

35/82^x

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

20

FILIERE D'INGENIEUR EN

ELECTRONIQUE

المدرسة الوطنية للعلوم
 الهندسية
 —♦♦♦—
 ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE
 BIBLIOTHEQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SIJET :

ETUDE

D'un systeme de Télémessure
Pour les recherches médicales

PROPOSE PAR :

M^r Bondarenko

REALISE PAR :

LAHMER. S
ARBAOUIA

Janvier. 1982

UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE ET D'ELECTROTECHNIQUE

FILIERE D'INGENIEUR EN

ELECTRONIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET :

ETUDE

D'un systeme de Télémessure
Pour les recherches médicales

PROPOSE PAR :

M^r Bondarenko

REALISE PAR :

LAHMER. S
ARBAOUI. A

Janvier. 1982

A la mémoire de ma mère.
A mon père, à mes frères et sœurs.
A toute ma famille.

S.LAHMER.

A mes parents.

A.ARBAOUI.

S O M M A I R E

<u>Première partie</u> :	P.3
Introduction sur la télémesure des paramètres biologiques PM - FM appliquée aux recherches médicales.	
CHAPITRE I - Les capteurs.....	P.4
I-1. Capteurs utilisés en biologie	
I-2. Capteur de température	
I-3. Capteur de pression	
I-4. Capteur de pulsation.	
CHAPITRE II - Conversion analogique-numérique : (CAN).....	P.6
II-1. Définition	
II-2. Opérations effectuées en CAN	
II-3. Paramètres caractéristiques d'un CAN	
II-4. Erreurs dans les CAN	
II-5. Famille de CAN	
CHAPITRE III- Etude d'un CAN.....	P.13
III-1. Choix du CAN	
III-2. Matrice de commutation à diodes	
III-3. Circuits de commande du commutateur	
III-4. Comparateur à diodes	
III-5. Générateurs d'impulsions rectangulaires et d'impul- sions en dents de scie.	
III-6. Oscillateur à blocage	
III-7. Circuit de reproduction d'impulsions	
III-8. Fonctionnement - paramètres caractéristiques	
CHAPITRE IV - Modulation PM - FM.....	P.24
IV-1. Généralités	
IV-2. Modulation de fréquence FM	
IV-3. Modulation par impulsions PM	
IV-4. Avantages et inconvénients du PM - FM	
IV-5. Largeur de bande	
IV-6. Modulation de phase PSK et de fréquence FSK	
IV-7. Emetteur de télémesure PM - FM.	

Seconde partie : RECEPTION

I- Généralités.....	P.38	V- Focalisation du CNA.....	P.70
II- <u>Etude du récepteur</u>	P.38	V-1. Choix du type convertisseur et du réseau de commutation	
II-1. Caractéristiques d'un bon récepteur		V-2. Calcul des éléments	
II-2. L'aérien		V-3. Les erreurs	
II-3. Le Feeder		VI- Conclusion.....	P.81
II-4. Etage P.F.		III - Bibliographie pour les deux parties:.....	P.83
II-5. Le changeur de fréquence			
II-6. L'ampli FI			
II-7. La démodulation			
II-7-1. Le limiteur			
II-7-2. Le discriminateur			
II-8. Le filtre passe-bas			
II-9. Circuit de mise en forme			
II-11. Le bruit.			
III- <u>Circuits séquentiels</u>	P.47		
III-1. Les différentes bascules			
III-2. Le compteur			
III-3. Le registre mémoire			
III-4. Dispositif de remise à zéro.			
IV- <u>La conversion numérique analogique</u>	P.54		
IV- Les commutateurs			
IV-2. L'amplificateur opérationnel			
IV-3. La conversion N/A			
IV-3.1. Définition			
IV-3.2. Principe			
IV-3.3. Caractéristiques techniques			
IV-3.4. Erreur dans les CNA			
IV-3.5. Classification des CNA			
IV-3.6. CNA à résistances pondérées			
IV-3.7. CNA binaire en échelle R.2F			
IV-3.8. CNA à échelle inversée			
IV-3.10. CNA série			
IV-3.11. CNA indirecte			

PREMIERE PARTIE

Introduction : La télémesure ou transmission à distance de paramètres tels que la température, la pression etc., connaît actuellement un grand développement principalement dans le domaine biologique et industriel.

Grâce à la télémesure, on peut prélever des paramètres pratiquement inaccessible à la mesure directe.

Parmi les multiples applications en biologie on peut mentionner :

- l'étude du comportement de l'homme en conditions anormales de sollicitations de l'organisme, problème qui constitue la préoccupation primordiale de la médecine aéro- et astronautique principalement,
- l'étude du comportement de l'homme en conditions normale d'activité,
- dans le domaine médical : surveillance, contrôle à distance de patients.

On peut citer entre autre l'intérêt de la télémesure dans la technique radar. Notre sujet consiste à transmettre successivement quatre (4) données précédée chacune d'une donnée pour le marquage; telles que les températures T_1 , T_2 du corps humain, la pression sanguine P, le rythme du coeur F.

Ces données sont délivrées par des capteurs sous forme de tensions continues comprises entre 0 volt et 6 volts.

La transmission de ces données s'effectue sur des distances de 50 km environ, cette distance peut être augmentée en utilisant des relais, en visibilité directe en PM-FM avec les erreurs suivantes :

Erreur de température	: 0,07°c
Erreur de pression	: 0,25 Cm Hg
Erreur de fréquence	: 0,66 battements/mn.

Les échantillons analogiques prélevés des capteurs doivent être convertis sous forme d'impulsions grâce à un convertisseur analogique digital. Chaque échantillon devient un train d'impulsions

Pour transmettre successivement les huit (8) informations issues de huit sources différentes (capteurs), on utilise le système multiplex à voie dans le temps (commutation des voies).

Les impulsions obtenues modulent une porteuse haute fréquence de $215 \div 235$ MHz qui sera envoyé par voie hertzienne vers le récepteur. A la réception, les impulsions sont reçues puis converties par un convertisseur numérique-analogique qui reconstitue l'information originale avec une erreur de transmission inférieure à 50 mV.

Schéma bloc du système de télémesure FM-FM - figure 1

CHAPITRE 1 - Capteurs utilisés en biologie

I-1. Définition 1 : Les capteurs sont des dispositifs traduisant la grandeur de paramètres naturels en information électrique.

Définition 2 : Les capteurs ou transducteurs utilisés pour les mesures biologiques; bien qu'ils ne diffèrent pas en principe de ceux utilisés dans l'industrie présentent toutes fois des particularités telles que :

- a. leurs sensibilités doivent être d'un ordre de grandeur plus élevé que celles des transducteurs utilisés dans l'industrie, compte tenu du fait que la majorité des paramètres biologiques non électriques sont d'un ordre de grandeurs plus petits que ceux industriels;
- b. Ils doivent avoir, dans certains cas, des dimensions et poids extrêmement réduits, comme les microtransducteurs utilisés pour mesurer la pression intra-cardiaque.

I-2. Transducteurs de température

Pour mesurer la température, on peut employer comme transducteurs des thermocouples, des résistances variables avec la température, des semi-conducteurs, des tubes photo électrique.

Le choix du capteur ou du transducteur est lié à son domaine d'utilisation. Dans la gamme de température : $34^{\circ}\text{C} \pm 42^{\circ}\text{C}$.

On peut employer comme transducteurs de T^2 des diodes ou des transistors au germanium ou silicium.

L'utilisation des diodes semi-conductrices est basée sur la variation, de manière inversement proportionnelle avec la T^2 , du courant de saturation I_s telle que :

$$I_s = I_{s_0} \exp\left(\frac{B}{T_0} - \frac{B}{T}\right)$$

$B =$ constante

$I_{s_0} =$ courant inverse à la température T_0

$$R_T = R_{T_0} \exp\left(B \frac{T_0 - T}{T_0 T}\right)$$

R_T : résistance du transducteur utilisé

T_0 : température de référence.

Si l'on emploie des transistors, on utilise la variation du courant résiduel de collecteur, obtenu pour une tension constante appliquée entre la base et l'émetteur.

La grandeur qu'exprime la valeur de la température est le courant collecteur I_c telle que :

$$I_c \cong K_1 T^3 \exp(e (V_{BE} - E_g)/KT)$$

avec e : charge électrique élémentaire

K_1 : constante

K : constante de Boltzmann

E_g : différence de potentiel correspondant au niveau énergétique des bandes de valence et de conduction.

I-3. Transducteurs de pression

Les appareils cardiovasculaires utilisent des transducteurs de pression sanguine pouvant mesurer des pressions de : $0 \div 300\text{mmHg}$. Pour mesurer la pression sanguine, on a créé un grand nombre de types de transducteurs (passifs ou actifs) comme les transducteurs inductifs, capacitifs, résistifs (strain-gauge), prézo-résistifs, prézoélectriques etc.. Les plus répandus sont ceux inductifs, résistifs (strain-gauge) et plus récemment les transducteurs piézo-résistifs.

Tous ces transducteurs sont munis d'une membrane élastique qui transforme les variations de la pression sanguine en variations de déplacement; celles-ci sont ensuite transformées en variations d'un paramètre électrique comme : inductance, résistance, etc... Les transducteurs de mesure de la pression, utilisés en biologie doivent répondre à certaines exigences notamment :

- ils doivent permettre la stérilisation par des désinfectants ou à l'autoclave à 145°C . La pression est mesurée à l'aide d'un transducteur inductif, monté dans le piston d'une seringue de 5 cm^3 , par la simple introduction de l'aiguille de la seringue dans l'artère.

Le transducteur inductif différentiel est connecté dans les bras d'un pont de courant alternatif.

Les variations de pression induisent des variations de la réactance du transducteur, qui modifient l'équilibre du pont.

Le signal est redressé après amplification pour l'utilisation.

I-4. Transducteurs de battements

La gamme de battements obtenue à l'aide d'un électro en céphalogramme (ECG) s'étend de $F = 40 \div 120\text{ bat/mn}$. La détection des battements du coeur et leur transformation en signal électrique peuvent être obtenues par plusieurs méthodes. Exemple de mesure: méthode de mesure à réponse lente. A l'aide d'un réseau à diodes et capacités on peut transformer les battements du coeur en une tension électrique.

On obtient une tension V_0 proportionnelle au nombre de battements. Il suffit de graduer l'instrument en unité de fréquence.

Le pouls est détecté par la méthode photo-pléthysmographique. Le transducteur est formé d'une source de lumière fixée au-dessus du bout du doigt et d'une photo-résistance placée au-dessous du doigt.

Les variations de l'opacité du tissu, produites par le passage de l'onde pulsatoire, produisent des variations de la quantité de lumière qui tombe sur la photo-résistance. (cf. appareils de mesure tome I par I. ALEXIU (MASSON) pages $459 \div 463$).

CHAPITRE II - Conversion analogique-numérique

II-1. Définition : Un convertisseur analogique-numérique est un dispositif qui reçoit un signal analogique A et le transforme en un signal numérique N avec une précision et une résolution donnée, en le comparant à une tension de référence U_{ref} .

Le message transmis ayant une longueur finie, N peut-être considérée comme l'approximation la plus voisine du résultat compte tenu de la résolution du système.

Le signal à convertir A peut s'écrire sous la forme :

$$A = U_{ref} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} + \frac{b_{n+1}}{2^{n+1}} \right)$$

La longueur du mot binaire obtenu après conversion étant limitée à n bits, il faut arrêter la division de A par U_{ref} à l'ordre n et écrire :

$$A \simeq U_{ref} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right)$$

Les termes que l'on néglige : b_{n+1}, b_{n+2}, \dots représentent l'erreur de conversion appelée aussi erreur de quantification.

La conversion analogique-numérique (CAN) réalise donc une quantification. Cette opération consiste à remplacer la tension A par une tension discrète multiple d'une quantité élémentaire appelée quantum .q. de valeur U_{ref} de sorte :

$$\left| A - N \frac{U_{ref}}{2^n} \right| \leq \frac{1}{2} \frac{U_{ref}}{2^n}$$

II-2. Opérations effectuées en CAN

- Echantillonnage. L'échantillonnage est la première opération que l'on peut rencontrer lors d'une conversion.

Echantillonner une fonction, c'est prélever la valeur de cette fonction, pendant un certain intervalle de temps, de manière périodique; c'est donc lui substituer une autre fonction, discontinue, obtenue à partir de la fonction continue par découpage de cette dernière. figure II-1, moyennant certaines précautions, la fonction échantillonnée représente correctement la fonction initiale.

Dans cette opération, le paramètre important est la période d'échantillonnage, qui est liée à la forme du signal analogique que l'on désire convertir. Pour connaître les valeurs que l'on peut lui attribuer, il convient de procéder à l'analyse spectrale du signal échantillonné.

- Echantillonnage idéal :

L'échantillonnage idéal présente une étude théorique simple; car la largeur des impulsions d'échantillonnage est supposée nulle fig.II-2.

soit $X(t)$: le signal à échantillonner

$X^*(t)$: le signal échantillonné.

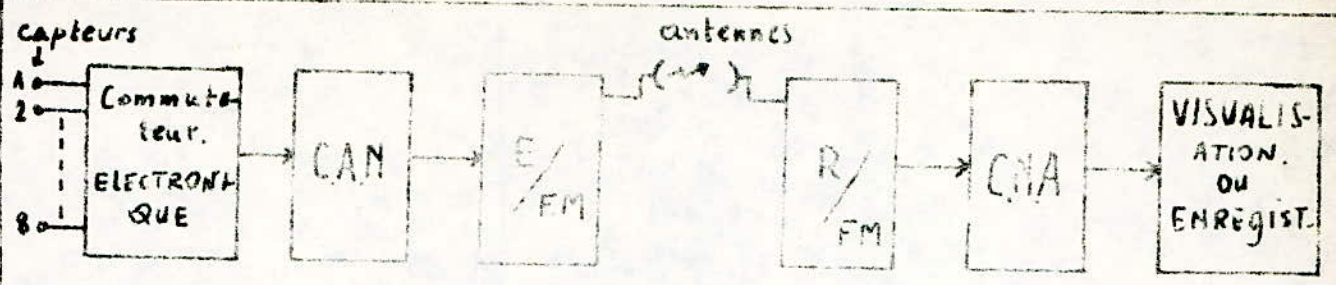
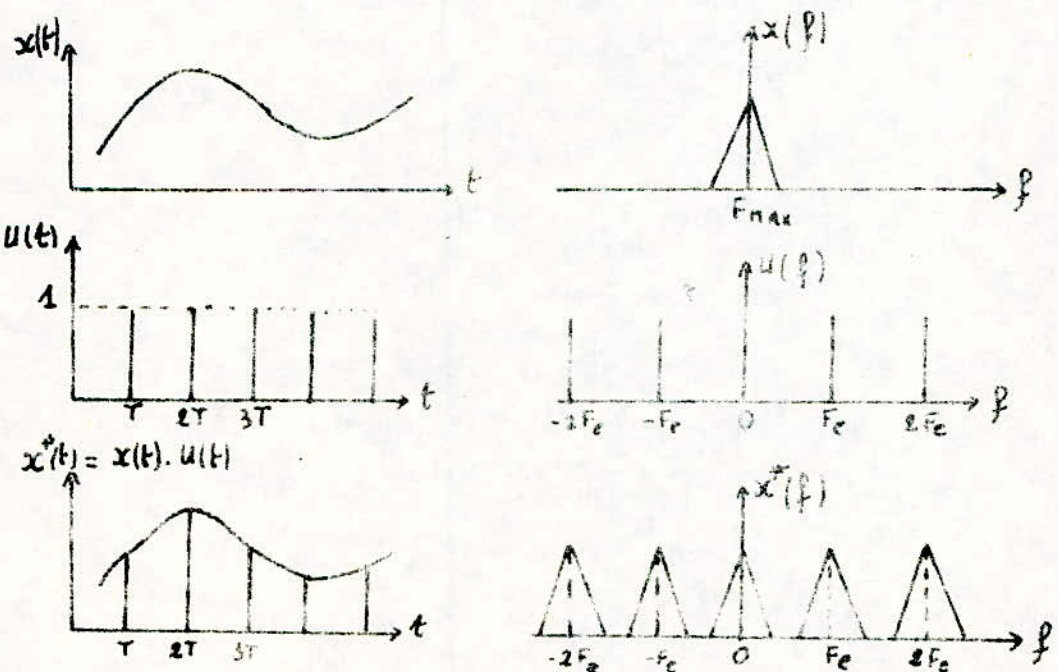
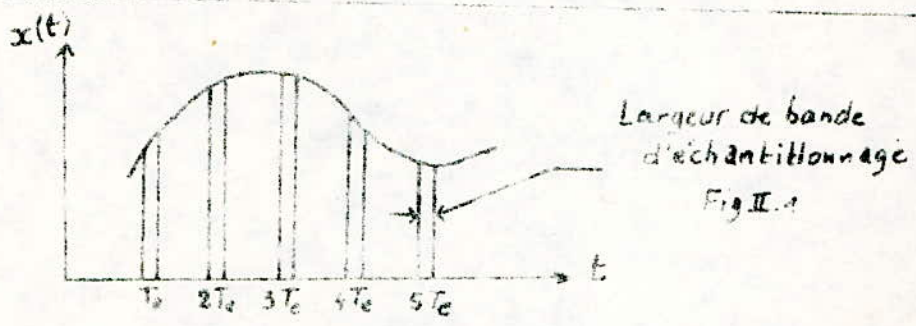


Schéma bloc du système de Télémessure FM : Fig. 1.



