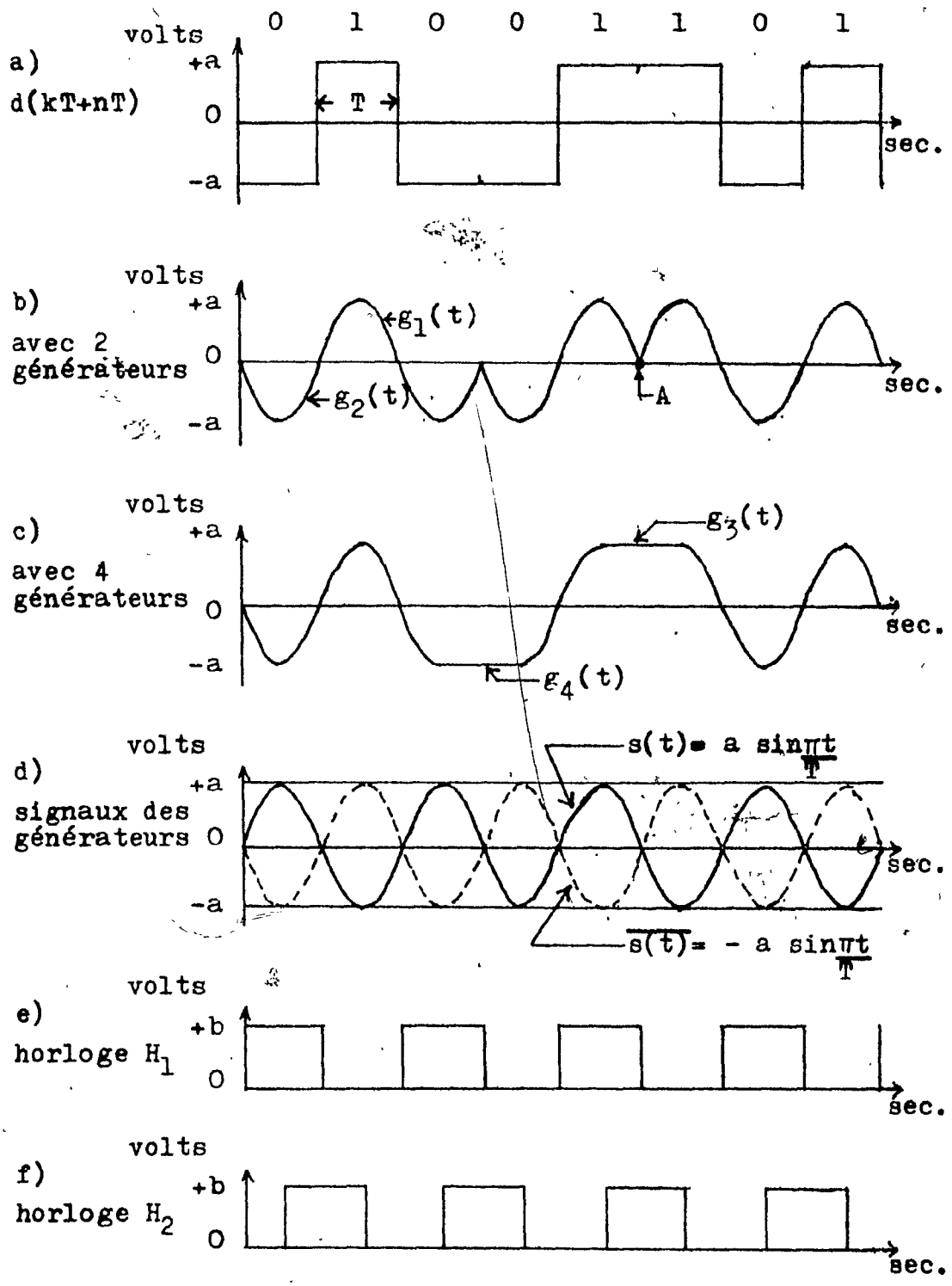


Figure 2.1.2- Représentations filtrées d'un segment d'un signal aléatoire NRZ avec 2 et 4 générateurs et les formes d'onde nécessaires comme générateurs.

Si la sortie actuelle du filtre au temps kT représente l'état logique précédent d(kT-T) de l'entrée, et que l'état actuel de celle-ci, représente l'état présent d(kT), nous avons 4 possibilités logiques qui permettent d'établir le choix de l'interrupteur analogique.

Les figures 2.1.2d) et e) montrent les signaux disponibles ainsi que leur relation de phase avec un segment d'un signal aléatoire NRZ pour constituer les signaux de sortie en 2.1.2b) et c). Les horloges H_1 et H_2 sont nécessaires à la synchronisation et à la commutation dans la conception du circuit.

Pour constituer la représentation filtrée en 2.1.2b), les générateurs s(t) et $\overline{s(t)}$ ont été utilisé. Le signal s(t) étant en phase avec l'horloge H_1, une simple comparaison de l'état du signal d'entrée NRZ avec cette horloge pourra déterminer lequel des signaux s(t) et $\overline{s(t)}$ sera présent à la sortie. Le tableau 2.1 présente ces relations entre les différents signaux.

Pour la représentation filtrée en 2.1.2c), la transition entre un état logique et le suivant détermine laquelle des 4 formes d'onde sera présente à la sortie. Le tableau 2.2 donne un aperçu synthétique des 4 formes de transition possible en relation avec le générateur employé avec chacune d'elle.

horloge H_1	signal d'entrée d(kT)	onde commutée	interrupteur actif
0	0	s(t)	I_1
0	1	$\overline{s(t)}$	I_2
1	0	$\overline{s(t)}$	I_2
1	1	s(t)	I_1

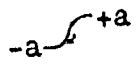
Tableau 2.1- Relation entre l'état des interrupteurs analogiques et les signaux du FNL ayant 2 générateurs.

symbole précédent d(kT-T)	symbole présent d(kT)	onde commutée	interrupteur actif
0	0	- a volts	I_4
0	1	$\overline{s(t)}$	I_2
1	0	s(t)	I_1
1	1	+ a volts	I_3

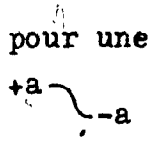
Tableau 2.2- Relation entre le type de transition de l'état précédent à l'état présent du signal d'entrée et l'onde commutée par le FNL utilisant 4 générateurs.

Sur ce dernier tableau, I_1, I_2, I_3 et I_4 représentent les 4 interrupteurs analogiques utilisés pour commuter les formes d'onde s(t), $\overline{s(t)}$ et $\pm$ a volts. Le moment de commutation est donné au temps de montée et de descente de l'horloge H_2. Ces temps se trouvent à être décalé de T/2 secondes par rapport à ceux de l'horloge H_1. Les allures des formes d'onde commutées seront les suivantes:

1° pour une transition de l'état 0 à 1 on aura



2° pour une transition de l'état 1 à 0 on aura

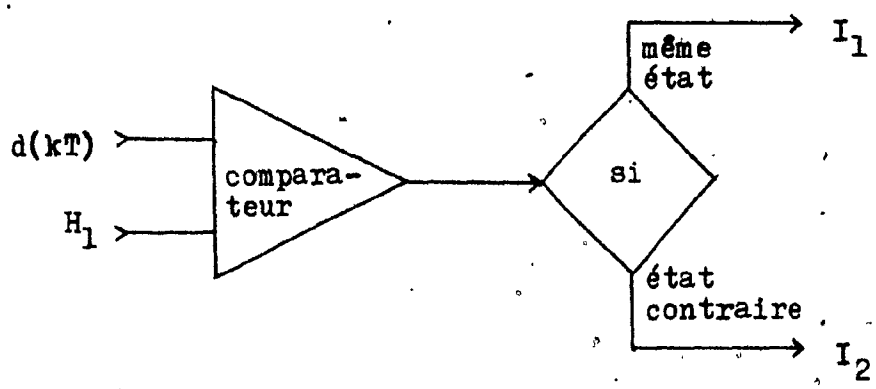


3° en gardant le même état logique d'un symbole à l'autre, on aura +a volts pour les états 1 et -a volts pour les états 0.

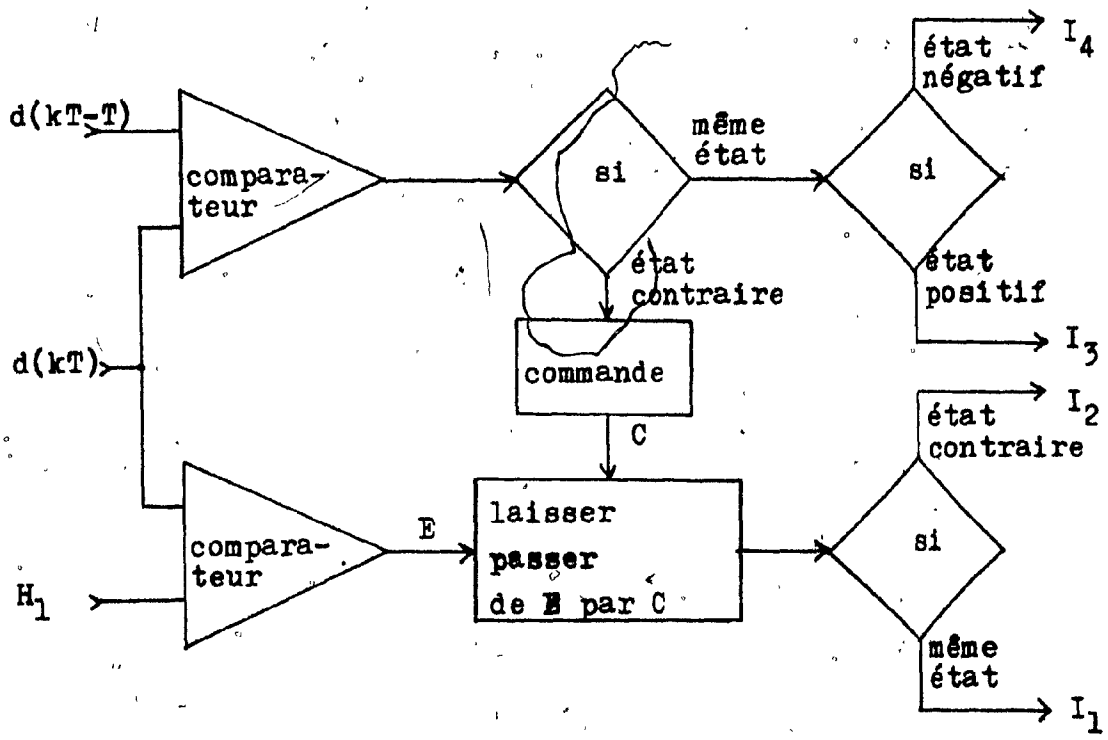
Ces constatations et l'analyse des formes d'onde de la figure 2.1.2b) et c) permettent de construire les organigrammes de fonctionnement pour les 2 FNL dont un utilise 2 générateurs et l'autre 4 générateurs, figure 2.1.3.

Les prises de décision de l'organigramme pour 4 générateurs se résument de la façon suivante:

1° comparaison du signal d'entrée NRZ d(kT) avec



a) pour deux générateurs.



b) pour 4 générateurs.

Figure 2.1.3- Organigramme fonctionnel des FNL.

l'état logique d(kT-T) présent à la sortie du FNL.

2° si ces deux entrées sont dans un même état logique, le FNL distinguera si elles sont d'état logique 0 ou 1 pour activer la sortie + a volts ou - a volts correspondante.

3° si ces deux entrées sont d'état logique contraire, alors l'horloge H_1 et l'entrée NRZ d(kT) contrôleront si un signal s(t) ou $\overline{s(t)}$ sera à la sortie, le + a et - a volts étant inhibé.

Il est à remarquer que l'organigramme du FNL à 2 générateurs est un cas particulier de celui du FNL à 4 générateurs. Les équations booléennes correspondant aux deux organigrammes ci-haut sont:

1° pour 2 générateurs.

$$I_1 = \overline{H_1 \oplus d(kT)} \qquad (2.1.1)$$

$$I_2 = H_1 \oplus d(kT) \qquad (2.1.2)$$

2° pour 4 générateurs.

$$I_1 = [d(kT) \oplus d(kT-T)] \,.\, [\overline{H_1} \oplus d(kT)] \qquad (2.1.3)$$

$$I_2 = [d(kT) \oplus d(kT-T)] \,.\, [H_1 \oplus d(kT)] \qquad (2.1.4)$$

$$I_3 = \overline{[d(kT) \oplus d(kT-T)]} \,.\, d(kT) \qquad (2.1.5)$$

$$I_4 = \overline{[d(kT) \oplus d(kT-T)]} \,.\, \overline{d(kT)} \qquad (2.1.6)$$

La fonction OU exclusif $\oplus$ fait office du comparateur des organigrammes. En pratique les entrées d'un FNL seront un signal aléatoire NRZ associé à son horloge pour fin de synchronisation. Cette horloge synchronise le générateur d'onde sinusoidale avec le signal aléatoire NRZ d'entrée. L'horloge H_1 est ensuite obtenue à l'aide d'un détecteur de seuil dont l'entrée est le signal sinusoidal s(t), figure 2.1.4.

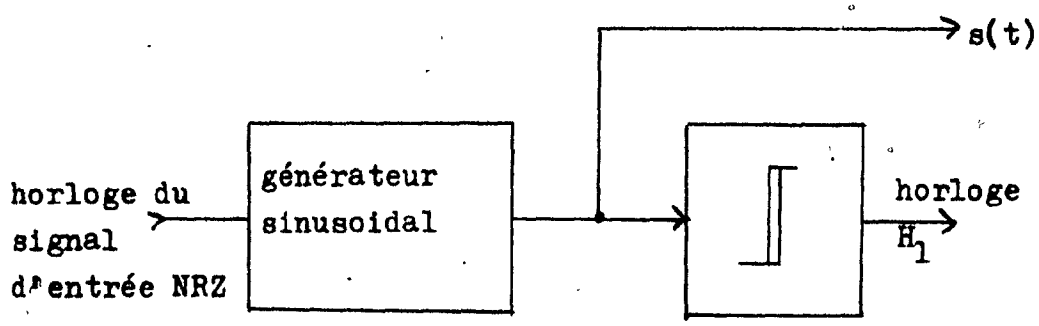


Figure 2.1.4- Obtention de l'horloge H_1 à partir de l'horloge du signal d'entrée du FNL.

Le symbole Π représente un détecteur de seuil.

2.2 Les représentations filtrées réalisées.

Sur les bases énoncées plus haut, six représentations filtrées d'un signal aléatoire NRZ ont été réalisé en laboratoire. La figure 2.2.1 montre la relation de chacune de ces formes d'onde en relation avec un segment d'un signal aléatoire NRZ. Le choix d'une de ces formes d'onde en vue d'une application dans les communications numériques sera établie au chapitre 3, après une analyse dans le domaine du temps et des fréquences.

En établissant une relation entre le type d'impulsion utilisé par les FNL et la période T d'un bit, on a pour le FNL A et le FNL B une impulsion cosinusoidale et une impulsion à accroissement cosinusoidal pour les FNL C, D, E et F. Une impulsion cosinusoidale est une alternance d'un sinus et une impulsion à accroissement cosinusoidal est une période d'un cosinus négatif décalé verticalement de la valeur positive de l'amplitude. Pour les FNL B, D et F des niveaux de tension continu sont utilisés pour une succession d'un même état logique. Les filtres E et F tiennent compte des états logiques 1 seulement, en ce sens que pour les états logiques 0, aucune impulsion n'est utilisée, une tension de 0 volt seulement.

La réponse à une impulsion ou la réponse à un état logique 1, pour être plus précis dans notre cas, donne les formes d'onde reproduite à la figure 2.2.2. L'impulsion logique 1 à l'entrée du FNL est précédée et

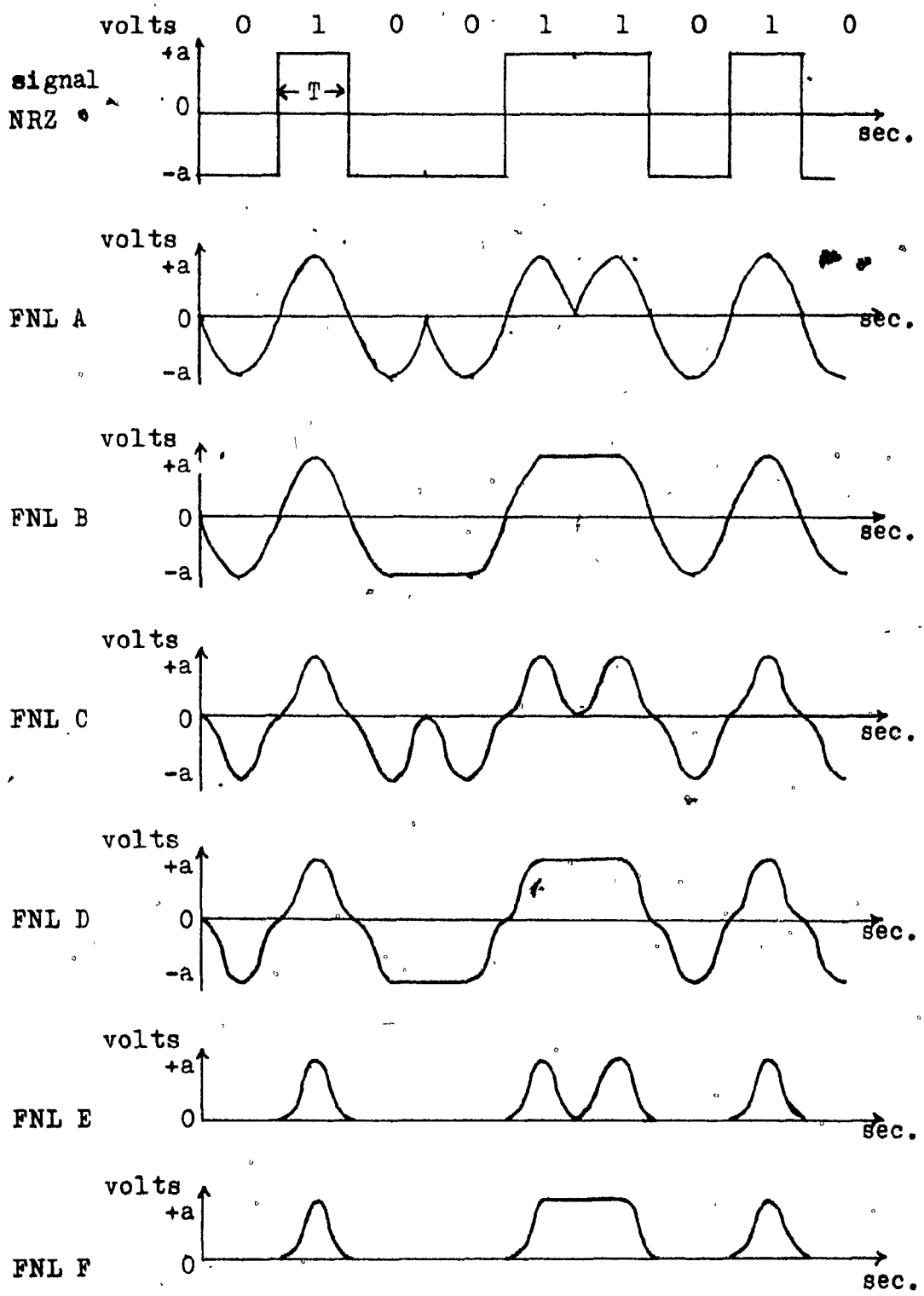


Figure 2.2.1- Six représentations filtrées d'un segment d'un signal aléatoire NRZ en utilisant la technique du FNL.

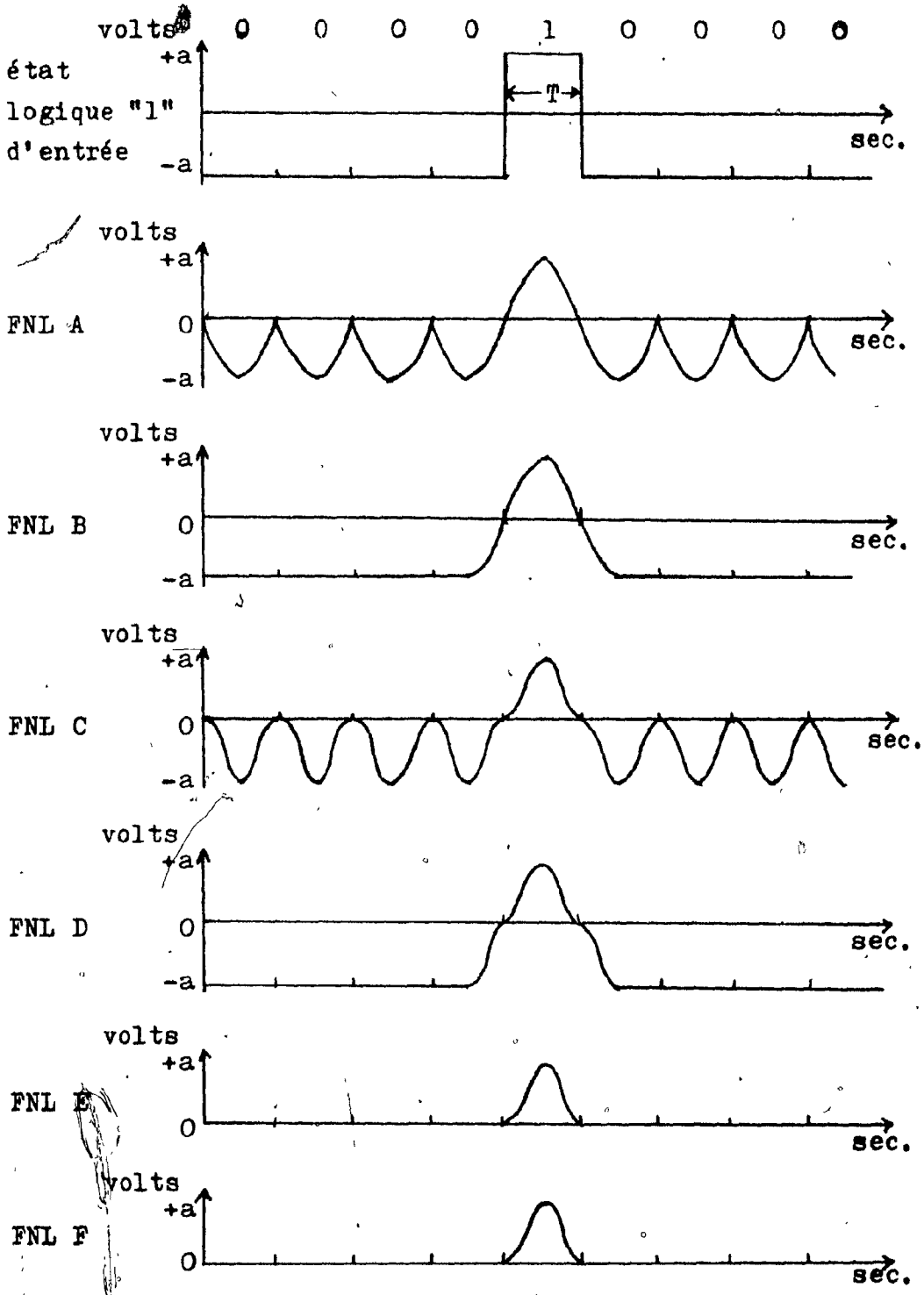


Figure 2.2.2- Réponse à un état logique "1" d'entrée des FNL A, B, C, D, E et F.

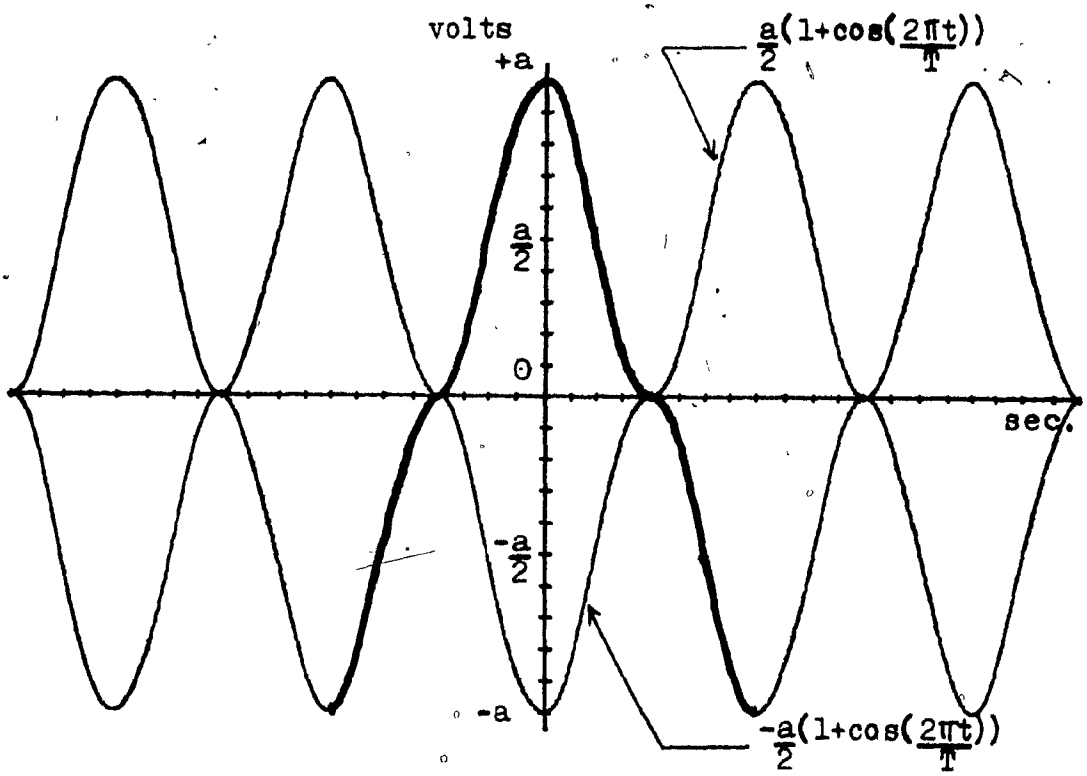


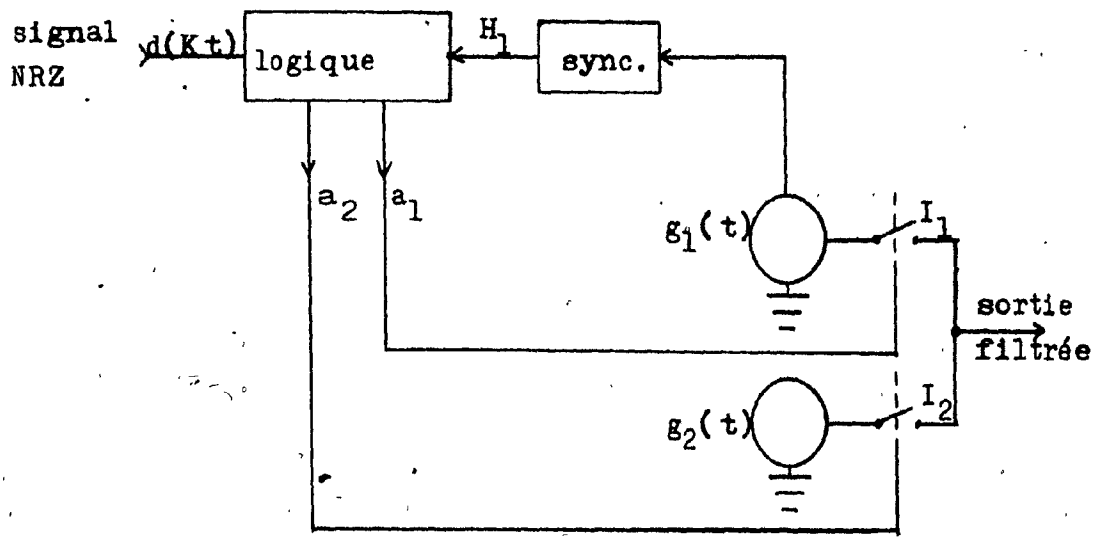
Figure 2.2.3- Construction de la forme d'onde utilisée par le FNL D (en trait gras).

suivie de l'état logique 0.

Les réponses impulsionnelles des FNL B et D sont des impulsions à double interval, de période 2T, précédées et suivies d'un niveau de tension constant. Pour le FNL B, on obtient une impulsion à accroissement cosinusoidal de période 2T. Pour le FNL D, la construction de l'impulsion obtenue est montrée à la figure 2.2.3. Ces deux FNL ont en commun l'utilisation d'une impulsion positive et négative à simple interval, de période T, pour représenter les 1 et

0 logiques respectivement, et des tensions continues pour représenter une succession d'un même état logique. Les autres FNL ne remplissant pas ces conditions ne présentent pas cette particularité d'une réponse impulsionnelle à double interval, 2T.

Les diagrammes blocs spécifiques pour chacun des FNL réalisés sont présentés avec les générateurs d'onde utilisés par chacun. Les FNL sont regroupés en deux groupes selon le nombre de générateurs d'onde qui les composent, soit pour deux générateurs la figure 2.2.4 et pour quatre générateurs la figure 2.2.5 a) et b).



a)

FNL / générateurs	A	C	E
$g_1(t)$	$a \sin(\frac{\pi t}{T})$	$\frac{a}{2}(1+\sin(\frac{2\pi t}{T}))$	$\frac{a}{2}(1+\sin(\frac{2\pi t}{T}))$
$g_2(t)$	$-a \sin(\frac{\pi t}{T})$	$-\frac{a}{2}(1+\sin(\frac{2\pi t}{T}))$	0 volt

b)

Figure 2.2.4.- a) Diagramme bloc des FNL A, C et E et b), tableau des générateurs utilisés dans chaque cas.

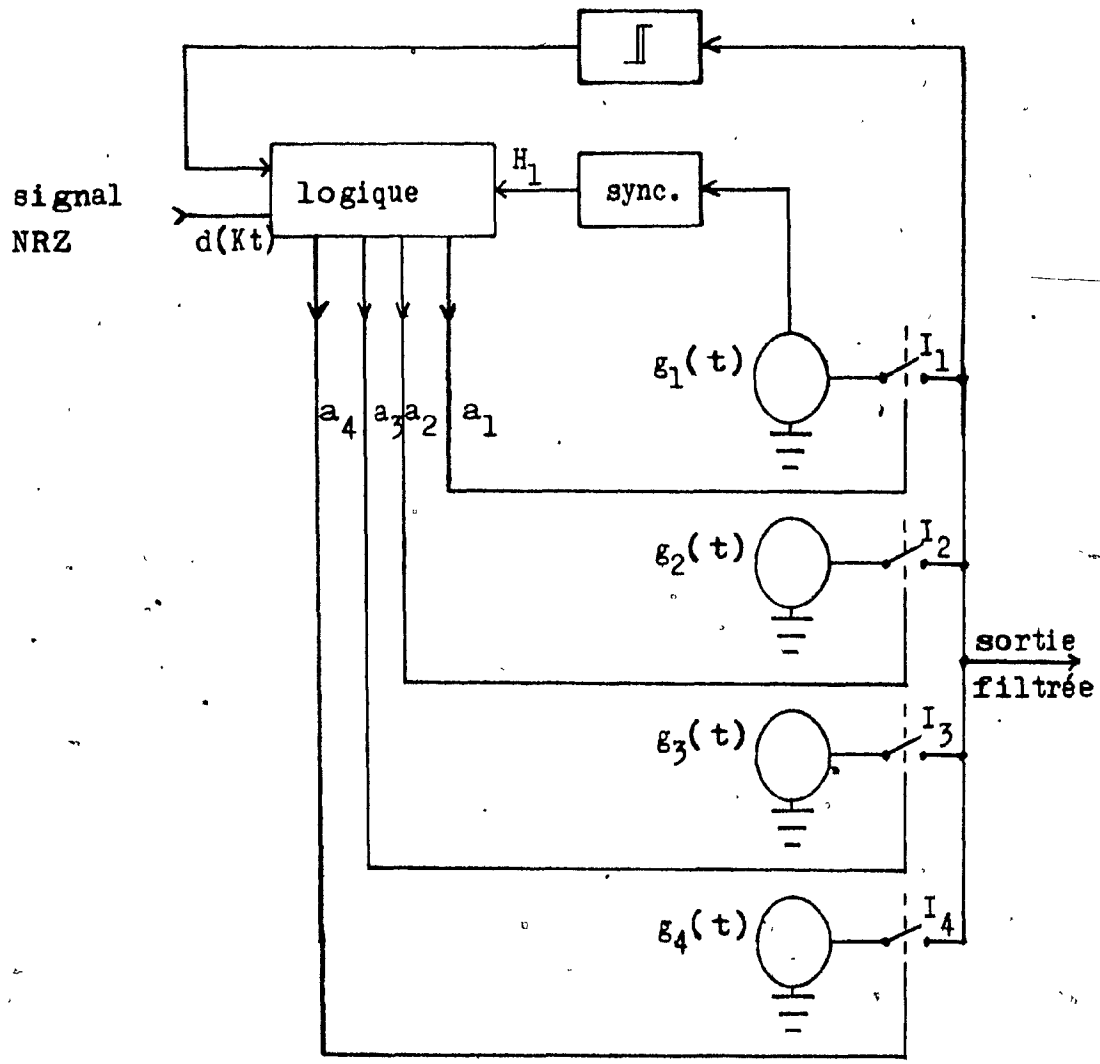


Figure 2.2.5 a)- Diagramme bloc des FNL B, D et F.

FNL / générateurs	B	D	F
$g_1(t)$	$a \sin(\frac{\pi t}{T})$	$\frac{a}{2}(1+\sin(\frac{2\pi t}{T}))$	$\frac{a}{2}(1+\sin(\frac{2\pi t}{T}))$
$g_2(t)$	$-a \sin(\frac{\pi t}{T})$	$-\frac{a}{2}(1+\sin(\frac{2\pi t}{T}))$	0 volt
$g_3(t)$	a volts	a volts	a volts
$g_4(t)$	-a volts	-a volts	0 volts

Figure 2.2.5 b)- Tableau des générateurs utilisés pour les FNL B, D et F.

2.3 Génération d'une impulsion à accroissement cosinusoidal pour différentes valeurs de α.

Une impulsion à accroissement cosinusoidal est caractérisée par l'équation 1.3.1 dans le domaine du temps et l'équation 1.3.2 dans le domaine des fréquences. Pour la réponse impulsionnelle du FNL B à un 1 logique, on obtenait une impulsion à accroissement cosinusoidal avec α=1. Dans cette section, l'implantation d'un FNL, ayant une impulsion à accroissement cosinusoidal avec α=.5 comme réponse impulsionnelle, est discuté.

Comme la figure 1.3.1 a) le montre l'impulsion avec α=.5 est constituée de tensions continues pour un temps égal à T et de deux pentes cosinusoidales qui peuvent être obtenu à partir de générateurs sinusoidaux. En commutant ces ondes à l'aide d'interrupteurs analogiques controlés par un circuit logique simple, une forme d'onde périodique telle qu'à la figure 2.3.1 c) pourra être disponible aux générateurs du FNL. La figure 2.3.1 d) montre le signal obtenu à la sortie du FNL pour un segment d'un signal aléatoire NRZ, figure 2.3.1 a).