$F_c = \frac{1}{T}$ fréquence d'échantillonnage
Fig. 2.

Le train d'impulsion d'échantillonnage sera représenté par la fonction $U(t)$.

Un signal $X(t)$ est représenté dans le domaine des fréquences par la fonction $X(f)$, telle que $X(f)$ est la transformée de Fourier directe de $X(t)$.

On l'obtient à partir de l'intégrale suivante :

$$X(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{+\infty} X(t) e^{-2\pi jft} dt$$

La fonction $X^*(t)$ représentant le signal échantillonné s'obtient en multipliant $X(t)$ par la fonction $U(t)$ soit : $X^*(t) = X(t)U(t)$

Pour des impulsions idéales d'amplitude unité, de période T et de largeur nulle; $U(t)$ peut s'écrire :

$$U(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT)$$

$\delta(t)$ est l'impulsion de Dirac définie mathématiquement par :

$$\delta(t) = 0 \quad \forall t \neq 0 \quad \text{et} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} \delta(t) dt = 1$$

On passe aisément de l'espace "temps" à l'espace "fréquence" par l'intermédiaire de la transformée de Fourier.

$$X(\omega) = \int_{T_1}^{T_2} X(t) e^{-j\omega t} dt$$

T_1 et T_2 sont les limites en dehors desquelles la fonction $X(t)$ est nulle.

$X(t)$ s'exprime sous la forme d'une série de Fourier :

$$X(t) = \sum C_n e^{j \frac{2\pi n}{T_2-T_1} t}$$

$$\text{avec } C_n = \frac{1}{T_2-T_1} \int_{T_1}^{T_2} X(t) e^{-j \frac{2\pi n}{T_2-T_1} t} dt = \frac{1}{T_2-T_1} \times \left(\frac{2\pi n}{T_2-T_1} \right)$$

La fonction $X(t)$ et par conséquent son spectre sont donc déterminés en effectuant successivement des échantillonnage définis avec :

$$\begin{cases} \omega = n \omega_e \\ \omega_e = \frac{2\pi}{T_2-T_1} \end{cases}$$

Pour reconnaître la fonction initiale, une fois l'avoir remplacée par la fonction échantillonnée, il faudra prévoir quelques précautions telle que :

- avoir une relation entre la fréquence d'échantillonnage F_e et la fréquence maximale F_{\max} du spectre $X(f)$.
- la relation entre F_e et F_{\max} porte le nom de théorème d'échantillonnage ou théorème de Shannon suivant :

"un signal $X(t)$ dont le spectre est limité à la fréquence F_{\max} est entièrement déterminé par la suite complète de ses échantillons

est entièrement déterminé par la suite complète de ses échantillons prélevés à des intervalles de temps réguliers de valeurs $T = \frac{1}{2F_{\max}}$ 9

- Quantification : L'opération de quantification se rencontre dans les systèmes transformant une grandeur analogique en une information numérique. Une information numérique se présente sous la forme d'un message ayant une longueur bien définie ; ainsi dans une base b , n chiffres permettent de coder $N = b^n$ valeurs distinctes.

On ne pourra donc coder que N valeurs définies de la grandeur analogique. La quantification est l'opération qui consiste à remplacer la valeur exacte du signal par une valeur choisie parmi les N valeurs quantifiées.

- Caractéristiques de quantification

Toute quantification introduit une erreur, ceci provient du fait qu'on remplace la valeur exacte du signal par une valeur approchée. L'erreur de quantification ϵ , lorsque le quantum q vaut $\frac{A}{b^n}$ dans une base b du système, avec la valeur maximale A du signal à convertir est donnée par : $|\epsilon| < \frac{A}{b^n}$

Le signal quantifié ne peut prendre qu'un nombre d'états ou de valeurs distinctes. Si l'escalier de la figure II-3 présente des marches d'égale amplitude, on dit que la caractéristique de quantification est régulière. Dans le cas où la caractéristique est irrégulière, il y a risque d'apparition des fluctuations du signal de sortie dues au bruit de quantification.

La précision d'un signal quantifié dépend de la finesse des échelons de quantifications.

- Dynamique du signal : En théorie, on sait qu'un signal ne peut pas être aussi grand qu'on veut, pour des raisons physiques (saturation par exemple). De plus, le bruit est obligatoirement présent. Ces deux limitations de grandeur absolue et de précision définissent la dynamique du signal par :

$$\text{Dynamique (db)} = \frac{\text{Puissance à la saturation}}{\text{Puissance du bruit à signal nul}} \quad \begin{matrix} \text{(ou puissance} \\ \text{équivalente} \\ \text{de la préci-} \\ \text{sion)}. \end{matrix}$$

Si le bruit $B(t)$ est additif et indépendant du signal, on a simplement :

$$\text{Dynamique} = \frac{\text{Puissance du signal max.} + \text{puissance de bruit}}{\text{Puissance de bruit}}$$

Lorsque le signal d'entrée varie dans le temps fig. II-4, l'erreur $\epsilon(t)$ correspondante est fonction du niveau de quantification et de la grandeur d'entrée $x(t)$. Lorsque le niveau q est suffisamment petit vis-à-vis de la dynamique du signal $x(t)$, l'erreur peut être considérée comme un bruit, dont la fréquence dépend de la fréquence maximale contenue dans le spectre de la fonction d'entrée.

La distribution statistique de l'erreur de quantification est en première approximation uniforme.

L'erreur $\epsilon(t)$ représente une suite de segments de droite de pente variable, bornés à $\pm q/2$ sauf lorsque le signal passe par un extrémum.

l'erreur peut se mettre sous la forme : $\xi = \alpha \cdot t$

α : pente variable des segments

$$-q/2\alpha < t < \frac{q}{2\alpha} \text{ pour un intervalle de temps } t,$$

l'erreur quadratique moyenne (puissance normalisée du bruit de quantification) est donnée par :

$$\xi^2 = \frac{\alpha}{q} \int_{-q/2\alpha}^{q/2\alpha} (\alpha t)^2 dt = \frac{q^2}{12}$$

- Codage : Le rôle du codage est d'établir une correspondance biunivoque entre le nombre de quantum q exprimant l'amplitude d'un échantillon et son expression dans un code déterminé.

Parmi les codes binaires utilisés, on distingue deux groupes :
les codes unipolaires et les codes bipolaires.

Il existe divers codes bipolaires : le code complément à 1, le code complément à 2, le code binaire décalé etc...

Le code unipolaire est appelé aussi code binaire pur .

II-3. Paramètres caractéristiques d'un CAN

Fonction de transfert idéal d'un CAN : figure II-5.

La fonction de transfert idéal d'un CAN est définie par les deux équations suivantes :

$$E_{\text{nom}} = U_{\text{ref}} \left(\frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{4} + \dots + \frac{b_n}{2^n} \right) \text{ (Erreur=0)}$$

$$E_{\text{nom}} - \frac{1}{2} \frac{U_{\text{ref}}}{2^n} < A < E_{\text{nom}} + \frac{1}{2} \frac{U_{\text{ref}}}{2^n}$$

U_{ref} : étendue de la tension à convertir (pleine échelle).

. Elle se compose de marches de largeur égales à $\frac{U_{\text{ref}}}{2^n}$ les milieux correspondant aux différentes valeurs de la tension E_{nom} .

. Les différents points sont alignés et la droite obtenue s'appelle caractéristique idéale d'un CAN.

Les transitions se produisent pour les tensions $E_{\text{nom}} + \frac{1}{2} \frac{U_{\text{ref}}}{2^n}$.

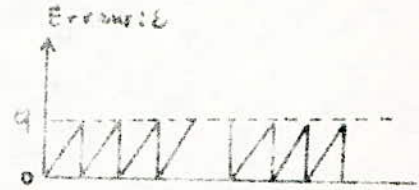
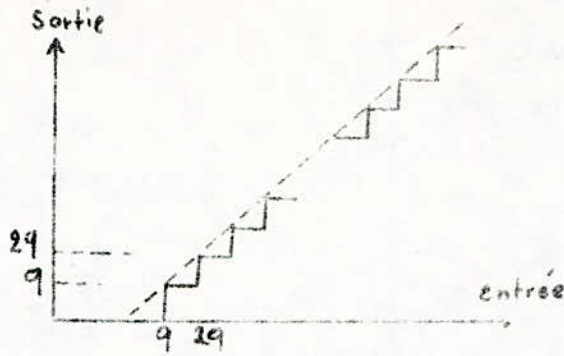
La valeur nominale de la tension que l'on peut convertir diffère de la tension U_{ref} d'un quantum car la valeur maximale de N est " $2^n - 1$ ".

- Résolution : Elle est définie par la plus petite variation de la tension que le convertisseur peut coder et indiquer.

- Temps de conversion : c'est le temps nécessaire pour obtenir en sortie un signal numérique correspondant au signal d'entrée analogique avec la précision désirée; il s'exprime en micro ou milli-seconde.

- Précision : la précision d'un CAN se définit comme l'écart existant entre la valeur théorique de E_{nom} fournissant un certain mot N en sortie et la valeur réelle de A fournissant ce mot. Cet écart s'appelle l'erreur absolue.

La précision d'un CAN est donnée par la connaissance de cet erreur.



Caractéristique de quantification
Fig II.3.

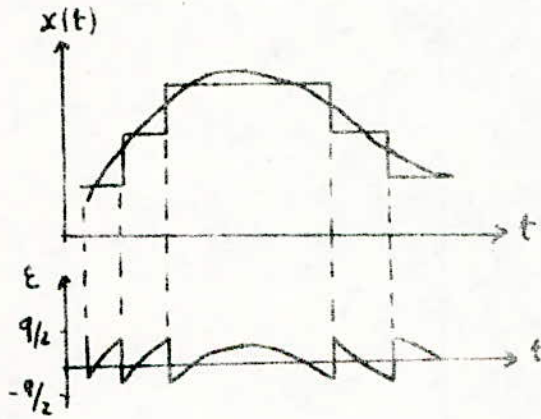
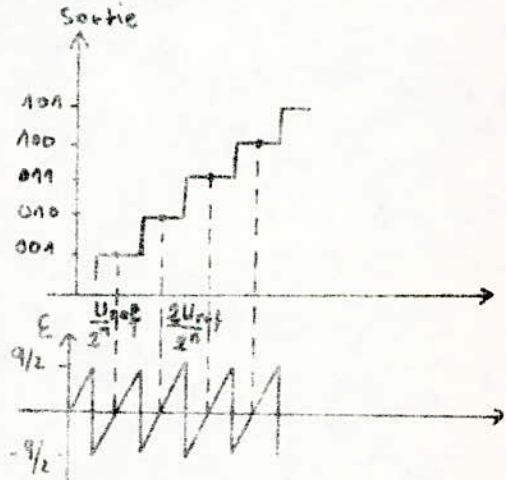


Fig: II.4.



Caractéristique idéale de transfert
d'un CAN Fig II.5

II-4. Erreurs dans les CAN

Les performances d'un CAN diffèrent généralement de celles que la théorie permet d'espérer. La caractéristique de transfert, au lieu d'avoir l'allure de la caractéristique idéale - figure II-5, peut avoir un décalage par conséquent une modification de l'erreur qui ne reste pas comprise dans l'intervalle $(-q/2, + q/2)$.

Les principales causes d'erreurs sont dues à :

- l'erreur de gain,
- l'erreur de décalage,
- l'erreur de linéarité, auquel il faut ajouter l'erreur de quantification.

II-5. Famille de CAN

Dans les convertisseurs analogiques-numériques nous rencontrons :

- les CAN séries ou CAN analogiques parmi lesquels nous citons :
 - convertisseur à rampe dont le principe consiste à déclencher au temps t_0 une rampe linéaire et en même temps à envoyer des impulsions d'horloge dans un compteur. La tension de la rampe est connectée à l'une des entrées d'un comparateur, l'autre entrée recevant la tension à mesurer,
- convertisseur à double rampe,
- convertisseur tension fréquence,
- convertisseur à transfert de charge.

Les CAN parallèles ou CAN logiques : ce sont des convertisseurs dans lesquels la partie logique est plus importante que la partie analogique, les plus connus sont :

- le convertisseur parallèle,
- le convertisseur à approximation successive.

Les convertisseurs logarithmiques : ce sont des CAN représentant une loi entrée-sortie logarithmique.

III-1. Choix du CAN et schéma synoptique

Le système de télémessure doit réaliser sa fonction tout en se préservant des défauts qui faussent sa mesure.

On peut citer les erreurs dues à la conversion et à la transmission de l'information.

L'émission HF des paramètres biologiques en FM est recommandée car à la réception la bonne qualité de l'information est assurée (cf. au chapitre IV). Notre CAN utilisé est un convertisseur série à éléments discrets. Il présente une simplicité du schéma avec son comparateur à diodes et une technique économique (pour maintenance et dépannage).

Le schéma synoptique est donné en fig. III-1.

III-2. Matrice de commutation à diodes

La sélection de l'information est effectuée par une matrice à diodes. La matrice de commutation est commandée par trois bistables. Sous l'action des impulsions externes $f_{G1}=600$ Hz, les bascules de commande présentent les états de sorties conformes au tableau des coïncidences fig. III-2 correspondants au chronogramme fig. III-3.

Les informations des différents capteurs sont transmises successivement au comparateur à diodes. Les diodes utilisées sont du type AAZ 17.

Les canaux de marquage : (I_M, II_M, III_M, IV_M) correspondent aux tensions suivantes : (2; 3; 4; 5) volts.

III-4. Circuit de commande du commutateur (choix des éléments)

La commande de la matrice à diodes de commutation est assurée par l'état de basculement de trois multivibrateurs bistables identiques placés en série et commandés par les impulsions du générateur astable $f_{G1} = 600$ Hz.