Quelque soit la valeur de α d'une impulsion à accroissement cosinusoidal utilisée pour un FNL, sa période est toujours de deux intervals, soit de 2T. En construisant une onde périodique à partir de cette impulsion, il est ensuite facile de l'intégrer comme générateur d'un

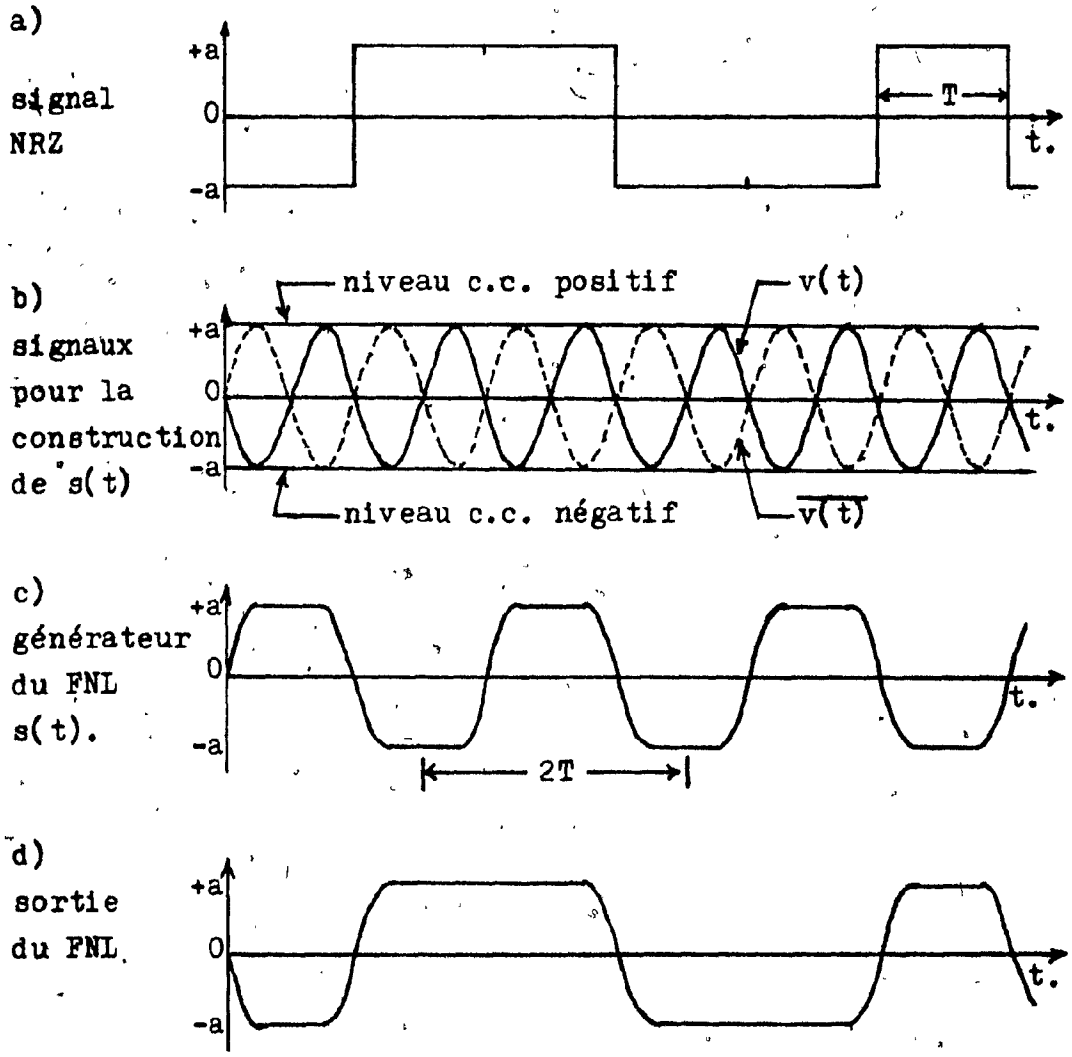


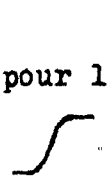
Figure 2.3.1- Représentation filtrée à la sortie d'un FNL utilisant une impulsion à accroissement cosinusoidal avec $\alpha = 0.5$, d). En b) se trouve les signaux nécessaires pour la construction du signal périodique s(t) en c).

FNL.

De la figure 2.3.1 c), parce que s(t) est périodique un compteur en anneau peut contrôler la commutation des signaux, figures 2.3.1 b), dans l'ordre suivant: v(t), -A volts, $\overline{v(t)}$, +A volts. La figure 2.3.2 montre le diagramme bloc pour la production d'un signal s(t). Le détecteur de seuil servira à synchroniser le compteur en anneau avec le signal v(t). En incorporant le diagramme bloc de la figure 2.3.2 à celui d'un FNL, l'horloge associée au signal NRZ d'entrée de celui-ci servira à synchroniser le signal v(t).

Pour produire la forme de sortie, figure 2.3.1 d), du FNL, celui-ci commute les formes d'onde suivantes:

1° pour le passage d'un état logique 0 à 1, on a



2° pour le passage d'un état logique 1 à 0, on a

3° pour une succession d'un même état logique, une tension continue de ±A volts.

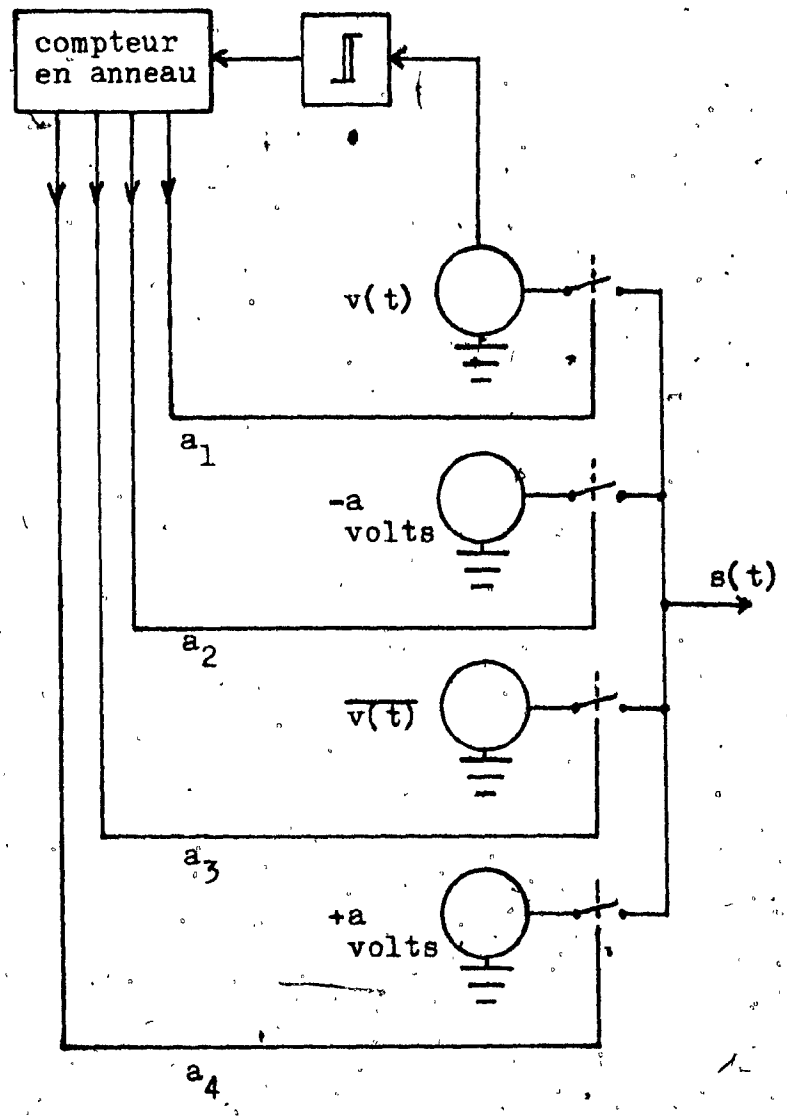


Figure 2.3.2- Diagramme bloc pour l'implantation d'un générateur d'onde s(t) tel qu'à la figure 2.3.1 c).

2.4 Trois méthodes pour générer un signal en modulation d'impulsion en amplitude filtré à l'aide de la nouvelle technique du FNL.

Dans les sections précédentes, la nouvelle technique du FNL a été appliqué pour des représentations filtrées d'un signal aléatoire NRZ binaire. Dans cette section, il est montré comment cette nouvelle technique peut être appliqué pour filtrer des signaux en modulation d'impulsion en amplitude.

La codification d'un signal aléatoire NRZ binaire en un signal modulé en impulsion d'amplitudes prédéterminées a comme objectif de réduire le taux de transmission d'un message. Pour codifier n bits d'un signal aléatoire NRZ en un nouveau symbole, par la technique de modulation d'impulsion en amplitude (MIA), L niveaux d'amplitude, où $L= 2^n$, sont nécessaires. Ainsi pour un signal MIA de 4 niveaux, 2 bits du signal aléatoire NRZ sont codifier pour former un nouveau symbole. Dans cet exemple la période T_s d'un symbole du signal MIA est le double de la perio- T d'un bit du signal aléatoire NRZ.

La figure 2.4.1 montre le diagramme bloc pour générer un signal MIA de L niveaux à partir de signaux aléatoire NRZ $x_i(t)$, $i= 1, 2,..., n$, statistiquement indépendants. Ces signaux d'entrée $x_i(t)$ sont multipliés par un facteur 2^{i-1} avant d'être additionnés ensemble et for-

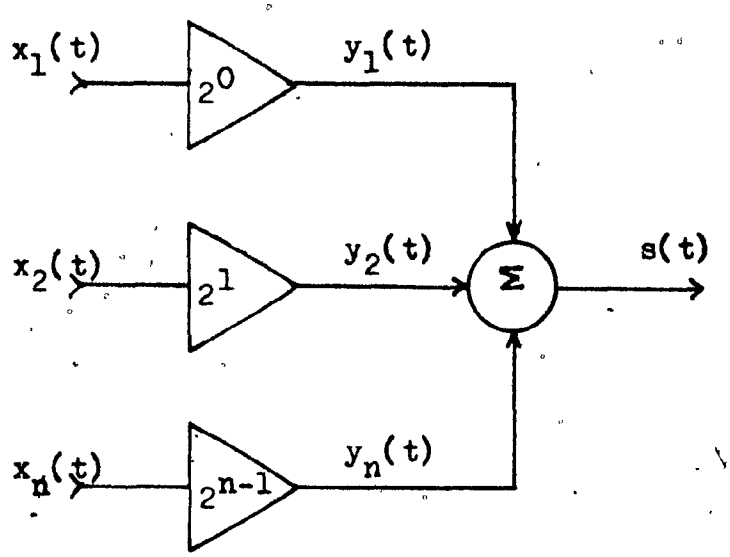


Figure 2.4.1 Génération d'un signal MIA de période T_s à partir de signaux NRZ de période T_s.

mer le signal MIA de sortie s(t).[6]

La figure 2.4.2 permet de visualiser le processus lorsque deux signaux d'entrée $x_1(t)$, $x_2(t)$ sont disponibles pour former un signal MIA de sortie de L= 4 niveaux. Les bits de $x_1(t)$ étant les moins significatifs et les bits de $x_2(t)$ étant les plus significatifs, le signal MIA 4 niveaux est codé de la façon montrée à la figure 2.4.2 d). Les correspondances sont les suivantes: -3a, 00; -a, 01; +a, 10; +3a, 11.

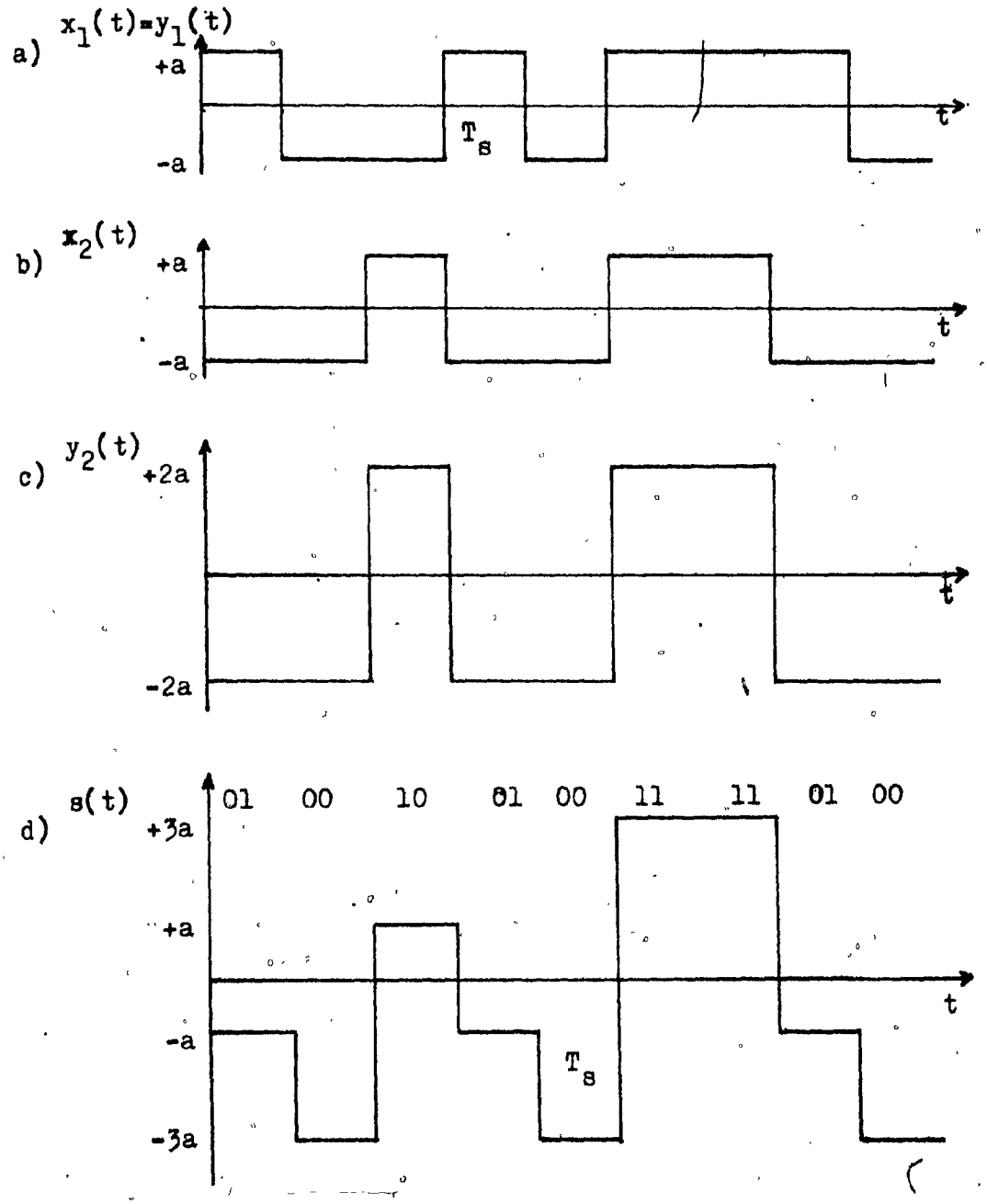


Figure 2.4.2 Génération d'un signal MIA de 4 niveaux à partir des 2 signaux NRZ $x_1(t)$ et $x_2(t)$.

A partir du schéma de la figure 2.4.1 pour la génération d'un signal MIA, trois possibilités s'offrent pour obtenir un signal de sortie s(t) filtré. La première et la deuxième possibilités consistent respectivement à placer un FNL, tel le FNL B, entre l'entrée $x_i(t)$ et le multiplicateur 2^{i-1} ou un FNL entre le multiplicateur 2^{i-1} et le sommateur, ceci pour chacune des branches d'entrée. La troisième possibilité consiste à placer un circuit filtreur non-linéaire à la sortie s(t). La figure 2.4.3 illustre ces trois possibilités.

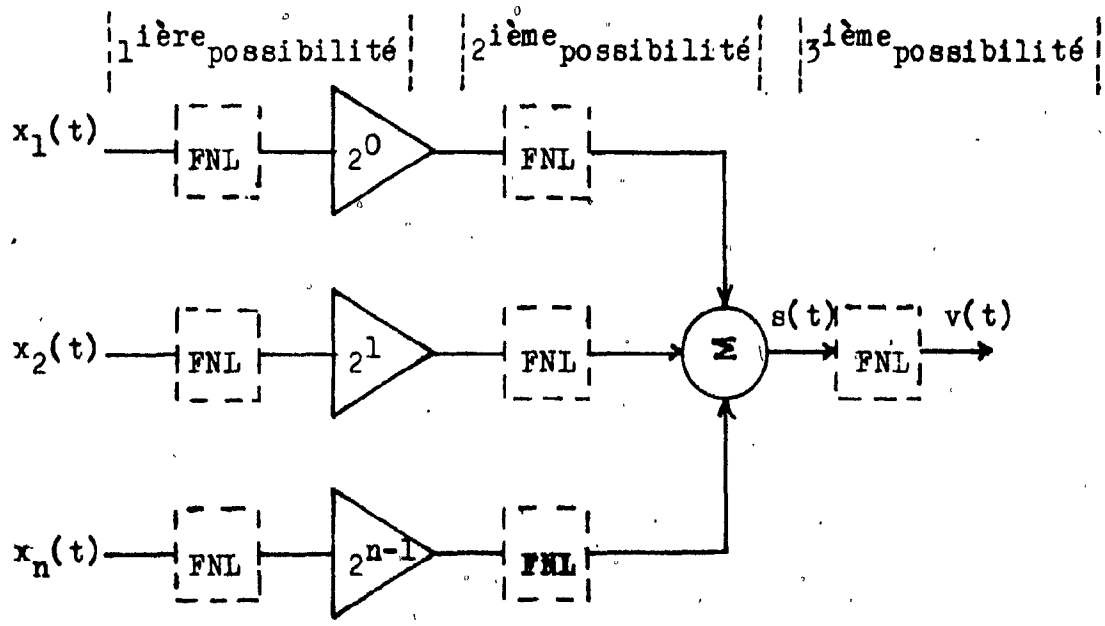


Figure 2.4.3 Trois possibilités pour la génération d'un signal MIA filtré.

Les première et deuxième possibilités n'offrent pas de difficulté de conception puisque qu'un FNL, tel le FNL B, peut être inséré dans le circuit sans autre modification, La troisième possibilité est plus complexe, puisque le signal d'entrée du FNL n'est plus un signal à deux niveaux logiques seulement mais un signal MIA de L niveaux. Dans ce qui suit, un circuit est proposé permettant la filtration du signal d'entrée MIA. Ce circuit est nécessairement différent d'un FNL, tel que vu précédemment, mais utilise encore des techniques de commutation et une partie logique. Pour fin de démonstration ce nouveau FNL est appelé FNL G.

Comme pour le FNL B, le ENL G utilise des impulsions à accroissement cosinusoidal à double intervalle, soit 2 T_s. D'autres types d'impulsion peuvent être utilisés. Ainsi le FNL G devra commuter les signaux ${}_0\int^1$, ${}^1\lambda_0$ et des tensions continues pour une succession d'un même niveau L_i. En plus le FNL G devra tenir compte d'un décalage en tension des signaux ${}_0\int^1$ et ${}^1\lambda_0$ et d'un gain variable à des valeurs prédéterminées correspondant à la différence entre deux niveaux successifs.

La figure 2.4.4 montre en c) la représentation filtrée du signal MIA quatre niveaux en a). Comme il est montré en b), le signal filtré en c) est le résultat d'addition d'impulsions à accroissement cosinusoidal à double

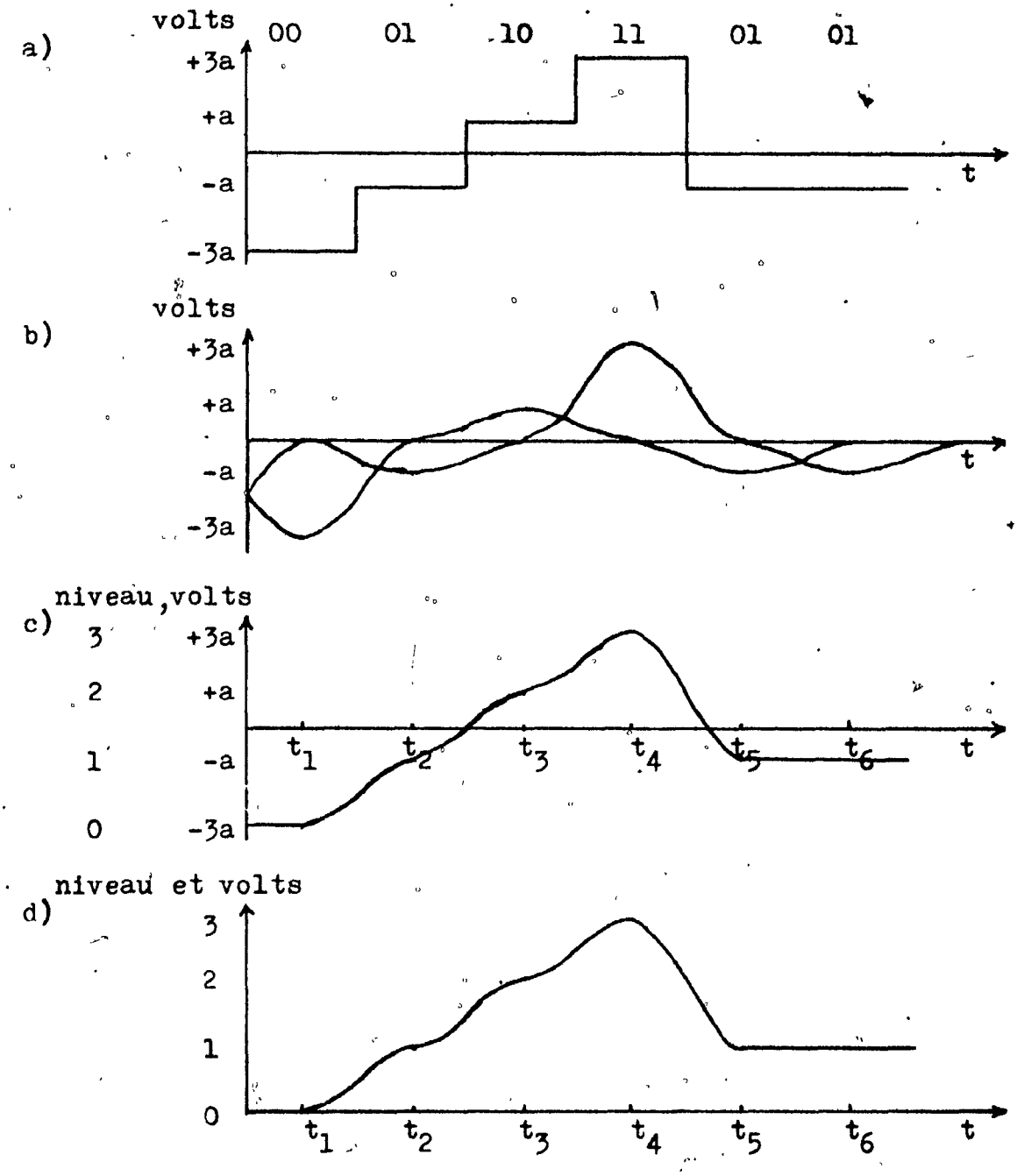


Figure 2.4.4 Représentation filtrée d'un signal MIA à quatre niveaux à l'aide des impulsions à accroissement cosinusoidal à double interval.

interval, voir section 3.2 et équation 3.2.3. Ceci illustre aussi les premières et deuxième méthodes de filtration d'un signal MIA vues précédemment. Pour plus de commodité dans l'analyse qui suit, le signal MIA filtré à la figure 2.4.4 c) est décalé tel qu'en d).

Selon la figure 2.4.4 d), pour passer des niveaux 00 à 01, le FNL G commute entre t_1 et t_2 le signal ${}_0\!\int^1$ avec un gain de 1. La tension passe de 0 à 1 volts. Entre t_2 et t_3 pour passer de 01 à 10, le signal ${}_0\!\int^1$ est commuté avec un gain de 1 en effectuant en même temps un décalage en tension continue de 1 volts. La tension passe de 1 à 2 volts. Entre t_4 et t_5, pour passer des niveaux 11 à 01, le signal ${}^1\!\lambda_0$ est commuté après lui avoir imprimé un gain de 2, soit (11- 01= 10), et un décalage en tension continue de 1 volt. Le tableau 2.4.1 montre le gain et le décalage donné au fotme d'onde ${}^1\!\lambda_0$, ${}_0\!\int^1$ et 1 volt pour obtenir une représentation filtrée d'un signal MIA de quatre niveaux.

Les conclusions suivantes peuvent être tirées du tableau 2.4.1:

1° le gain de ${}_0\!\int^1$ et ${}^1\!\lambda_0$ est établi en soustrayant le niveau L_i du symbole présent d(kT) au niveau L_i du symbole précédent d(kT-T).

différence		gain de 0 ↗ 1	+ décalage c.c.	gain de 1 ↘ 0	+ décalage c.c.	succession d'un même niveau L_i. L_i x 1 volt
niveau présent	niveau précédent					
00	00					0 x 1 volt
00	01			1	0	
00	10			2	0	
00	11			3	0	
01	00	1	0			
01	01					1 x 1 volt
01	10			1	1	
01	11			2	1	
10	00	2	0			
10	01	1	1			
10	10					2 x 1 volt
10	11			1	2	
11	00	3	0			
11	01	2	1			
11	10	1	2			
11	11					3 x 1 volt

Tableau 2.4.1 Tableau représentant le gain et le décalage en tension continue nécessaires aux formes d'onde commutée par le FNL G pour un signal d'entrée MIA à quatre niveaux.

2° le signe positif ou négatif de cette différence établit si la forme d'onde ${}_0\!\int^1$ ou ${}^1\!\lambda_0$ est commuté.

3° si aucune différence de niveau n'existe entre d(kT) et d(kT-T), la tension L_i x 1 volt est commutée où L_i est le niveau de d(kT) ou d(kT-T).

4° si ${}_0\!\int^1$ est commuté, le décalage en tension continue correspond au niveau L_i du symbole d(kT-T). La tension est L_i x 1 volt.

5° si ${}^1\!\lambda_0$ est commuté, le décalage en tension continue correspond au niveau L_i du symbole d(kT). La tension est L_i x 1 volt.

Sous forme plus succinte, les conclusions tirées du tableau 2.4.1 sont représentées par le tableau 2.4.2.

Du tableau 2.4.2, la sortie du FNL G sera l'addition de la sortie de deux amplificateurs à gain variable. Le premier amplificateur aura comme entrée les signaux ${}_0\!\int^1$ ou ${}^1\!\lambda_0$. Son gain sera fonction de la différence trouvée par la soustraction logique entre deux niveaux de symboles successifs. Le deuxième amplificateur aura comme entrée la tension continue de 1 volts. Celle-ci sert pour les tensions de décalage nécessaires pour les signaux ${}_0\!\int^1$ et ${}^1\!\lambda_0$ et

soustraction de deux niveaux successifs		sortie du FNL G	
différence	bit de signe	gain de ${}_{0}\!\nearrow^{1}$ ou ${}^{1}\!\searrow_{0}$	+ décalage c.c.
$\neq 0$	0 = (+)	gain x ${}_{0}\!\nearrow^{1}$	+ L_i x 1 volt (L_i de d(kT-T))
	1 = (-)	gain x ${}^{1}\!\searrow_{0}$	+ L_i x 1 volt (L_i de d(kT))
= 0			L_i x 1 volt (L_i de d(kT) = L_i de d(kT-T))

Tableau 2.4.2 Tableau montrant la relation entre le résultat de la soustraction , le gain et le décalage en tension continue pour les formes d'onde commutées par le FNL G.

pour les successions d'un même symbole sur deux ou plusieurs intervals. Cette dernière utilisation est rendue possible avec le même amplificateur dû au fait qu'à ce moment les signaux ${}^{1}\!\searrow_{0}$ et ${}_{0}\!\nearrow^{1}$ sont inhibés. Le gain de ce deuxième amplificateur pour le décalage en tension c.c. dépend du signe positif ou négatif de la différence obtenue par la soustraction. Lorsque la différence est positive, le signal part d'un certain niveau pour aller à un niveau supérieur. Ainsi le décalage en tension c.c. de ${}_{0}\!\nearrow^{1}$ devra être celui du niveau du symbole précédent d(kT-T). Le gain de l'amplificateur est L_i x 1 volt où L_i est le niveau de d(kT-T).

Lorsque la différence est négative, le signal de sortie du FNL G doit passer d'un certain niveau à un niveau inférieur. Le décalage en tension c.c. de $1\rightarrow 0$ est ainsi L_i x 1 volt où L_i est le niveau du symbole d(kT). Pour le cas où la différence est zéro, le niveau du symbole d(kT) est le même que celui du symbole d(kT-T). Le gain de l'amplificateur est L_i x 1 volt où L_i est le niveau de d(kT) ou d(kT-T).

Les entrées du soustracteur sont binaire. Un convertisseur analogique à numérique est nécessaire entre le signal d'entrée MIA et le soustracteur. Un code, tel le code Gray, aura pu être employé pour le signal d'entrée MIA. Un tel code n'influence pas le fonctionnement du FNL G et celui-ci n'a aucun effet sur le premier. Ainsi aucun encodeur à la sortie ou décodeur à l'entrée du FNL G n'est nécessaire quelque soit le code utilisé pour le signal d'entrée MIA. Si les signaux $x_i(t)$ qui ont servi à former le signal MIA s(t), figure 2.4.1, sont disponibles, le convertisseur analogique à numérique est superflu et les entrées binaire $x_i(t)$ sont utilisées.

La figure 2.4.5 montre la schématisation d'un circuit pouvant réaliser le FNL G. Le signal MIA d'entrée est d'abord converti en un signal numérique à deux niveaux avec l'aide d'un convertisseur analogique à numérique. Un premier signal d(kT) est emmagasiné en mémoire par les flip-flop verrouilleurs kT. A l'arrivée d'un nouveau signal

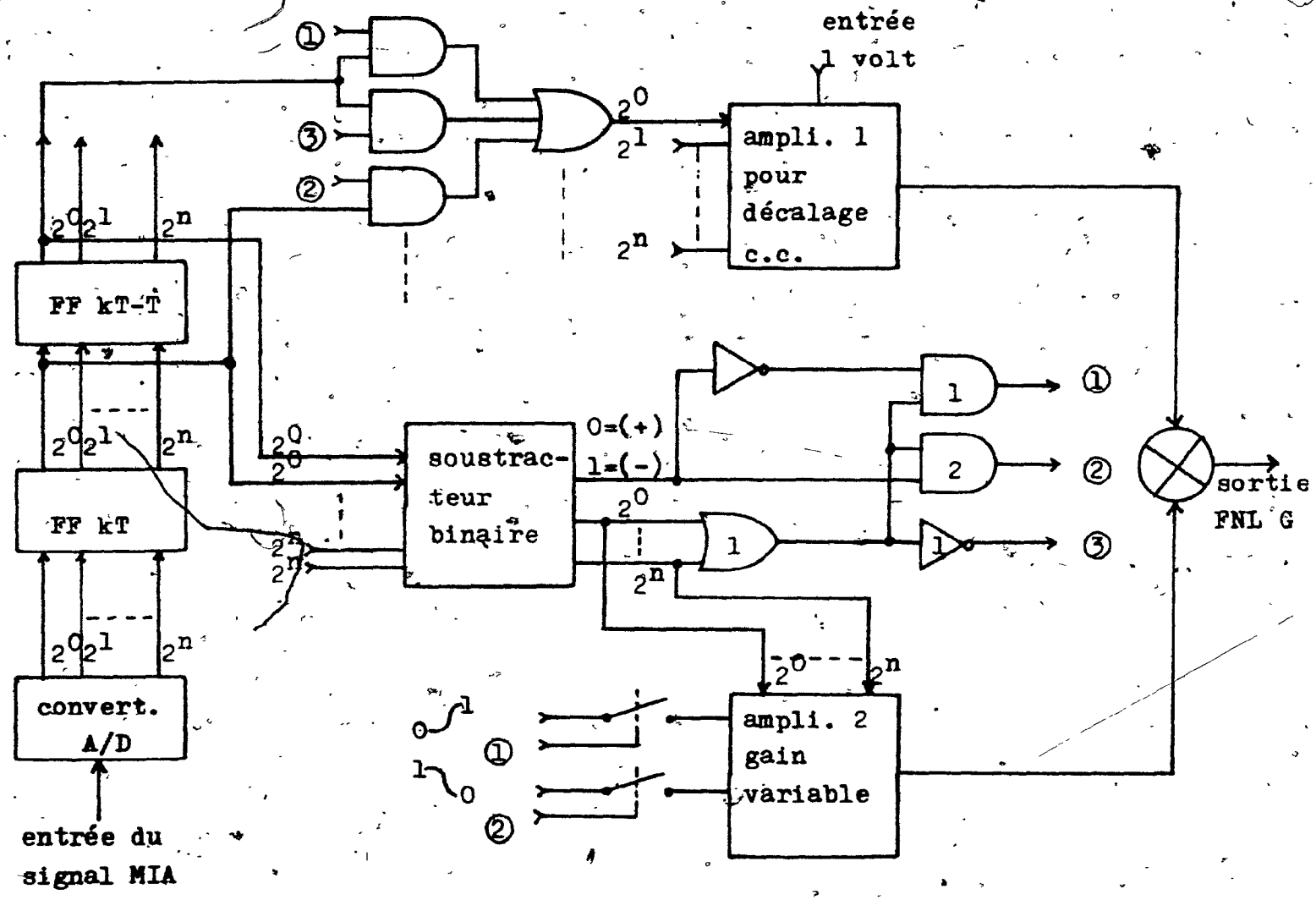


Figure 2.4.5 Circuit schématique permettant l'implantation du FNL G (horloge non illustré).

d'entrée, ce qui était emmagasiné dans les verrouilleurs kT est transmis aux verrouilleurs kT-T, et le nouveau signal est emmagasiné dans les verrouilleurs kT. Les deux signaux se trouvant dans les verrouilleurs kT et kT-T sont soustraits à l'aide du soustracteur binaire. La soustraction peut prendre une valeur egale à zéro, différente de zéro.

Dans le cas d'une valeur égale à zéro, l'amplificateur 2 à gain variable pour $^{1}\lambda_{0}$ et $_{0}\lambda^{1}$ est bloqué de la façon suivante: la sortie du circuit OU_1 est un zéro logique inhibant les portes ET_1 et ET_2 celles-ci à leurs tours inhibant les commutateurs analogiques à l'entrée de l'amplificateur 2 à gain variable. Ainsi aucun signal ne prendra forme à la sortie de cet amplificateur. La sortie de l'amplificateur 1 à gain variable pour les décalages en tension continue sera L_i x 1 volt où L_i correspond au niveau de d(kT-T) ou d(kT). Dans le cas particulier du circuit de la figure 2.4.5, L_i de d(kT-T) est utilisé. Ainsi la sortie ③ de l'inverseur 1 permet par l'intermédiaire d'une série de porte ET et OU de régler le gain de l'amplificateur 1 à gain variable.

Dans le cas où le résultat du soustracteur est différent de zéro, les amplificateurs à gain variable 1 et 2 sont fonctionnels et leurs sorties sont additionnées pour former le signal de sortie filtré et approprié du système. Ainsi le résultat de la soustraction contrôlera le gain de

l'amplificateur 2. Le signe, soit positif ou négatif, de la soustraction contrôlera si le signal ${}_0\!\nearrow^1$ ou ${}^1\!\searrow_0$ respectivement, sera amplifié par l'amplificateur 2. Ce même signe du résultat de la soustraction déterminera si le niveau L_1 de d(kT-T) ou d(kT) contrôlera le gain de l'amplificateur 1 décalant ainsi par une tension continue appropriée le signal ${}_0\!\nearrow^1$ ou ${}^1\!\searrow_0$ amplifié ou non par l'amplificateur 2.

Les amplificateurs à gain variable peuvent être des amplificateurs opérationnels utilisant des commutateurs JFET ou MOSFET à l'entrée inversée. Il existe sur le marché de tel composant, soit en pièce discrète ou en circuit intégré, pouvant être contrôlé directement de la logique TTL ou CMOS. Le circuit de la figure 2.4.6 en démontre le principe d'utilisation.

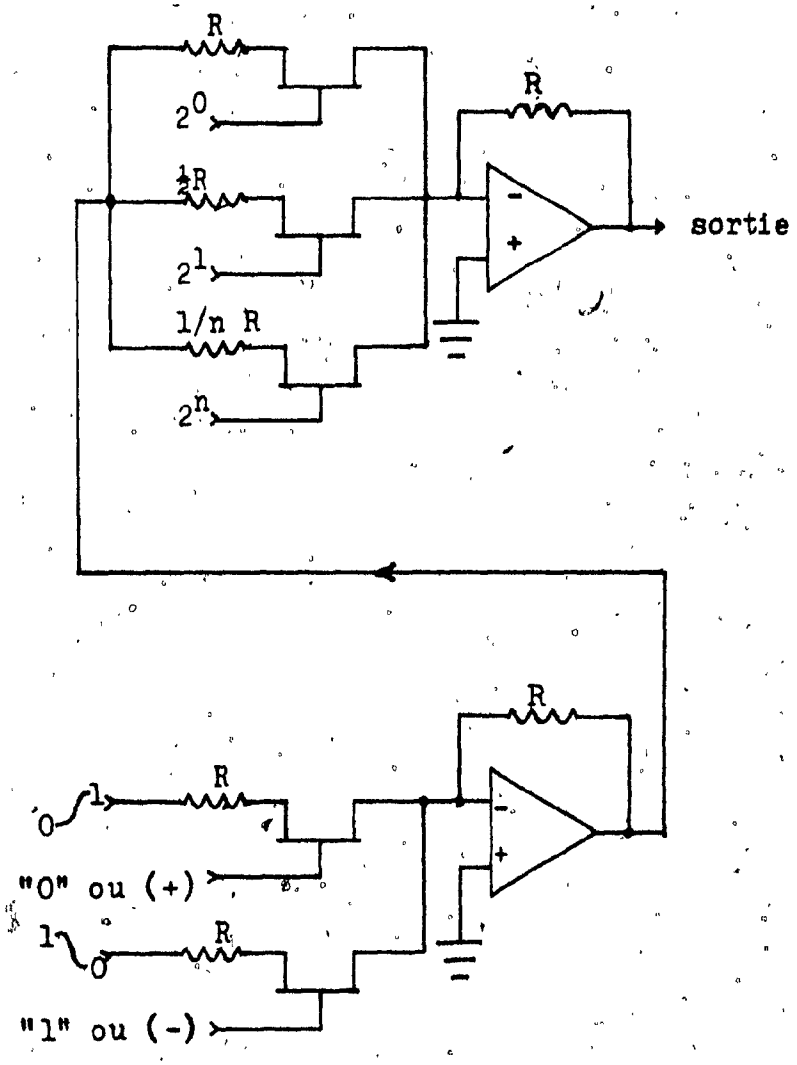


Figure 2.4.6 Amplificateur 1 à gain variable utilisant des JFET comme interrupteur analogique.

2.5 Nouvelle technique hybride pour la génération d'un signal $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$ tronqué et périodique.

La réponse impulsionnelle du filtre idéal de Nyquist est de la forme $\frac{\sin x}{x}$ n'ayant aucune limite temporelle. Dans cette section une nouvelle technique hybride pour la génération de signaux $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$ tronqués et périodique, utilisant la multiplication analogique de signaux et la commutation est présentée. Connaissant l'importance d'obtenir une largeur de bande minimale pour un taux de transmission donné, la présente réalisation par une technique simple d'un signal $\frac{\sin x}{x}$ tronqué aux nombres voulus de lobes, peut amener d'interressante application dans le domaine des communications numériques.

Il est évident que le signal $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$ est la division de deux signaux, soit $\sin \pi ft$ et πft. La figure 2.5.1 montre la relation existant entre ces trois signaux où la fréquence f est normalisé à 1. Le signal πt a été tronqué à 8π, entraînant une troncation de $\frac{\sin \pi t}{\pi t}$ à 8π ou 8 lobes. Ainsi de la division d'un signal $\sin \pi t$ périodique par une rampe πt tronquée mais aussi périodique, on obtient un signal $\frac{\sin \pi t}{\pi t}$ tronqué et périodique.

Il existe maintenant sur le marché des circuits

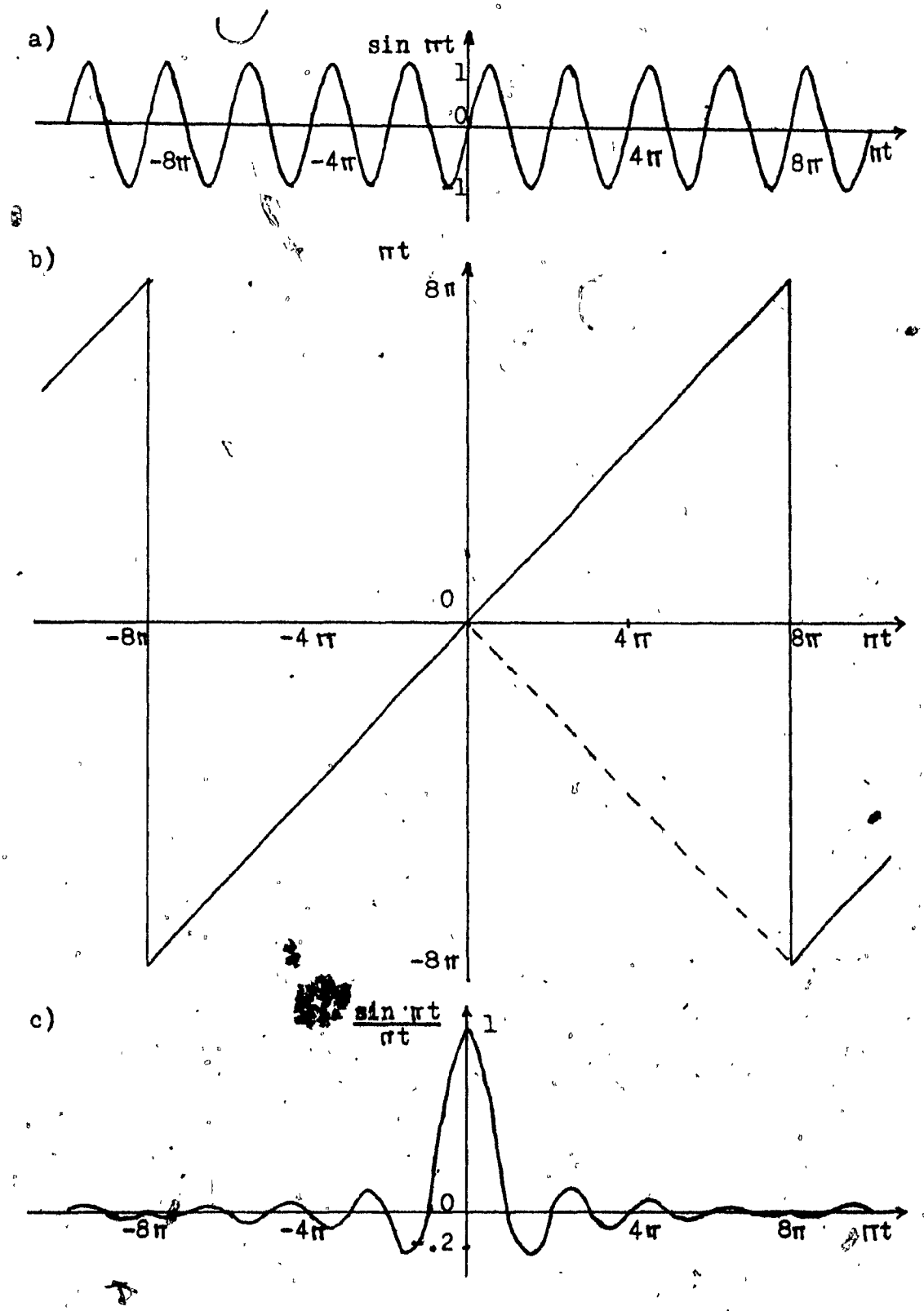


Figure 2.5.1 Relation graphique de sin πt, πt et $\frac{\sin \pi t}{\pi t}$.

intégrés qui sont des multiplicateurs analogiques dans les quatres quadrants, tel le ICL 8013 de Intersil. Ces circuits peuvent être aussi utilisé comme diviseur analogique avec une restriction dans les polarités des signaux d'entrée les rendant inutilisables dans les quatres quadrants. Cette difficulté peut être contourné par la technique de commutation de signaux. Le circuit intégré multiplicateur analogique ICL 8013 branché en diviseur peut admettre les polarités suivantes à ses entrées X et Z:

1° l'entrée Z peut prendre une polarité positive ou négative.

2° l'entrée X une polarité négative seulement.

De cette façon, dans notre cas, sin πt sera branché à l'entrée Z et une onde triangulaire périodique et négative est branchée à l'entrée X, tel que montré par la partie pointillée de la courbe à la figure 2.5.1 b). La partie correspondante de la courbe $\frac{\sin \pi t}{\pi t}$, de 0 à 8π, sera inversée tandis que de -8π à 0 la courbe reste inchangée. Pour obtenir le signal $\frac{\sin \pi t}{\pi t}$ original tel qu'à la figure 2.5.1 c). il suffit d'inverser électroniquement la partie du signal qui a été inversé dûau changement de polarité introduit dans la rampe originelle.

Un circuit expérimental a été conçu pour réaliser un signal $\frac{\sin x}{x}$ tronqué à 8 lobes et périodique. Un diagramme bloc fonctionnel du circuit est donné à la figure 2.5.2.

Le signal d'entrée $\sin \pi ft$, après avoir passer par un comparateur à zéro volt et un diviseur de fréquence, sert à générer une onde triangulaire qui sera synchronisée. Ce dernier signal est ensuite appliqué comme entrée. Le diviseur de fréquence, $f \div 8$, sert aussi à synchroniser le circuit inverseur qui a pour fonction d'inverser les polarités d'une partie du signal à la sortie du diviseur. La sortie du circuit inverseur donne un signal $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$ reconstitué tel qu'à la figure 2.5.1 c). La figure 2.5.3 montre une série de photos montrant les signaux utilisés et générés par le générateur $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$. Les imperfections que l'on peut relever au centre du lobe principal et au huitième lobe sont dûes à une non-linéarité du signal de sortie du générateur d'onde triangulaire. Le but du circuit expérimental étant de montrer la possibilité de générer une onde $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$ tronquée au nombre de lobes voulus et périodique, la correction nécessaire sur le générateur d'onde triangulaire n'a pas été faite. Le circuit complet est donné au chapitre 4.

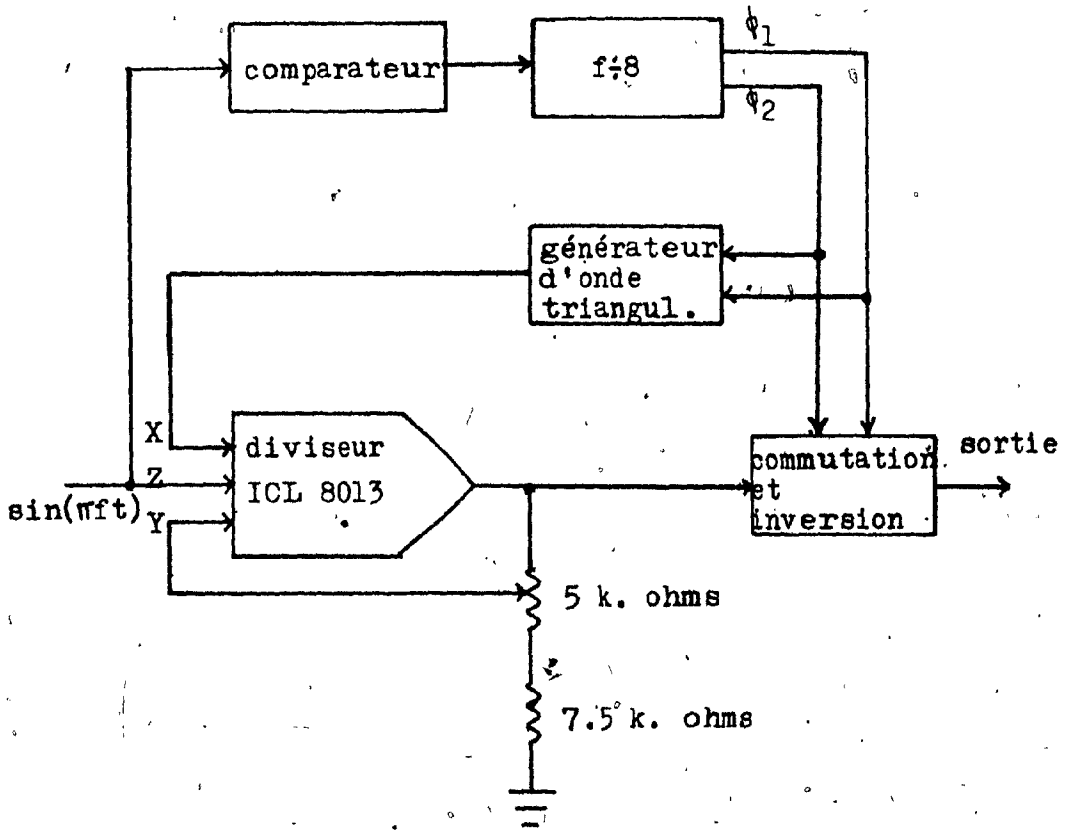
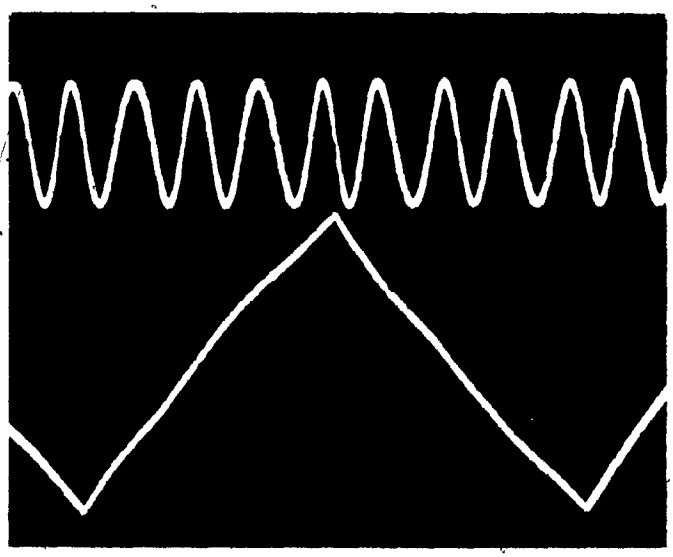


Figure 2.5.2- Diagramme bloc d'un générateur de signal $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$ tronqué et périodique.

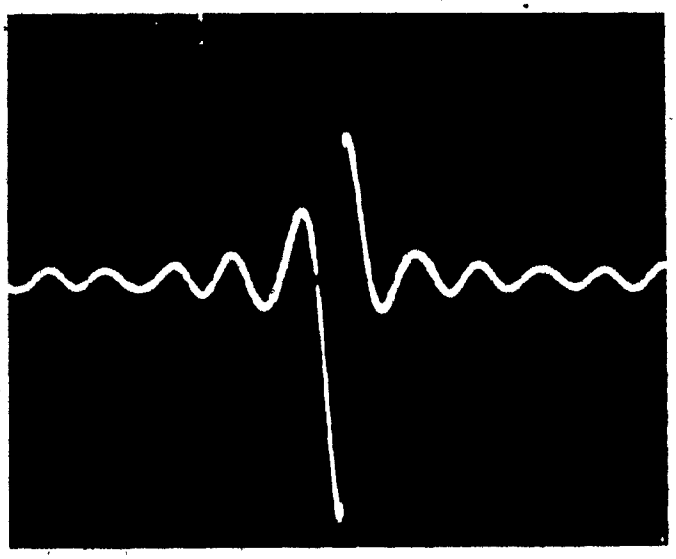


vert.: 0.2 v./div.

vert.: 2 v./div.

hor.: 1 msec./div.

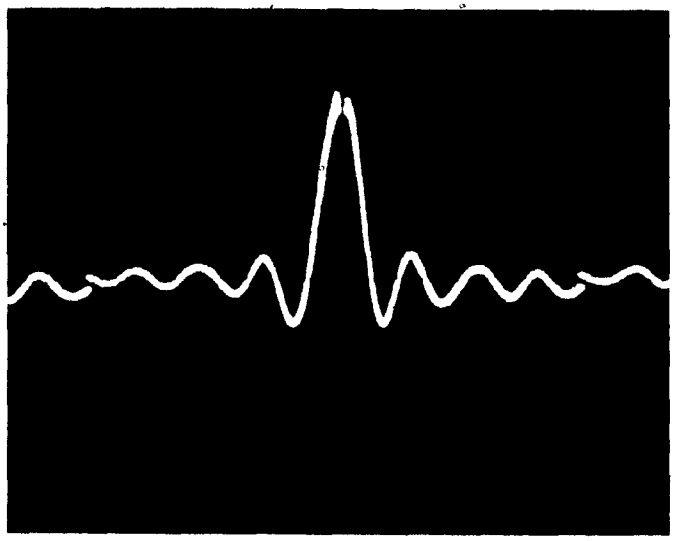
a) entrée X (onde triangulaire) et entrée Z (sin πft) du diviseur analogique ICL 8013.



vert.: 2 v./div.

hor.: 1 msec./div.

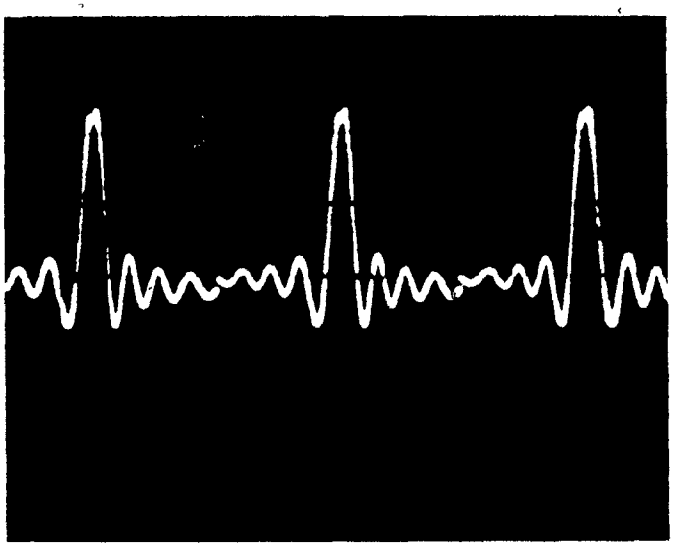
b) sortie du diviseur analogique ICL 8013



vert.: 0.5 v./div.

hor.: 1 msec./div.

c) (sin πft)/(πft) tronqué à 8 lobes, sortie du circuit de commutation et d'inversion.



vert.: 2v./div.

hor.: 1 msec./div.

d) même qu'en c), montrant la périodicité du signal.

Figure 2.5.3- Signaux typiques du générateur d'onde (sin πft)/ (πft) tronqué et périodique.

2.6 Trois méthodes d'utilisations des signaux $\frac{\sin x}{x}$ tronqués et périodiques avec la nouvelle méthode du FNL.

Trois méthodes de l'utilisation du nouveau principe du FNL pour obtenir des représentations filtrées d'un signal aléatoire NRZ avec l'aide de générateurs d'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à n lobes sont discutées.

Si on veut représenter une séquence binaire par une série d'impulsion $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$ tronquée à n lobes, il y a 2n impulsions dont les lobes s'entrecoupent. La figure 2.6.1 montre une série d'impulsion à deux lobes. Le dernier lobe de l'impulsion libellée 1 est coupé par le premier lobe de l'impulsion libellée 4, tandis que l'impulsion 5 est indépendante de l'impulsion 1. Les impulsions 1 et 5 peuvent provenir d'un même générateur $\frac{\sin x}{x}$ tronqué à deux lobes et périodique. Ainsi pour concevoir un filtre avec la nouvelle technique du FNL une première méthode utilisera 2n générateurs d'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à n lobes et périodiques. Le déphasage entre chacun de ces générateurs étant de π, il est nécessaire d'obtenir 2n générateurs d'onde triangulaire à partir d'un générateur sinusoïdal et son signal complémentaire.

Pour tenir compte des états logiques "0" de l'entrée du FNL, le signal $-\frac{\sin x}{x}$ tronqué à n lobes devra être

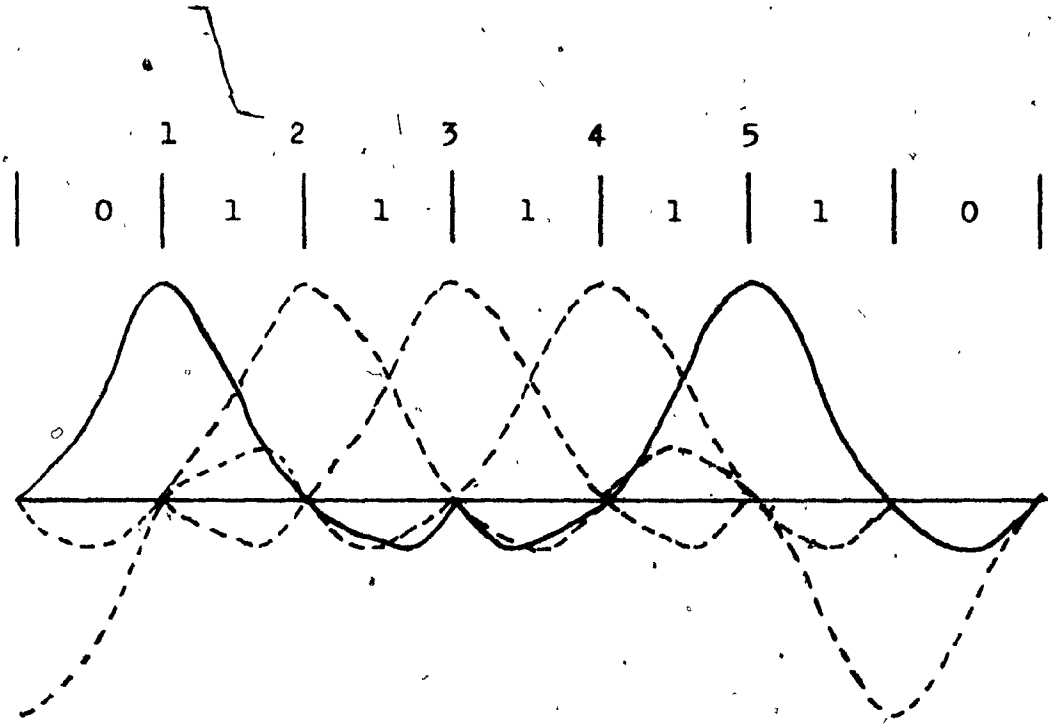


Figure 2.6.1- Entrecoupement d'une série d'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à deux lobes.

aussi disponible pour chacun des 2n générateurs du FNL. La figure 2.6.2 illustre le diagramme bloc schématique d'un FNL utilisant quatre générateurs avec sorties complémentaires. Ces quatres générateurs permettent l'utilisation de l'impulsion $\frac{\sin \pi f t}{\pi f t}$ tronqué à deux lobes. En plus de la logique décisionnelle, un simple compteur en anneau peut être utilisé afin de déterminer lequel des générateurs d'impulsion $\pm \frac{\sin(\pi f t - m\pi)}{\pi f t - m\pi}$, où m= 0,1,2,..., doit être commuté pour obtenir la sortie désirée au moment opportun. Ce

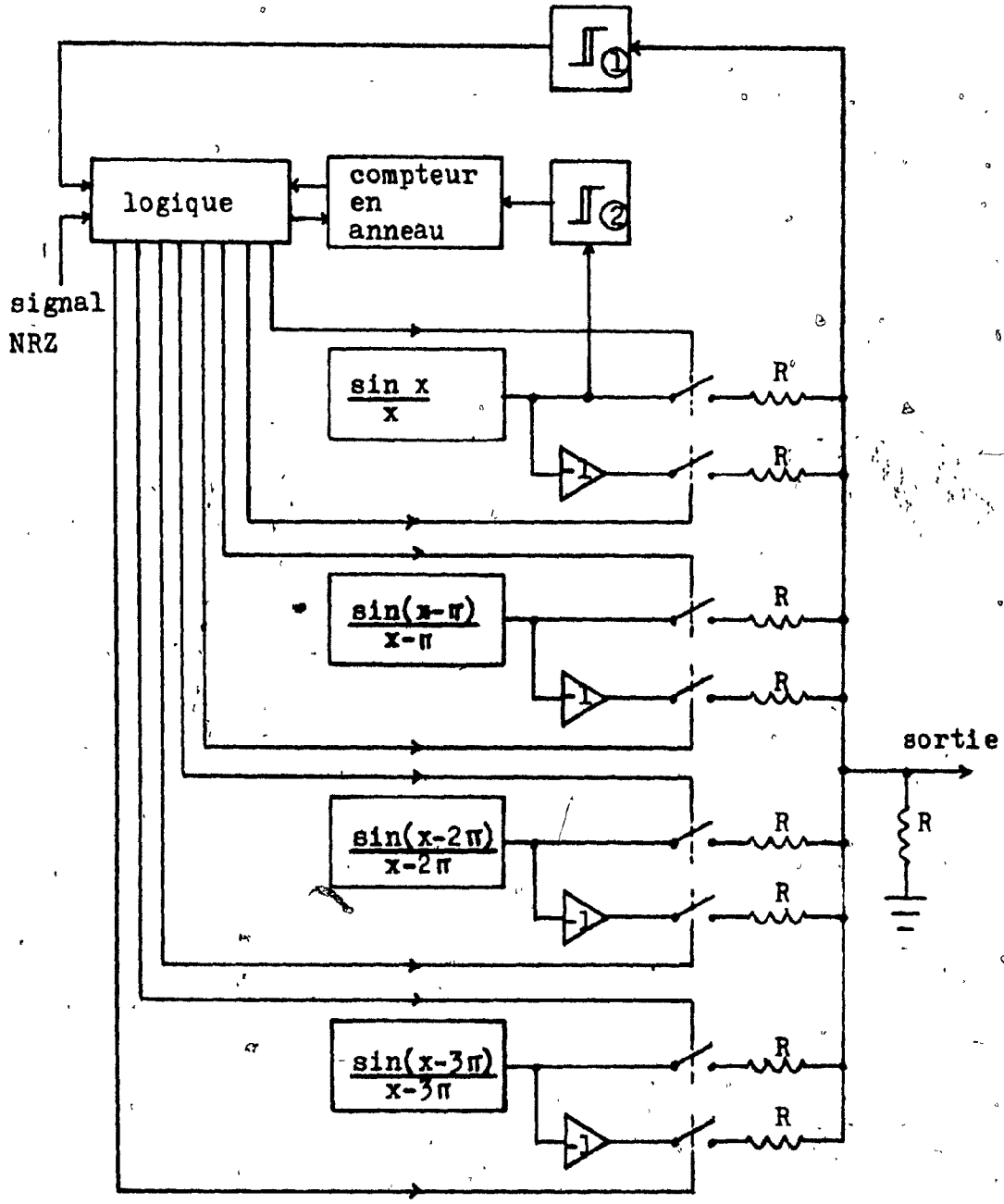


Figure 2.6.2- Diagramme bloc d'un FNL utilisant l'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à 2 lobes et tenant compte des états logiques 0 et 1 du signal d'entrée NRZ.

compteur en anneau est synchronisé à un des générateurs d'impulsion.

Les deuxième et troisième méthodes sont basées sur l'utilisation d'un seul générateur d'onde triangulaire plutôt que 2^n générateurs avec la première méthode. L'élément qui produit le décalage de πt secondes nécessaire aux différents générateurs $\frac{\sin(x-m\pi)}{x-m\pi}$ de la figure 2.6.2 est le registre à décalage analogique "bucket brigade"[7]. Ce dispositif peut ammener une simplification et un moindre coût de l'implantation.

Le registre à décalage analogique "bucket brigade" est un dispositif à transfert de charge qui peut donner un délai fixe ou variable au signal d'entrée. Le délai est varié par la fréquence d'horloge utilisée et celle-ci doit être plus élevée que celle du signal d'entrée pour des raisons d'échantillonnage et de filtration. Un simple filtre analogique à la sortie du régistre analogique atténuera le signal de l'horloge pour ne garder que le signal d'entrée différé. Le registre à décalage de la famille MOS TCA 350 à 185 étages diffère le signal d'entrée par un temps $t = 185/2f_c$ où f_c est la fréquence de l'horloge. Cette méthode de décalage d'un signal par un régistre analogique contrôlé par une horloge permet une grande précision de ce temps de décalage.

Les figures 2.6.3 et 2.6.4 illustrent les deux méthodes. La deuxième méthode présentée à la figure 2.6.3 se sert du registre à décalage analogique pour décaler le générateur d'onde triangulaire nécessaire aux entrées des diviseurs analogiques. La sortie d'un registre à décalage analogique est branchée directement à l'entrée du prochain registre, minimisant ainsi la dégradation des signaux différés. Les filtres analogiques RC sont nécessaire aux entrées des diviseurs analogiques pour récupérer le signal sans horloge. Il est à noter que le signal à la sortie d'un registre à décalage analogique est un signal en escalier. Il faut tenir compte du fait que ces filtres RC introduisent un décalage temporel. Les filtres RC utilisés avec la deuxième méthode, figure 2.6.3, peuvent être employé à la sortie du diviseur analogique plutôt qu'à son entrée.

La troisième méthode présentée à la figure 2.6.4 se sert des registres à décalage analogique pour différer de $m\pi$ le premier signal tronqué et périodique $\frac{\sin \pi ft}{\pi ft}$. Cette dernière méthode utilise trois registre à décalage analogique et un seul diviseur analogique plutôt que 3 registres et 4 diviseurs pour la deuxième méthode. La troisième méthode est la plus simplifié des trois méthodes ce qui devrait facilité une implantation éventuelle.

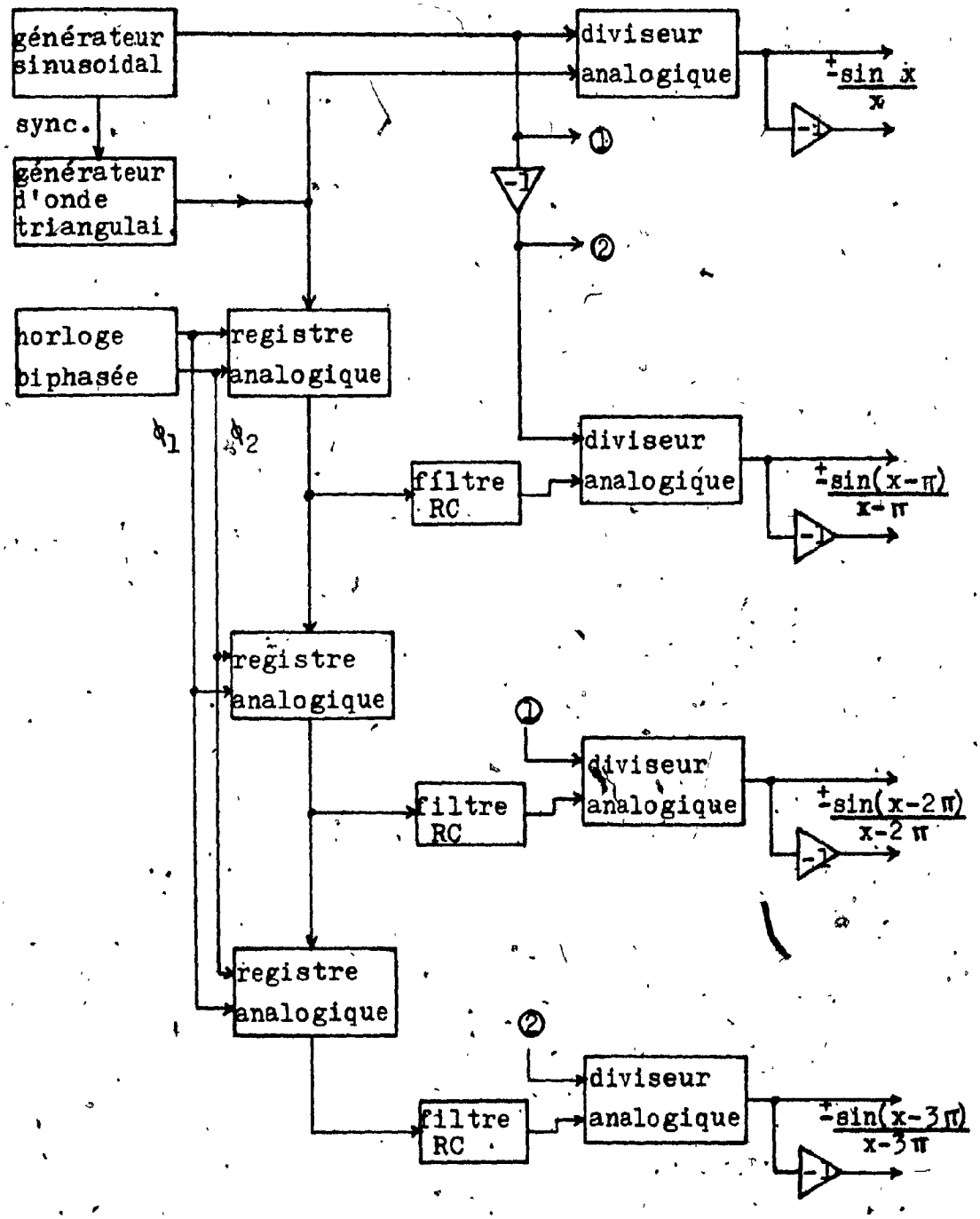


Figure 2.6.3- Diagramme bloc de la deuxième méthode pour un FNL utilisant l'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à deux lobes.

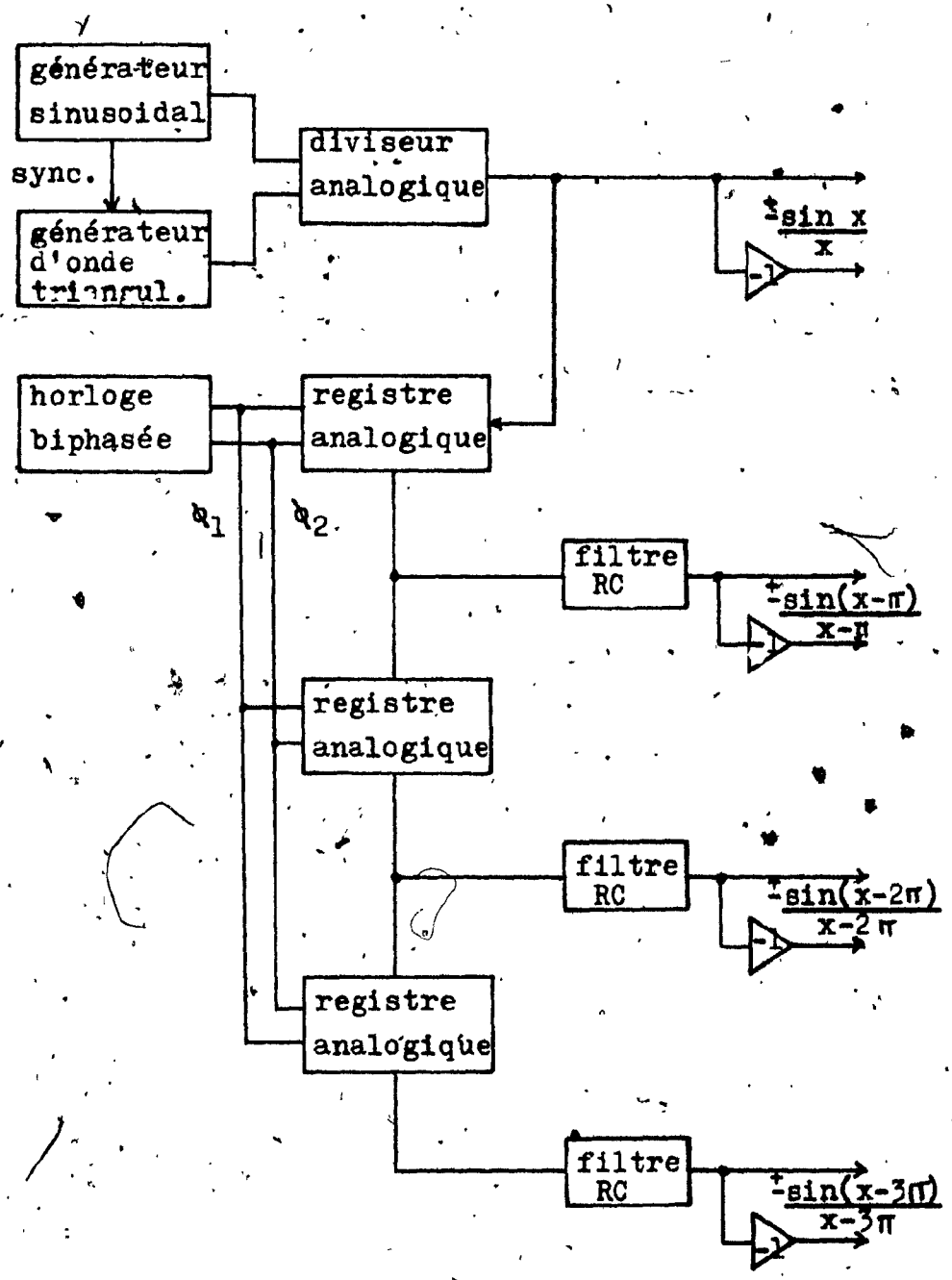


Figure 2.6.4- Diagramme bloc de la troisième méthode pour un FNL utilisant l'impulsion $\frac{\sin x}{x}$ tronquée à deux lobes.