Soit le schéma classique d'un bistable symétrique fig. III-4. Le courant de saturation I_{Cs} du collecteur doit vérifier la condition : $I_{Cs} < I_{CMAX} = 300$ mA

pour $I_{Cs} = 10$ mA, la résistance du collecteur R_C est donnée par

$$R_C = \frac{E_c}{I_{Cs}} = \frac{3}{10 \cdot 10^{-3}} = 300 \Omega$$

pour la fréquence de coupure $f_{\alpha} = 1$ MHz du transistor, on calcule la valeur de la capacité C par :

$$C = \frac{1}{2\pi R_C \cdot f_{\alpha}} \approx 200 \text{ pF, en vérifiant que le temps de montée de l'impulsion } t_m \ll T = \frac{1}{f_{\alpha}} = 1 \mu\text{s par } t_m \approx 2 R_C \approx 0,32 \mu\text{s}$$

$$(0,32 \mu\text{s} < 1 \mu\text{s})$$

Calcul des résistances R et R_B

La résistance R_B doit vérifier la condition de blocage c'est-à-dire :

$$R_B \leq \frac{1,4 (E_c + E_B)}{I_{COMAX}}$$

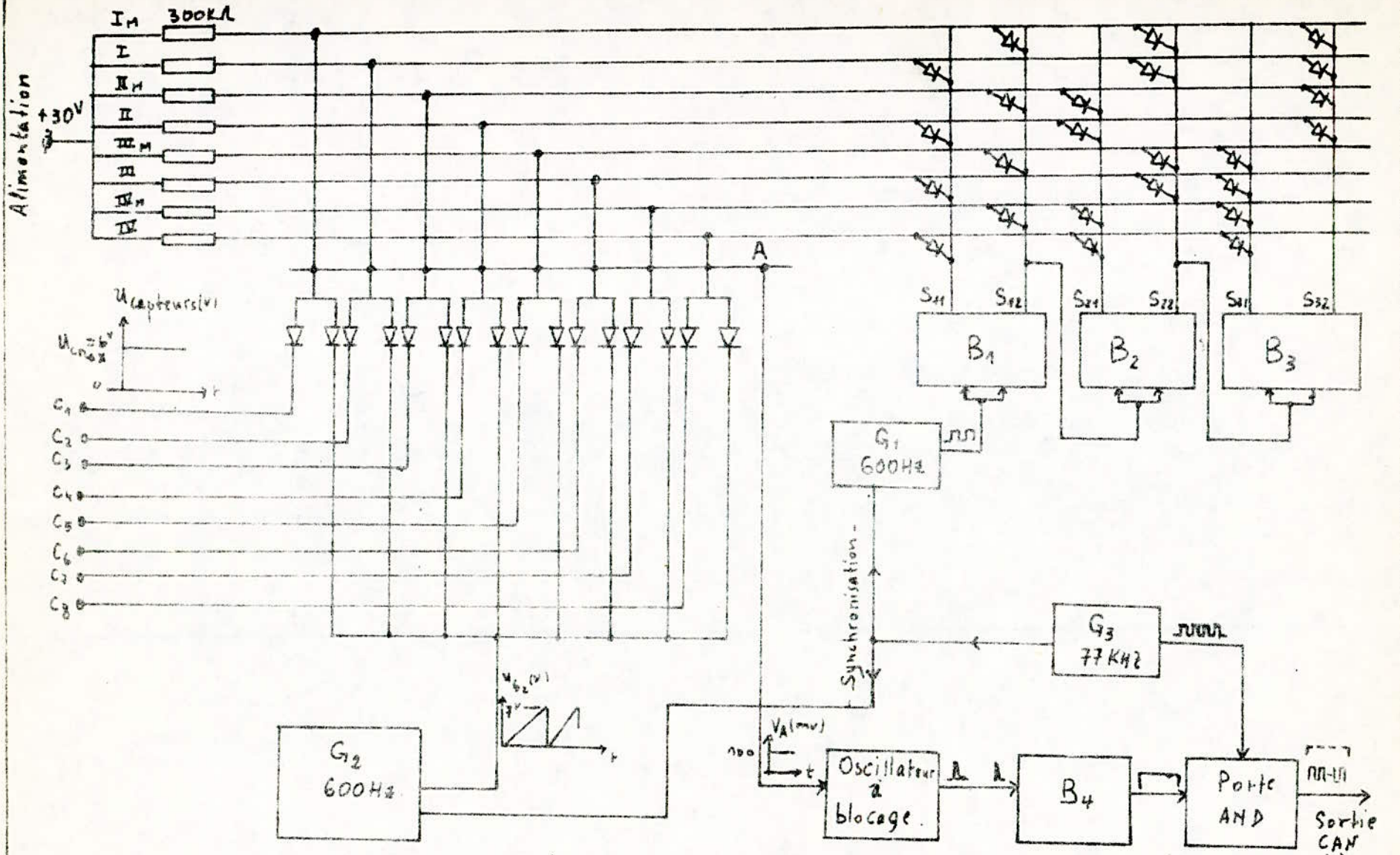
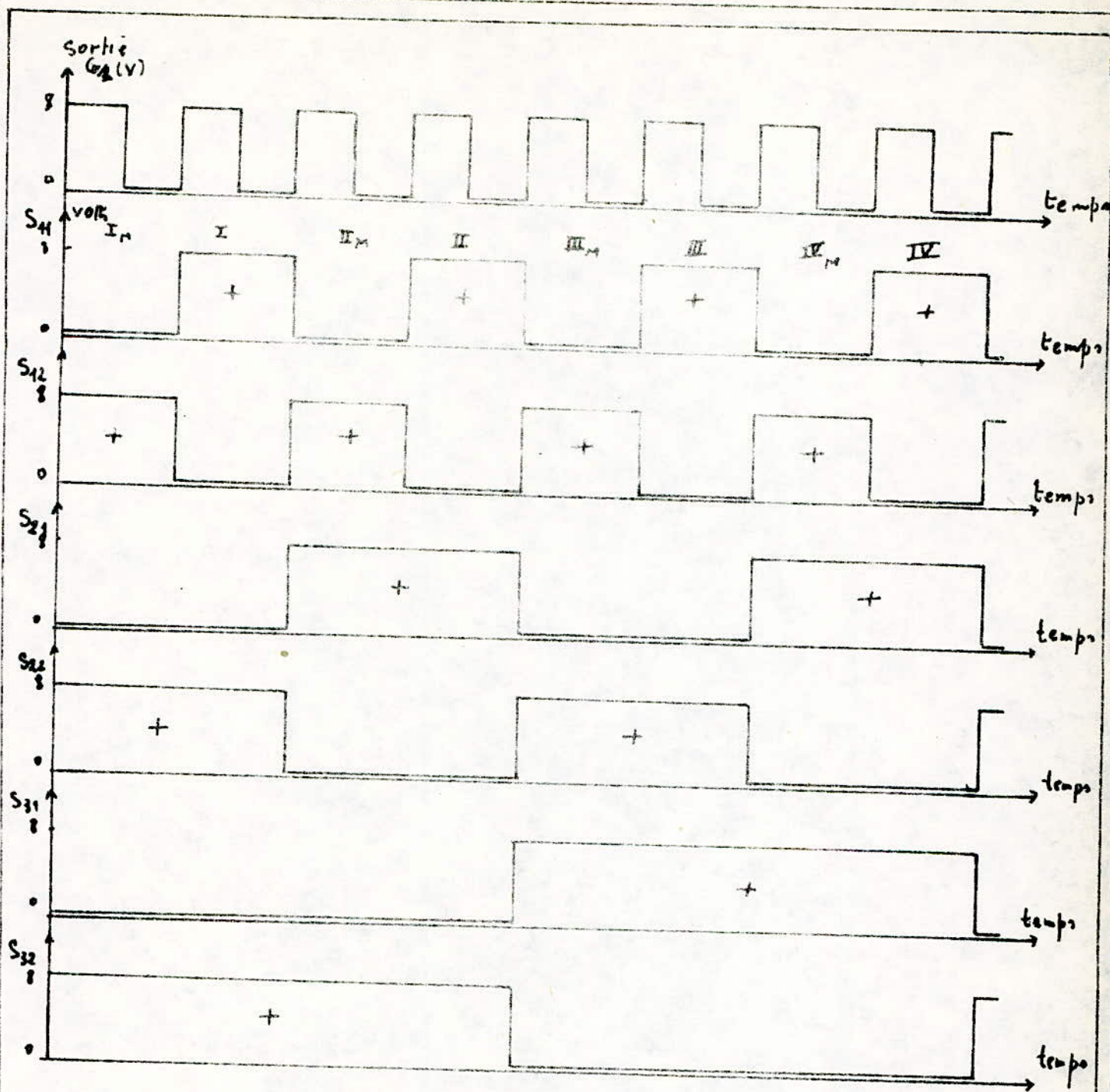


Schéma Synoptique du CAN Fig III.1.



Chronogramme relatif à l'état des bascules B_1, B_2, B_3 Fig III₃.

Le transistor 2N2222 (Si) possède un $I_{COMAX} \approx 0,1 \mu A$ aux conditions de travail ($T^\circ \approx 55^\circ C$)

$$R_B \leq \frac{1,4 (8+4)}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 168 \text{ M}\Omega$$

On choisit $R_B = 30 \text{ K}\Omega$. La condition de blocage du transistor est assurée car $R_B \cdot I_{COMAX} = 3 \text{ mV} < V_{BE_{\text{blocage}}} = 0,5 \text{ volt}$.

Lorsque le transistor T_2 est saturé, le courant traversant la résistance R est donnée par la relation approchée :

$$I_R \approx (0,05 \div 0,1) I_{CS}$$

pour $I_R \approx 0,06 I_{CS} \approx 0,6 \text{ mA}$

$$\text{On a } R_C + R = \frac{R_C + (V_{BE})S}{I_R} = \frac{8 + 0,7}{0,6 \cdot 10^{-3}} \approx 14 \text{ K}\Omega$$

$$R = 13,2 \text{ K}\Omega \approx 13 \text{ K}\Omega$$

III-4. Comparateur à diodes : fig. III-5

Le niveau de tension compris entre $0 \div 6V$ du canal n ($n = 1, 2, \dots, 8$) se trouve comparé successivement à une tension linéaire ($0,7 \text{ V}$), délivrée par un générateur de tensions en dents de scie de fréquence $f_{G_2} = 600 \text{ Hz}$.

La logique adoptée est telle que :

- Etat "0"..... 0 volt
- Etat "1" + 8 volts

Lorsque les sorties des bascules B_1, B_2, B_3 $s_{ij} = 0$ $i = 1, 2, 3,$
 $j = 1, 2$

les diodes branchées respectivement à ces sorties seront conductrices, le potentiel des anodes A sera toujours nul.

Le canal n est alors court-circuité., cependant lorsque les sorties de bascules $s_{ij} = 1$, les diodes respectives seront bloquées et le potentiel des anodes atteindra la valeur V_A lorsque le niveau de tension de référence du générateur sera égal à celui du canal n .

- calcul du potentiel V_A : figure III-6.

$$V_A = \frac{r_D + R_i}{300 \cdot 10^3 + r_D + R_i} \times 30 \approx 100 \text{ mV}$$

- $r_D \approx 30 \Omega$: résistance de la diode
- $R_i \approx 1K \Omega$: résistance d'entrée du générateur G_2 .

III-5. Générateurs d'impulsions rectangulaires de fréquences

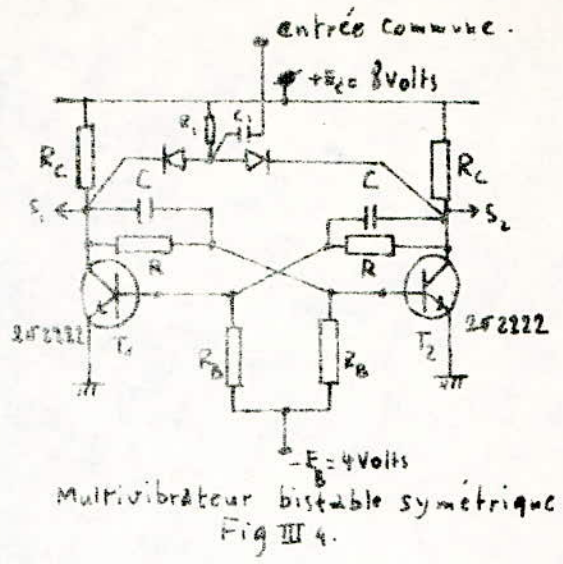
$$f_{G_1} = 600 \text{ Hz} \text{ et } f_{G_3} = 77 \text{ KHz (choix des éléments)}$$

a. les impulsions rectangulaires d'amplitudes maximales 8 volts sont délivrées par un multivibrateur astable de fréquence $f_{G_1} = 600 \text{ Hz}$.

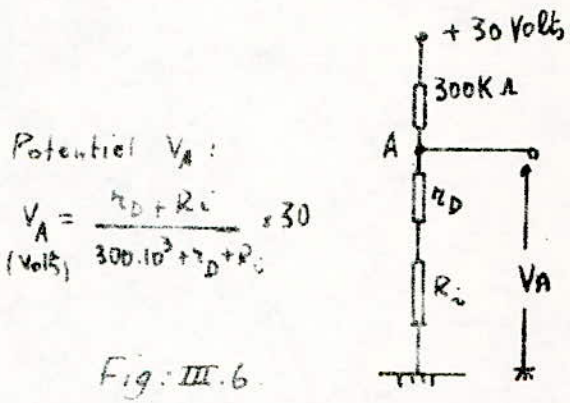
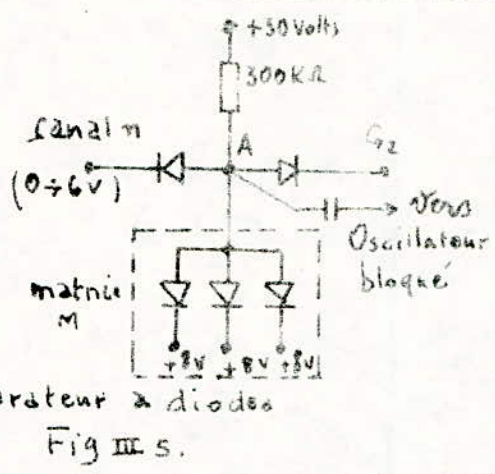
Le choix des éléments est effectué sur un montage symétrique fig. III-7.

Etat _i	L'andux		B ₁		B ₂		B ₃	
			S ₁₁	S ₁₂	S ₂₁	S ₂₂	S ₃₁	S ₃₂
1	I _M	C ₁	0	1	0	1	0	1
2	I	C ₂	1	0	0	1	0	1
3	II _M	C ₃	0	1	1	0	0	1
4	II	C ₄	1	0	1	0	0	1
5	III _M	C ₅	0	1	0	1	1	0
6	III	C ₆	1	0	0	1	1	0
7	IV _M	C ₇	0	1	1	0	1	0
8	IV	C ₈	1	0	1	0	1	0

Tableau des coïncidences Fig III 2.



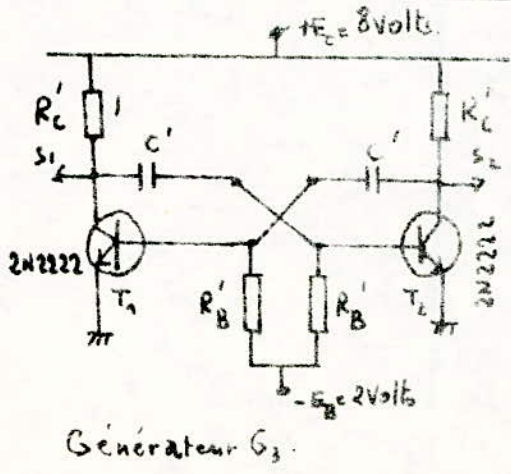
Multivibrateur bistable symétrique Fig III 4.



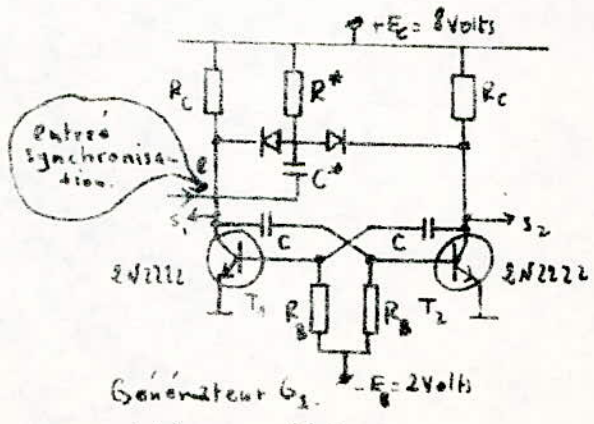
Potentiel V_A :

$$V_A = \frac{r_D + R_C}{300 \cdot 10^3 + r_D + R_C} \cdot 30$$

(Volts)



Générateur G₃.



Générateur G₁.

Multivibrateurs astables symétriques Fig III.7

... sur un montage symétrique fig .III-7.

I8

La période T des impulsions est donnée par :

$$T = \frac{1}{f_{G1}} = 2 \tau \ln \left(\frac{E_C + E_B}{E_B} \right) \text{ avec } \tau = R_B \cdot C = C \tau^{\text{e}} \text{ de temps.}$$

$$\tau = \frac{1}{2 f_{G1} \ln \left(\frac{E_C + E_B}{E_B} \right)} \# 518 \mu s$$

La résistance R_B est calculée à partir de l'inégalité :

$$\frac{(I_{CB})_{\text{Max}} \cdot R_B}{1,4 \cdot E_B} \leq 0,1 \Rightarrow R_B \leq \frac{0,1 \cdot 1,4 \cdot E_B}{(I_{CO})_{\text{Max}}}$$

$(I_{CO})_{\text{Max}} \approx 0,1 \mu A$ (Transistor 2N2222. Si)

$$R_B \leq \frac{0,1 \cdot 1,4 \cdot 2}{0,1 \cdot 10^{-6}} = 2,8 \text{ M } \Omega$$

on choisit $R_B = 25 \text{ K } \Omega$; la capacité $C = \frac{\tau}{R_B} \# 20 \text{ nF}$

calcul de la résistance R_C

On a toujours $I_{CS} < I_{C\text{MAX}} = 800 \text{ mA}$

Pour $I_{CS} = 10 \text{ mA}$ (courant collecteur de saturation).

$$R_C = \frac{E_C}{I_{CS}} = \frac{8}{10 \cdot 10^{-3}} = 800 \Omega$$

b. choix des éléments du générateur $f_{G3} = 77 \text{ KHz}$

Pour le même transistor 2N2222 (Si); on calcule la période

$$\text{de } T_M = \frac{1}{f_{G3}}, T_M = 13 \mu s \text{ et } \tau_M = \frac{1}{2 f_{G3} \ln \left(\frac{E_C + E_B}{E_B} \right)} = R_B \cdot C' \approx 4 \mu s$$

$$C' = \frac{\tau_M}{R_B} \approx 160 \text{ pF}$$

$$R_B' = R_B = 25 \text{ K } \Omega$$

$$R_C' = R_C = 800 \Omega$$

- calcul de la fréquence de modulation $f_M = f_{G3}$ et de la valeur du quantum q

Les paramètres biologiques choisis ont une fréquence :

$$f_{\text{Max}} \approx 200 \text{ Hz.}$$

La fréquence d'échantillonnage $f_e = f_{G2}$ est donnée par l'expression $f_{G2} \gg 2f_{\text{MAX}}$ (d'après le théorème de Shannon)

On fixe la fréquence $f_{G2} = 600 \text{ Hz}$

Le générateur de fréquence f_{G2} délivre une tension linéaire de la forme fig.III-8.

Le CAN utilisé possède une résolution de $n = 7$ bits.

$$U_{\text{MAX}} \longrightarrow 2^7 = 128 \text{ impulsions (pleine échelle).}$$

Le niveau de tension continue maximum délivré par le canal n est de 6 V.

En faisant correspondre 120 impulsions à 6 volts; on détermine la valeur du quantum par :

$$q = \frac{6 \text{ volts}}{120} = 50 \text{ mV}$$

Détermination de la fréquence de modulation $f_M = f_{G_3}$:

$$T = \frac{1}{f_{G_2}} = \frac{1}{600} = 1660 \text{ microsecondes}$$

La période de modulation T_M est donnée par :

$$T_{\text{Mod}} = \frac{T}{128} = 13 \text{ microsecondes}$$

correspondant à $f_{G_3} = \frac{1}{T_{\text{Mod}}} \approx 77 \text{ KHz}$

III-5. Générateur de tensions en dents de scie : (choix des éléments)

Le schéma de la figure III-12 utilise un transistor bipolaire et un transistor U.J.T. du type 2 N 1671 dont les caractéristiques sont données à la figure III-13.

La figure III-15 nous donne la valeur du coefficient de linéarité ϵ

L'erreur maximale tolérée de 50 mV correspond au milieu de l'arc ($\approx 12 \text{ v}$)

ϵ doit vérifier l'expression : $\epsilon \leq \frac{\text{Erreur } 100\%}{12 \text{ volts}}$

$$\Rightarrow \epsilon \leq \frac{50 \cdot 10^{-3}}{12} \times 100 \% = 0,41 \%$$

Pour $\epsilon \approx 0,25 \%$; on calcule la constante de temps de charge de C par : $\tau = \frac{td}{\epsilon}$ avec td : temps de marche en direct (fig. III-14) de l'impulsion en dents de scie.

On fixe $td = 4T = 4 \cdot 1660 \mu\text{s} = 6,64 \text{ ms}$

$$\tau = \frac{6,64}{0,25} = 26,56 \text{ ms} = R_{\text{ch}} \cdot C$$

Pour $R_{\text{charge}} = 3 \text{ k}\Omega$, $C = \frac{26,56 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^3} = 8,8 \mu\text{F}$

Calcul du coefficient d'utilisation de l'alimentation : α (capa)

$$\alpha = \frac{U_{\text{Max}}}{E} = \frac{7\text{V}}{30\text{V}} \approx 0,24 \text{ (faible)}$$

III-6. Oscillateur à blocage déclenché : (choix des éléments)

La figure III-11 représente un schéma simple d'un oscillateur à blocage déclenché.

En absence d'impulsion extérieur, le transistor T est en régime de blocage. Si une impulsion positive est appliquée à la base, le transistor commence à conduire, la variation de I_C est à l'origine d'une force contre électromotrice (f.c.e.m.) induite dans le primaire du transformateur. Cette dernière provoque l'apparition d'une tension aux bornes du secondaire, tension venant renforcer l'état de conduction du transistor.

Le passage du blocage à la saturation s'effectue rapidement. A la disparition de l'impulsion positive externe, le transistor tend à retourner au blocage, par conséquent le transformateur agit en sens inverse.

Choix des éléments

On fixe $I_{C_{ad}} = 30 \text{ mA}$ (courant collecteur admissible) et la durée de l'impulsion $t_i \approx 3 \mu\text{s}$

Le transistor est choisi tel que :

$$f_c \gg \frac{3 \div 10}{t_i} \text{ fréquence de coupure : } f \gg 3,3 \text{ MHz}$$

$$R_c \gg \frac{E_c}{I_{C_{ad}}} = \frac{8}{30 \cdot 10^{-3}} = 0,1 \text{ K}\Omega \longrightarrow R_c \approx 1 \text{ K}\Omega$$

$$L \gg \frac{E_c \cdot t_i}{I_{C_{ad}}} = \frac{8 \cdot 3 \cdot 10^{-6}}{30 \cdot 10^{-3}} = 0,3 \mu\text{H} \longrightarrow L \approx 30 \mu\text{H}$$

$$R_B \leq \frac{E_B}{10 \cdot I_{C_{ad}}} = \frac{2}{10 \cdot 30 \cdot 10^{-3}} = 400 \text{ K}\Omega \text{ et } R_B \geq (10 \div 20) R_e^+ \longrightarrow R_B \gg 20 \text{ K}\Omega$$

R_e^+ : résistance d'entrée du transistor = $1 \text{ K}\Omega$

On choisit $R_B = 30 \text{ K}\Omega$

$$t_i = 3\tau_1 \approx 3 C_B r_{LS} \begin{cases} \tau_1 : \text{constante de charge de } C_B \\ r_{LS} : \text{résistance de l'enroulement secondaire} \end{cases}$$

La valeur de C_B est :

$$C_B = \frac{t_i}{3 r_{LS}} = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10} = 0,1 \mu\text{F}$$

$$\text{avec } \tau_r = C_B R_B = 3 \mu\text{s} \ll T_{\text{Mod}} = 13 \mu\text{s}$$

III-7. Circuit de reproduction d'impulsion

Ce circuit est constitué d'un multivibrateur bistable à entrée commune, d'une horloge $f_{G_3} = 77 \text{ KHz}$ et d'une porte "ET" à diodes figure III-9.

Le multivibrateur bistable change d'état à chaque impulsion positive issue de l'oscillateur à blocage, figure III-10.

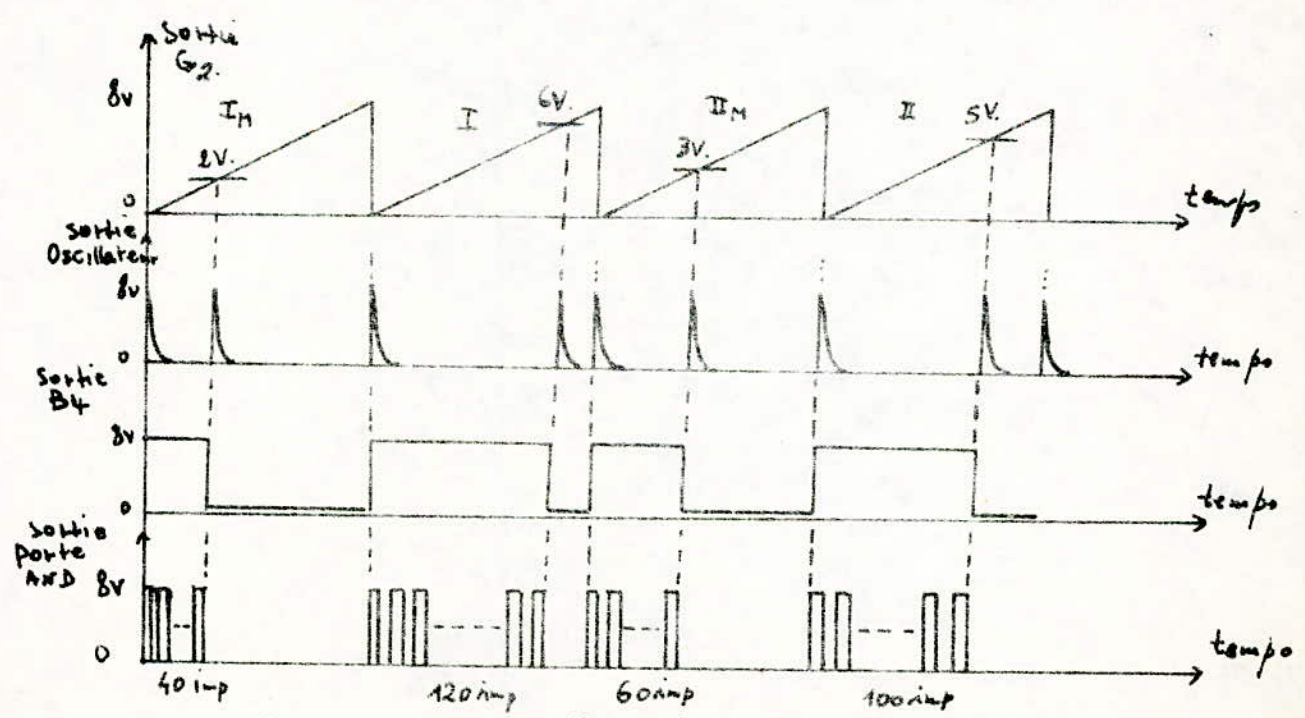
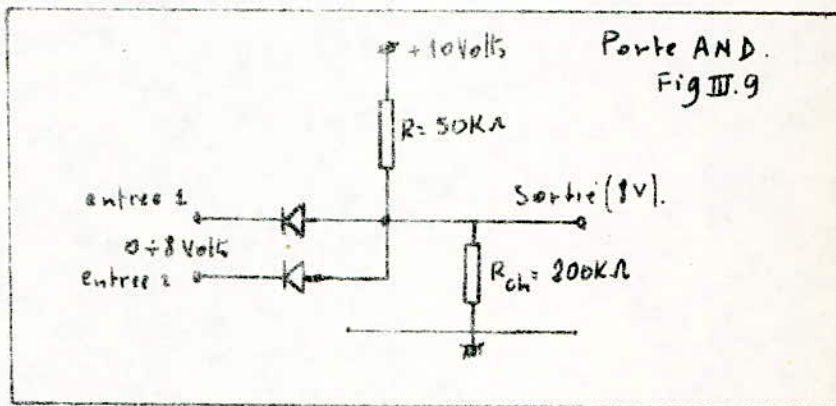
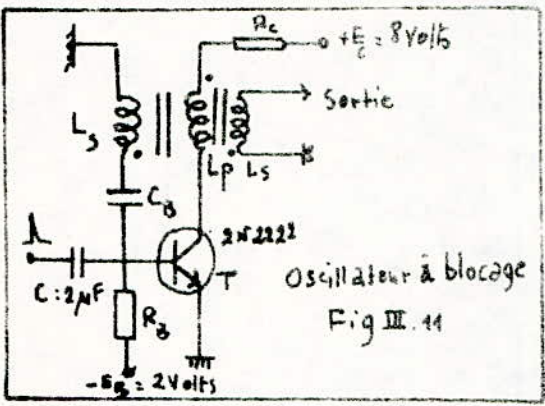
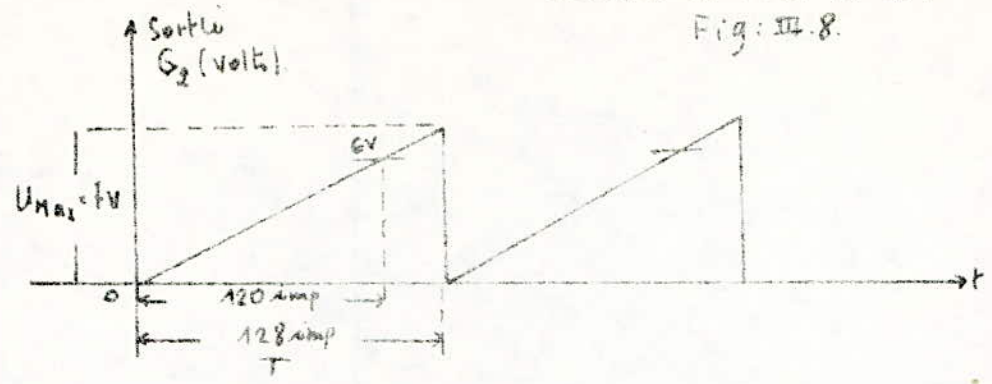
III-8. Fonctionnement du CAN et erreur de conversion. fig. III-1

Les échantillons de tensions délivrés par les capteurs sont transmis successivement et périodiquement au comparateur par la matrice de commutation à diodes.

Le niveau de tension constant du canal (au moment de la conversion) se trouve comparé à une tension en rampe délivrée par le générateur en dents de scie de fréquence f_{G_2} .

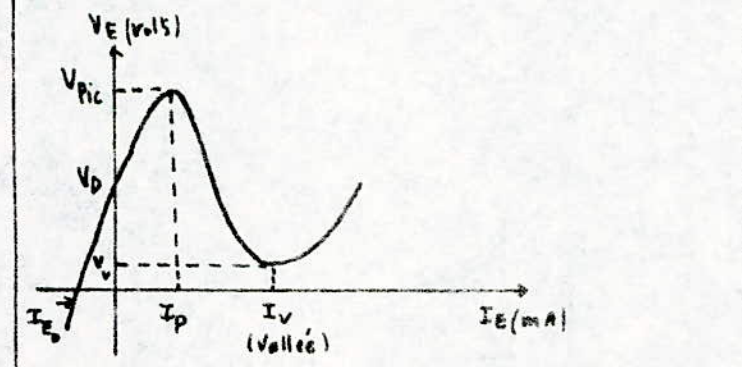
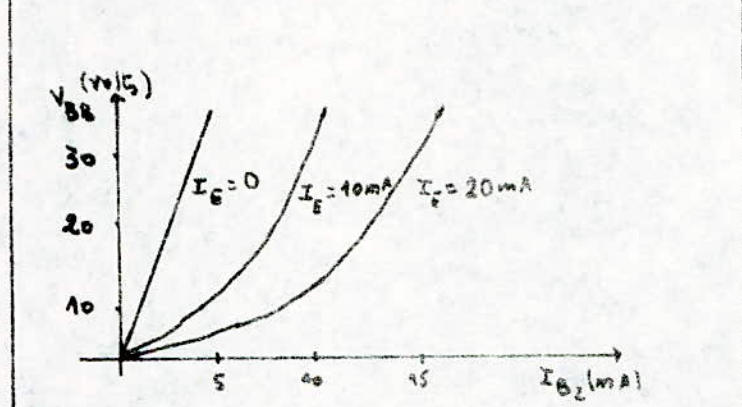
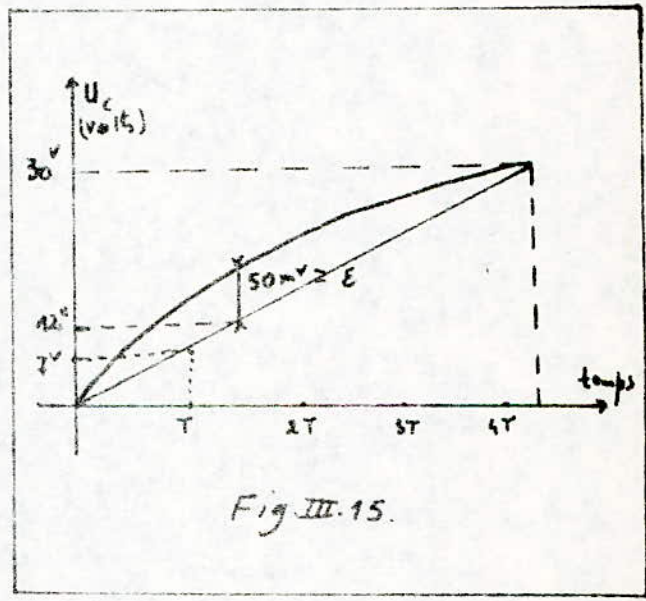
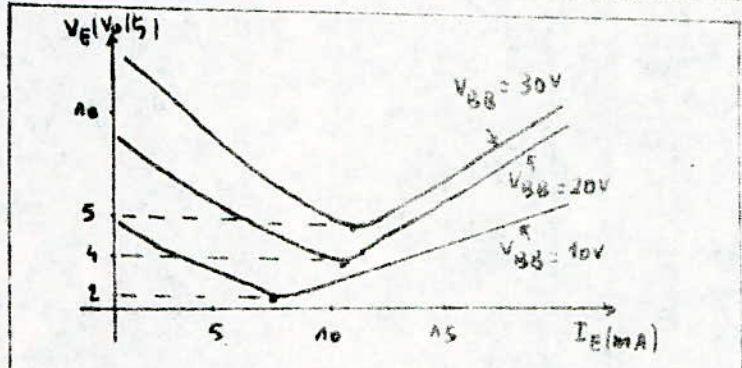
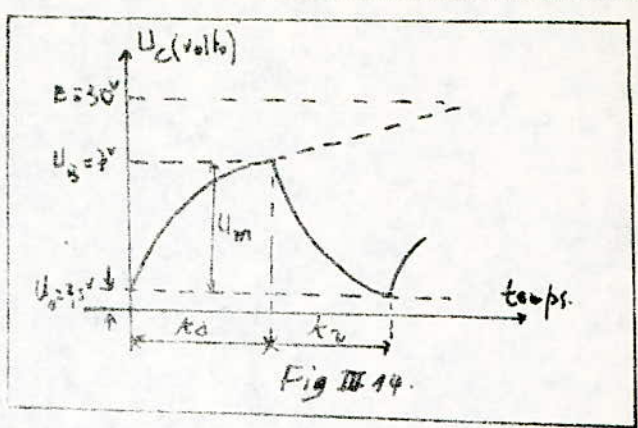
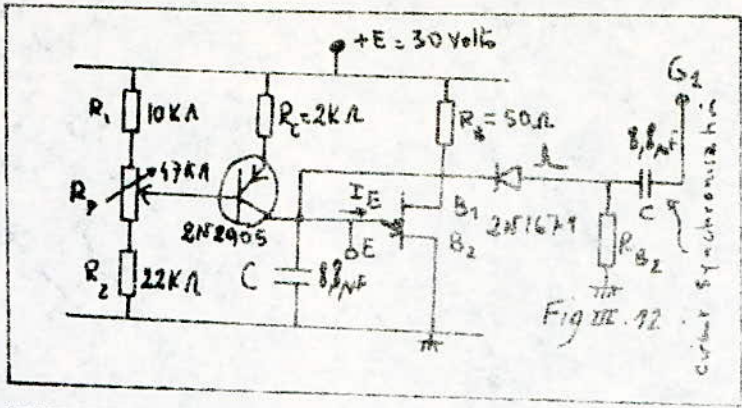
Le signal délivré en sortie du comparateur déclenche un oscillateur à blocage (cf. chapitre III).