La logique, les interrupteurs analogiques et les résistances ont été omis des figures 2.6.3 et 2.6.4, les générateurs seulement sont mis en évidence.

CHAPITRE 3

DIAGRAMMES DE L'OEIL ET

SPECTRES DE PUISSANCE

Ce chapitre fait une analyse des diagrammes de l'oeil des différents signaux de sortie des filtres développés avec la nouvelle technique du filtre non-linéaire, suivie d'une analyse des spectres de puissance correspondants.

3.1 Analyse dans le domaine du temps.

Les signaux de sortie des différents filtres implantés avec la nouvelle technique du FNL sont construits à partir de la commutation de signaux analogiques. Il est possible d'établir une correspondance entre la période T d'un bit du signal aléatoire NRZ d'entrée d'un FNL et la forme d'impulsion à sa sortie.

A la figure 2.2.2, cette correspondance a été établie graphiquement. Les FNL A et B utilisent l'impulsion cosinusoidale de période T. Les FNL C, D, E et F utilisent l'impulsion à accroissement cosinusoidal de période T. La relation entre l'impulsion rectangulaire, l'impulsion cosinusoidale et l'impulsion à accroissement cosinusoidal, tous de période T, et leurs spectres d'amplitude respectifs sont donnés aux figures 3.1.1, 3.1.2 et 3.1.3 respectivement.

Il est important de remarquer que le premier zéro du spectre d'amplitude correspondant à l'impulsion rectangulaire se trouve à 2 f_N et que les zéros suivants se trou-

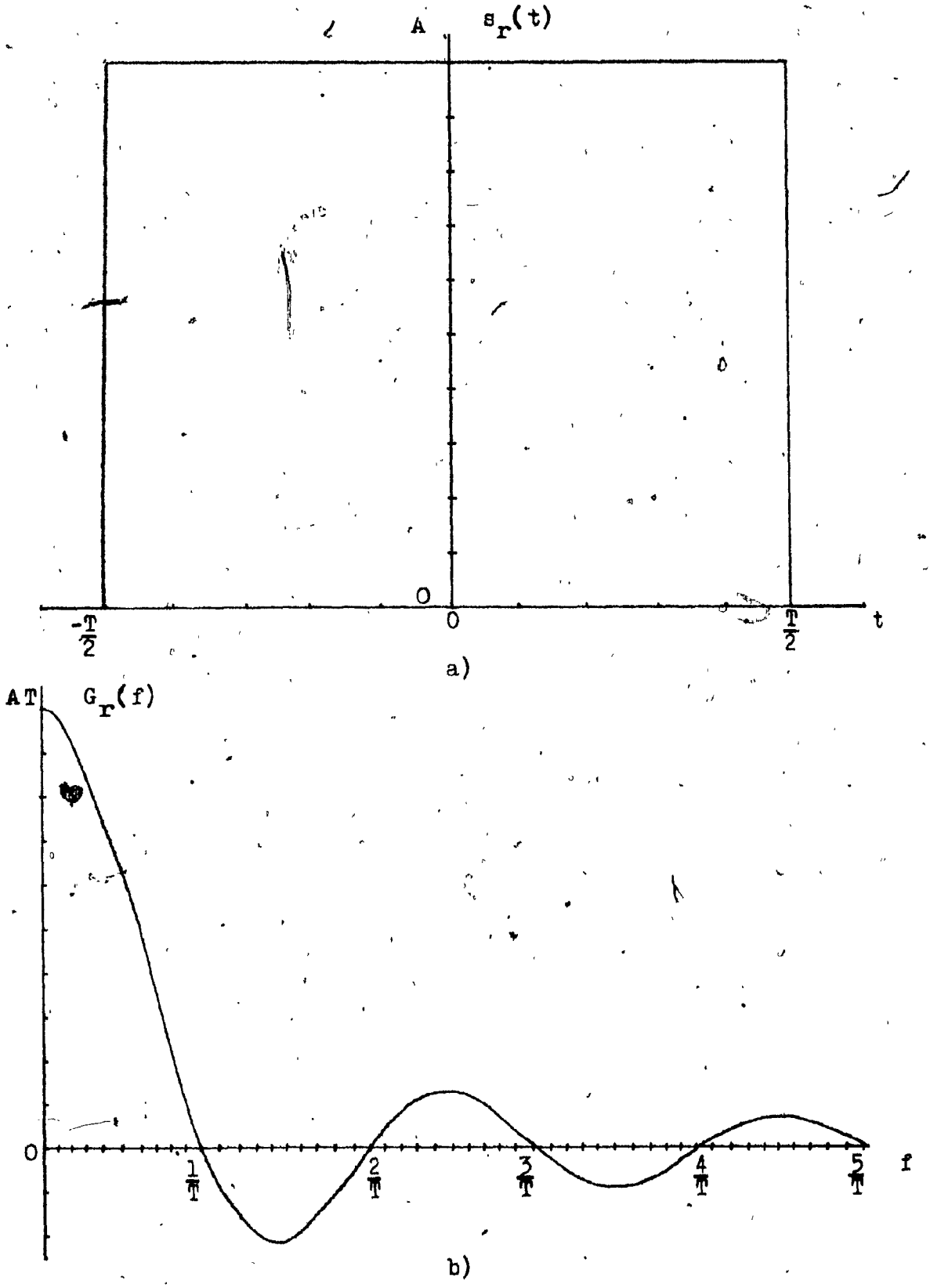
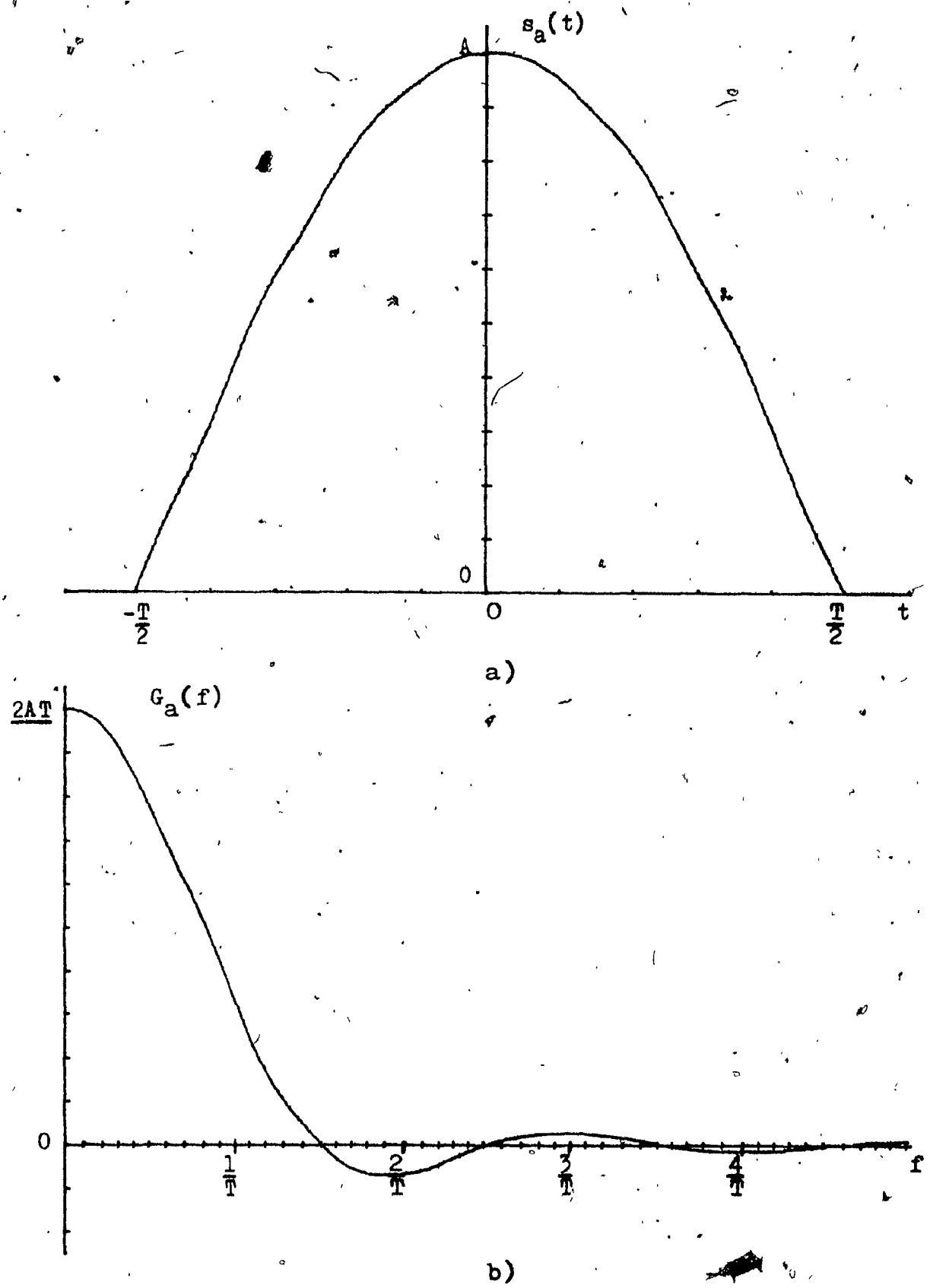
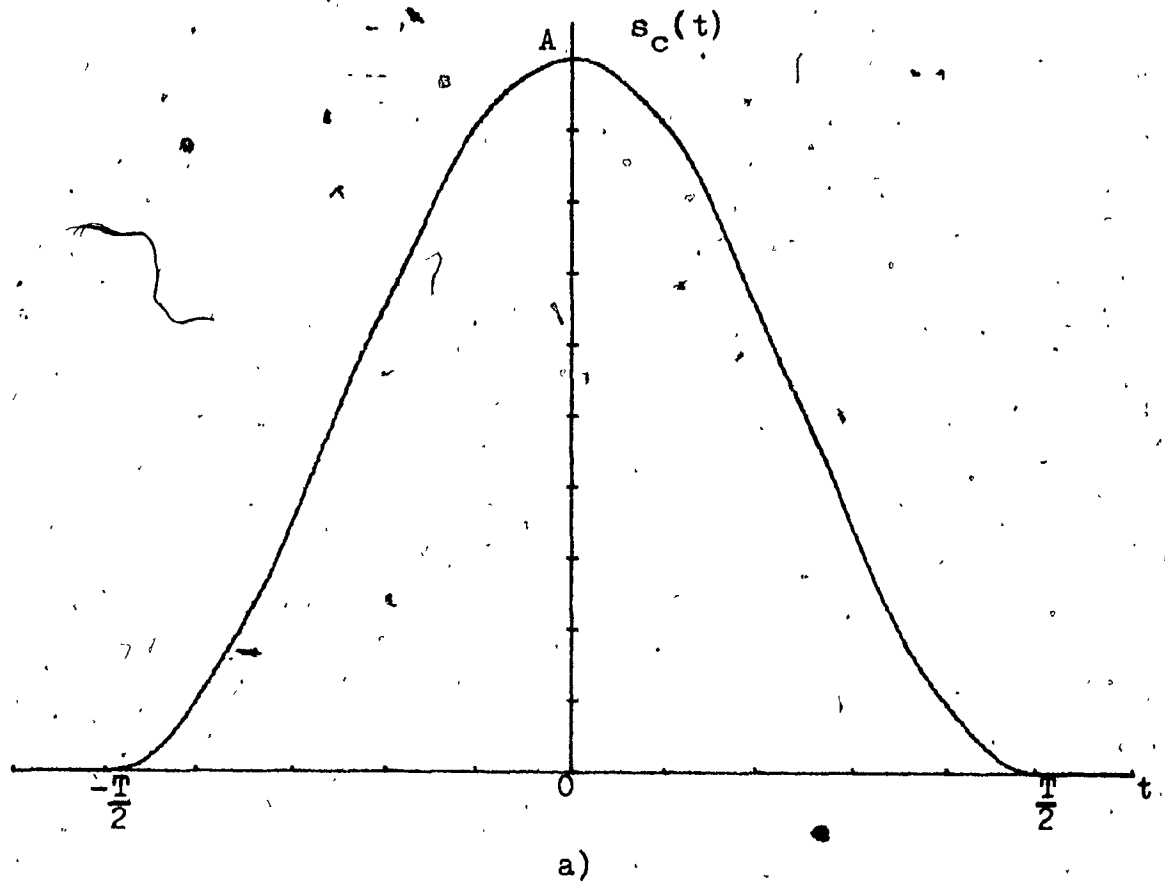


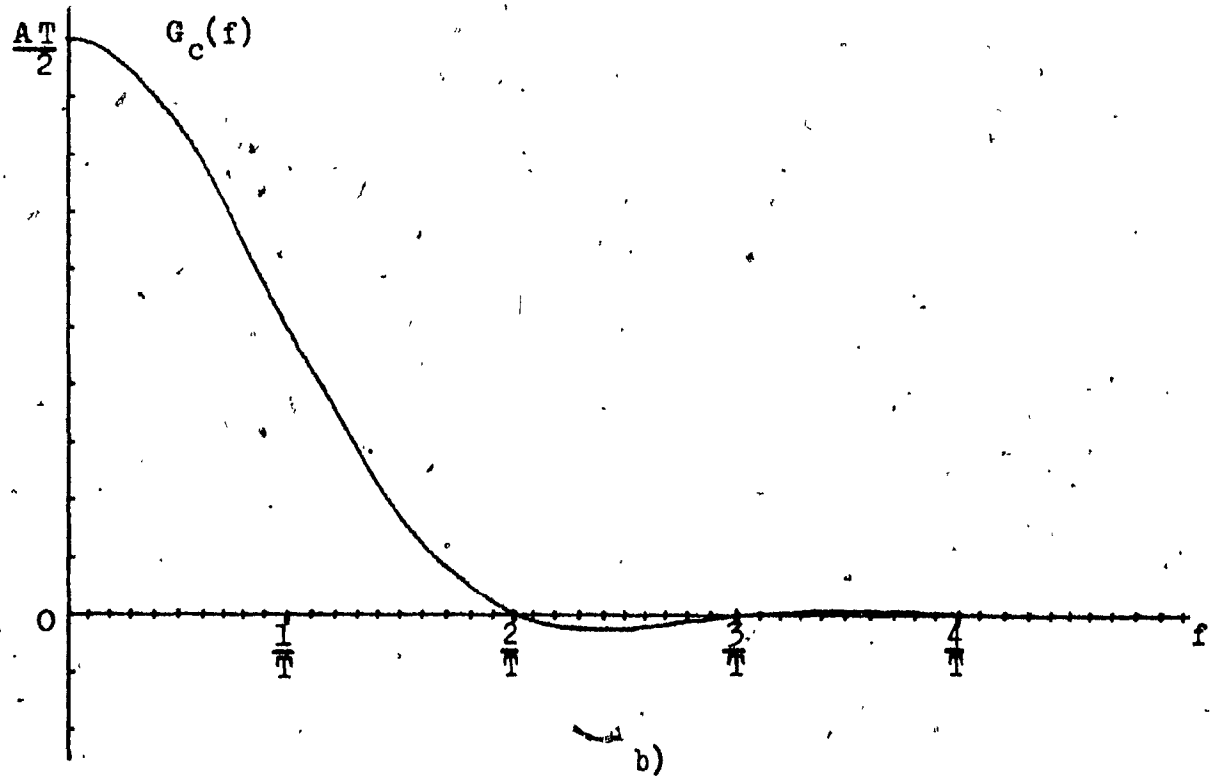
Figure 3.1.1- Spectre d'amplitude de l'impulsion rectangulaire.



Fifure 3.1.2- Spectre d'amplitude de l'impulsion cosinusoidale.



a)



b)

Figure 3.1.3- Spectre d'amplitude de l'impulsion à accroissement cosinusoidal.

vent à des multiples de 2 f_N. Tandis que les premiers zéros des spectres d'amplitude des impulsions cosinusoidales et à accroissement cosinusoidal se trouvent à 3 f_N et 4 f_N respectivement, plus $m2f_N$, m= 1, 2,..., pour les zéros suivants $3f_N$ ou $4f_N$. Un autre point à remarquer [8] est que la nature oscillatoire des spectres d'amplitude diminue d'un type d'impulsion au suivant dans cet ordre: impulsion rectangulaire, cosinusoidal et à accroissement cosinusoidal. Ainsi plus la nature oscillatoire du spectre diminue plus large est le premier lobe, pour des impulsions de même période.

L'impulsion rectangulaire est définie par le set d'équation [9]:

$$s_r(t) = \begin{cases} A & 0 \leq |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0 & |t| > \frac{T}{2} \end{cases} \qquad (3.1.1)$$

et en appliquant la transformée de Fourier dont la forme générale est:

$$G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t) \cdot e^{-j2\pi f t}\, dt \qquad (3.1.2)$$

on obtient pour le spectre d'amplitude de $s_r(t)$:

$$G_r(f) = AT \frac{\sin \pi T f}{\pi T f} \qquad (3.1.3)$$

De même l'impulsion cosinusoidale est donnée par:

$$s_a(t)=\begin{cases} A\cos(\frac{\pi t}{T}) & |t|\leq\frac{T}{2} \\ 0 & |t|>\frac{T}{2} \end{cases} \qquad (3.1.4)$$

le spectre d'amplitude est:

$$G_a(f)=\frac{2AT}{\pi}\frac{\cos \pi Tf}{1-(\pi Tf)^2} \qquad (3.1.5)$$

Pour l'impulsion à accroissement cosinusoidale on a:

$$s_c(t)=\begin{cases} \frac{A}{2}(1+\cos\frac{2\pi t}{T}) & |t|\leq\frac{T}{2} \\ 0 & |t|>\frac{T}{2} \end{cases} \qquad (3.1.6)$$

le spectre d'amplitude est:

$$G_c(f)=\frac{AT}{2}\frac{\sin \pi Tf}{\pi Tf(1-(Tf)^2)} \qquad (3.1.7)$$

Dans ce qui suit, une analyse des diagrammes de l'oeil des signaux de sortie des FNL A à F est faite à partir des types d'impulsion mentionnés ci-haut.

De la figure 2.2.1, les FNL A, B, C et D utilisent les impulsions cosinusoidales et à accroissement cosinusoi-

dal positives et négatives pour représenter les états logiques "1" et "0" respectivement. Ces états logiques étant équiprobables, le diagramme de l'oeil pour ces filtres sera symétrique par rapport à l'axe neutre pour un signal couplé de façon capacitive, figures 3.1.4, 3.1.5, 3.1.6 et 3.1.7. Ainsi la marge de bruit pour un 1 et un 0 sera la même, figure 3.1.4 [5]. Ce qui permettra une probabilité d'erreur égale pour les 1 et 0 à la détection de l'état logique à la réception.

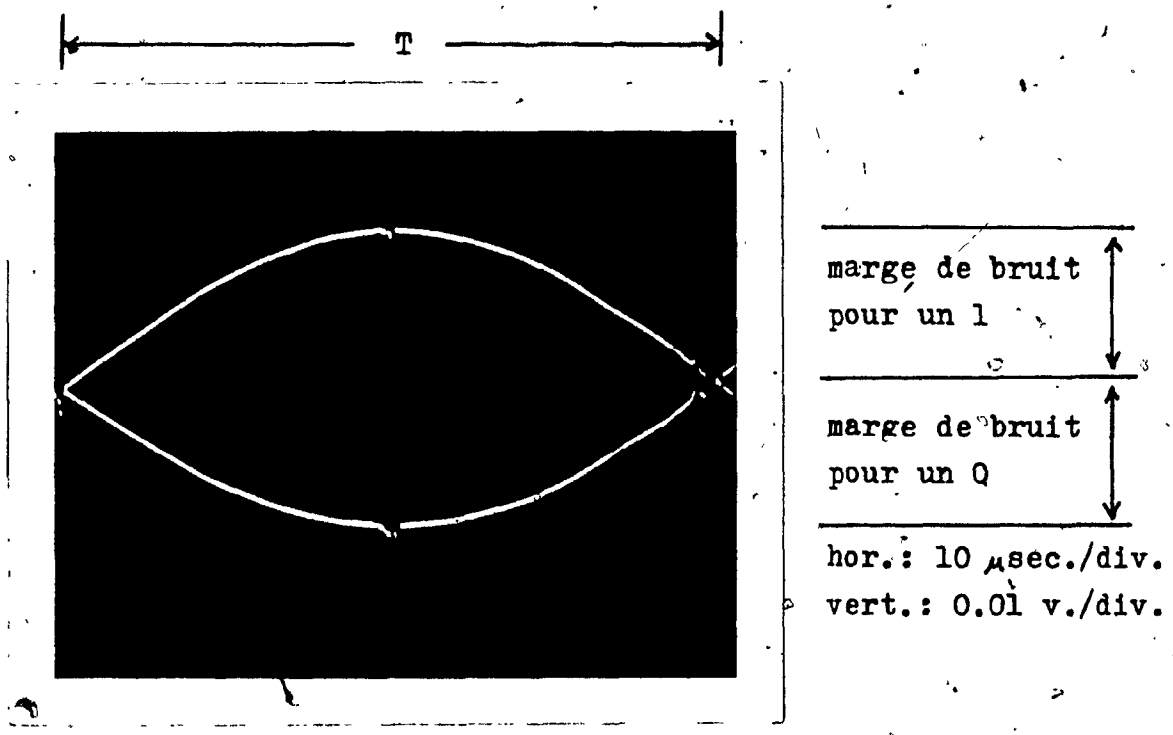
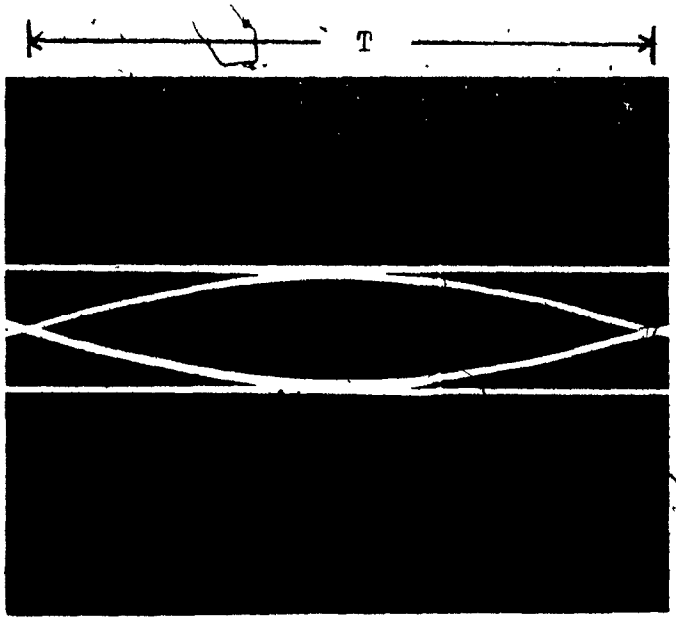


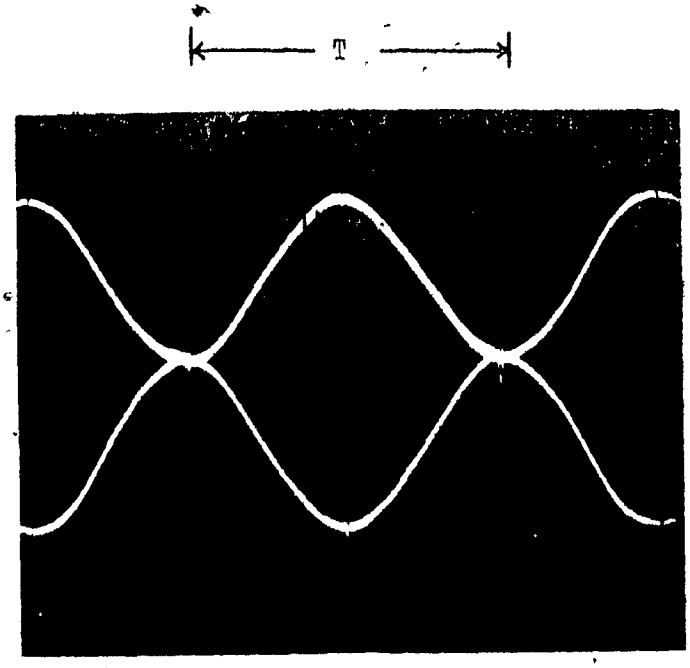
Figure 3.1.4- Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL A.



hor.: 10 μsec./div.

vert.: 0.02 v./div.

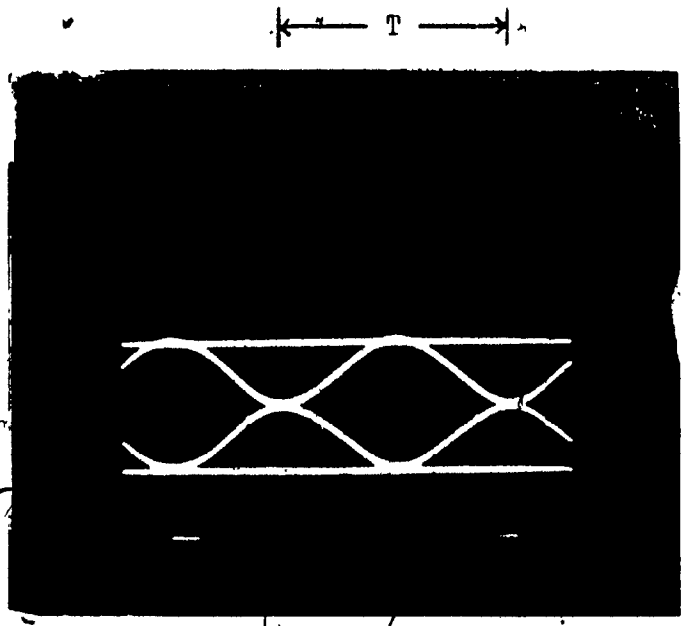
Figure 3.1.5- Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL B.



hor.: 20 μsec./div.

vert.: 0.01 v./div.

Figure 3.1.6- Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL C.



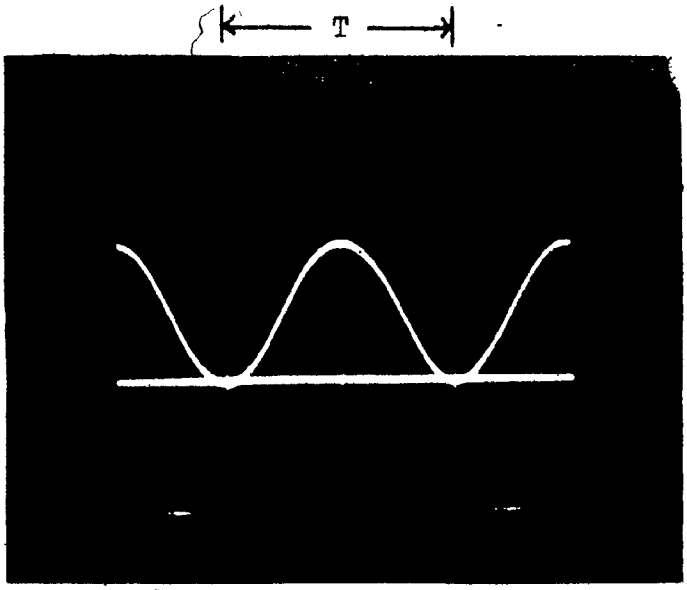
hor.: 20 μsec./div.

vert.: 0.02 v./div.

Figure 3.1.7- Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL D.

Les FNL E et F ont un diagramme de l'oeil non symétrique dû au fait qu'aucune impulsion n'est générée pour l'état logique 0 mais seulement une tension de 0 volt, figures 3.1.8 et 3.1.9. La marge de bruit n'étant pas égale pour les deux états logiques par rapport à l'axe neutre, la probabilité d'erreur n'est pas la même pour un 1 et un 0.

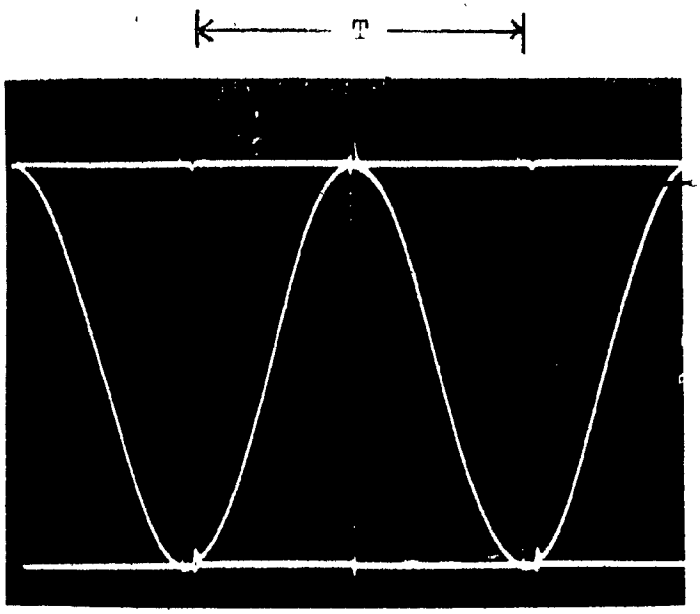
Comme mentionné au chapitre précédent, certains FNL commutent une tension continue pour une succession d'un même état logique au signal d'entrée du filtre. Les FNL B et D commutent une tension continue de ± A volts pour représenter les états logiques successifs de 1 ou de 0, figure 2.2.1. Ainsi les signaux de sortie de ces filtres



hor.: 20 µsec./div.

vert.: 0.02 v./div.

Figure 3.1.8- Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL E.



hor.: 20 µsec./div.

vert.: 0.02 v./div.

Figure 3.1.9- Diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL F.

s'approchent de la forme d'onde que pourrait prendre le signal de sortie d'un filtre analogique ayant comme entrée un signal NRZ aléaoire. De même pour le FNL F si on considère qu'il ne tient compte que des états logiques 1 à sa sortie.

3.2 Analyse des impulsions à double interval des FNL B et D

Une correspondance entre la période T d'un bit d'un signal aléatoire NRZ et le genre d'impulsion générée à la sortie des FNL, pour le même interval T, a été présenté. Une relation doit être établi plus spécifiquement entre la forme d'onde de sortie d'un filtre et une impulsion rectangulaire à son entrée.

A la figure 2.2.2, il est montré que les signaux de sortie des FNL B et D correspondant à un 1 logique à leurs entrées sont des impulsions à double interval, 2T. La particularité de ces deux FNL est qu'ils ont un diagramme de l'oeil symétrique et qu'en plus ils commutent des tensions continues de + A volts ou - A volts pour une succession d'un même état logique, soit 1 ou 0 respectivement, au signal d'entrée.

Tel que le FNL B a été construit, il commute des signaux de la forme $_{-A}\!\!\int^{+A}$, $^{+A}\!\!\setminus_{-A}$ et deux niveaux continus de ± A volts, ce qui nécessite quatre générateurs. Deux autres approches basées sur la commutation d'impulsion

à accroissement cosinusoidal de période 2T sont possibles pour obtenir le même signal de sortie pour ce FNL.

Pour un signal d'entrée aléatoire NRZ équiprobable et une longue séquence de celui-ci, la première approche utilise des impulsions à accroissement cosinusoidal à double interval et décalées en tension, soit:

$$s_1(t) = \begin{cases} \frac{A}{2} \cos\left(\frac{\pi t}{T} - mt\right) & -T+mT \leq t \leq T+mT \\ -\frac{A}{2} & -T+mT > t > T+mT \end{cases} \qquad (3.2.1)$$

où m= 0, ± 1, ± 2,..., et leurs compléments. La figure 3.2.1 montre la construction du signal de sortie du FNL B à partir de ce type d'impulsion pour une séquence du signal aléatoire NRZ d'entrée. Ce type d'impulsion nécessite l'emploi d'un nombre infini de générateurs pour un FNL puisque chaque impulsion n'est pas limitée dans le temps.

L'autre approche est suggérée par John Huang [8] et emploi l'impulsion à accroissement cosinusoidal de période 2T tel qu'à la figure 3.1.3 a) excepté pour la période. Cette approche a l'avantage d'être facilement adapté au FNL avec deux générateurs à signaux périodiques et leurs compléments.

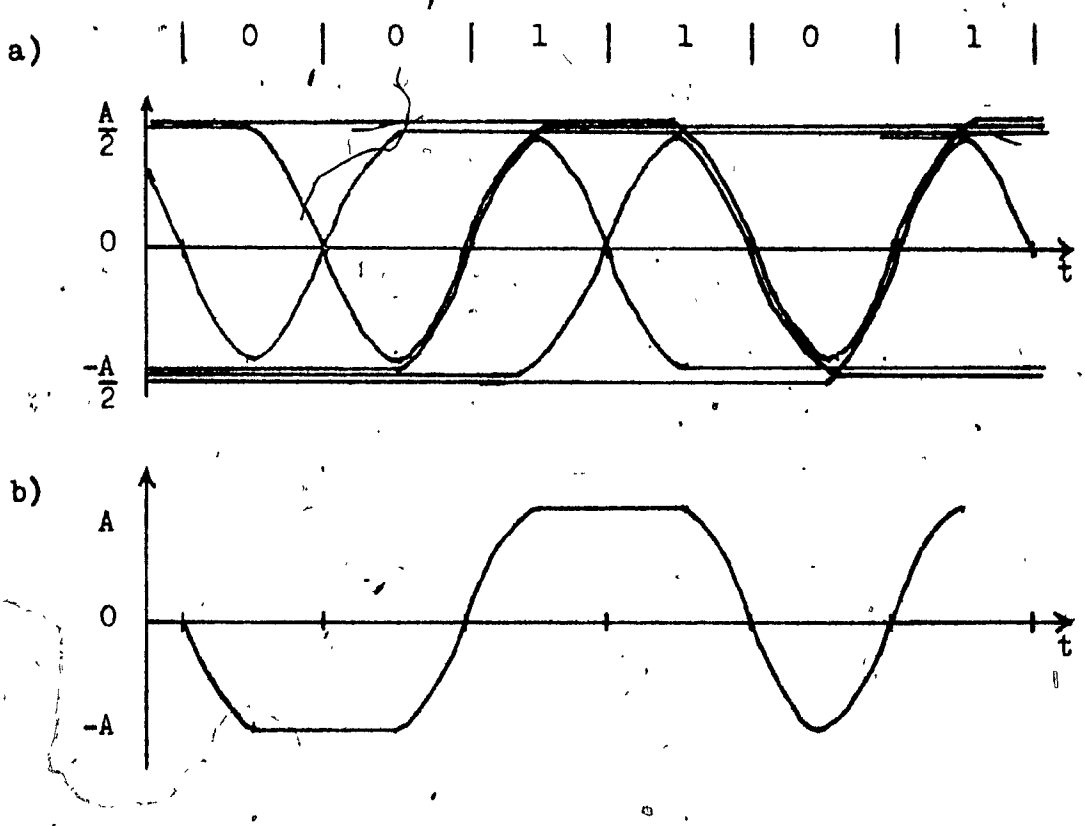


Figure 3.2.1- Construction du signal de sortie du FNL B à partir de l'impulsion définie à l'équation 3.2.1 et son complément.

Si

$$s_b(t) = \begin{cases} \frac{A}{2}\left(1+\cos\frac{\pi t}{T}\right) & 0 \leq |t| \leq T \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \qquad (3.2.2)$$

le set d'équation suivant s'applique pour A=1:

$$s_b(t) + s_b(t-T) = 1$$

$$s_b(t) - s_b(t-T) = \cos \frac{\pi t}{T} \qquad (3.2.3)$$

pour $0 \leq t \leq T$.

La figure 3.2.2 montre la construction du signal de sortie du FNL B avec l'emploi de ce type d'impulsion. Le segment de la séquence des états logiques est la même qu'à la figure 3.2.1.