Tension en dents de Scie
Fig: III.8.



chronogramme relatif aux sorties des circuits de reproduction pour $I_M = 2V$; $I = 6V$; $I_M = 3V$; $I = 5V$

FIG III.10 ch. 4



Caractéristiques du transistor UJT
type: 2N1671. Fig III. 13

L'information utile se trouve entre deux impulsions successives de l'oscillateur. Les générateurs de fréquence f_{G1} et f_{G2} qui sont synchronisés par le générateur de fréquence f_{G3} sur le front montant de l'impulsion, et la porte AND à diodes constituent le circuit de reproduction du train d'impulsion correspondant à chaque échantillon.

L'erreur de conversion prépondérante est celle qui est due à la quantification de l'échantillon.

Cette erreur q est au plus égale à $q/2$ (q : quantum).

quant. 25 mV

Le temps de conversion est lent $\ll 120 \tau_M$ ($\tau_M = 13 \mu s$)

IV-1. Généralités

Lorsqu'on veut avoir un signal qui est apte à se propager dans un certain milieu avec un maximum d'insensibilité aux perturbations extérieures il faudrait traiter ce signal.

Cette opération qui donne les possibilités de transmissions multiples dans le cas de plusieurs signaux, s'appelle modulation.

Avant traitement le signal se trouve sous forme analogique c'est à dire qu'il varie de manière continue. C'est un signal qui se prête assez bien à la transmission et qui est modulé de façon continue en amplitude, en fréquence ou en phase; mais les inconvénients dus à ce genre de modulation fait qu'on leur préfère les modulations par impulsions.

Dans ce type de modulation, la porteuse est formée d'un train d'impulsions périodiques d'amplitudes et de durée constantes.

En faisant varier l'amplitude, la durée, la position, la fréquence de ces impulsions, on réalise respectivement une MIA, MID, MIP, MIF. Ces divers types de modulations sont basés sur le principe d'échantillonnage qui permet une transmission à des instants discrets. Ces différentes modulations agissent sur l'une des caractéristiques d'une chaîne d'impulsions. Cette caractéristique peut être :

- l'amplitude des impulsions : la forme de la courbe enveloppe générale des impulsions, suit la forme du signal à transmettre,
- la durée des impulsions : elle dépend à chaque instant de l'intensité du signal modulant,
- la position des impulsions : chaque impulsion se trouve décalée dans le temps par rapport à la position qu'elle aurait en l'absence de modulation,
- l'amplitude de décalage étant fonction de l'intensité du signal modulant : on distingue deux cas :
 - celui où le décalage ne dépend pas de la fréquence de modulation : modulation de phase;
 - et celui où le décalage est inversement proportionnel à la fréquence de modulation : modulation de fréquence.

IV-2. Modulation de fréquence - FM

Caractéristique de la modulation de fréquence

La fréquence de la porteuse devra varier linéairement en fonction du message modulant $f_m(t)$. La fréquence instantanée sera :

$$f_o + K_f f_m(t) \quad \text{soit} \quad \omega(t) = \omega_o + 2\pi K_f f_m(t)$$

cette pulsation instantanée est la dérivée de l'angle de phase : $\theta_o(t)$

$$\omega(t) = \frac{d}{dt} \theta_o(t) = \omega_o + 2\pi K_f f_m(t)$$

$$\theta_o(t) = \int \omega(t) dt = \omega_o t + 2\pi K_f \int f_m(t) dt$$

L'expression mathématique d'une onde modulée en fréquence est :

$$f(t) = A_o \cos(\omega_o t + 2\pi K_f \int f_m(t) dt)$$

soit dans le cas d'un message modulant sinusoïdal : $A_m \cos \omega_m t$

$$f(t) = A_0 \cos \left(\omega_0 t + \frac{k_f \cdot A_m}{f_m} \sin \omega_m t \right)$$

$\Delta f = \zeta = k_f A_m$ est appelée excursion de fréquence - swing.

Le rapport $\Delta f / f_m$ définit l'indice de modulation m_f d'un signal FM.

- Représentation spectrale

L'expression de l'onde FM peut-être décomposée en série de

Bessel : $f(t) = A_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \cos (\omega_0 + n \omega_m) t$

soit : $f(t) = A_0 J_0(m_f) \cos \omega_0 t$

$$+ A_0 J_1(m_f) \left[\cos (\omega_0 + \omega_m) t - \cos (\omega_0 - \omega_m) t \right]$$

$$+ A_0 J_2(m_f) \left[\cos (\omega_0 + 2\omega_m) t + \cos (\omega_0 - 2\omega_m) t \right]$$

+

Un signal FM a donc un nombre infini de composantes spectrales distantes de f_m , $2f_m$, $3f_m$... de la fréquence porteuse. fig.IV-1

Les raies spectrales pour lesquelles l'amplitude des coefficients de Bessel est supérieure à 0,01 ne diminuent pas nécessairement leur amplitude lorsque n augmente, quoique dépassé une certaine valeur de n , toutes les raies spectrales sont d'amplitudes négligeables.

Si : $m_f \ll 1$ le spectre d'un signal FM rappelle celui d'un signal AM et nous obtenons une modulation de fréquence à bande étroite (NBFM). La bande de fréquence est : $B = 2f_m$.

Si : $0,3 \leq m_f \leq 20$ la bande de fréquence est donnée par $B = 2Nf_m$ où N est le nombre de raies spectrales dont l'amplitude des coefficients de Bessel demeure supérieure à 0,01.

Si : $m_f > 20$ la bande de fréquence est donnée par la règle de Carson : $B = 2 (\Delta f + f_m)$

- Relations de puissance

la puissance moyenne totale P_t d'un signal FM développé sur une antenne de résistance R est :

$$P_t = \frac{A_0^2}{2R} (J_0^2(m_f) + 2J_1^2(m_f) + \dots)$$

La puissance contenue dans les bandes latérales sera donc :

$$P_L = P_t - \frac{A_0^2}{2R} J_0^2(m_f) = \frac{A_0^2}{2R} [1 - J_0^2(m_f)] = P_0 [1 - J_0^2(m_f)]$$

Où $J_0(m_f)$ décroît très rapidement avec m_f .

La porteuse transmet donc très d'énergie et $P_t \approx P_0$. Toute l'énergie émise en FM contient donc de l'information.

IV-3. Modulation par impulsion : PM

On distingue cinq procédés de modulation par impulsion :

La modulation en amplitude (PAM), en durée (PDM) en position (PPM) en fréquence de répétition (PFM) et en modulation codée (PCM).

Le système PM est intéressant dans les applications à la télécommande et à la télémessure sera étudié plus particulièrement.

- Spectre d'un train d'impulsions : cas d'impulsions modulées
soit le train d'impulsion fig. IV-2.

Si $f_r = \frac{1}{T_r}$ est la fréquence de récurrence, θ la largeur d'impulsion.

On définit le coefficient de densité ou de remplissage δ comme le rapport $\delta = \theta / T_r$

Le signal $f(t)$ de la figure IV s'exprime analytiquement sous la forme d'une série :

$$f(t) = A \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \delta \pi}{n \delta \pi} \cdot \cos n \Lambda_r t \right]$$

Où Λ_r est la pulsation de récurrence des impulsions.

On voit que le spectre d'un tel signal est infini car il comprend des composantes spectrales : 0, f_r , $2f_r$, ..., nf_r .

Si la fréquence de récurrence et la forme des impulsions restent constantes, l'onde HF modulée par ce signal est :

$$V(t) = \delta A \cos \omega t \left(1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \delta \pi}{n \delta \pi} \cos n \Lambda_r t \right)$$

où $n =$ est un entier positif.

- Largeur de bande

L'énergie d'une bande rectangulaire d'expression :

$$f(t) = \delta A \left[1 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin n \delta \pi}{n \delta \pi} \cos n \Lambda_r t \right]$$

peut se décomposer de la façon suivante

- la puissance moyenne est proportionnelle à δA^2
- la puissance transportée par la composante de fréquence nulle est : $\delta^2 A^2$
- la puissance transportée par les harmoniques successifs est : proportionnelle à :

$$4 \delta^2 A^2 \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{\sin n \delta \pi}{n \delta \pi} \right)^2 \text{ ou } \delta A^2 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(\frac{\sin n \delta \pi}{n \delta \pi} \right)^2$$

théoriquement $1 < n < +\infty$ et le spectre s'étend à l'infini si bien que l'on pourrait penser que la largeur de bande occupée par le signal est infinie. On peut considérer que la largeur de bande pratique est celle qui contient 96,6% de l'énergie.

Traçons figure IV-3 la courbe $\left(\frac{\sin n \delta \pi}{n \delta \pi} \right)^2$ en fonction de la fréquence f .

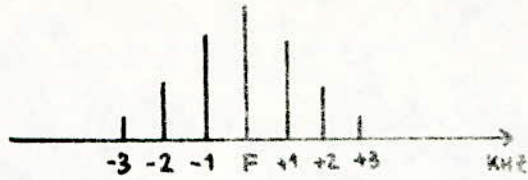


Fig II.1.

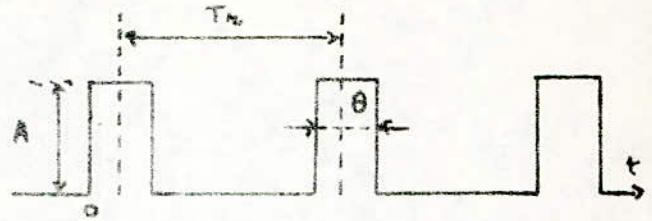
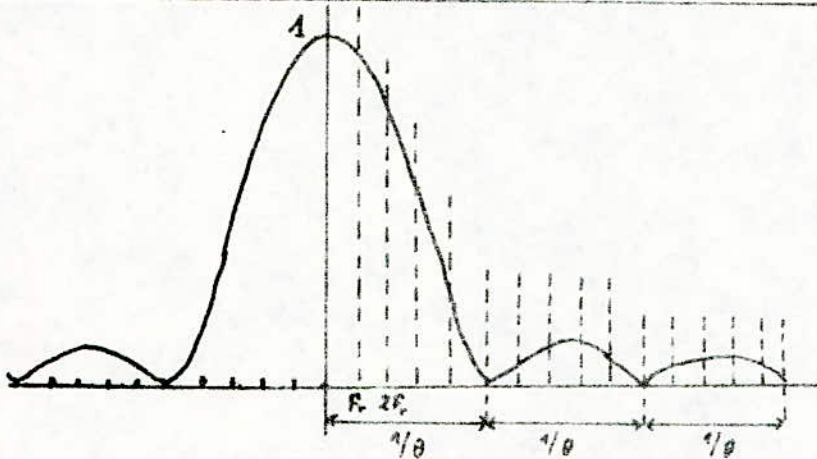
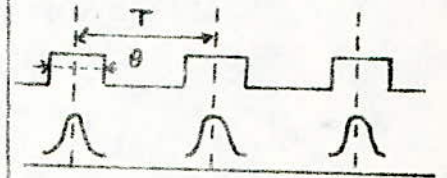


Fig II.2

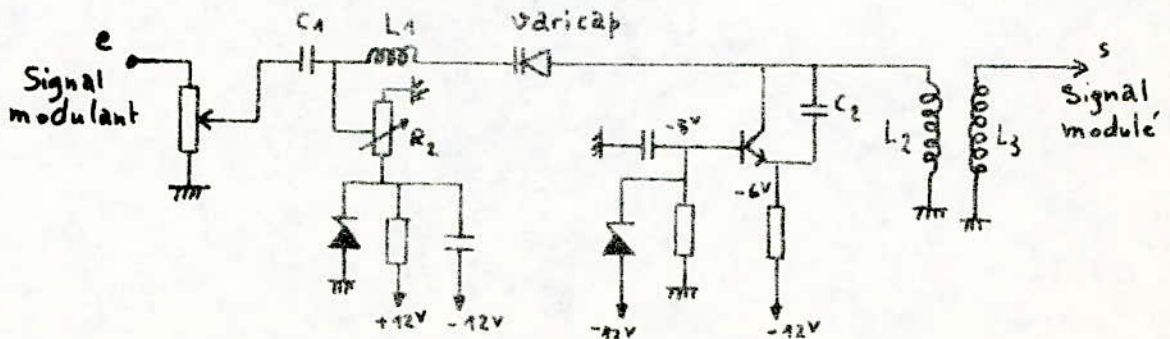


Puissance transportée par les harmoniques
successifs de la fréquence de répétition $f_0 = \frac{1}{T}$

Fig II.3



Train d'impulsions
rectangulaires : Fig II.5



Modulateur à diode varicap
Fig II.10.

... La courbe $\left(\frac{\sin n\delta\pi}{n\delta\pi}\right)^2$ en fonction de la fréquence f , 28

Lorsqu'il y a modulation, la période T_r n'est plus constante et l'enveloppe de la figure IV-3 se déplace de part et d'autre de la position moyenne.

La première arcade contient 90% de l'énergie, la deuxième 5% et la troisième 1,66%. Ceci nous conduit à dire qu'une bande de fréquence de $\pm \frac{3}{\theta}$ conserve 96,6% de l'énergie totale.

Suivant le taux de distorsion toléré, on admettra des bandes HF ou MF à la réception égales à : $\frac{2}{\theta} ; \frac{4}{\theta} ;$ ou $\frac{6}{\theta}$

On voit que la forme d'impulsion choisie conditionne la largeur de bande utile : plus l'impulsion est fine (petit), plus la bande est importante. La forme d'impulsion optimum qui nécessite la bande minimum est l'impulsion de Gauss ou impulsion en "cloche". Dans le cas où la fréquence de récurrence n'est pas nettement supérieure à la fréquence maximum à transmettre, on prendra pour valeur de largeur de bande :

$$B = 6 \left[\frac{1}{\theta} + F_{\text{Max}} \right]$$

- spectres de train d'impulsions rectangulaires figure IV-4.
Dans le cas où les impulsions sont rectangulaires la bande s'étend théoriquement à l'infini; en pratique elle est limitée à une certaine valeur, néanmoins trop importante.

Pour bénéficier pleinement de l'avantage de la modulation PM on utilise des impulsions de forme particulière et facile à reproduire. L'expérience et la théorie ont confirmé que lorsqu'une fonction présente une pente nulle à l'origine et un tracé arrondi, le spectre suit une loi en $1/f^n$ ($n \geq 3$).

Dans le cas de la fonction de Gauss : $e^{-\pi t^2}$; le spectre est de la forme : $e^{-\pi f^2}$

Avec le train d'impulsion figure IV.5 l'expression analytique de l'impulsion de Gauss est alors : $s(t) = e^{-\frac{\alpha t^2}{T^2}}$ $\alpha =$ constante.

Pour définir la valeur de α , on s'arrange pour que : $S\left(\frac{\theta}{2}\right) = \frac{1}{2}$

Le spectre de cette impulsion de Gauss est donné par :

$$S(\omega) = e^{-\frac{\omega^2 T^2}{4\alpha}}$$

- Largeur de bande pour une transmission PM - FM

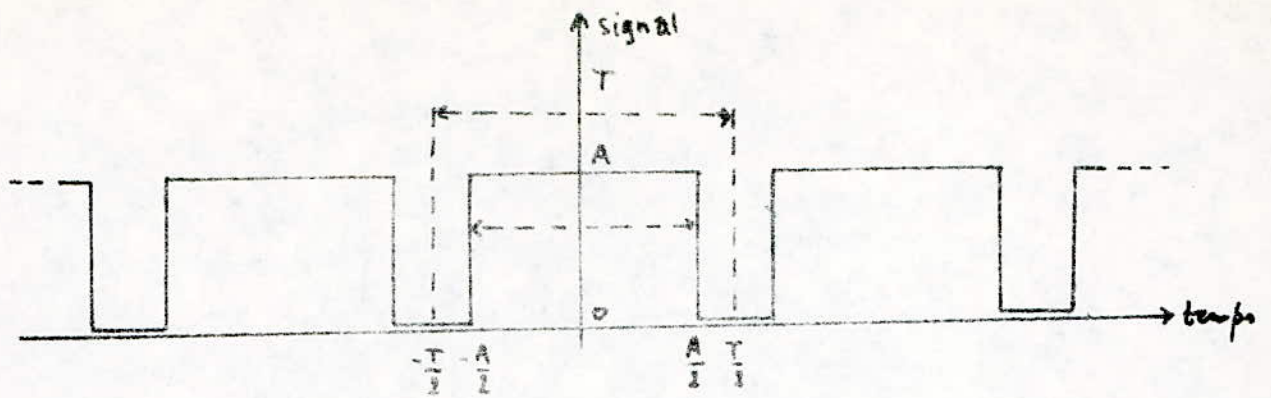
Supposons que la fréquence de l'onde reste inchangée quand on applique à l'onde HF de fréquence f un digit "0" et qui le passage d'un digit "1" provoque une variation de fréquence.

Une onde carrée se développe sous la forme d'une série de Fourier de telle sorte que :

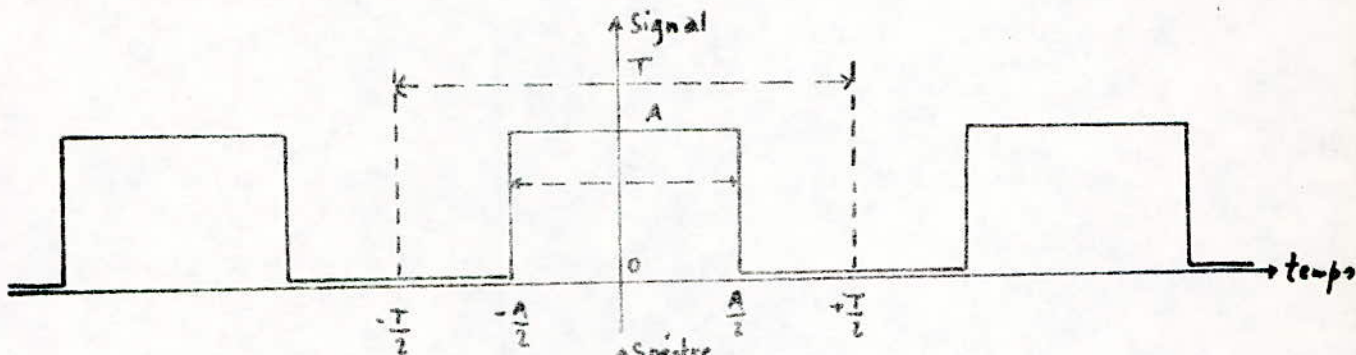
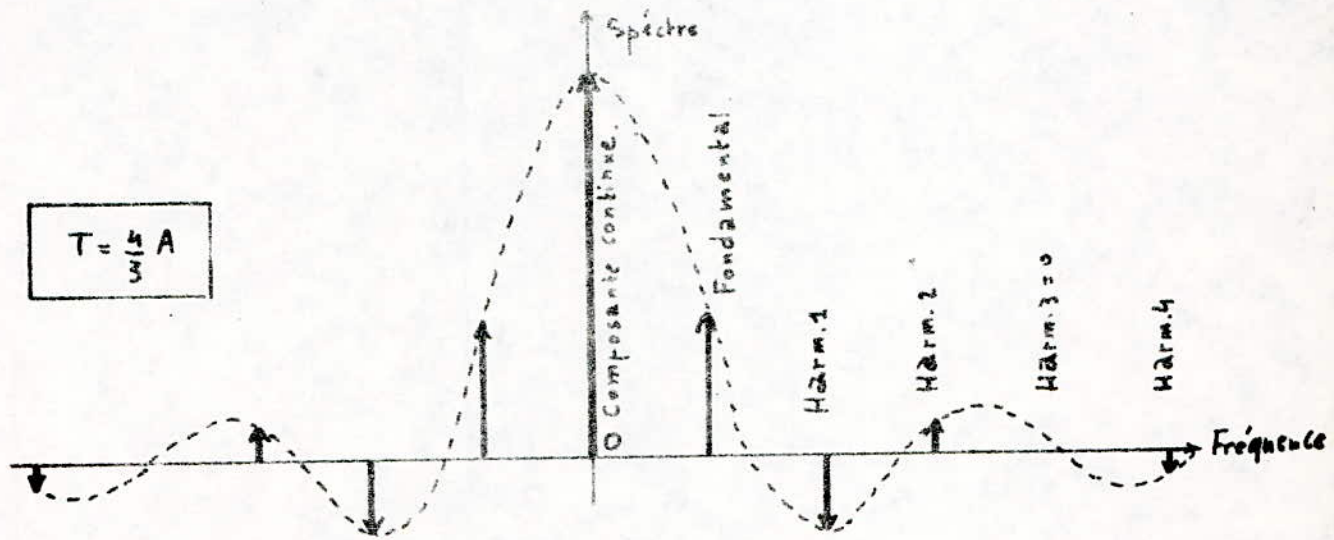
$$S(x) = \frac{4}{\pi} \left[\cos x - \frac{1}{3} \cos 3x + \frac{1}{5} \cos 5x - \frac{1}{7} \cos 7x + \dots \right]$$

Nous voyons donc que la bande nécessaire est trop importante. Aucune perte d'information n'est à craindre en filtrant uniquement le fondamental.

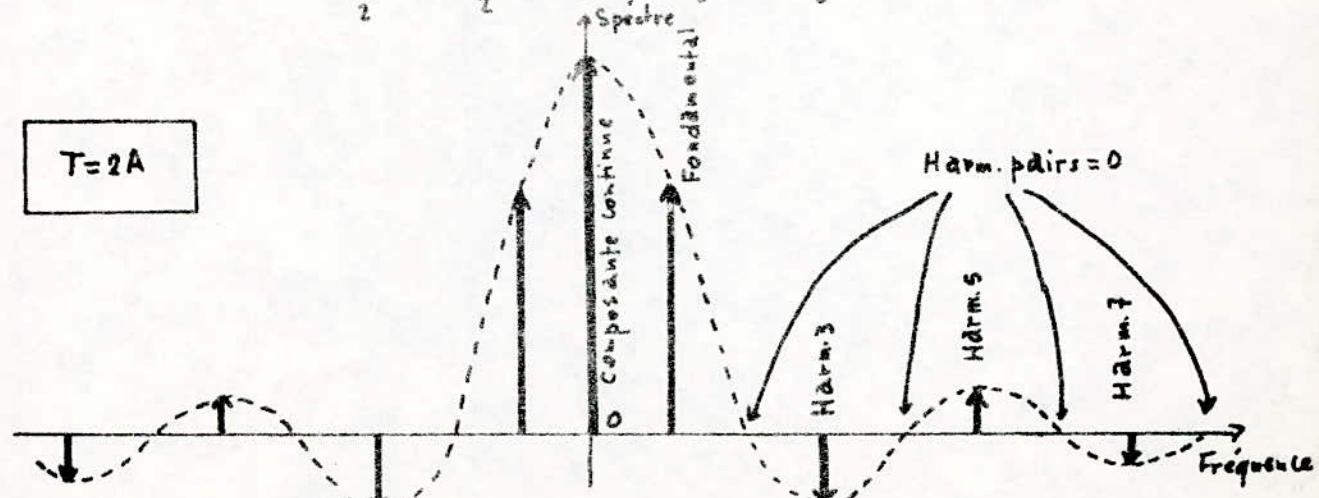
L'allure de la courbe de réponse d'un tel filtre est dessinée en figure IV-5. Où la fréquence de coupure f_c est égale au fondamental ($f_c = 77$ KHz).



$T = \frac{4}{3} A$



$T = 2A$



Spéctres de trains d'impulsions rectangulaires Fig. IX 4. chix. 2.

Avec ce filtre, le train d'impulsion possède les conditions requises pour occuper une largeur de bande minimum.

La bande nécessaire pour transmettre le signal avec des distorsions acceptables est donnée par la formule semi-empirique de Carson : $B = 2(\Delta f_{\text{Max}} + f_{\text{Max}}) = 2f_{\text{Max}} (m+1)$

Δf_{Max} : excursion maximale de fréquence provoqué par le signal modulant.

La largeur de bande à 60 dB est intéressante à connaître. Sur le graphe de la figure IV-6, on note que l'atténuation de 60 dB est obtenue pour $F = 4,7 f_c$

$$B_{60\text{dB}} = 2 (\Delta f_{\text{Max}} + 4,7 f_c)$$

IV-4. Avantages et inconvénients du PM - FM

Le signal numérique est moins sensible au bruit que le signal analogique; en effet, il se prête à une régénération facile : il suffit pour éliminer les dégradations de la transmission de détecter la présence de l'impulsion, même déformée et bruitée et d'en créer une nouvelle. Ainsi, la transmission numérique permet de surmonter le problème du bruit, cependant elle nécessite une bande de fréquence beaucoup plus large.

La modulation de fréquence FM n'est pas sensible à la distorsion non-linéaire. Elle est donc idéale pour des transmissions de télémesure et pour toute transmission où le niveau d'un signal doit être fidèlement conservé. Seuls le modulateur et le démodulateur peuvent altérer les niveaux. La distorsion linéaire des circuits peut entraîner de la distorsion harmonique, mais ces circuits, une fois bien réglés, varient peu dans le temps.

La FM correspond pratiquement à un moindre encombrement de l'ether car une même transmission en MF peut-être assurée avec une puissance bien inférieure à celle qui serait nécessaire en AM. La FM possède, en effet, à la réception, la propriété que le signal le plus fort étouffe pratiquement les autres, et cela d'autant plus que l'indice de modulation est plus grand. Il est ainsi possible de débarrasser le signal utile des interférences diverses, des brouillages et même des bruits de toute nature.

C'est là le rôle essentiel des amplificateurs limiteurs utilisés à la réception.

Les émissions FM, vu la bande nécessaire, se font en général sur des fréquences élevées (> 30 MHz).

La FM est le système de modulation le plus utilisé en hyperfréquence (> 1000 MHz).

IV-7. Modulation de phase : PSK (phase Shift Keying)

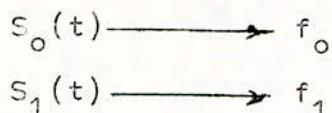
La modulation de phase PSK fait correspondre à un bit "0" la phase nulle et à un bit "1" la phase π .

Soient $S_0(t)$ et $S_1(t)$ représentant respectivement les signaux relatifs aux bits "0" et "1"

$$\begin{aligned} S_0(t) &= 0 && \text{on aura } \varphi = 0 \\ S_1(t) &= 1 && \text{on aura } \varphi = \pi \end{aligned}$$

IV-8. Modulation de fréquence : FSK (fréquence Shift Keying)

La modulation par déplacement de fréquence fait correspondre aux signaux $S_0(t)$ et $S_1(t)$ respectivement les fréquences f_0 et f_1



IV-9. Emetteur de télémétrie PM - FM

Cette télémétrie comprend huit (8) canaux, qui après commutation sont transformés en train d'impulsion par un CAN.

Ces impulsions modulent un émetteur FM classique. La transmission s'effectue en modulation par impulsion en fréquence (PM-FM). Le bloc diagramme est représenté sur la figure IV-7.

Les impulsions issues du filtre Passe-bas ont l'allure de courbes en cloche (impulsions de Gauss).

Ces impulsions de Gauss de fréquence de récurrence $f_r = 77$ KHz modulent la fréquence générée par l'oscillateur local de grande stabilité. Pour avoir un signal HF à l'antenne appartenant à la bande de fréquence allouée à la télémétrie $215 \div 235$ MHz on procède par multiplication de fréquence dans le cas où l'oscillateur n'arrive pas à fournir une fréquence désirée (rayonnée).

Un montage push-pull ou un darlington fonctionnant en classe C assure l'amplification en puissance. Dans le cas où la tension à l'entrée du push-pull ou du Darlington est faible, on ajoute un circuit Driver qui permet l'amplification en tension.

- Filtre passe-bas figure IV-8

Le circuit LC en π est attaqué par des impulsions rectangulaires de bande de fréquence théoriquement infinie. Ce filtre passe-bas de fréquence de coupure 77 KHz permet de conserver uniquement la fondamentale afin de réduire au minimum la largeur de bande de fréquence porteuse HF.

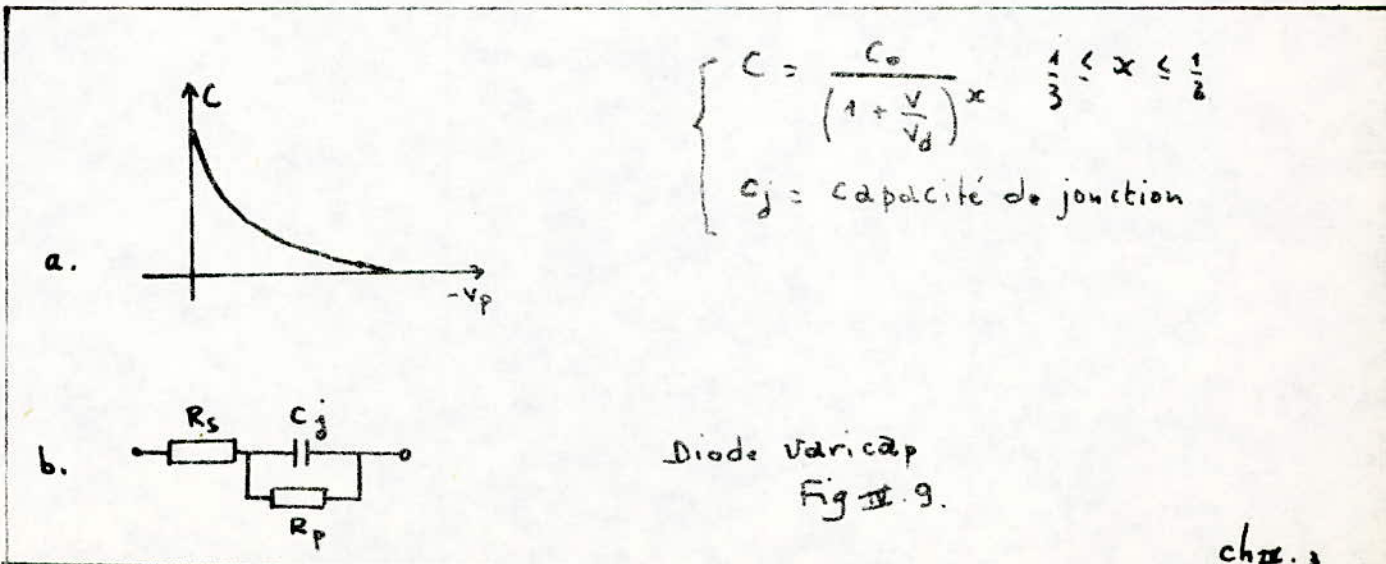
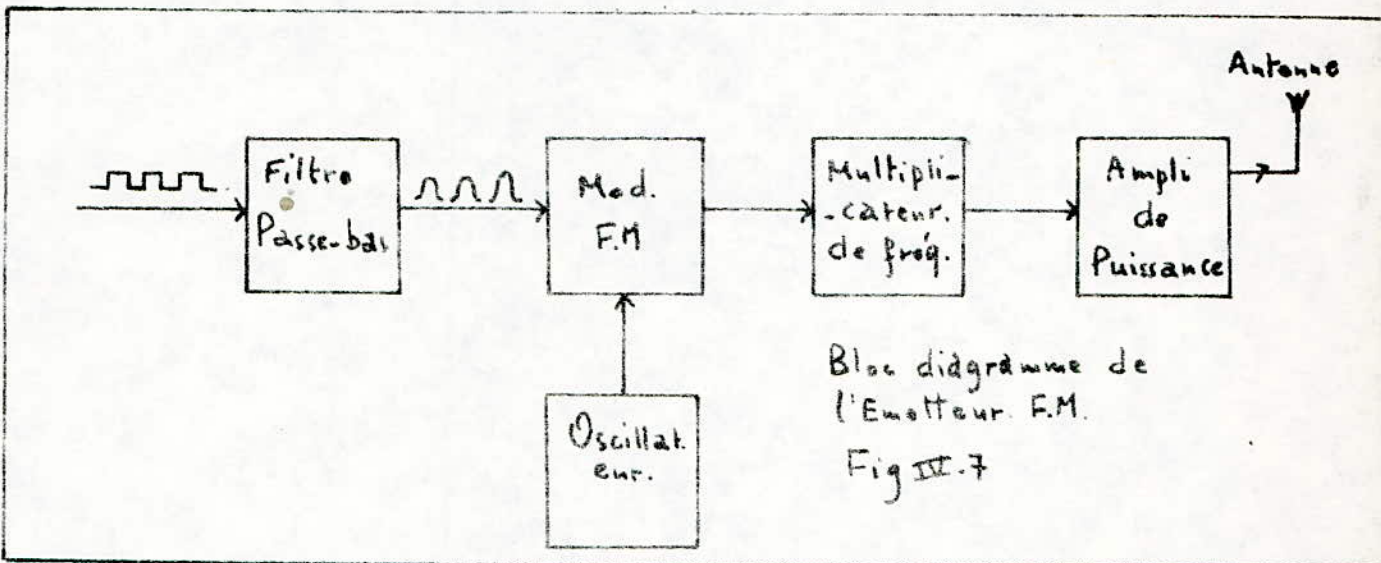
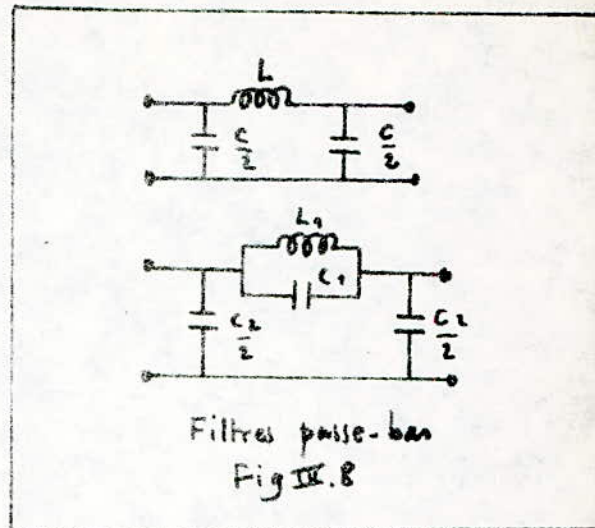
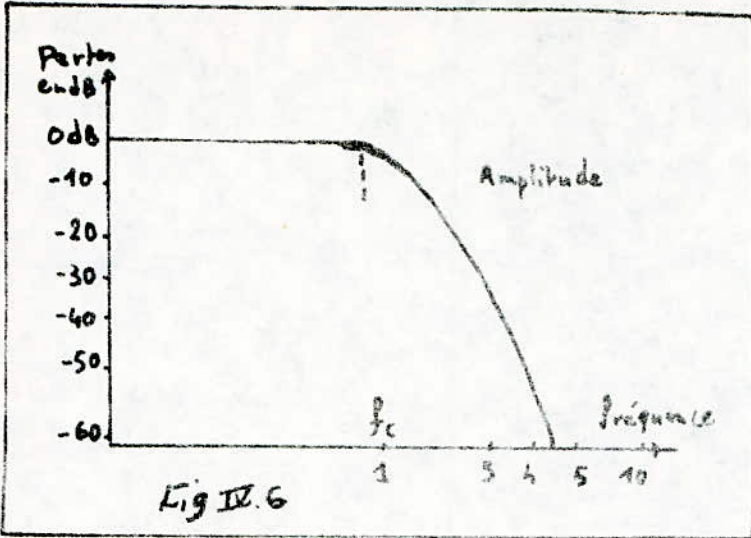
- Modulateurs : Il existe différents types de modulateurs FM parmi lesquels nous citons :