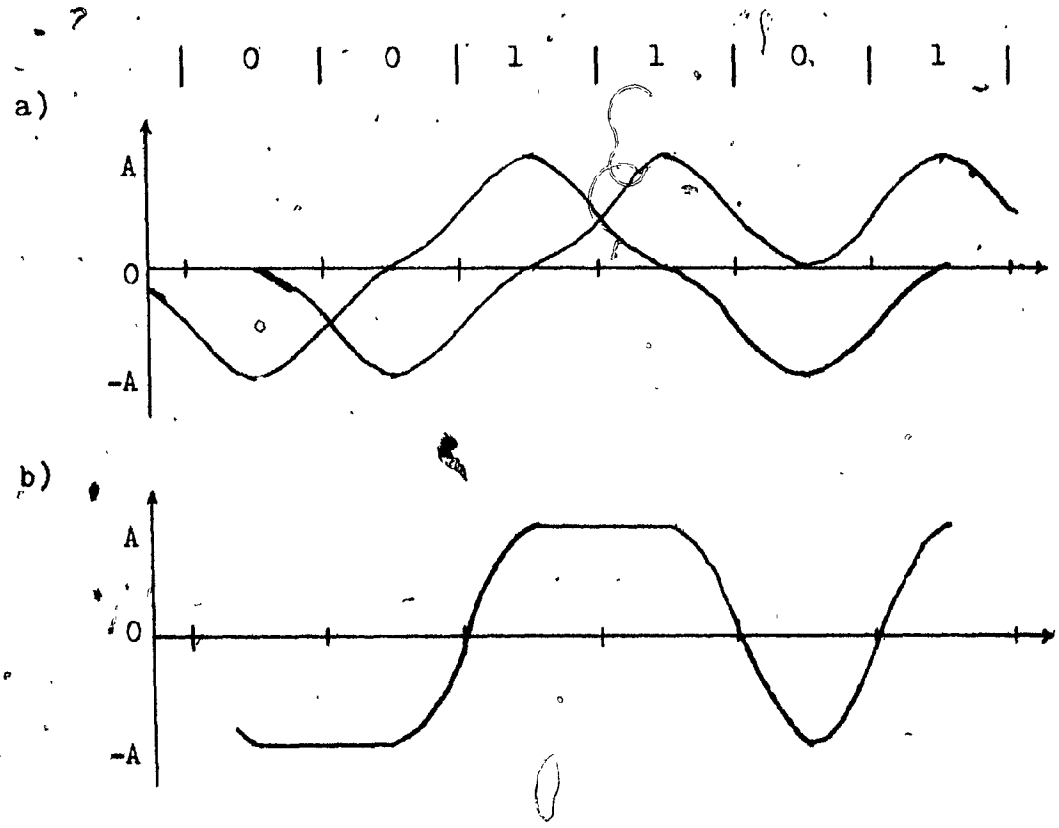


Figure 3.2.2- Construction du signal de sortie du FNL B à partir de l'impulsion définie à l'équation 3.2.2.

Il est à remarquer que les deux dernières approches sont possibles seulement pour un système synchronisé. Le spectre d'amplitude de l'impulsion à accroissement cosinusoidal à double interval a la même forme que le spectre pour une impulsion d'un interval simple, équation 3.1.7, à l'exception près que l'axe des fréquences est divisé par deux ainsi le premier zéro se trouve à $2f_N$ plutôt qu'à $4f_N$ et les zéros suivants sont à $3f_N$, $4f_N$, $5f_N$,...., plutôt qu'à $6f_N$, $8f_N$, $10f_N$,...., respectivement. Le spectre d'amplitude pour cette impulsion à double interval devient:

$$G_b(f) = AT \frac{\sin(2\pi Tf)}{2\pi Tf\,(1-(2fT)^2)} \qquad (3.2.4)$$

Pour le FNL D les deux approches mentionnées ci-haut sont applicables pour construire le signal de sortie du FNL, quoique le type d'impulsion diffère.

Pour la première approche, toujours pour une longue séquence du signal aléatoire NRZ d'entrée avec une équiprobabilité pour les deux états logiques, les impulsions sont définies par:

$$s_2(t)=\begin{cases} \frac{A}{4}(1+\cos(\frac{2\pi t}{T}-mT)) & -\frac{T}{2}+mT\leq t\leq\frac{T}{2}+mT \\ -\frac{A}{4}(1+\cos(\frac{2\pi t}{T}-mT)) & \frac{T}{2}+mT\leq t\leq T+mT \quad \text{et} \\ & -T+mT\leq t\leq -\frac{T}{2}+mT \\ -\frac{A}{2} & \text{autrement} \end{cases} \tag{3.2.5}$$

où m= 0, ± 1, ± 2,..., et l'complément de $s_2(t)$.

Le set d'équation décrit l'impulsion 2.2.2 d) mais l'amplitude est ici réduite de moitié. Ceci est dû au processus d'addition des impulsions pour obtenir un signal de sortie d'amplitude de A volts. Pour obtenir ce signal de sortie les impulsions $s_2(t)$ sont additionnées tel que montrées à la figure 3.2.1 pour le FNL B. Et comme pour celui-ci, le FNL D devra comporter un nombre infini de générateurs $s_2(t)$ pour construire le signal de sortie ce qui n'est pas réalisable.

La deuxième approche se sert de l'impulsion à double interval

$$s_d(t)=\begin{cases} \frac{A}{4}(3+\cos(\frac{2\pi t}{T}) & 0\leq|t|\leq\frac{T}{2} \\ \frac{A}{4}(1-\cos(\frac{2\pi t}{T}) & \frac{T}{2}\leq|t|\leq T \\ 0 & \text{autrement} \end{cases} \tag{3.2.6}$$

Le set d'équation 3.2.6 s'applique de la façon suivante avec A=1:

$$s_d(t) + s_d(t-T) = 1$$

$$s_d(t) - s_d(t-T) = \begin{cases} \frac{1}{2}\left(1+\cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right)\right) & 0 \leq t \leq \frac{T}{2} \\ -\frac{1}{2}\left(1+\cos\left(\frac{2\pi t}{T}\right)\right) & \frac{T}{2} \leq t \leq T \end{cases} \qquad (3.2.7)$$

pour $0 \leq t \leq T$.

La figure 3.2.3 montre la construction du signal de sortie du FNL D à partir de $\pm s_d(t)$.

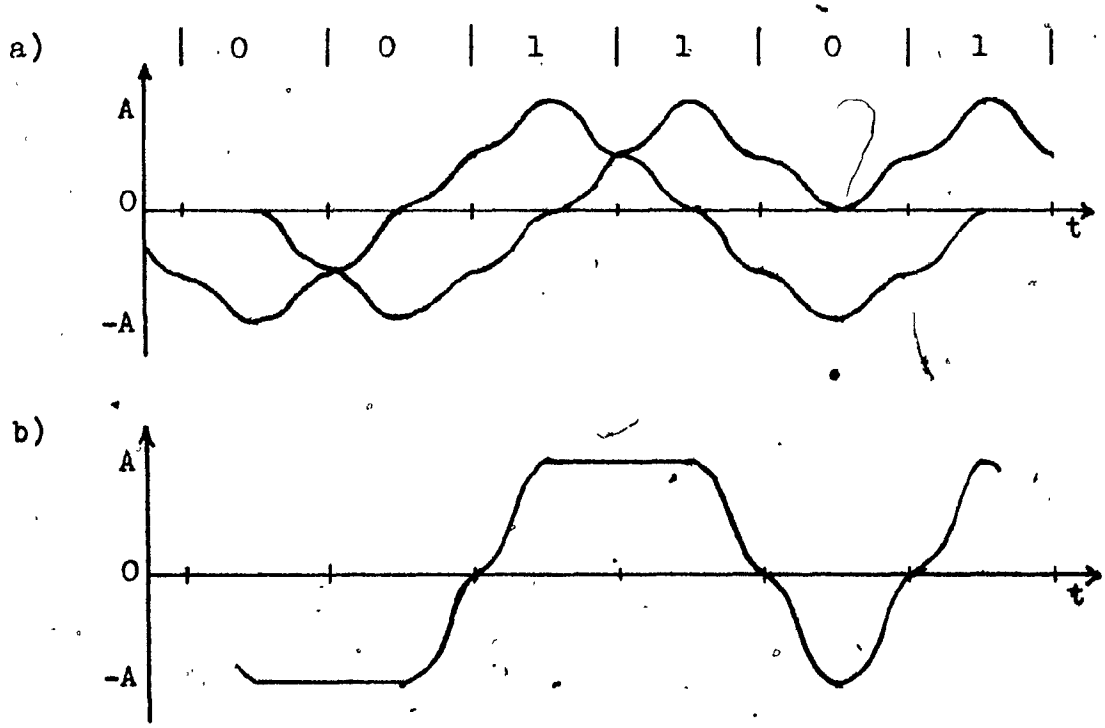


Figure 3.2.3- Construction du signal de sortie du FNL D à partir des impulsions $\pm s_d(t)$.

L'impulsion $s_d(t)$ est obtenue par la commutation de deux signaux cosinusoidaux et peut se faire à l'aide d'interrupteurs analogiques. Le signal résultant est un signal $s_d(t)$ périodique utilisable comme générateur du FNL D. Le circuit de la figure 3.2.4 montre une réalisation possible. Les signaux d'entrée sont deux signaux cosinusoidaux décalés et l'horloge de synchronisation.

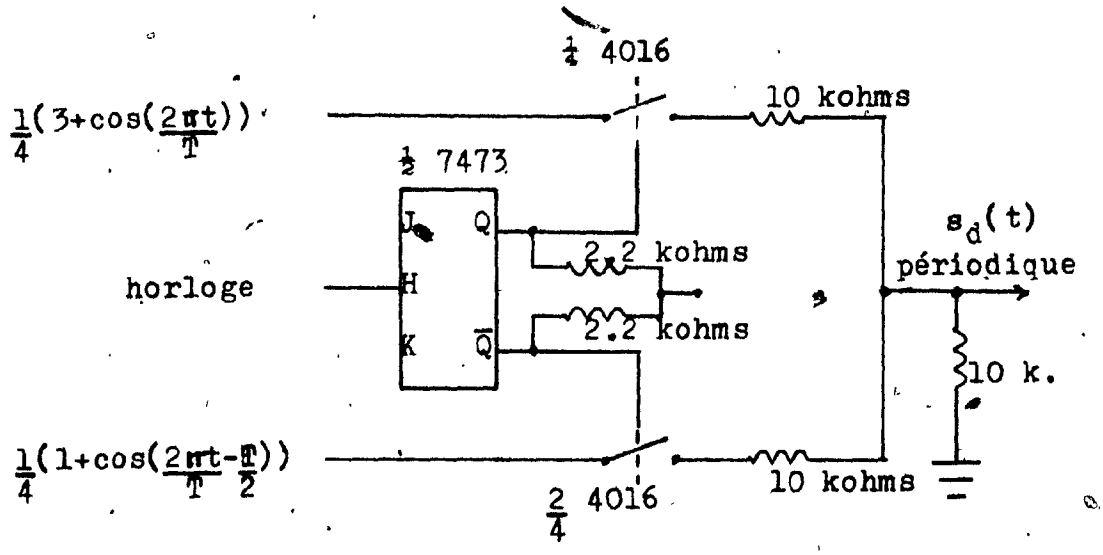


Figure 3.2.4- Circuit permettant la génération de $s_d(t)$ périodique.

Dans ce qui suit le spectre d'amplitude $G_d(f)$ de l'impulsion $s_d(t)$ est dérivé. Ainsi on a

$$G_d(f)= \int_{-\infty}^{\infty} s_d(t)\ e^{-j2\pi ft}\ dt$$

puisque $s_d(t)$ est limité entre -T et +T et est pair

$$G_d(f)= 2\int_0^T s_d(t)\ \cos(2\pi ft)\ dt$$

remplacant $s_d(t)$ par son expression mathématique dans l'intégral:

$$G_d(f)= 2\left[\int_0^{\frac{T}{2}} \frac{A}{4}(3+\cos(\frac{2\pi t}{T}))\ \cos(2\pi ft)\ dt + \int_{\frac{T}{2}}^{T} \frac{A}{4}(1+\cos(\frac{2\pi t}{T}-\frac{T}{2}))\ \cos(2\pi ft)\ dt\right]$$

sous une autre forme

$$G_d(f)= \frac{A}{2}\left[3\int_0^{\frac{T}{2}} \cos(2\pi ft)\ dt + \int_0^{\frac{T}{2}} \cos(\frac{2\pi t}{T})\ \cos(2\pi ft)\ dt + \int_{\frac{T}{2}}^{T} \cos(2\pi ft)\ dt + \int_{\frac{T}{2}}^{T} \cos(\frac{2\pi t}{T}-\frac{T}{2})\ \cos(2\pi ft)\ dt\right]$$

pour plus de clarté dans la solution

$$G_d(f) = \frac{A}{2}\left[I_1 + I_2 + I_3 + I_4\right] \qquad (3.2.7)$$

dans l'ordre pour I_1 et I_3 on a

$$I_1 = 3\int_0^{\frac{T}{2}} \cos(2\pi ft)\, dt = \frac{3T}{2}\,\frac{\sin(\pi Tf)}{\pi Tf}$$

$$I_3 = \int_{\frac{T}{2}}^{T} \cos(2\pi ft)\, dt = \frac{T}{2}\,\frac{\sin(2\pi Tf) - \sin(\pi Tf)}{\pi Tf}$$

pour I_2 on a

$$I_2 = \int_0^{\frac{T}{2}} \cos\frac{(2\pi t)}{T} \cos(2\pi ft)\, dt$$

par l'emploi des identités trigonométriques on obtient

$$I_2 = -\frac{T}{2}\,\frac{\sin(\pi Tf)}{\pi Tf(1-(1/Tf)^2)}$$

I_4 est semblable à I_2 excepté pour les bornes d'intégration

$$I_4 = \int_{\frac{T}{2}}^{T} \cos\left(\frac{2\pi t}{T} - \frac{T}{2}\right) \cos(2\pi ft)\, dt$$

$$= -\int_{\frac{T}{2}}^{T} \cos\frac{(2\pi t)}{T} \cos(2\pi ft)\, dt$$

comme pour I_2 avec les identités trigonométriques on obtient

$$I_4 = -\frac{T}{2}\ \frac{\sin(2\pi Tf) + \sin(\pi Tf)}{\pi Tf(1-(1/Tf)^2)}$$

en additionnant les résultats obtenus pour I_1, I_2, I_3 et I_4 tel qu'à l'équation 3.2.7, on obtient pour la forme finale de $G_d(f)$

$$G_d(f) = \frac{AT}{2}\ \frac{\sin(\pi Tf) + \frac{1}{2}\sin(2\pi Tf)}{\pi Tf(1-(Tf)^2)} \qquad (3.2.8)$$

Les figures 3.2.5 a) et b) sont les représentations graphiques de l'impulsion $s_d(t)$ et de son spectre d'amplitude $G_d(f)$ respectivement.

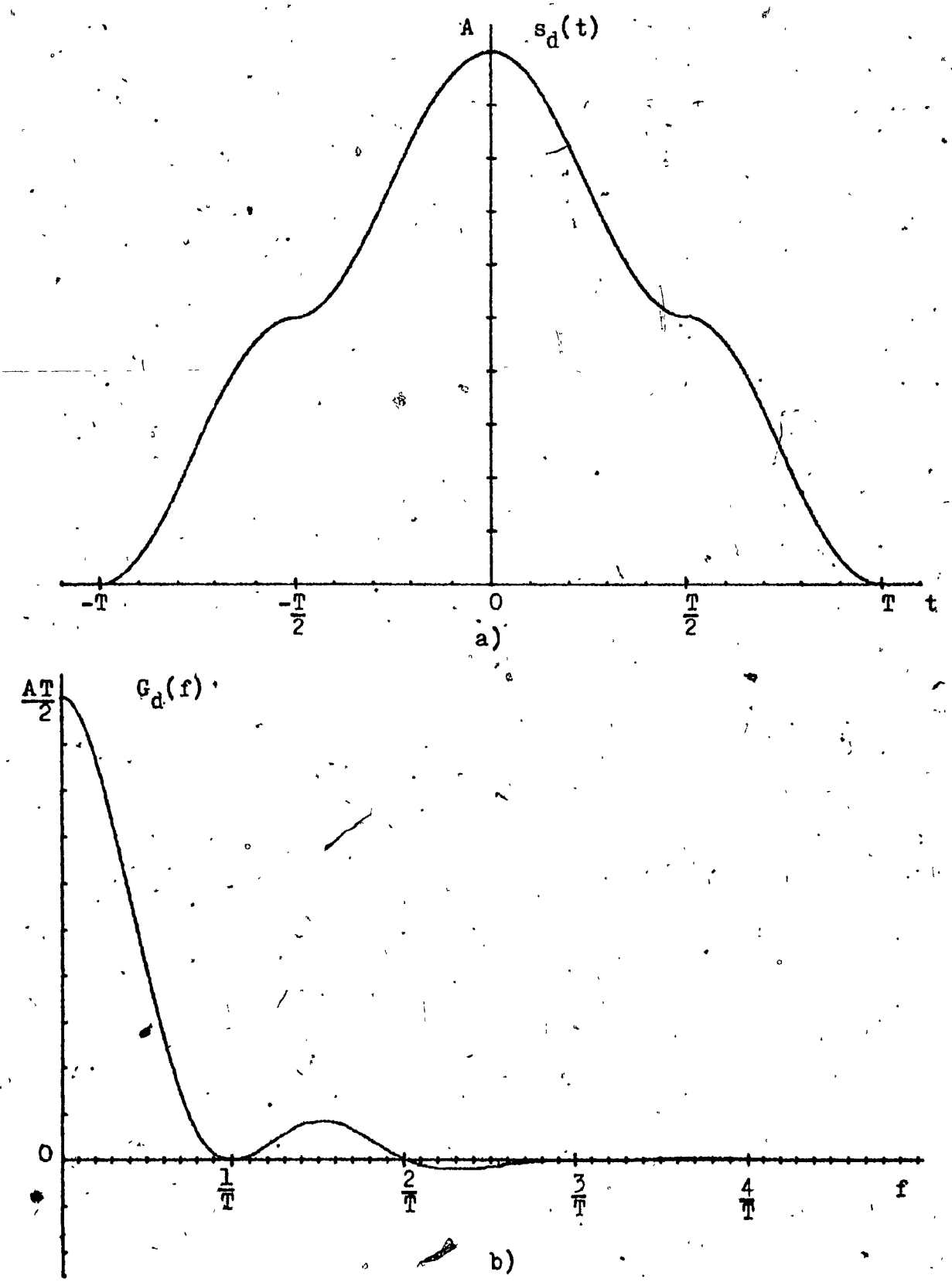


Figure 3.2.5- Spectre d'amplitude, b), de l'impulsion $s_d(t)$, a), utilisée par le FNL D.

3.3 Analyse des spectres de puissance.

Dans cette section, une analyse comparative des spectres de puissance des différentes impulsions utilisées par les FNL est donnée. Le spectre de puissance de l'impulsion à accroissement cosinusoidal à double interval dans le schème d'une modulation d'impulsion en amplitude est aussi dérivé.

Pour un signal codé binaire synchronisé, deux impulsions $g_1(t)$ et $g_2(t)$ sont nécessaires. Celles-ci peuvent être confinées ou non à l'intérieur de l'interval $T_s = 1/f_s$ d'un symbole. Pour un tel signal, le spectre de puissance est donné par [1] :

$$
\begin{aligned}
W_s(f) &= W_u(f) + W_v(f) \\
&= 2 f_s\, p(1-p) \left[G_1(f) - G_2(f)\right]^2 \\
&\quad + f_s^2 \left[p\, G_1(0) + (1-p)\, G_2(0)\right]^2 \delta(f) \\
&\quad + 2 f_s^2 \sum_{m=1}^{\infty} \left[p\, G_1(mf_s) + (1-p)\, G_2(mf_s)\right]^2 \delta(f-mf_s)
\end{aligned}
\tag{3.3.1}
$$

où $W_u(f)$ = spectre continu

$W_v(f)$ = spectre discret

p = probabilité d'un état logique 1 ou $g_1(t)$

$1-p$ = probabilité d'un état logique 0 ou $g_2(t)$

$G_1(f)$ = transformée de Fourier de $g_1(t)$ ou son spectre

d'amplitude

$G_2(f)$ = transformée de Fourier de $g_2(t)$ ou son spectre d'amplitude

f_s = taux de transmission en baud/sec.

m = un nombre entier autre que zéro.

δ = fonction de Dirac

Le spectre de puissance est composé d'un spectre continu, premier terme du côté droit de l'équation, et d'un spectre discret, les deuxième et troisième termes. Le deuxième terme donne le niveau de puissance du signal à 0 hertz et le troisième terme le niveau de la puissance à tous les multiples entiers du taux de transmission f_s. Deux cas particuliers peuvent se présenter, soit pour le premier celui où $G_1(f) = G_2(f)$ et pour le second $G_1(f) \neq G_2(f)$ avec $G_2(f) = 0$.

Le premier cas réfère à un signal dont le diagramme de l'oeil est symétrique comme pour les FNL A, B, C et D. Le deuxième cas réfère à un signal dont le diagramme de l'oeil est non symétrique dû au fait qu'aucune impulsion ne correspond à l'état logique 0 soit $g_2(t) = 0$. Les FNL E et F sont dans ce cas.

En reprenant la formule générale 3.3.1 du spectre de puissance pour ces deux cas particuliers, le premier cas est:

$$W_s(f) = 8\ f_s\ p(1-p)\ G_1^2(f) \qquad (3.3.2)$$

pour $g_1(t) = -g_2(t)$. Aucun spectre de puissance discret n'existe.

Le deuxième cas où $g_2(t) = 0$ est donné par:

$$W_s(f) = 2\ f_s\ p(1-p)\ G_1^2(f) + f_s^2\ p\ G_1^2(0)\ \delta(f)$$

$$+\ 2\ f_s^2 \sum_{m=1}^{\infty} p\ G_1^2(mf_s)\ \delta(f-mf_s) \qquad (3.3.3)$$

Comme on peut le constater, un spectre discret s'additionnera au spectre continu.

Les spectres de puissance des FNL A à E vont être dérivés des formules 3.3.2 et 3.3.3. Les spectres d'amplitude G(f) nécessaires ont déjà été dérivés dans les sections précédentes. Des courbes ont été tracées à partir de la formulation des spectres de puissance et des photos de ceux-ci correspondant aux signaux de sortie des FNL construits en laboratoire sont aussi présentées. Les spectres de puissance des FNL seront avantageusement comparés à celui d'un signal aléatoire NRZ dont le spectre d'amplitude $G_r(f)$ de l'impulsion correspondante est donné par l'équation 3.1.3. Ainsi , avec T pour la période d'un bit , on a

$$W_r(f) = 2\ A^2 T \left[\frac{\sin(\pi Tf)}{\pi Tf}\right]^2 \qquad (3.3.4)$$

représenté aux figures 3.3.1 et 3.3.2.

Comme pour $W_r(f)$, l'équation 3.3.2 est utilisée pour les FNL A à D, ayant un diagramme de l'oeil symétrique. Pour le FNL A, avec $G_a(f)$ donné en 3.1.5, le spectre de puissance de celui-ci devient:

$$W_a(f) = \frac{8\ A^2T}{\pi^2}\left[\frac{\cos(\pi Tf)}{1-(\pi Tf)^2}\right]^2 \qquad (3.3.5)$$

représenté aux figures 3.3.3 et 3.3.4. Pour le FNL B, avec $G_b(f)$ donné par l'équation 3.2.4:

$$W_b(f) = 2\ A^2T\left[\frac{\sin(2\pi Tf)}{2\pi Tf(1-(2Tf)^2)}\right]^2 \qquad (3.3.6)$$

représenté aux figures 3.3.5 et 3.3.6. Pour le FNL C, avec $G_c(f)$ donné en 3.1.7, le spectre de puissance devient:

$$W_c(f) = \frac{A^2T}{2}\left[\frac{\sin(\pi Tf)}{\pi Tf(1-(Tf)^2)}\right]^2 \qquad (3.3.7)$$

représenté aux figures 3.3.7 et 3.3.8. Pour le FNL D, le spectre d'amplitude du type d'impulsion utilisée par celui-ci a été dérivé à la section précédente et est donné par l'équation 3.2.8, le spectre de puissance devient:

$$W_d(f) = \frac{A^2T}{2}\left[\frac{\sin(\pi Tf) + \frac{1}{2}\sin(2\pi Tf)}{\pi Tf(1-(Tf)^2)}\right]^2 \qquad (3.3.8)$$

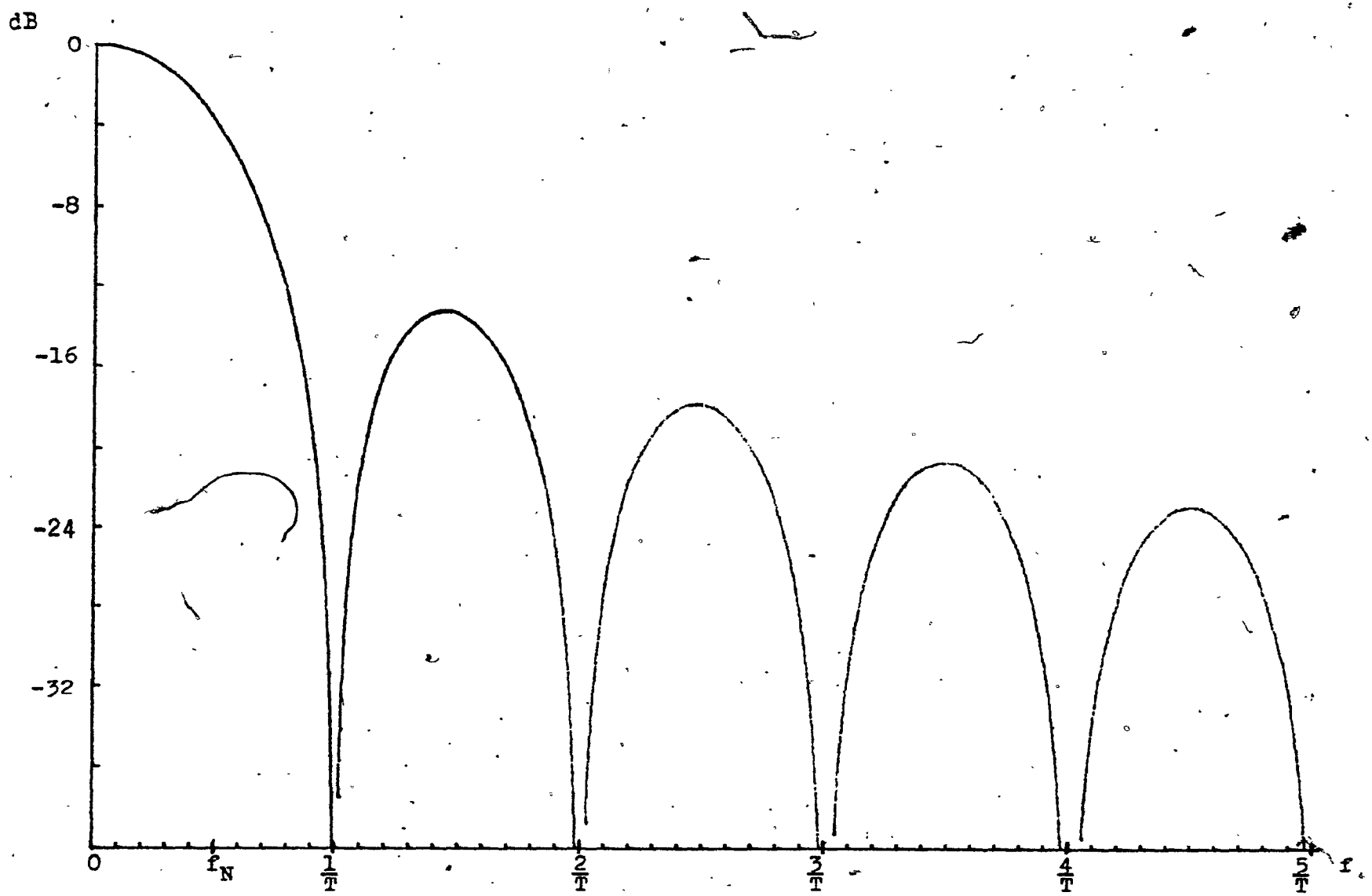


Figure 3.3.1- Tracé du spectre de puissance $W_r(f)$ d'un signal aléatoire NRZ.

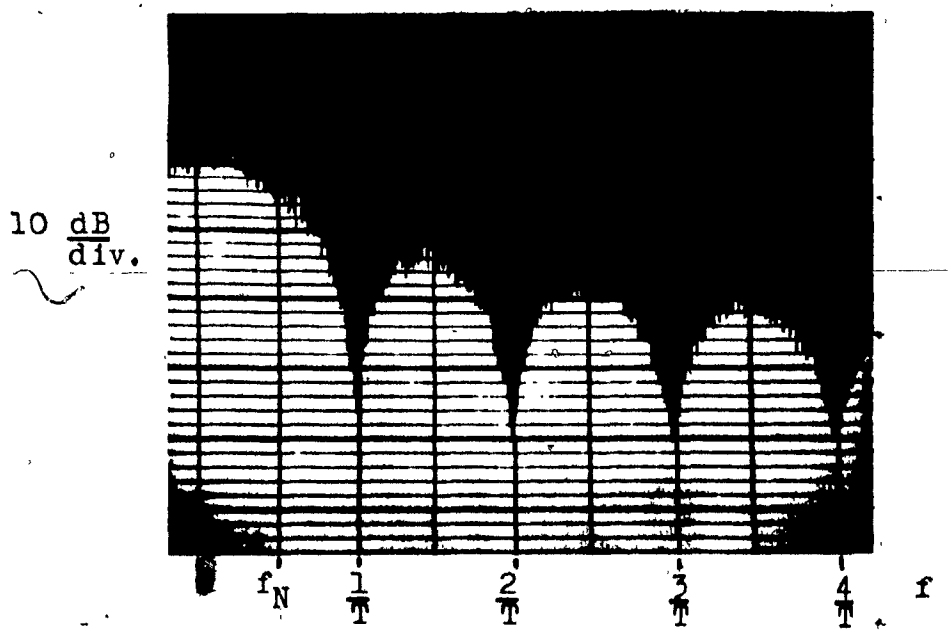


Figure 3.3.2- Photo du spectre de puissance $W_r(f)$ d'un signal aléatoire NRZ.

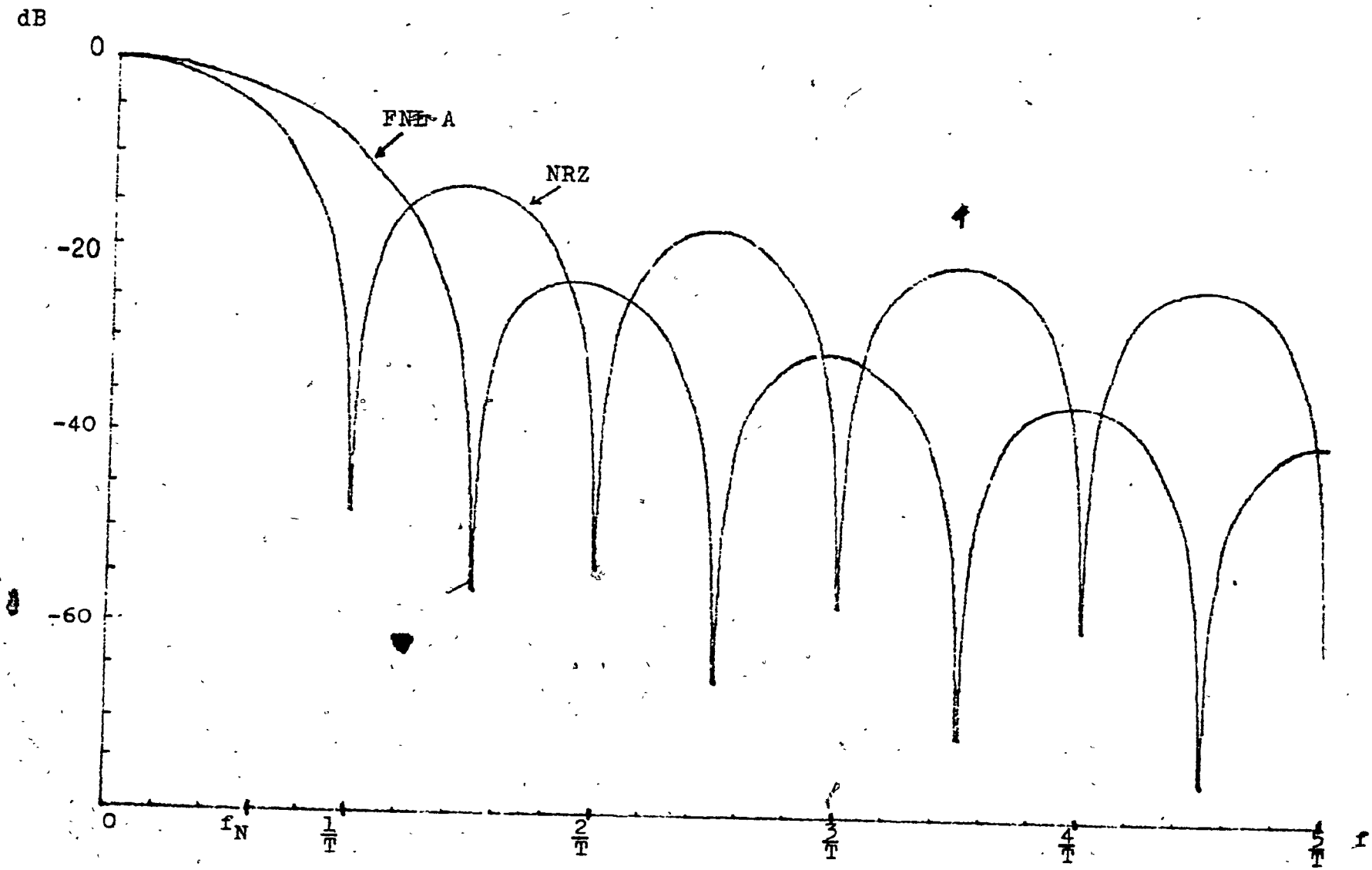


Figure 3.3.3- Tracé du spectre de puissance $W_a(f)$ du signal de sortie du FNL A comparé à celui d'un signal NRZ.

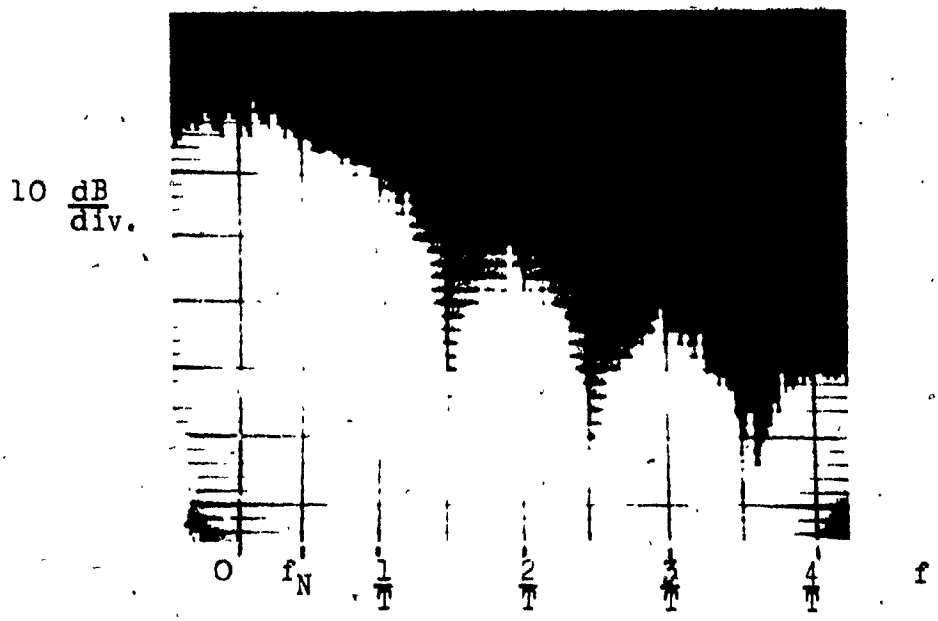


Figure 3.3.4 - Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL A.

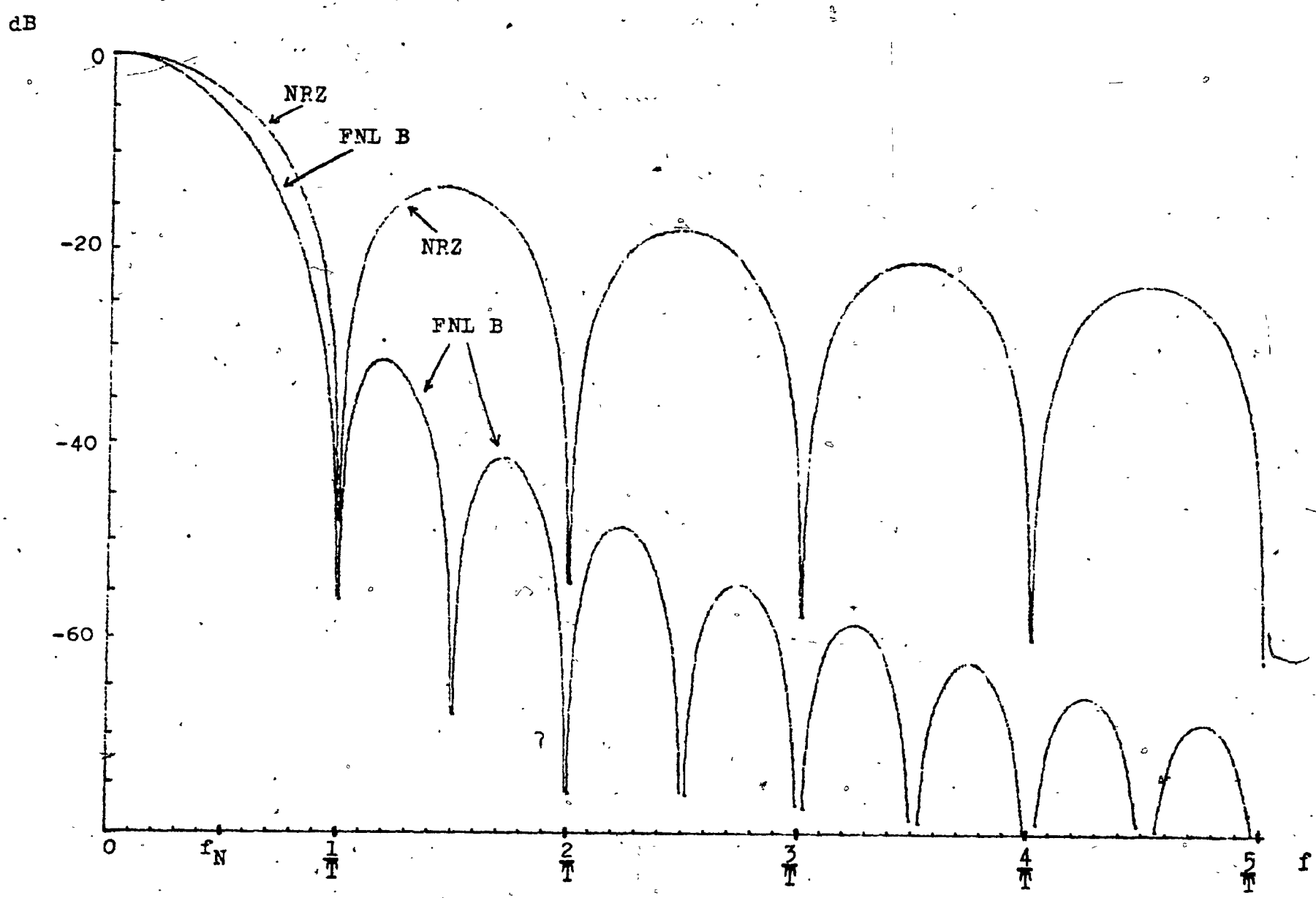


Figure 3.3.5- Tracé du spectre de puissance $W_b(f)$ du signal de sortie du FNL B comparé à celui d'un signal NRZ.

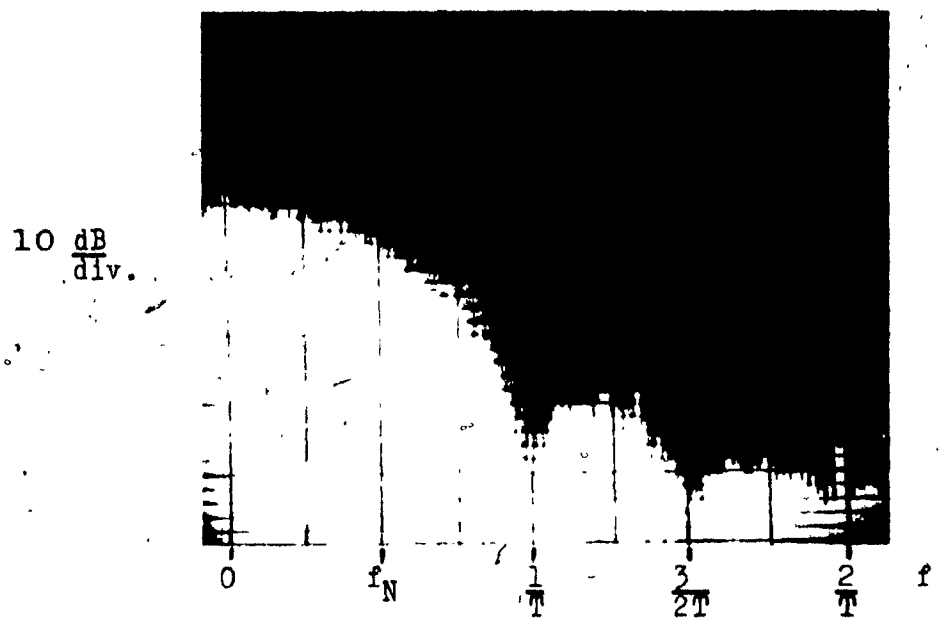


Figure 3.3.6- Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL B comparé à celui d'un signal NRZ à l'arrière plan.

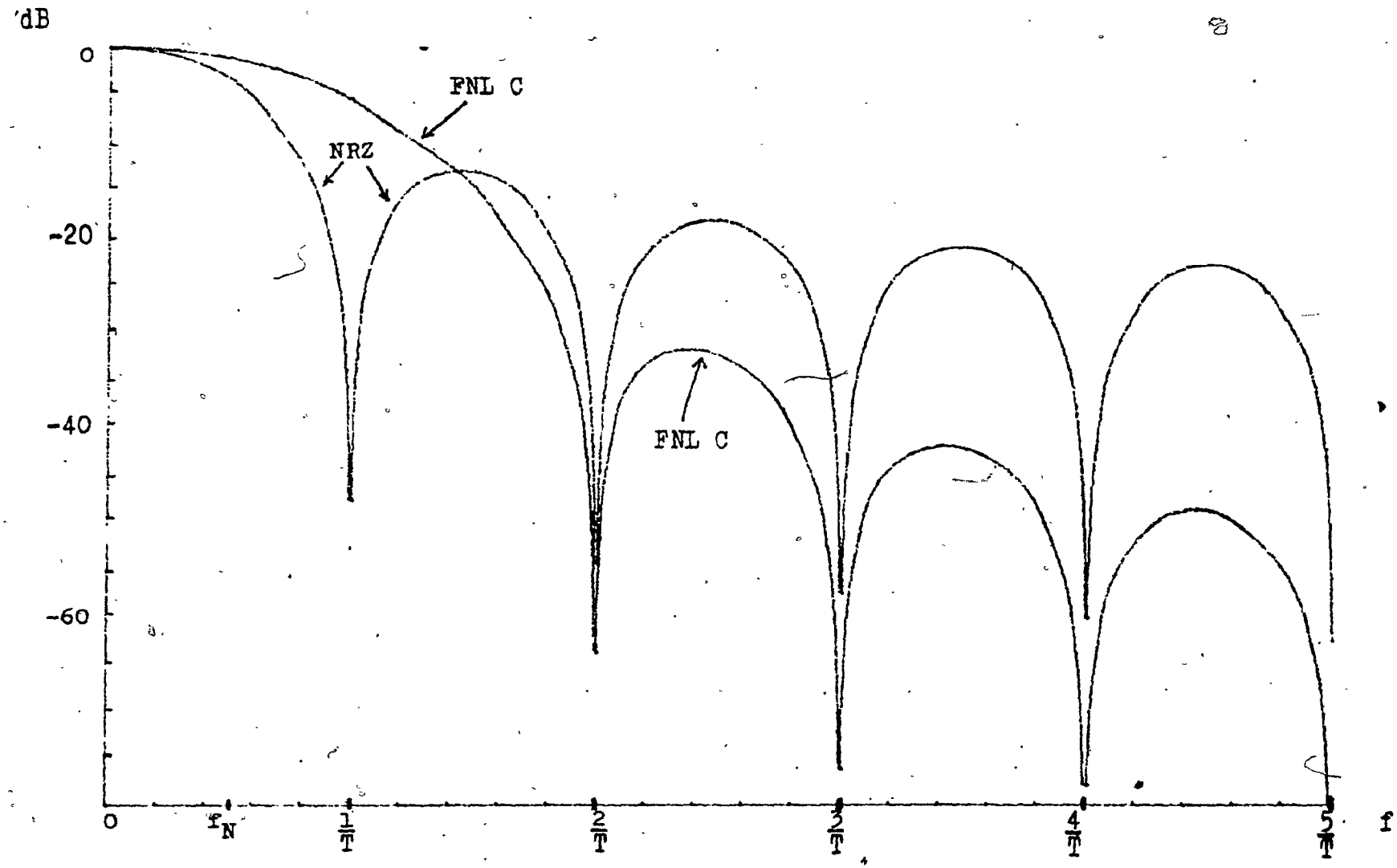


Figure 3.3.7- tracé du spectre de puissance $W_c(f)$ du signal de sortie du FNL C comparé à celui d'un signal NRZ.

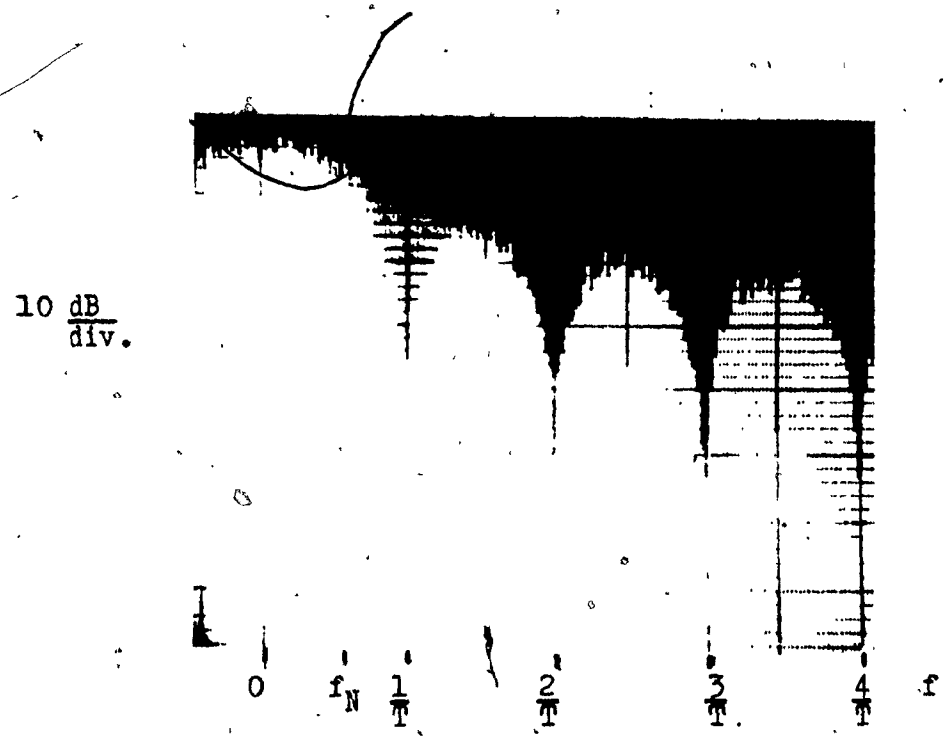


Figure 3.3.8- Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL C comparé à celui d'un signal NRZ.

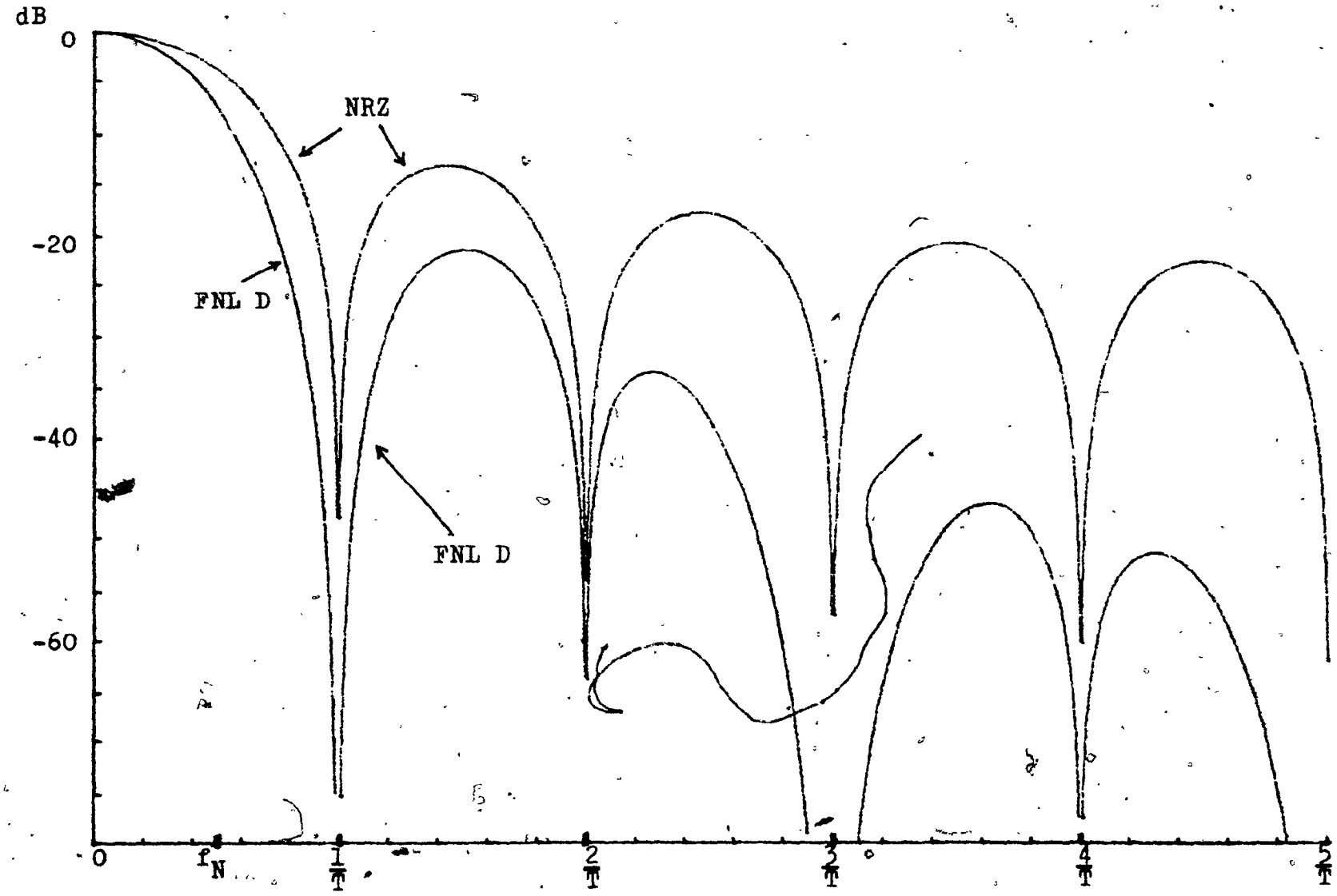


Figure 3.3.9- Tracé du spectre de puissance $W_d(f)$ du signal de sortie du FNL D comparé à celui d'un signal NRZ.

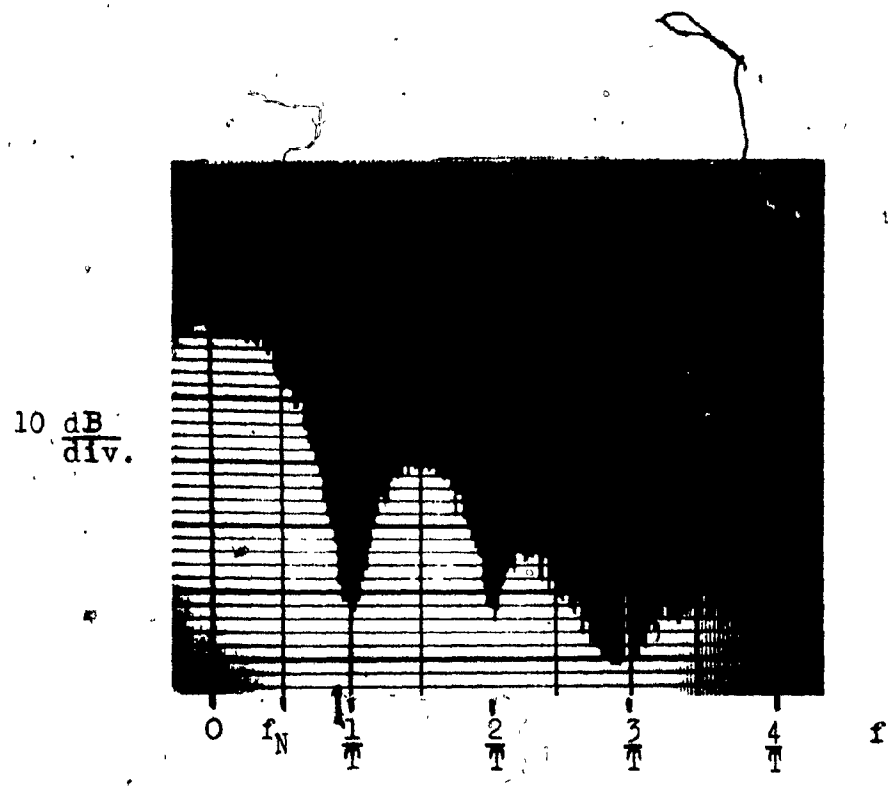


Figure 3.3.10- Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNLD comparé à celui d'un signal NRZ.

représenté aux figures 3.3.9 et 3.3.10.

Ces quatres derniers spectres de puissance correspondent aux quatres types d'impulsion de formes cosinusoidales, limitées dans le temps et utilisées par les FNL construits en laboratoire.

Le FNL E reprend l'impulsion du FNL C, soit l'impulsion à accroissement cosinusoidal de période T d'un bit, pour les états logiques 1 seulement. Ainsi le spectre de puissance continu a la même forme qu'en 3.3.7 excepté pour l'addition d'un spectre discret à 0 hertz et aux harmoniques de f=1/T à partir de $2f_N$, figure 3.3.11. Le spectre de puissance du FNL F, figure 3.3.12, présente peu d'intérêt si l'on cherche un signal de sortie dont le spectre de puissance sera une forme atténuée de celui correspondant à un signal aléatoire NRZ. Les deux spectres de puissances mentionnés qui présentent cet avantage sont ceux des FNL B et D. Les courbes d'atténuation de $W_b(f)$ et $W_d(f)$ se trouvent sous celle de $W_r(f)$. Avec l'utilisation de ces deux FNL le lobe principal et les lobes secondaires du spectre de puissance d'un signal aléatoire NRZ sont amortis. Il est aisé de constater que les lobes secondaires de $W_b(f)$ s'atténuent plus rapidement que ceux de $W_d(f)$ par rapport à $W_r(f)$ du spectre rectangulaire. Pour une représentation filtrée d'un signal NRZ à l'aide d'un FNL, il est ainsi avantageux pour les communications numériques d'utiliser le FNL B,

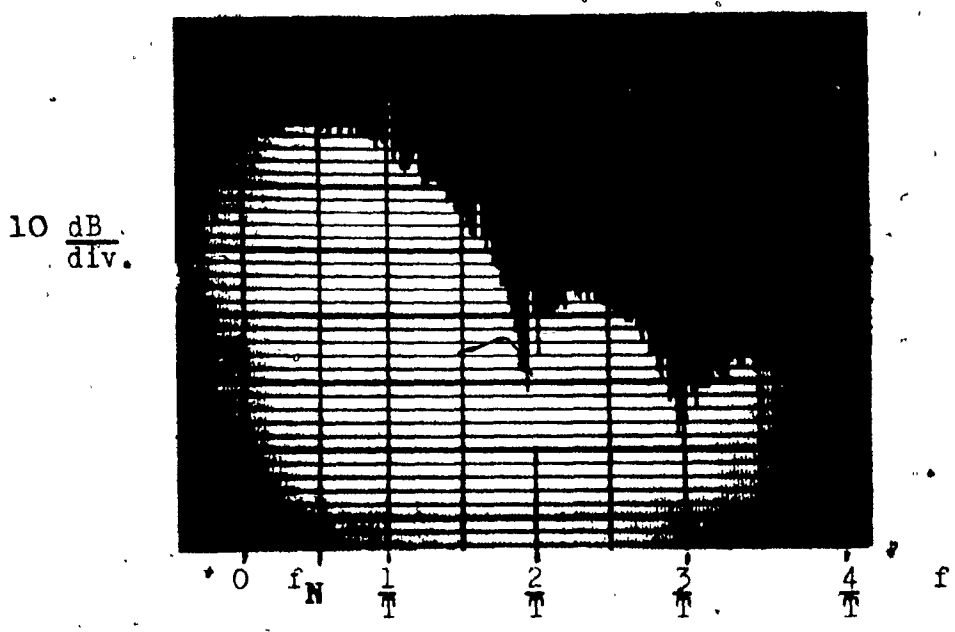


Figure 3.3.11- Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL E.

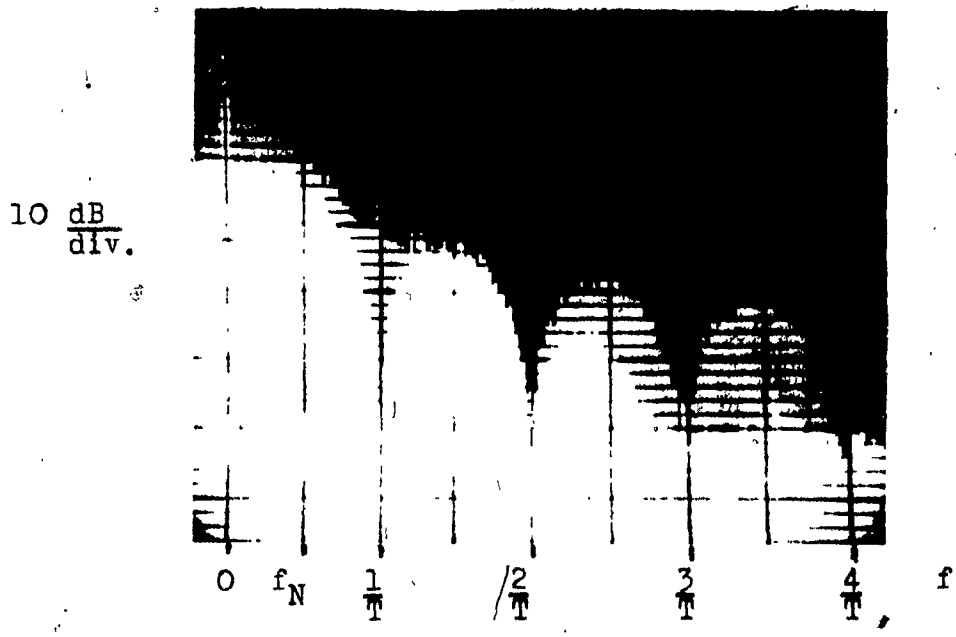


Figure 3.3.12- Photo du spectre de puissance du signal de sortie du FNL E comparé à celui d'un signal NRZ (décalé verticalement vers le bas).

avec l'impulsion à accroissement cosinusoidal à double interval pour obtenir un spectre de puissance atténué par rapport à celui du signal NRZ.

3.4 Spectre de puissance d'un signal en modulation d'impulsion en amplitude.

Dans cette section, le spectre de puissance d'un signal en modulation d'impulsion en amplitude utilisant une impulsion à accroissement cosinusoidal à double interval, 2T, est dérivé.

Au chapitre 2, le diagramme bloc d'un circuit, le FNL G, utilisant la nouvelle technique du FNL pour une modulation d'impulsion en amplitude a été élaboré. Le type d'impulsion utilisé par ce FNL a été l'impulsion à accroissement cosinusoidal de période 2T. Feher en [6] a dérivé une formule permettant de trouver le spectre de puissance d'un signal MIA de L niveaux dont les signaux d'entrée $x_i(t)$, $i = 1, 2, \ldots, n$, sont des séquences binaires aléatoires, statistiquement indépendantes les unes des autres. Cette méthode est appliquée pour trouver le spectre de puissance $W_g(f)$ du signal de sortie du FNL G. Ainsi $W_g(f)$ prend la forme suivante:

$$W_g(f) = W_1(g) + W_2(f) + \ldots + W_n(f) \qquad (3.4.1)$$

où dans notre cas, $W_1(f)$ est le spectre de puissance de

l'impulsion à accroissement cosinusoidal à double interval, soit:

$$W_1(f) = 2A^2T \left[\frac{\sin(2\pi Tf)}{2\pi Tf(1-(2Tf)^2)}\right]^2 \qquad (3.4.2)$$

et $$W_n(f) = (2^{n-1})^2 \, W_1(f) \qquad (3.4.3)$$

Des équations 3.4.1, 3.4.2 et 3.4.3, il s'ensuit:

$$\begin{aligned} W_g(f) = {} & 2A^2T \left[\frac{\sin(2\pi Tf)}{2\pi Tf(1-(2Tf)^2)}\right]^2 \\ & + 2(2A)^2 \, T \left[\frac{\sin(2\pi Tf)}{2\pi Tf(1-(2Tf)^2)}\right]^2 \\ & + \ldots + 2(2^{n-1}A)^2 \, T \left[\frac{\sin(2\pi Tf)}{2\pi Tf(1-(2Tf)^2)}\right]^2 \end{aligned} \qquad (3.4.4)$$

ce qui devient:

$$W_g(f) = 2A^2T \left[\frac{\sin(2\pi Tf)}{2\pi Tf(1-(2Tf)^2)}\right]^2 \cdot \sum_{k=1}^{n} (2^{k-1})^2 \qquad (3.4.5)$$

ou $$W_g(f) = 2A^2T \left[\frac{\sin(2\pi Tf)}{2\pi Tf(1-(2Tf)^2)}\right]^2 \cdot \frac{2^{(2n)}-1}{3} \qquad (3.4.6)$$

L'équation 3.4.6 est le spectre de puissance d'un signal MIA de $L = 2^n$ niveaux, avec n le nombre de bit par symbole, filtré à partir de l'impulsion à accroissement

cosinusoidal à double interval. Ce spectre est celui trouvé pour le FNL B multiplié par une constante pour un signal MIA donné de L niveaux. La forme du spectre de puissance est retrouvée aux figures 3.3.5 et 3.3.6.

Pour le spectre de puissance d'un signal numérique MIA à niveau multiple on obtient [6] :

$$W_{rm}(f) = 2A^2T \left[\frac{\sin(\pi Tf)}{\pi Tf}\right]^2 \cdot \frac{2^{(2n)}-1}{3} \qquad (3.4.7)$$

qui est celui d'un signal NRZ multiplié par le même facteur constant qu'à l'équation 3.4.6 pour le FNL G, soit $\frac{2^{(2n)}-1}{3}$, pour un nombre de niveaux L donnés. Ainsi les spectres des équations 3.4.6 et 3.4.7 sont dans les mêmes proportions que montrées sur la photo de la figure 3.3.6.

En rapport avec les communications numériques le FNL G tire les mêmes avantages que le FNL B par rapport à un signal d'entrée à niveau multiple qu'avec un signal NRZ pour le FNL B.

CHAPITRE 4

CIRCUITS DES FNL

ET EVALUATION DU FNL B

EN RAPPORT AUX COMMUNICATIONS NUMERIQUES

Dans ce chapitre, une présentation des différents circuits de la nouvelle famille des filtres non-linéaire (FNL) construits en laboratoire, FNL A à F, est donnée. Faisant suite, une application du FNL B utilisée dans un schème pour la modulation de deux signaux NRZ en modulation de phase par quadrature décalé (OQPSK) est présenté. Un circuit permanent a été conçu pour cette application. Le circuit de la nouvelle technique hybride pour générer des impulsions $\frac{\sin x}{x}$ tronquées à n lobes et périodiques est aussi présenté. En dernier lieu, en rapport à une application du FNL B dans le domaine des communications numériques à faible taux de transmission, une analyse des différents critères utilisés dans ce domaine sont appliqués pour ce FNL.

4.1 Circuits des FNL A à F.

Dans cette section, la génération des différents signaux nécessaires aux FNL et les circuits de ceux-ci sont élaborés.

Les différents FNL, de A à F, ont besoin à ce que leurs signaux d'entrée soient synchronisés ensemble. Parce que ces FNL ont été construits en laboratoire dans un but d'expérimentation seulement, la séquence suivante a été suivie pour la synchronisation des signaux d'entrée: à partir d'un générateur sinusoidal des horloges de synchronisa-

tion sont générées permettant, entre autres, au générateur de séquence binaire pseudo aléatoire (SBPA) d'être synchronisé avec le générateur sinusoidal. La figure 2.4.1 montre un schéma bloc permettant une telle synchronisation entre les signaux à partir des appareils disponibles. Les branchements des différents signaux d'horloge montrés sur la figure avec le FNL et le générateur de SBPA sont valables pour le FNL B. Pour les autres FNL, le branchement des horloges disponibles est interchangé. Les parties de la figure 2.4.1 ayant trait à l'addition de bruit blanc gaussien au signal de sortie du FNL et à sa régénération seront vues plus en détail à la dernière section du chapitre. Différents autres circuits sont présentés, permettant le traitement des signaux qui seront nécessaires aux FNL.

Ainsi le diagramme bloc de la dernière figure ne fournit pas un signal nécessaire au FNL. Ce signal est une horloge à créneaux synchronisée avec les passages à zéro du générateur sinusoidal et ayant du fait même un temps de travail de 50%. La figure 2.4.2 montre le circuit pour générer cette horloge H_4. Compris dans le même circuit est le générateur d'onde sinusoidal à double sorties, celles-ci étant déphasées de 180°, nécessaire pour chacun des FNL. L'alimentation des circuits intégrés des différents FNL étant de 0 et 5 volts, des décalages en tension continue sont insérés par l'intermédiaire de potentiomètres alimentés en tension continue.

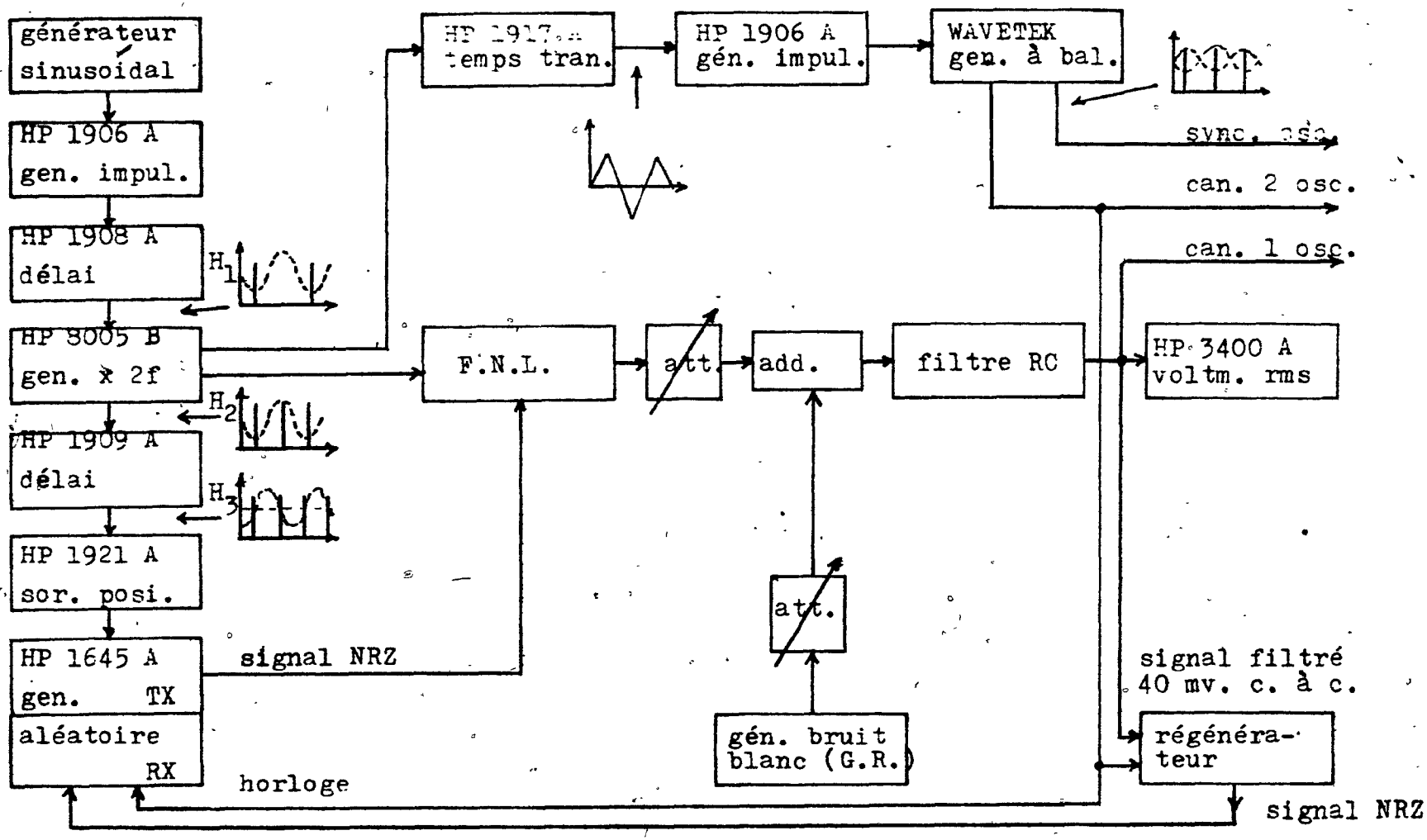


Figure 4.1.1- Mise en forme des horloges nécessaires pour le FNL, le générateur de séquence binaire pseudo aléatoire et le régénérateur. Bloc diagramme pour mesurer la P(e)=f(S/N).

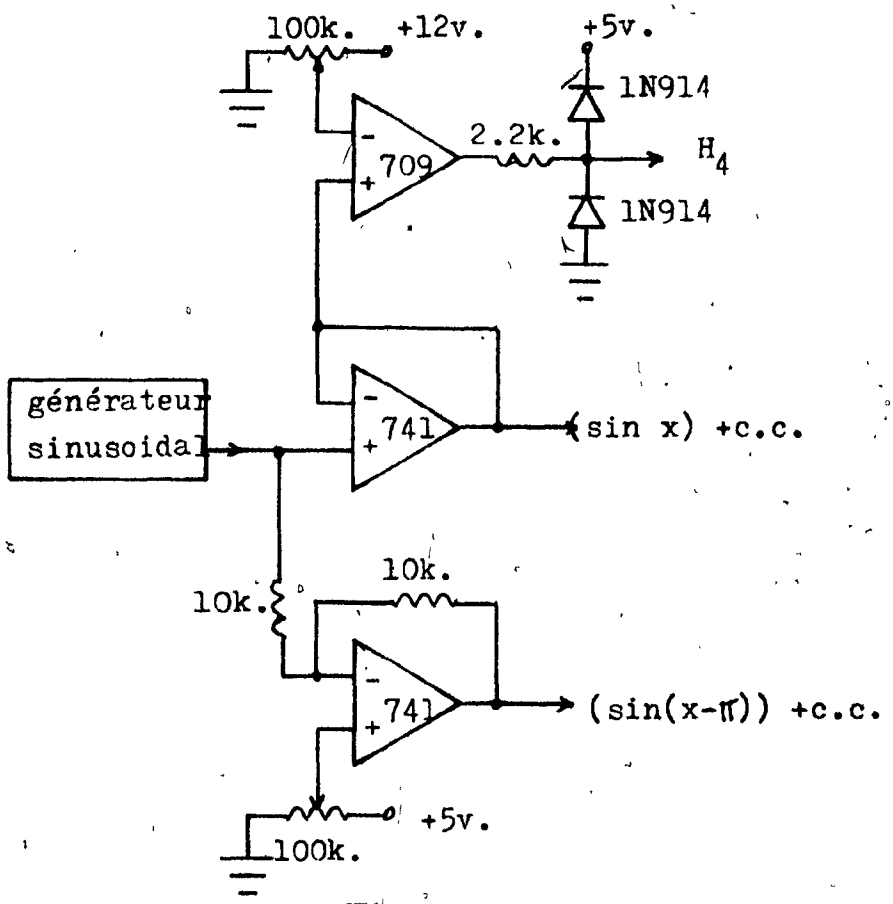


Figure 4.1.2- Génération de l'horloge H_4 et amplificateur sinusoidal à double sorties.