- Modulateur à diode varicap. Ce modulateur utilise la propriété de la diode varicap dont la capacité de jonction, lorsqu'elle est polarisée en inverse dépend de la tension de polarisation selon une courbe du type figure IV-9a.

La diode convenablement polarisée, se comporte comme un condensateur variable et peut donc servir à modifier la fréquence d'accord d'un circuit oscillant aux fréquences élevées $F > 50$ MHz.

Le fonctionnement de la varicap est traduit par la figure IV-9b. Si on superpose le signal modulant à la tension nominale de polarisation en inverse, on peut réaliser un circuit oscillant, dont la fréquence d'oscillation dépend de la tension du signal modulant.

Exemple très simple de schéma de modulateur figure IV-10
L'oscillateur est formé par le transistor avec le condensateur C_2 qui effectue une contre-réaction (C.R.)



Le circuit d'accord est formé par la varicap, C_3 et l'inductance L_1 . Le potentiel R_2 règle la tension de polarisation du varicap donc sa capacité nominale et permet de choisir la fréquence d'oscillation du modulateur en absence de signal.

La tension modulante est appliquée à la varicap par l'intermédiaire de C_1 et provoque ainsi de la fréquence d'oscillation. Dans la réalisation du modulateur la fréquence doit être très stable.

La proportionnalité doit être quasi-parfaite entre les variations de la tension modulante et les variations de la fréquence instantanée d'oscillation.

Les diodes Zener permettent de stabiliser la tension d'alimentation pour que le montage ne dérive pas en fréquence.

- Modulateur à PLL : (phase Locked-Loops)

La nouvelle génération des émetteurs FM utilisent actuellement la PLL (boucle à verrouillage de phase) pour générer une fréquence de grande stabilité. La PLL présente l'avantage de ne pas nécessiter d'étage mélangeur de fréquence en conjonction avec la sortie de l'oscillateur.

Bloc diagramme d'une PLL figure IV-11.

- Multiplicateur de fréquence

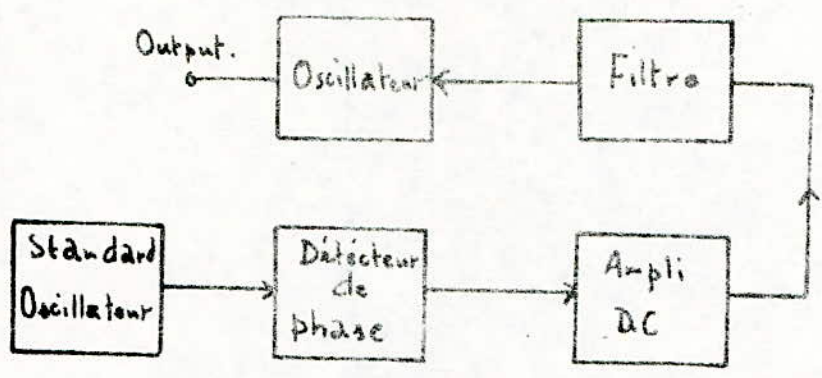
Le multiplicateur de fréquence est nécessaire lorsque la fréquence de l'oscillateur local est inférieur à la fréquence porteuse. A la sortie d'un multiplicateur de fréquence on obtient une fréquence multiple de la fréquence utile qui est le fondamental. Cette fréquence peut-être double, triple lorsqu'on est accordé sur le premier harmonique, le second harmonique etc...

Schéma du tripleur de fréquence figure IV-12.

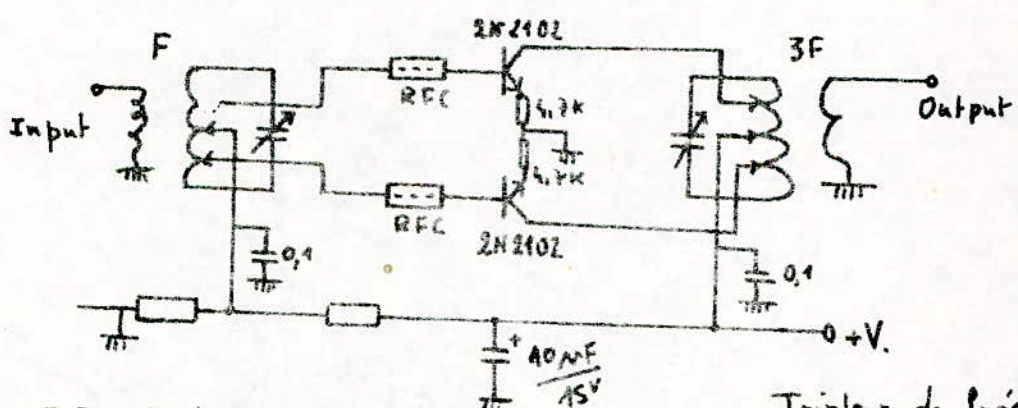
- Amplificateur de puissance. En modulation de fréquence, pour assurer l'amplification en puissance de l'ordre de $4 \div 5$ w, on utilise un montage amplificateur fonctionnant en classe C, soit à tubes soit à transistors. Un Darlington peut assurer l'amplification en courant. Dans le cas où l'on voudrait une amplification en tension juste avant l'étage final de puissance, on pourrait ajouter un étage amplificateur de tension appelé Driver figure IV-13.

- Adaptation à l'antenne. Une adaptation émetteur aérien est nécessaire pour assurer le maximum de puissance à l'émission. En VHF, on utilise un câble coaxial pour relier l'émetteur à l'antenne.

- Antenne d'émission. Notre système réalise une liaison point à point. Pour ne pas perdre de l'énergie à l'émission, on utilise des antennes directives. En VHF, une antenne YAGI - 3 éléments ou une antenne verticale (doublet) peuvent assurer l'établissement de la liaison. Ces antennes ont des gains importants (12dB min), elles doivent être bien dégagées pour obtenir une bonne transmission.

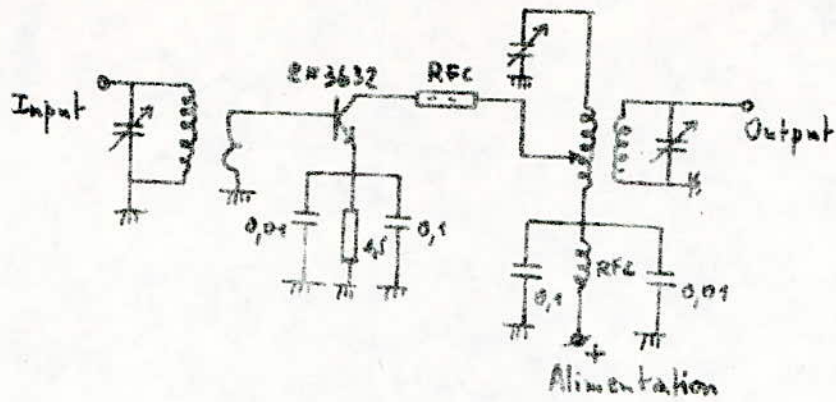


Bloc diagramme d'une PLL :
Fig IV. 11.



R.F.C. : Radio-Fréquence choke
(Self de choc)

Tripleur de fréquence
Fig IV. 12.



Amplificateur en tension (Driver):
Fig. IV.13.

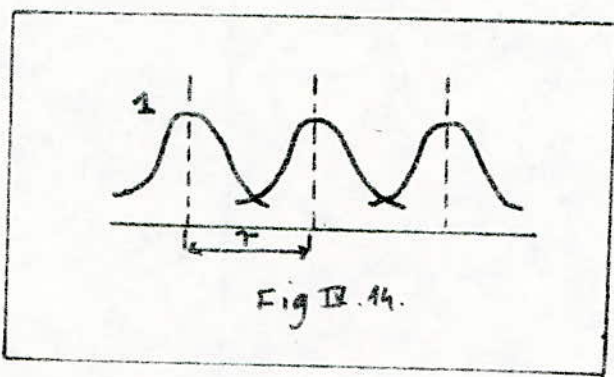
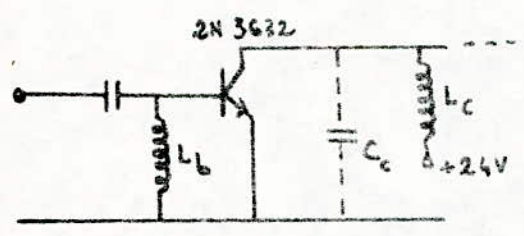


Fig. IV.14.



Etage de puissance en classe C. Fig. IV.15.a.

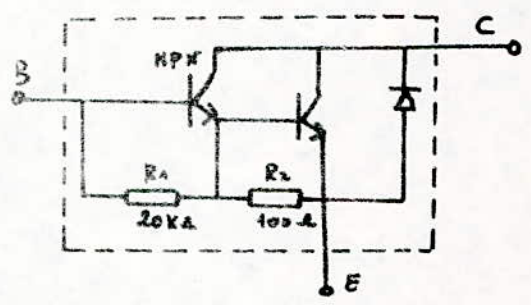


Schéma interne d'un transistor Darlington. Fig. IV.15.b.

A N N E X E 1

L'impulsion de GAUSS

Afin d'obtenir un rapport signal/bruit élevé en disposant d'une bande relativement étroite, on est conduit à utiliser des impulsions de forme particulière.

On démontre que le rapport signal/bruit de fond est optimum quand la forme du signal reçu est la transformée de Fourier de sa courbe de bande passante, ce qui conduit à l'impulsion de Gauss.

La courbe de Gauss a pour expression : $y = e^{-x^2}$

Cette courbe est sa propre transformée de Fourier.

$$e^{-\frac{\pi}{\tau^2} t^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-\pi \tau^2 f^2} e^{-2j\pi ft} dt$$

Une impulsion de la forme : $U(t) = e^{-\frac{t^2}{\tau^2}}$

a pour spectre : $\phi(f) = e^{-\pi^2 \tau^2 f^2}$

soit T l'intervalle de temps séparant deux impulsions (fig. IV-14) le niveau de diaphonie D est donné par :

$$D = 2 e^{-(T/\tau)^2} \text{ soit } \frac{T^2}{\tau^2} = \log_e 2D.$$

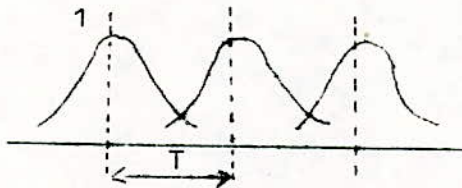


Fig IV 14

De plus la fréquence f_0 pour laquelle l'amplitude du spectre est $1/K$ fois sa valeur maximum est telle que :

$$1/K = e^{-\pi^2 \tau^2 f_0^2}$$

$$\pi^2 \tau^2 f_0^2 = \log_e K$$

La largeur de bande f_0 pour laquelle le recouvrement des impulsions est D s'extrait de la relation suivante :

$$\tau^2 f_0^2 = \frac{1}{\pi^2} \log_e 2D \cdot \log_e K$$

En introduisant la fréquence de recurrence $f_r = \frac{1}{\tau}$ on en tire :

$$f_0 = \frac{f_r}{\pi} (\log_e 2D \log_e K)^{1/2}$$

Ainsi pour un recouvrement D de -40 dB par rapport au niveau maximum, la largeur de bande à 40 dB est égale :

$$B_{40dB} = 1,57 f_r$$

I- Généralités

Le dispositif de réception, reçoit une suite de train d'impulsion. Chaque train formé au maximum de 120 impulsions, est transformé sous la forme analogique par un convertisseur numérique analogique (C.N.A.)

Il doit donc comprendre les trois parties suivantes :

- le récepteur avec le bloc HF, l'oscillateur local, le mélangeur et l'amplificateur de fréquence intermédiaire (FI),
- le démodulateur qui lui est constitué d'un limiteur d'amplitude, d'un discriminateur auquel on ajoute un filtre passe-bas pour éliminer les fréquences indésirables.
- Enfin la partie décodage qui est propre à la modulation par impulsion. Le schéma bloc est représenté par la figure I-1.

Les impulsions de GAUSS détectées sont régénérées par un trigger de Schmitt. Elles passent successivement dans le compteur qui les transmet en fin de comptage simultanément au registre sous forme parallèle.

L'information est alors décodée en analogique par le CNA afin d'être soit enregistrée sur bande, soit visualisée sur oscilloscope.

II- Etude du récepteur

II-1. Caractéristiques d'un bon récepteur

Les caractéristiques d'un bon récepteur sont les suivantes :

- un très faible bruit de fond, une grande sensibilité, une haute stabilité et enfin une bonne sélectivité.
- Pour diminuer au minimum le bruit de fond, on apporte un soin aux premiers étages du récepteur.
- La stabilité quant à elle dépend de l'oscillateur local.
- Et en ce qui concerne la sensibilité, et la sélectivité, elles sont surtout apportées par l'étage FI de fréquence intermédiaire.

II-2. L'antenne

L'antenne est dispositif de couplage entre le milieu ambiant et le Feeder (ou ligne de transmission). Elle capte l'onde incidente émise, que le Feeder dirige vers le récepteur. En modulation de fréquence (FM) l'antenne est un doublet directif, c'est-à-dire qu'il donne le maximum de puissance lorsqu'il est bien orienté dans la direction de l'émetteur.