Un amplificateur de sortie a été construit, figure 4.1.3, pour permettre de ne pas charger indûment les circuits de sortie des différents FNL.

Ayant en main les différents circuits permettant d'opérer les FNL, la figure 4.1.4 montre la relation existant entre des différentes formes d'onde nécessaires pour ceux-ci. Il est à remarquer que les horloges H_5 et H_6, non mentionnées jusqu'ici mais pouvant facilement être obtenues à partir des circuits déjà vus, sont nécessaires pour les FNL D et F.

A la figure 4.1.5, le circuit simple du FNL A est présenté. Le diagramme de l'oeil du signal de sortie est donné à la figure 3.1.4.

Le circuit du FNL B, figure 4.1.6, avec ses quatre générateurs est plus complexe que le FNL A qui utilise deux générateurs. Le diagramme de l'oeil du signal de sortie est donné à la figure 3.1.5.

Le circuit du FNL C, figure 4.1.7, est le même que celui du FNL A excepté pour un circuit OU exclusif. Le diagramme de l'oeil du signal de sortie est donné à la figure 3.1.6.

Le circuit utilisé pour le FNL D est le même que

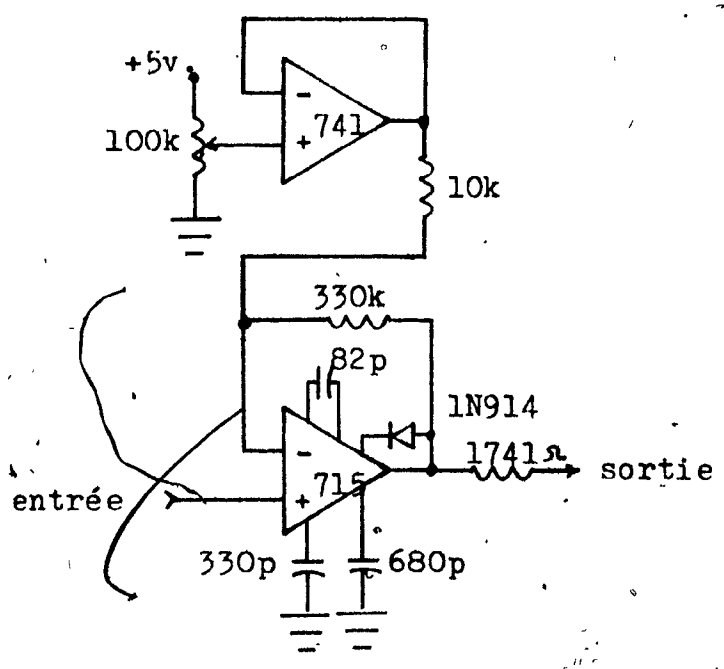


Figure 4.1.3- Amplificateur de sortie pour les FNL.

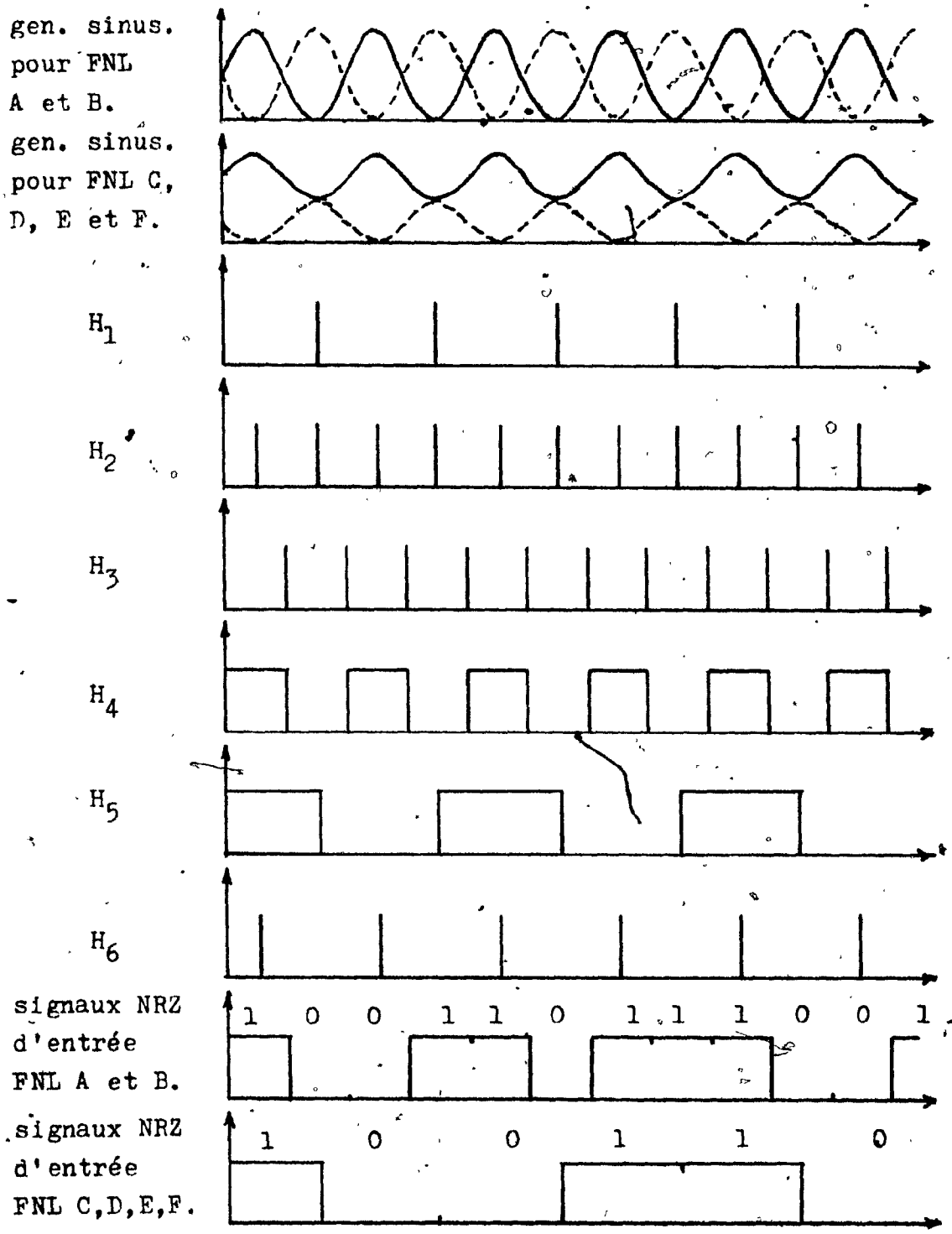


Figure 4.1.4- Formes d'onde nécessaires pour les FNL.

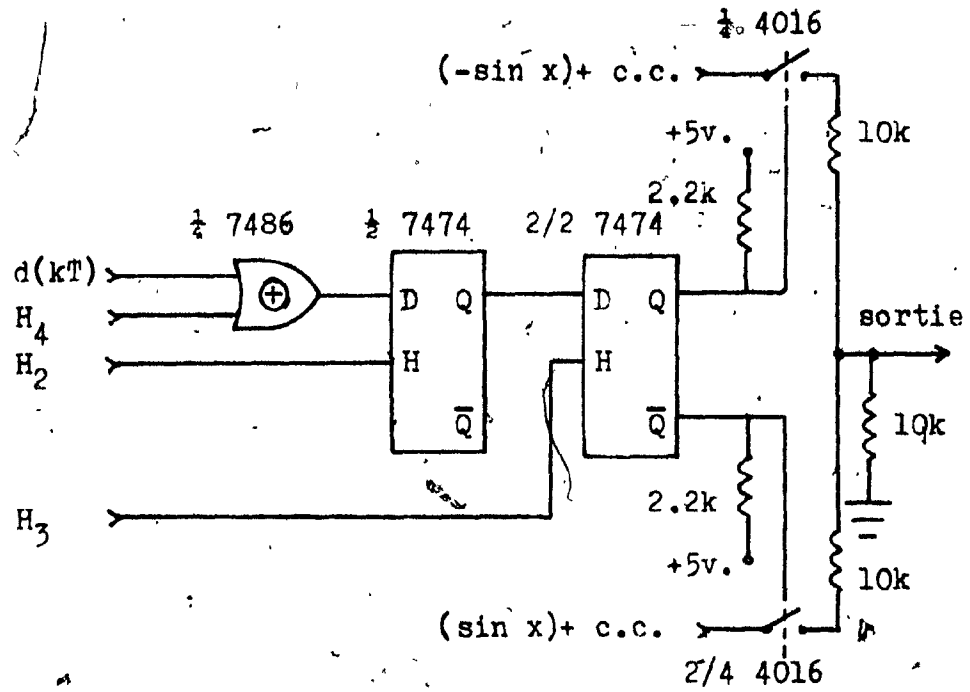


Figure 4.1.5- Circuit du FNL A.

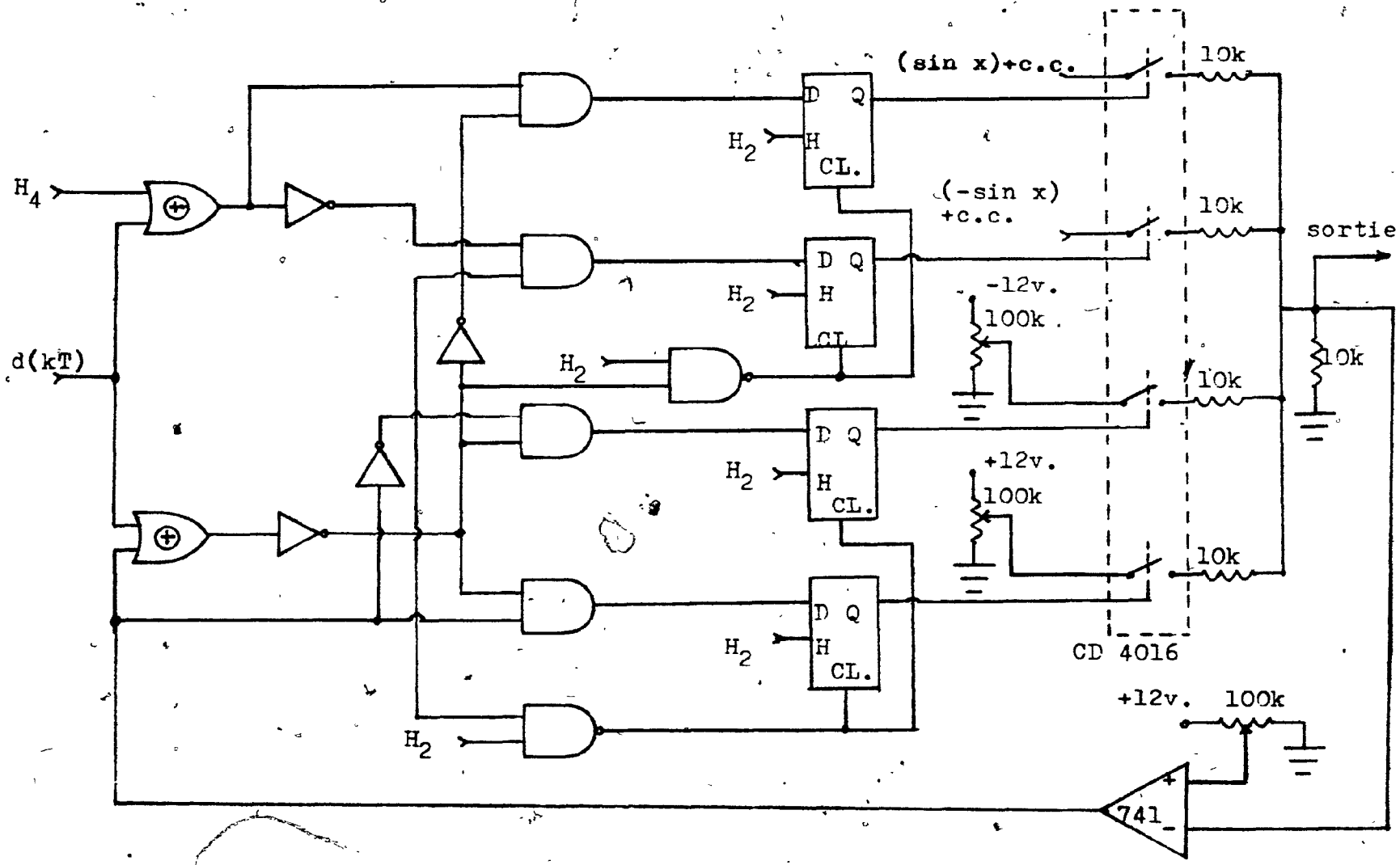


Figure 4.1.6- Circuit du FNL B.

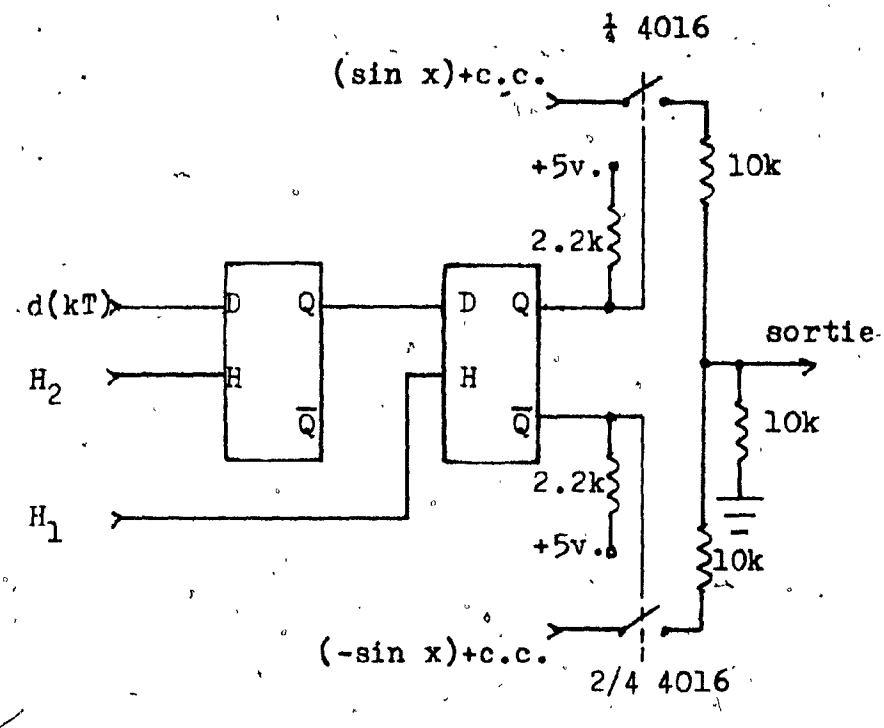


Figure 4.1.7- Circuit du FNL C.

celui du FNL B. Le circuit générateur d'impulsion périodique particulier pour le FNL D est donné à la figure 3.2.4. Les horloges utilisées par le FNL D diffèrent de celles du FNL B, ainsi plutôt que d'utiliser les horloges H_4 et H_2, le FNL D utilise les horloges H_5 et H_6 respectivement. Le diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL D est à la figure 3.1.7.

Le circuit du FNL E est le même que celui du FNL C excepté pour les générateurs où, à la place d'utiliser une impulsion négative pour les états logiques 0 du signal d'entrée au FNL, une tension continue est générée. Ainsi ce FNL ne tient pas compte des états logiques 0. Le diagramme de l'oeil du signal de sortie est à la figure 3.1.8.

Le circuit du FNL F est le même que celui du FNL D excepté pour les générateurs, le FNL F ne tenant pas compte des états logiques 0 du signal d'entrée, une tension continue est générée pour cet état logique plutôt qu'une impulsion. Le diagramme de l'oeil du signal de sortie est à la figure 3.1.9.

4.2 Circuits filtres de bande de base pour un système de modulation de phase par quadrature décalée.

Le circuit filtre discuté dans cette section s'applique à un ensemble plus complexe de modulation d'une porteuse par sa phase à partir de signaux d'entrée NRZ. Une discussion sommaire du système de modulation est d'abord entrepris avant de présenter le circuit filtre.

Le système de modulation de phase par quadrature décalée (OQPSK) est une modification du système conventionnel de modulation de phase par quadrature (QPSK). La figure 4.2.1 montre le diagramme bloc d'un tel système de modulation .

Dans ce système le signal NRZ d'entrée est d'abord passé dans un brouilleur qui a essentiellement comme effet de minimiser la répétition d'une même séquence des états logiques 1 et O. Si une telle séquence existe, un spectre de puissance discret existe et peut créer des interférences indésirables sur des canaux adjacents. Ce dispositif permet du même coup une équiprobabilité pour les 1 et O. Le signal NRZ d'entrée S est ensuite passé à travers un encodeur qui a entre autres comme fonction de diviser en deux la fréquence du message d'entrée en deux autres signaux NRZ contenant la même information mais dont la période d'un interval est multipliée par deux. Ces deux nouveaux canaux sont nommés P et Q. Ainsi si la période du signal NRZ

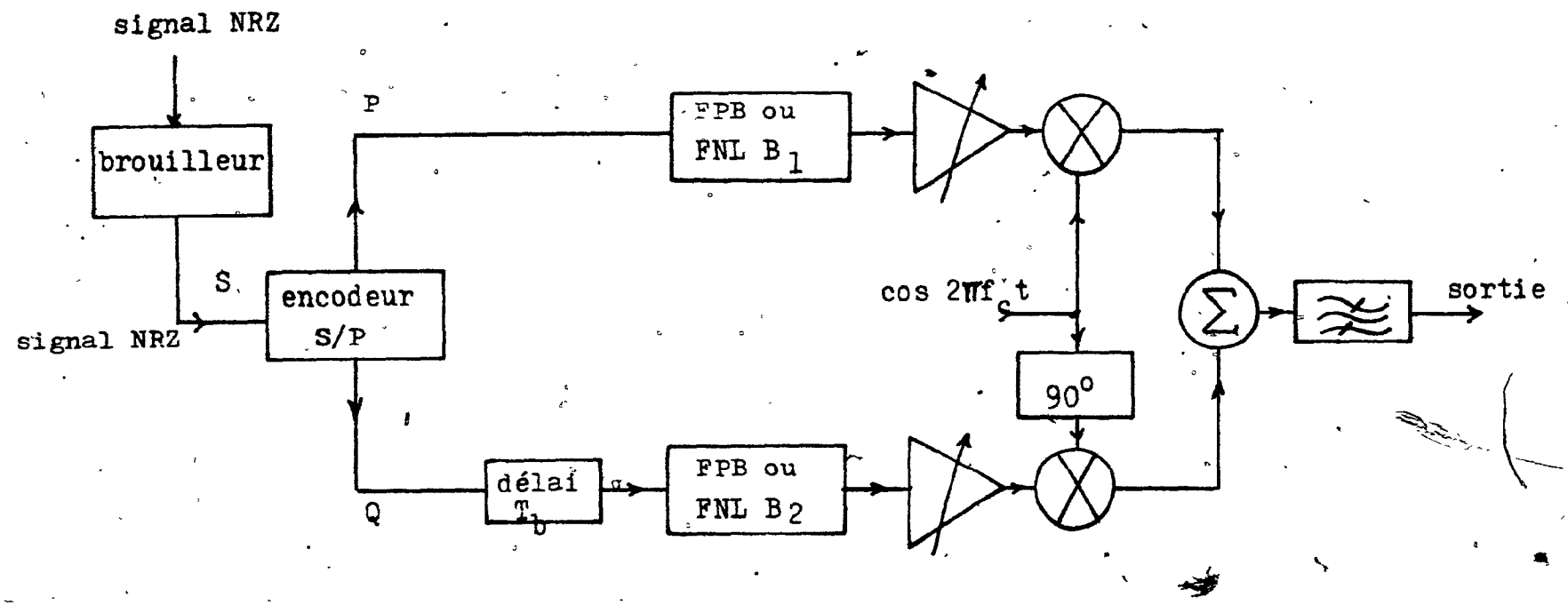


Figure 4.2.1- Diagramme bloc d'un modulateur OQPSK.

d'entrée S est T_b, la période d'un symbole des signaux NRZ pour les deux canaux P et Q est T_s où $T_s = 2\ T_b$. Pour le système de modulation OQPSK un délai de T_b secondes est introduit dans le canal Q avant que le signal NRZ ne passe par un filtre passe-bas et un amplificateur à gain variable. Le siganl du canal P passe directement par un filtre passe-bas et un amplificateur à gain variable. Les deux signaux de base filtrés des canaux P et Q sont ensuite modulés par deux porteuses en quadrature avant d'être additionnés ensemble pour former le signal de sortie.

Le circuit filtre discuté dans les pages suivantes prend la place des deux filtres passe-bas des canaux P et Q. Une horloge synchronisée avec les deux signaux NRZ P et Q devra être disponible comme signal d'entrée du circuit filtre.

Le principe de conception du circuit filtre pour OQPSK est présenté à la figure 4.2.2. Ce circuit filtre utilise la nouvelle technique des FNL pour les deux filtres passe-bas, par l'emploi de deux FNL B, un pour chacun des canaux P et Q, soit le FNL B_1 et le FNL B_2 respectivement. Les circuits qui suivent l'entrée de l'horloge f_c, soit le diviseur de fréquence $f_c/2$, le phase lock loop (PLL) et les filtres actifs, servent principalement à produire deux générateurs sinusoidals dont les signaux de sortie sont déphasés de 90^0 accomodant ainsi les FNL B_1 et B_2 dont les

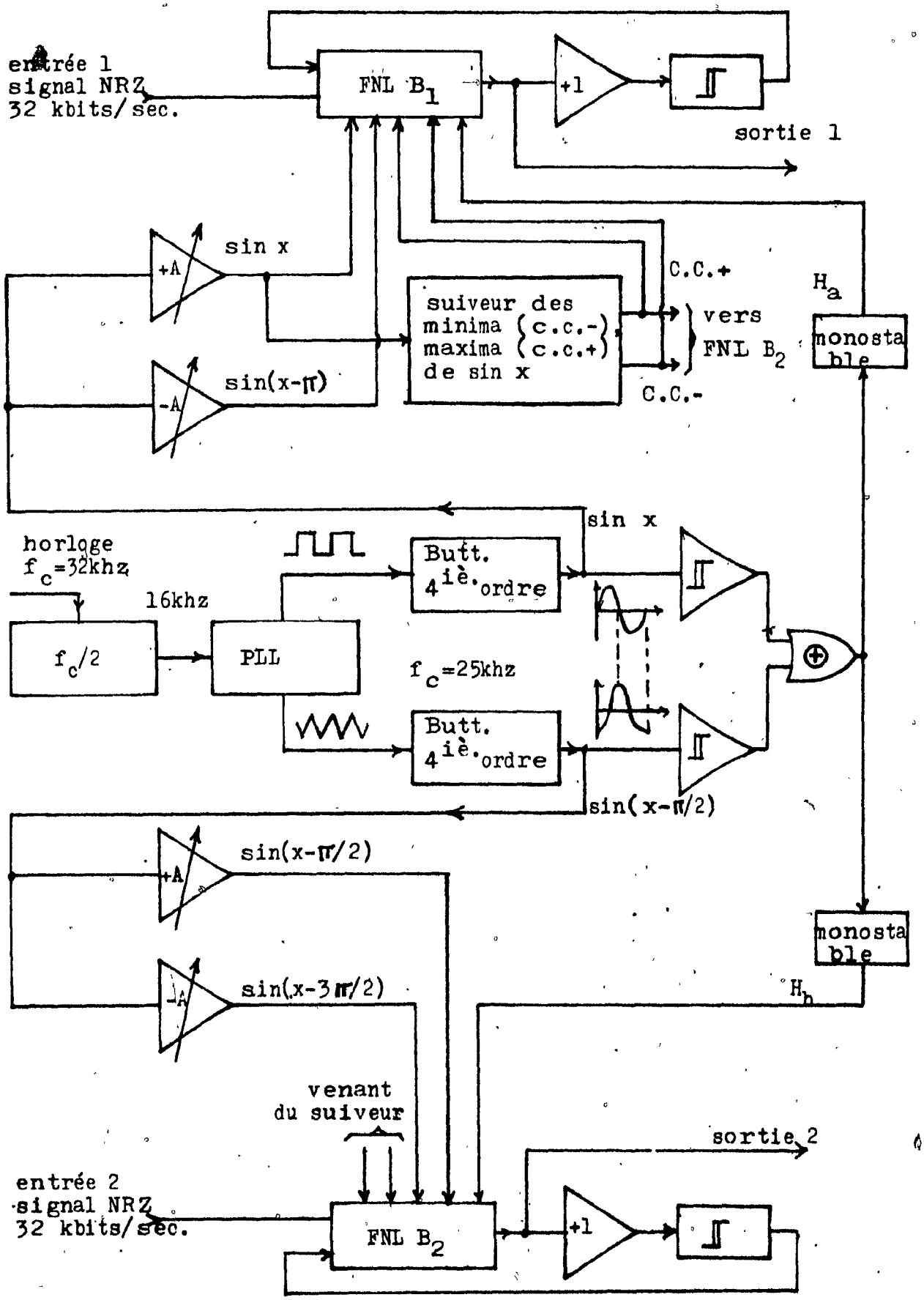


figure 4.2.2- Diagramme bloc du circuit filtre pour OQPSK.

signaux d'entrée sont décalés de T_b secondes, figure 4.2.3. Les circuits nécessaires pour les deux générateurs sinusoidaux décalés sont: le diviseur de fréquence de l'horloge ($f_c/2$), le phase lock loop (PLL), et des filtres actifs de type Butterworth du quatrième ordre, figure 4.2.4 et 4.2.5.

Des amplificateurs à gain variable sont insérés entre les générateurs sinusoidaux et les FNL pour permettre l'ajustement des amplitudes à un niveau prédéterminé. Les tensions continues nécessaires aux FNL lors d'une succession d'un même état logique à leurs entrées sont fournies par un circuit suiveur des amplitudes positives et négatives du signal sinusoidal ajusté à l'entrée du FNL B_1, figure 4.2.6. Ce circuit permet de compenser toutes variations possibles de l'amplitude du signal sinusoidal. Le signal d'horloge nécessaire pour les FNL B_1 et B_2 est fourni à partir des détecteurs de seuil et des monostables placés à la sortie des générateurs sinusoidaux, figure 4.2.7.

La figure 4.2.8 montre la disposition des différents circuits intégrés du montage fileté du cicuit filtre complet. La figure 4.2.9 montre les signaux NRZ d'entrée et les signaux de sortie des FNL B_1 et B_2.

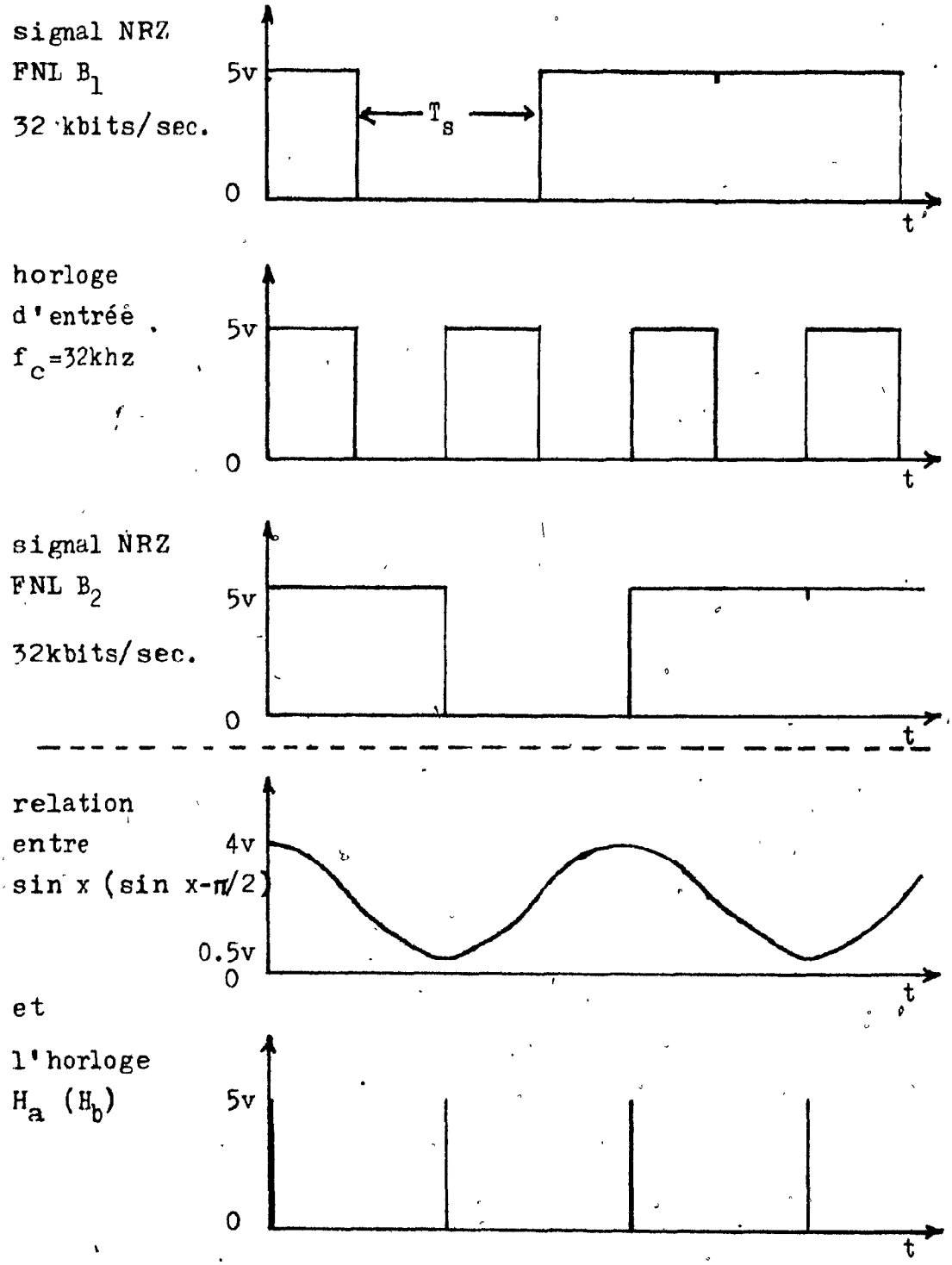


Figure 4.2.3- Relation entre les trois signaux d'entrée du circuit filtre et relation entre sin x et H_a.

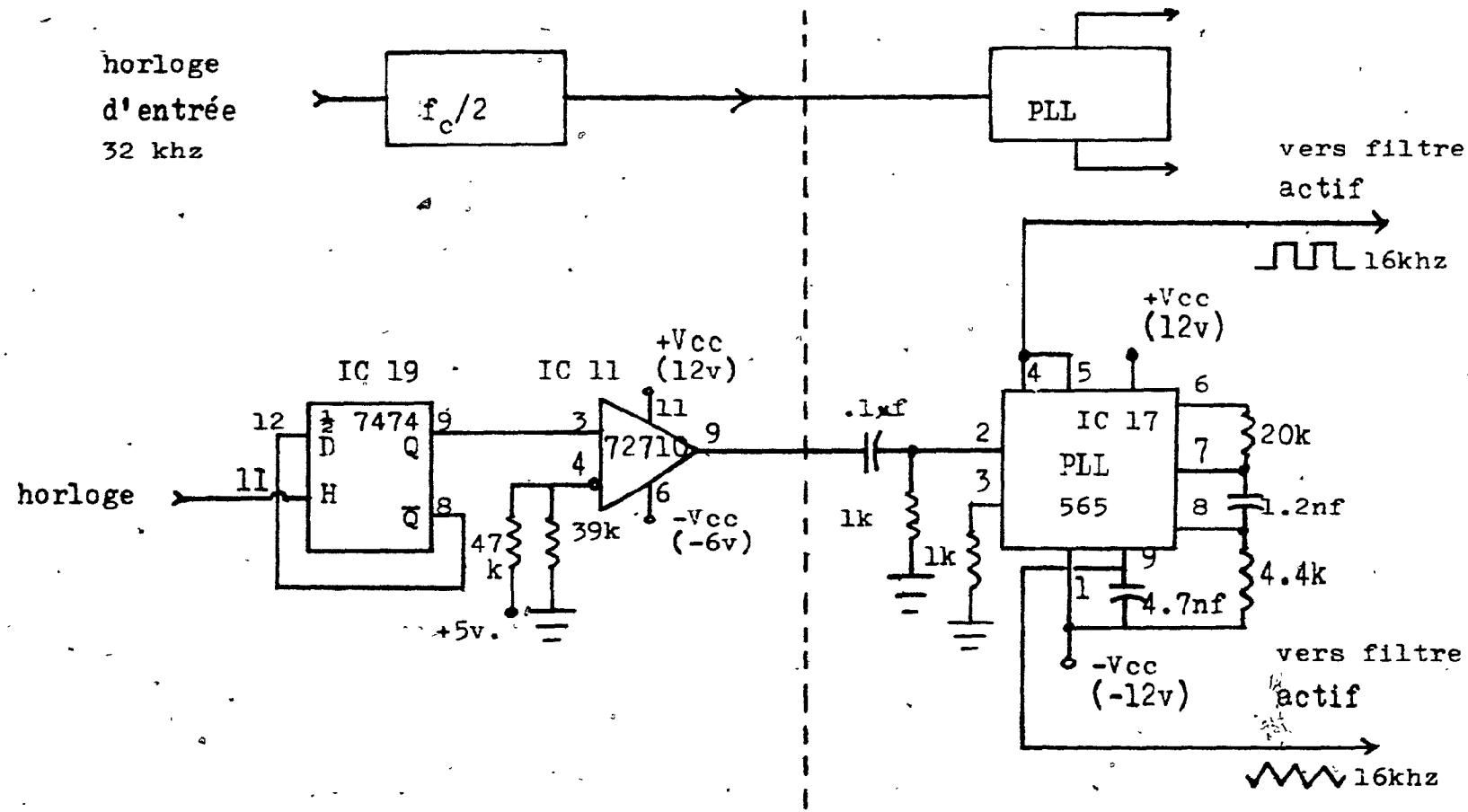


Figure 4.2.4- Circuit du diviseur de fréquence $f_c/2$ et du PLL.

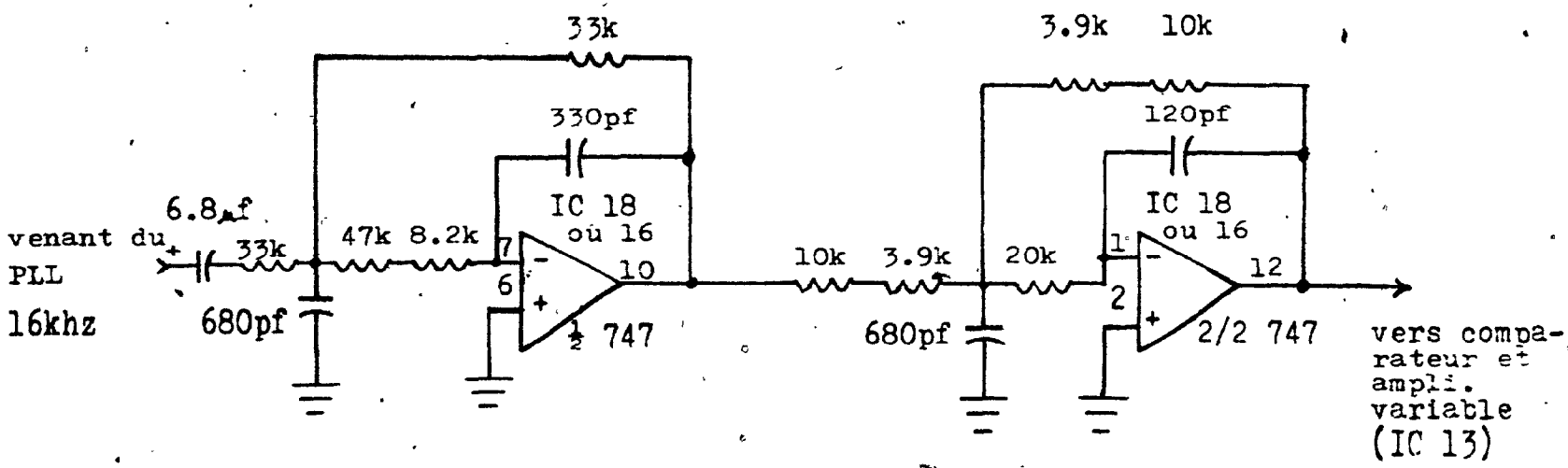


Figure 4.2.5- Filtre actif type Butterworth du 4ième ordre, f_c= 25khz.

IC 18 pour sin x et sin(x-π) du FNL B_1. IC 16 pour sin(x-π/2) et sin(x-3π/2) du FNL B_2.

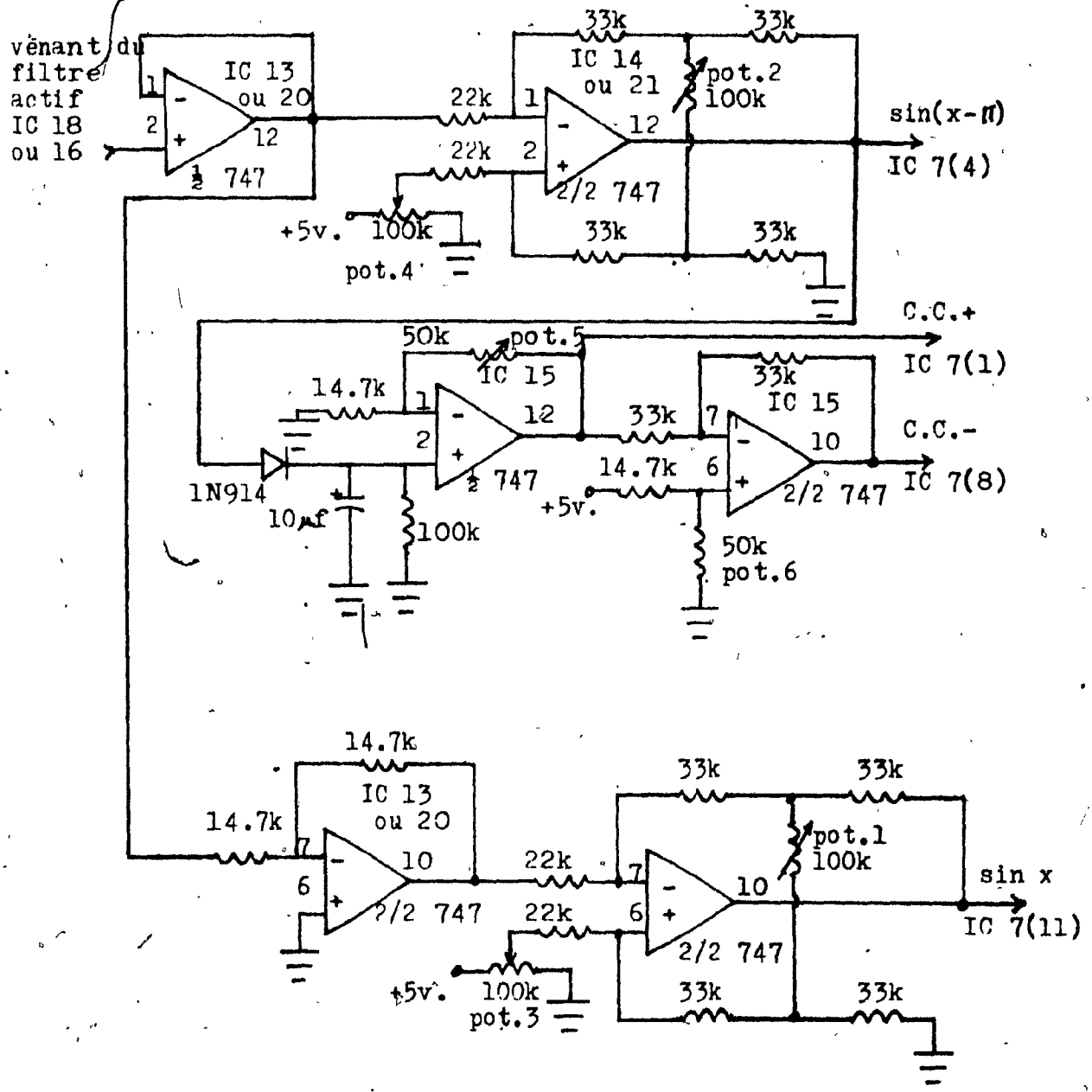


Figure 4.2.6- Amplificateur à gain variable pour sin x et sin(x-π) pour le FNL B_1 (IC 13, IC 14), pour le FNL B_2 (IC 20, IC 21) avec sin(x-π/2) et sin(x-3π/2). Suiveur pour les niveaux de tensions continues, c.c.+ et c.c.-, (IC 15).

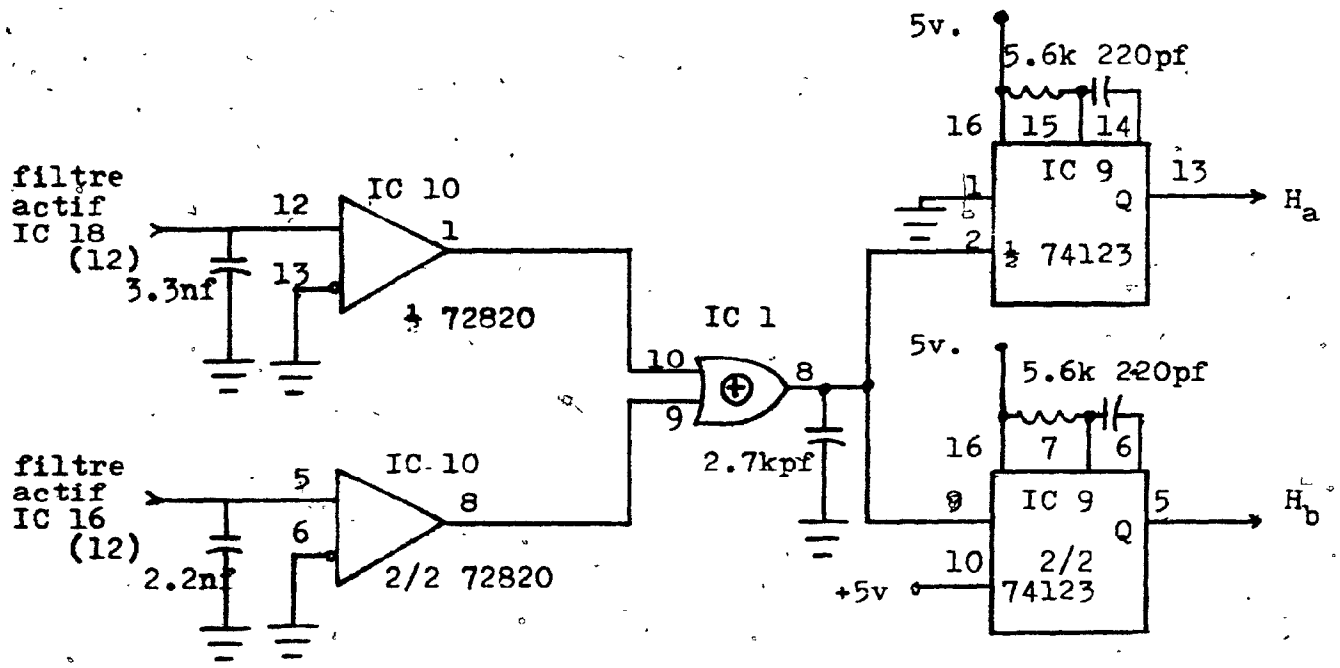


Figure 4.2.7- Production des horloges H_a et H_b pour les FNL B_1 et B_2.

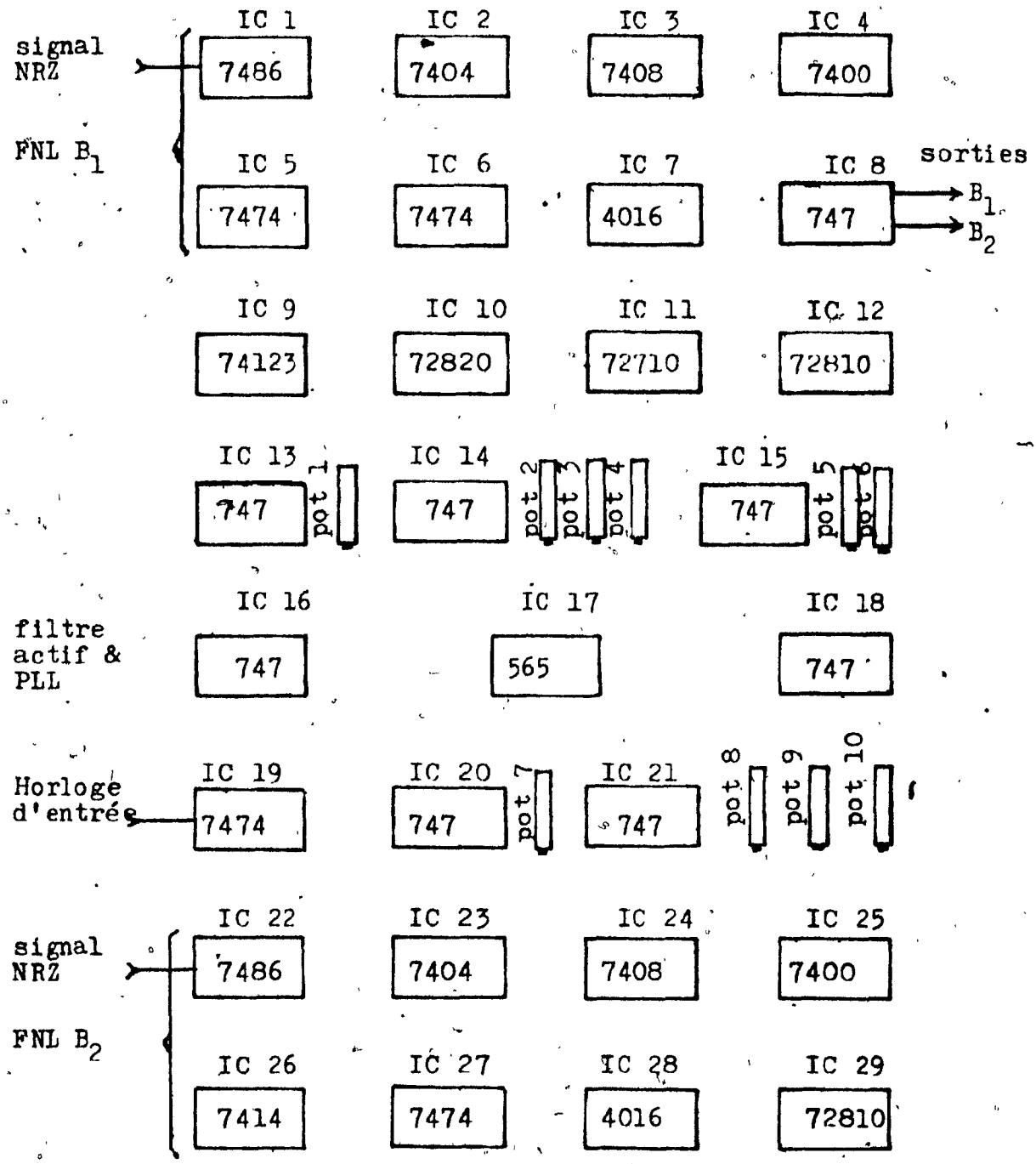
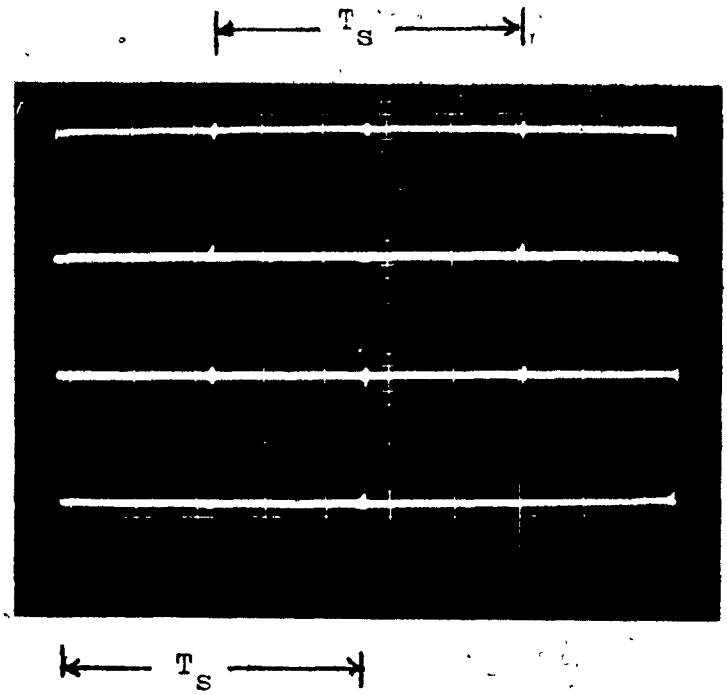


Figure 4.2.8- Montage permanent du circuit filtre pour OQPSK.

a)



b)

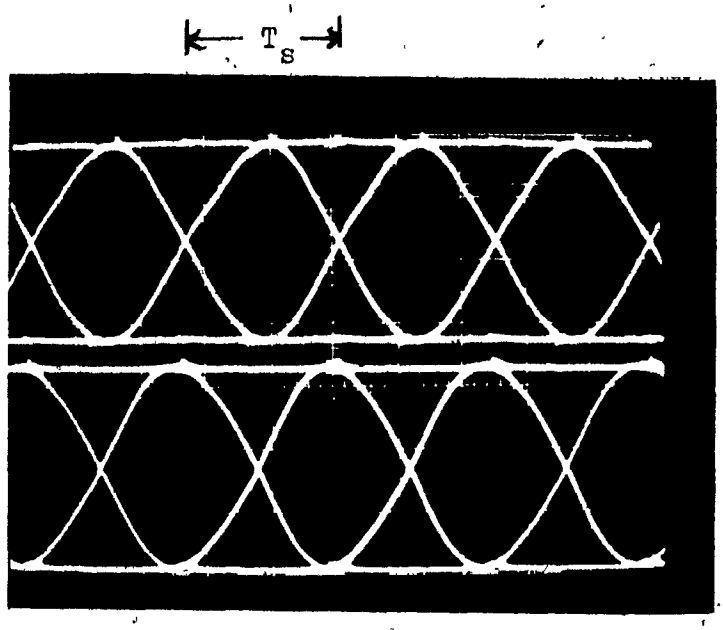


Figure 4.2.9- a) Signaux d'entrée des FNL B_1 (haut) et B_2 (bas) et b) signaux de sortie des FNL B_1 (haut) et B_2 (bas). Taux de transmission = 32 kbauds/sec.

4.3 Circuit pour une nouvelle technique hybride d'un générateur périodique d'impulsion de la forme (sin x)/x tronquée au nombre voulu de lobe.

A la section 2.5 était introduite une nouvelle technique pour la génération d'impulsion périodique de la forme (sin x)/x tronquée au nombre de lobes voulus. Fondamentalement, cette nouvelle technique se sert de la division analogique d'un signal sinusoidal et d'une onde triangulaire produisant un signal qui devra être commuté en partie pour l'obtention finale d'une impulsion de la forme (sin x)/x tronquée. Le diagramme bloc du générateur est reproduit à la figure 2.5.2. Dans cette section-ci, le circuit fonctionnel du générateur est présenté.

La figure 4.3.1 représente le circuit du générateur tel que conçu en laboratoire. Le circuit complet ne requiert qu'un signal d'entrée, soit sin x.

Le circuit diviseur analogique est un circuit intégré, ICL 8013 de Intersil, qui demande un signal de contre-réaction de la sortie vers l'entrée Y_{in} pour ajuster le gain et trois diviseurs de tension (X_0, Y_0, Z_0) nécessaires pour ajuster les tensions de références du diviseur analogique. Deux signaux d'entrée, X_{in} et Z_{in}, autres que le signal de contre-réaction Y_{in}, doivent être disponible pour le diviseur. L'entrée Z_{in} accepte, à travers un circuit inverseur à gain unitaire, le signal sin x four-

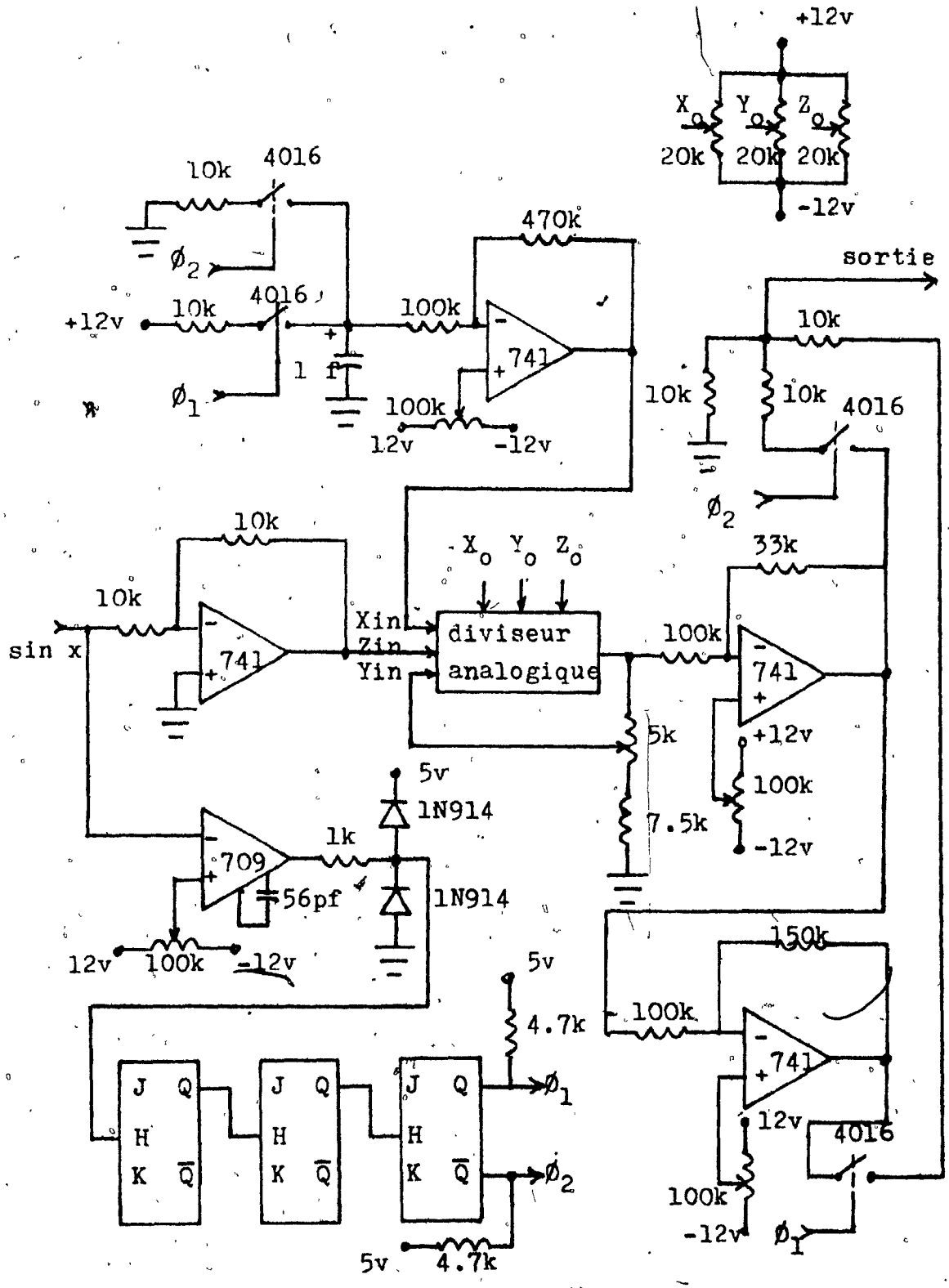


Figure 4.3.1- Générateur d'impulsion (sin x)/x tronquée à 8 lobes.

ni à l'entrée. Une onde triangulaire décalée négativement doit être disponible à l'entrée X_{in} et est générée à partir du signal sin x.

Un circuit comparateur ou détecteur de seuil à zéro volt, ayant comme entrée le signal sin x, suivi d'un circuit diviseur de fréquence permet d'obtenir des signaux d'horloge $\emptyset_1$ et $\emptyset_2$ nécessaires au générateur d'onde triangulaire et au circuit de commutation. Celui-ci est à la sortie du diviseur analogique. La fréquence du signal sin x est divisée par n dans le cas où le circuit génère une impulsion (sin x)/x tronquée à n lobes. Les horloges $\emptyset_1$ et $\emptyset_2$ sont des ondes à créneaux périodiques ayant un cycle de travail de 50%. Le circuit du générateur d'onde triangulaire est un circuit intégrateur dont les temps de charge et de décharge sont synchronisés par $\emptyset_1$ et $\emptyset_2$ par l'intermédiaire d'interrupteurs analogiques. De même des interrupteurs analogiques synchronisés par $\emptyset_1$ et $\emptyset_2$ sont utilisés pour la commutation du signal de sortie du diviseur analogique.

4.4 Evaluation du signal de sortie du FNL B.

Dans cette section le FNL B est évalué en rapport aux principaux critères employés dans les communications numériques. Ces critères sont l'interférence entre les impulsions successives, la gigue, le rapport de l'énergie dans la bande à celle hors-bande et la probabilité d'erreur dans un canal de bruit blanc gaussien.

Le principe de fonctionnement des FNL est la commutation d'ondes analogiques à partir d'horloges synchronisées avec celles-ci. De cette façon, l'interférence entre les impulsions successives à la sortie du filtre non-linéaire est théoriquement nulle. Sur les photos des figures 3.1.4 à 3.1.9, les diagrammes de l'oeil des différents FNL montrent que pratiquement, tel est le résultat.

Les impulsions commutées par les FNL A à G implantés sont toujours confinées à l'intérieur d'un interval d'un bit, ce qui a pour effet d'éliminer l'effet de gigue pouvant résulter de l'addition des signaux des bits passés et futures au bit présent [8].

Les figures 3.3.5 et 3.3.6 montrent le spectre de puissance du signal de sortie du FNL B comparé à celui d'un signal NRZ. Le lobe principal du FNL B est légèrement atténué par rapport à celui d'un signal NRZ, tandis que les lobes secondaires du FNL B sont fortement atténués par rapport à ceux

d'un signal NRZ. Il est donc évident que le choix judicieux du type d'impulsion utilisé par un FNL, sans autre technique de filtrage, on obtient un amortissement du spectre de puissance d'un signal NRZ. Comme il a été mentionné au chapitre 3, parce que le diagramme de l'oeil du signal de sortie du FNL B est symétrique, aucun spectre de puissance discret aux harmoniques du taux de transmission n'est présent. Ceci présente l'avantage, pour un signal modulé, d'annuler la susceptibilité d'une interférence par le spectre discret dans des canaux adjacents.

Le rapport d'énergie dans la bande désirée à celle hors bande d'un spectre de puissance en particulier montre sa susceptibilité dans l'interférence de canaux adjacents.

Avec deux filtres actifs Butterworth de huit (8) pôles chacun placés en cascade à la sortie du FNL B, le rapport d'énergie dans la bande à celle hors bande (E_{wo}/E_h) a été mesuré à l'aide du voltmètre rms vrai HP 3400 A. Ces mesures sont comparées avec les résultats théoriques obtenus par Le-Ngoc, tableau 4.4.1 [10] . Par exemple à 1.4 N une différence de 5 dB existe entre les résultats théorique (20 dB) et pratique (25 dB). A 20 dB le rapport d'énergie dans la bande E_{wo} à hors bande E_h est de 100 à 1 et à 25 dB il est de 317 à 1, ce qui donne en fait une erreur de mesure de E_h de moins de 1% par rapport à l'énergie totale du spectre de puissance ($E_{wo}+E_h$). La pente d'atténuation non abrupte du filtre utilisé pour les mesures explique une telle erreur.

f_c des filtres actifs	mesure de E_{wo}/E_h dB	résultats théoriques en dB	
		$E_h/(E_h+E_{wo})$	E_{wo}/E_h
1 N	15	-10.8	10.42
1.2 N	20	-15	14.86
1.3 N	22.5	-17.5	17.3
1.4 N	25	-20.1	20.05
1.5 N	27	-23	22.97
1.7 N	30	-29.4	29.39

Tableau 4.4.1 - Rapport d'énergie dans la bande à celle hors bande (E_{wo}/E_h) du spectre de puissance du signal de sortie du FNL B.

La probalité d'erreur (P_e) du signal de sortie du FNL B est mesurée dans un environnement de bruit blanc gaussien additif (BBGA).

La P_e est évalué en fonction du rapport de puissance du signal et du BBGA (P_e=f (S/N)) à l'entrée d'un regénérateur. Le circuit utilisé est montré la la figure 4.1.1. Lors des mesures, le taux de transmission du signal de sortie du FNL B était de 20 kbits/sec. et le canal de bruit blanc était limité à une largeur de bande d'environ 100 khz. Ces deux signaux sont additionnés par un réseau résistif et limité par un filtre RC dont la fréquence de coupure f_c=16.7 khz. La combinaison du filtre RC et du regénérateur simule un filtre optimum pour la réception.

La courbe de P_e obtenue est montrée à la figure 4.4.1. La P_e en fonction de E_b/N_o est donné par la relation suivante:

$$\left[\frac{E_b}{N_o}\right]_{dB} = \left[\frac{S}{N}\right]_{dB} + 10 \log\left(\frac{f_c}{br} \frac{\pi}{2} \right) \qquad (4.4.1)$$

où f_c est la fréquence de coupure du filtre RC (16.2 khz) et br le taux de transmission. La P_e d'un signal NRZ et celle du FNL B sont pratiquement les mêmes.

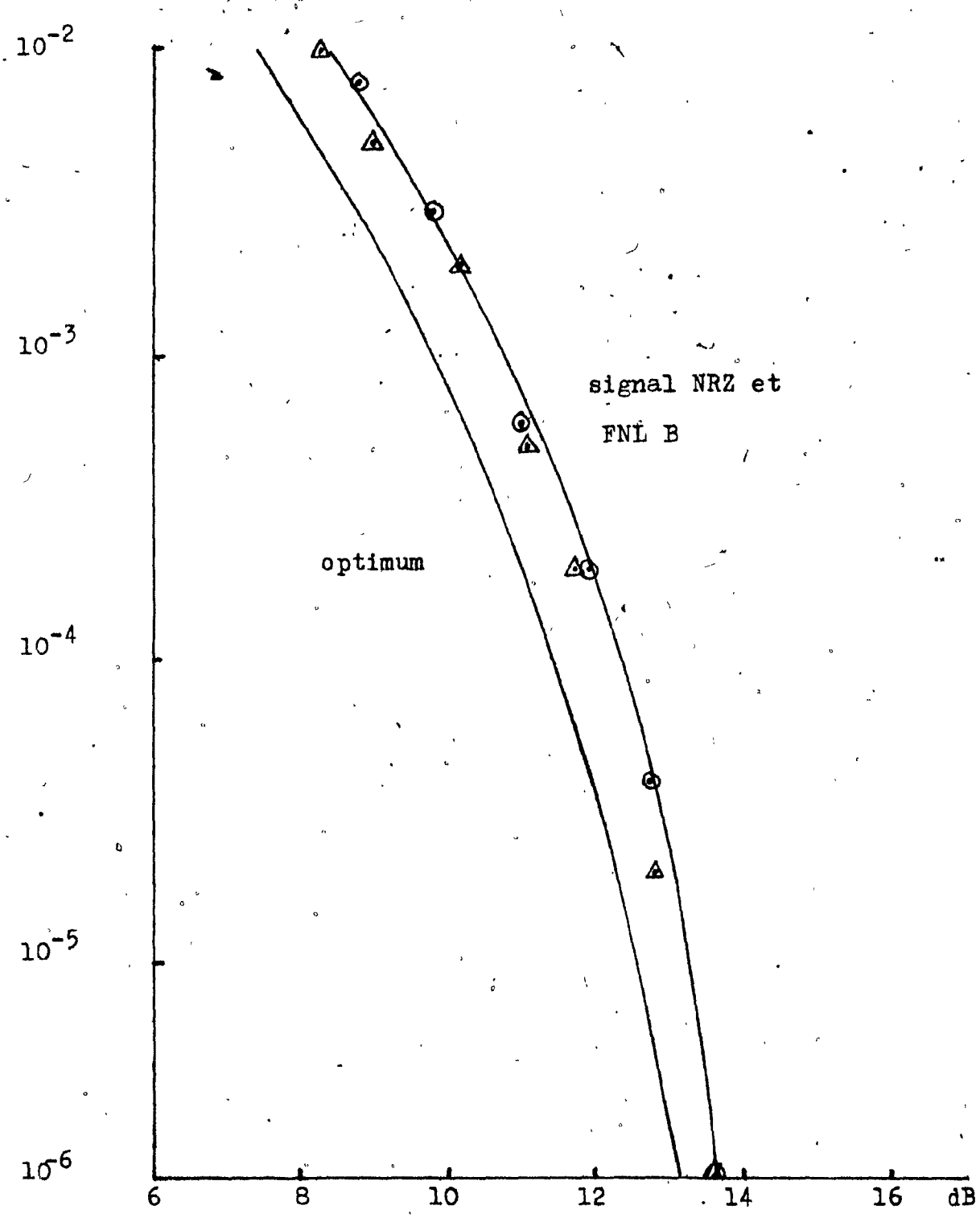


Figure 4.4.1 - Courbe de probabilité d'erreur $P_e = f(E_b/N_o)$.

CHAPITRE 5

CONCLUSION

Dans les communications numériques, il est de première importance d'obtenir une largeur de bande minimale pour un taux de transmission donné, tout en minimisant l'interférence entre les impulsions successives. Avec la conception des filtres analogiques à partir du domaine des fréquences, il est difficile de rendre compatible ces deux critères.

Le filtre transversal binaire (FTB) et le synthétiseur avec mémoire morte (ROM) sont des approches de conception de filtres à partir du domaine du temps, permettant d'obtenir ainsi, un certain contrôle sur l'interférence entre les impulsions successives.

Une troisième méthode, qui fait l'objet de cette thèse, se sert de la commutation de signaux analogiques disponibles pour obtenir des représentations filtrées de signaux NRZ ou de signaux en modulation d'impulsion en amplitude. Une analyse est entreprise sur le type d'impulsion à commuter qui rencontrerait, en même temps qu'une interférence entre les impulsions successives nulle, une atténuation du spectre de puissance du signal d'entrée du filtre.

Dû au principe de commutation de la nouvelle famille de filtre non-linéaire (FNL) aucune interférence entre

les impulsions successives n'existe.

Dans une première approche, deux (2) types d'impulsions à interval simple T_b, sont utilisés par les FNL, soit l'impulsion cosinusoidale et l'impulsion à accroissement cosinusoidal. Une deuxième approche tenant compte d'une succession d'un même état logique du signal d'entrée, par la commutation de tensions continues égales avec valeurs crêtes des impulsions, permet la commutation de celles-ci et des formes d'onde suivantes: soit 0 1 , 1 0 ou 0 1 , 1 0. La réponse à un 1 logique pour cette deuxième approche est une impulsion à double interval, $2T_b$, et permet, dans le cas du FNL B surtout, une atténuation importante du spectre de puissance du signal NRZ d'entrée. Les caractéristiques du FNL B lui permettent une application dans les communications numériques à faible taux de transmission.

Comme application du FNL B, un circuit filtre a été réalisé pour un système de modulation de phase par quadrature décalé sur le côté transmission.

Le type d'onde commuté par le FNL B est appliqué pour obtenir une représentation filtrée d'un signal en modulation d'impulsion en amplitude (MIA). Trois méthodes d'application de la nouvelle technique de filtrage non-linéaire sont suggérées pour filtrer un signal MIA. Le

spectre de puissance obtenu possède le même avantage sur celui du signal d'entrée MIA, que le spectre de puissance du signal de sortie du FNL B possède sur celui de son signal d'entrée NRZ.

Une nouvelle technique hybride pour la génération d'impulsion périodique de la forme (sin x)/x tronquée au nombre voulu de lobe a été réalisé. Cette nouvelle technique utilise la division analogique de signaux et la commutation. Le circuit réalisé permet la génération d'une impulsion (sin x)/x tronquée à huit (8) lobes. Trois méthodes sont suggérées pour l'utilisation de ce nouveau générateur avec la nouvelle famille de filtre non-linéaire. Les trois méthodes permettent de tenir compte des états logiques 1 et 0, du signal d'entrée NRZ.

Pour des recherches futures, la nouvelle technique hybride de génération d'impulsion (sin x)/x tronquée employée comme générateur d'un FNL semble prometteur pour obtenir un diagramme de l'oeil symétrique sans IIS tout en s'approchant d'un spectre de puissance approximatif du canal idéal de Nyquist.

La nouvelle technique hybride pourrait s'employer avec les deux premières méthodes suggérées pour le filtrage d'un signal MIA. Des développements sont à faire dans ce sens.

Une implantation d'une des trois méthodes suggérées pour le filtrage d'un signal MIA par la nouvelle technique du FNL employant une impulsion à accroissement cosinusoidale à double intervalle est à développer. La troisième méthode paraît être la plus économique pour un signal MIA ayant plus de quatre (4) niveaux (L=4).

Par le nombre d'applications suggérées dans les différents chapitres, la nouvelle technique du FNL est très versatile, par le type d'impulsion utilisée pour représenter des états logiques binaires ou à niveaux multiples. Ce qui facilite d'autant son intégration à l'intérieur d'un modem pour signaux numériques où la possibilité d'un message sans gigue, sans interférence entre les impulsions successives et à largeur de bande minimale est recherchée.

REFERENCES

1. Feher, K.
   "Digital Modulation Technique in an Interference Environment". Don White Consultants Inc., 1977.
2. Lucky, R.W., Saltz, J., Weldon, Jr., E.J.
   "Principles of Data Communication". McGraw-Hill 1968.
3. Huang, J.C.Y., Feher, K., Gendron M.
   "Techniques to Generate ISI and Jitter-free Bandlimited Nyquist signals and a Method to Analyse Jitter Effects". IEEE Trans. on Communications, Vol. Com-27, No. 11, Nov. 1979, pp. 1700-1711.
4. De Cristofaro, R.
   "Transversal Filter Design and Application in Satellite Communications". Master Degree Thesis Concordia University, Montreal, April 1976.
5. Boutin, N., Goulet, R., Morissette, S.
   "The Binary Transversal Filter: Classical Realization May Result in Rough Approximation". IEEE Conf. Canadienne sur les Com. et l'Energie 1976.
6. Feher, K., Goulet, R., Morissette, S.
   "Performance Evaluation Criteria of Hybrid Microwave Systems". IEEE Trans. on Communications, Juin 1974.

7. Hinkle, F.E.

"C-MOS Decade Divider Clocks Bucket-Brigade Delay Line". Electronics, McGraw-Hill, August 7, 1975.

8. Huang, J.C.Y.

"On Bandwidth Efficient Spectral Shaping Methods and Digital Modulation Techniques in Linear and Nonlinear Channels". Doctoral Thesis, Concordia University, March 1979.

9. Bennett, W.R., Davey, J.R.

"Data Transmission". McGraw-Hill, 1965.

10. Le-Ngoc, T., Feher, K.

"A New Class of Intersymbol Interference and Jitter-free Baseband Signals". Soumis à IEEE Trans. on Communications, Jan. 15, 1981.

11. Gendron, M., Feher, K.

"Une Nouvelle Famille de Filtre Non-Linéaire". R. Can. Génie Elec. Vol. 4, No. 1, 1979.