Les caractéristiques d'une antenne sont :

- le diagramme de rayonnement, l'impédance et le gain maximum.

II-3. Le Feeder

On utilise un câble coaxial quand il s'agit de canaliser une onde VHF. On doit assurer l'adaptation du récepteur avec l'antenne réceptrice pour obtenir le maximum de puissance à l'entrée du récepteur.

Si l'impédance de l'antenne Z_a est différente de celle du récepteur Z_c , on utilise alors un Feeder d'impédance caractéristique $Z_b = \sqrt{Z_a Z_c}$; et si l'on ne dispose pas du câble ayant cette impédance requise, on réalise alors un en faisant appel à un stub que l'on ajuste expérimentalement pour obtenir un maximum de signal à l'entrée du récepteur.

II-4-1. L'étage radio-fréquence (RF)

Compte tenu du fait que le niveau à la réception peut descendre jusqu'à 10^{-12} watt, voire moins, on réalise une première amplification à l'aide d'un préamplificateur de conception très soignée, dont le facteur de bruit et la sensibilité sont excellents, car c'est du premier étage que dépend le facteur de bruit global et par conséquent l'existence du bruit de fond.

Ce circuit préamplificateur tout en améliorant le rapport $\frac{S}{P}$, isole l'antenne de l'oscillateur local afin de prévenir toute interférence possible sur d'autres récepteurs voisins.

Généralement pour étage amplificateur on utilise un transistor à base commune qui permet de monter beaucoup plus en fréquence sans risques d'accrochages par réaction interne.

Le montage cascade

Ce montage présente de très grandes qualités dans l'amplification radio-fréquence. Il permet en effet de procurer un gain important et un bruit de fond très faible.

La figure (II. 1) donne un exemple de montage.

Présélection - Rejection de la FI

A l'entrée du récepteur on dispose un circuit de présélection pour assurer l'accord sur la fréquence désirée. Un condensateur variable suffit largement dans le cas d'une seule fréquence à recevoir.

Un autre circuit rejeteur (ou trappe) permet d'éliminer la fréquence intermédiaire. Pour éviter encore le rayonnement des harmoniques de la FI, on utilise la ligne de LECHER qui est formée d'une ligne résonnante symétrique.

II-5. Le changeur de fréquence

C'est un circuit propre au récepteur superhétérodyne. Généralement il comprend deux parties distinctes : le mélangeur et l'oscillateur local.

Le mélangeur.

Sa fonction est de convertir toute fréquence reçue f_e en une fréquence fixe appelée fréquence intermédiaire (FI). Cette fréquence unique et plus basse est plus facile à amplifier.

En FM on utilise presque exclusivement le changement de fréquence additif. Ce changement de fréquence se fait en exploitant la caractéristique d'un élément non linéaire (diode).

En rentrant avec la fréquence f_e du signal incident, et avec celle de l'oscillateur local f_o , on sort du mélangeur avec les fréquences f_o , f_e , $f_o - f_e$, $f_o + f_e$... Un circuit oscillant permet de choisir la fréquence intermédiaire désirée; soit par battement supérieur, soit par battement inférieur.

Etant donné que le niveau mis en jeu est extrêmement faible, on attache la plus grande importance à la réduction du bruit inévitablement apporté par le mélangeur, en utilisant évidemment des transistors à faible bruit.

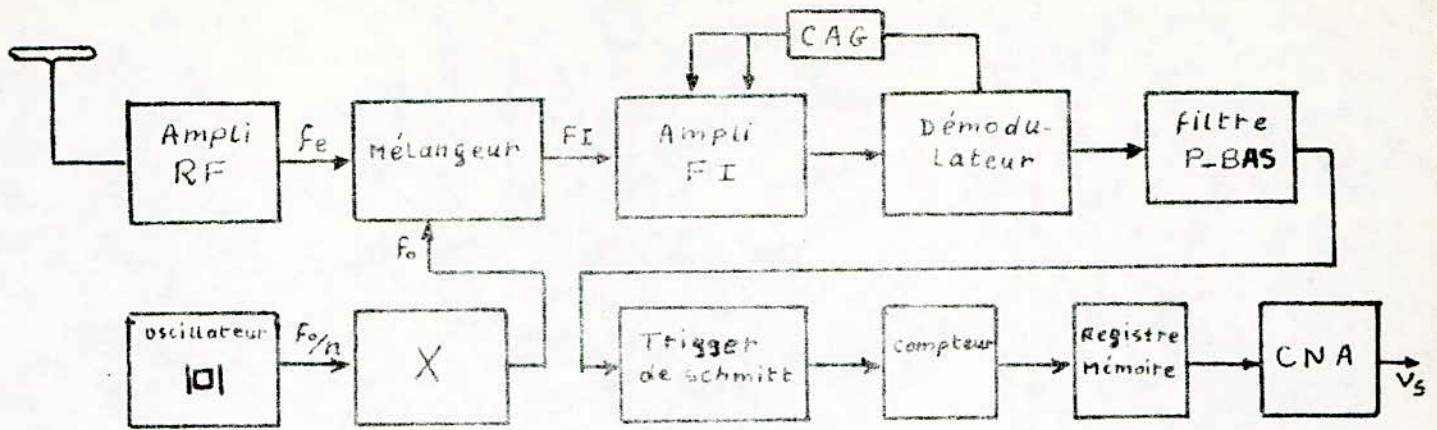


fig I.1 Schéma bloc de la réception PM-FM.

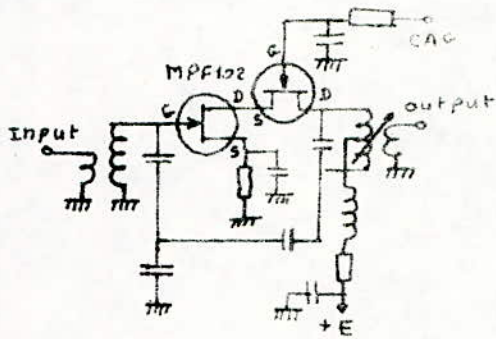


fig II.1 exemple de montage cascode à FET.

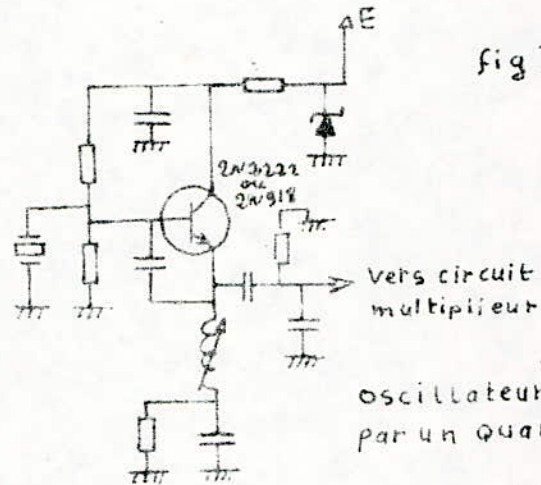


fig II.2

oscillateur piloté par un quartz

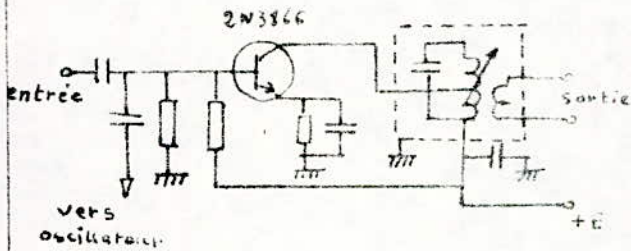


fig II.3 circuit mélangeur de fréquence.

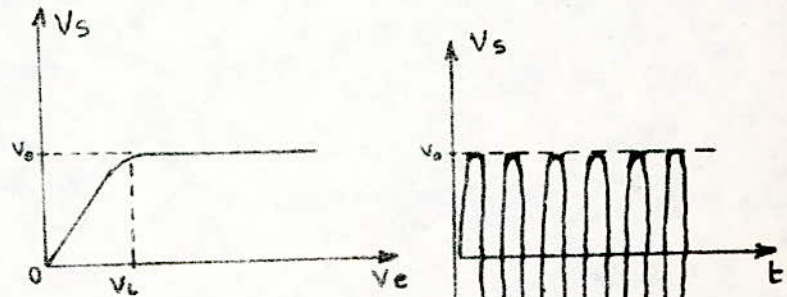


fig II.4 caractéristique et fonction du limiteur

L'oscillateur local

L'oscillateur local aussi doit être l'objet de soins attentifs, pour assurer à la fréquence qu'il délivre le maximum de stabilité en fonction des variations de la tension d'alimentation et de la température.

On doit aussi veiller à ce que le bruit soit peu important.

En télémesure la fréquence porteuse appartient à la bande 215÷225 MHz.

On peut utiliser avantageusement un oscillateur piloté par un quartz à fréquence pour élevée suivi d'un multiplicateur de fréquence pour obtenir la fréquence f_0 de l'oscillateur local; ceci en raison de la stabilité.

La figure II 2 représente un exemple typique d'oscillateur local.

II-6. L'amplificateur de fréquence intermédiaire (FI)

Après transposition en fréquence faite par le mélangeur, le signal de fréquence $FI = f_e - f_0$ (ou $f_0 - f_e$) doit être amplifié afin d'être utilisé correctement par le démodulateur.

La largeur de bande fait appel à des notions de qualité de reproduction, plus elle est grande, meilleure est la qualité de reproduction. Cependant, on perd de l'autre côté sur la sélectivité au détriment de la qualité : on adopte alors un compromis : largeur de bande-sélectivité.

Lorsqu'il s'agit de la réception d'impulsion, on ne perd rien sur la qualité de l'information en réduisant au strict minimum la largeur de bande; on ne filtrant que le fondamental de l'impulsion qui transporte à lui seul une puissance représentant environ 90% de l'énergie totale du spectre. Il suffit alors simplement de disposer d'un circuit régénérateur en sortie pour obtenir l'impulsion originale.

La commande automatique de gain (CAG).

La CAG permet de maintenir le niveau de sortie constant, malgré la variation du signal d'entrée. Cette CAG est obtenue par détection au moyen d'une diode de la tension HF ou FI amplifiée. Une tension continue proportionnelle à l'amplification HF aux bornes d'une résistance de charge est transmise aux bases des transistors de l'ampli FI ou RF pour la commande de la polarisation.

En abaissant ainsi la tension V_{BE} du transistor, on réduit le courant I_B et par conséquent le courant de collecteur I_C .

Le contrôle est plus efficace lorsque le nombre d'étages sur lesquels on applique la CAG est plus grand.

Le monocommande (ou commande unique)

Dans le cas où la fréquence incidente f_0 est variable, et pour garder la FI ($FI = f_e - f_0$) constante, f_0 doit varier dans le même sens que f_e . On utilise alors une seule commande par condensateur variable double ou triple. Un ou deux pour le choix de la fréquence incidente f_0 , le troisième pour l'accord de l'oscillateur local.

Choix de la FI

La valeur de la fréquence intermédiaire est pour la MF quasi universellement fixée à 10,7 MHz. Dans les appareils professionnels cette valeur est quelque fois réduite à 4,3 MHz.

Les raisons d'un tel choix sont diverses et font appel à des considérations de facilité de réception et également à la possibilité d'éliminer les interférences possibles avec des signaux provenant de l'extérieur ou du récepteur lui-même. La fréquence choisie en outre doit correspondre à un canal vierge de toute émission. Cependant il existe d'autres fréquences parasites de moindre importance telle que la fréquence image.

Cette fréquence image f_i a pour valeur : $f_i = 2 (f_0 - FI)$.

II-7. La démodulation (FM)

La première opération dans le processus de démodulation consiste à faire passer le signal HF modulé en fréquence dans un dispositif limiteur d'amplitude parasite.

La seconde opération de conversion consiste à transformer la modulation de fréquence en une modulation d'amplitude seule forme de signal susceptible d'être détecté.

Enfin une opération de détection d'enveloppe va terminer le processus de démodulation MF.

II-7-1. Le limiteur d'amplitude

Quelque soit le niveau du signal à l'entrée du limiteur, le signal à sa sortie doit être constant, ce qui permet au discriminateur de fonctionner normalement, c'est à dire de délivrer une tension en sortie proportionnelle à l'écart instantané de fréquence f . Le limiteur permet l'amélioration du rapport S_{HF} . Il se caractérise par un seuil de limitation au-delà duquel il assure la fonction de limitation. On améliore considérablement le fonctionnement du limiteur en prévoyant au moins deux étages à transistors. Actuellement on réalise cette fonction à l'aide de circuit intégré tel que le MC 1590 G de MOTOROLA par exemple qui se caractérise par un seuil de 200 μ V.

II-7-2. Le discriminateur

C'est un dispositif qui reçoit un signal HF modulé en fréquence d'amplitude constante, qu'il convertit en modulation d'amplitude AM et qu'on applique ensuite à un détecteur d'enveloppe.

Pratiquement, c'est sur ce principe que sont conçus la plupart des discriminateurs. On peut citer plusieurs types de discriminateurs. Les plus intéressants dans la télémesure sont les suivants :

- le discriminateur à déphasage (ou de Foster-Sceley)

Il constitue le principe de base des discriminateurs. Fig. JI. 4

On applique au point milieu du secondaire du transformateur une tension e_p qui est en quadrature avec la tension du primaire. La tension du secondaire E_s se décompose en deux tensions en opposition de phase $E_s/2$ et $E_s'/2$. A l'accord, $E_s/2 = (E_s/2)_0$ et $E_s'/2 = (E_s'/2)_0$.

Les tensions ED_1 et ED_2 aux bornes des deux diodes sont égales et la tension à la sortie du discriminateur est nulle.

Lorsque la fréquence d'attaque est décalée par rapport à la fréquence d'accord les deux tensions ne sont plus égales comme l'indique le diagramme vectoriel de la figure. II 5 b

- Le détecteur de rapport

C'est certainement le plus utilisé. Le schéma de principe fait ressortir sa structure en pont (figure I 6).

La tension démodulée est prélevée sur une des diagonales du pont tandis que l'autre est court-circuité par un condensateur de valeur adéquate.

Le principe ne diffère pas de celui de F Seeloy, il en est une variante. Il a de plus un effet anti-parasite assuré par le condensateur, et ses caractéristiques de limitations sont excellentes. L'emploi de résistances de charge R_1 et R_2 de faible valeur et d'un enroulement secondaire à forte surtension améliore encore ses caractéristiques.

- la PLL (phase Locked Loop)

Ce type de discriminateur assez récent, n'exige ni transformateur ni circuit accordé. Un VCO (voltage controlled oscillator) est maintenu en phase avec le signal modulé en fréquence grâce à une boucle d'asservissement : un comparateur de phase suivi d'un filtre passe-bas fournit à tout moment au VCO une tension d'erreur lui permettant de poursuivre le signal incident. Le schéma d'un tel démodulateur est représenté à la figure : II 8. Le seuil de démodulation baisse de 3 dB environ, ce qui est un avantage.

- le discriminateur à coïncidence

Les versions modernes de ce discriminateur utilisent les CI tels que TBA 120 A, TAA 661...

II-8. Le filtre passe-bas

Le filtre passe-bas qui suit le discriminateur permet d'éliminer toute fréquence résiduelle supérieure à la fréquence de coupure $f_c = 77$ KHz qui est le fondamental des impulsions de fréquence de récurrence $f_r = 77$ KHz.

II-10. Le trigger de Schmitt (circuit de mise en forme)

Le trigger de schmitt est un circuit régénérateur des impulsions reçues sous leur forme originale. Il reçoit du démodulateur des impulsions de Gauss ayant une allure en cloche qu'il transforme en impulsions rectangulaires pour permettre le déclenchement du compteur d'impulsions.

On peut réaliser de différentes manières ce circuit; avec des transistors, des portes logiques telles que (DT₁ L 930 de FAIRCHILD) un ampli opérationnel ou un circuit intégré (CI) linéaire comme par exemple le TAA 293 (RTC) représenté sur la figure. II.9

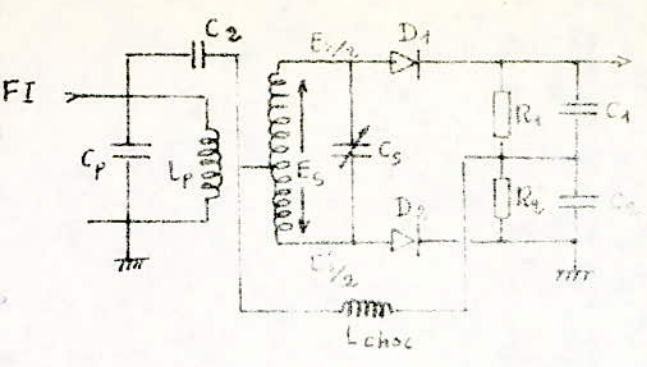


Fig II.5.a
Discriminateur de F. Seeley

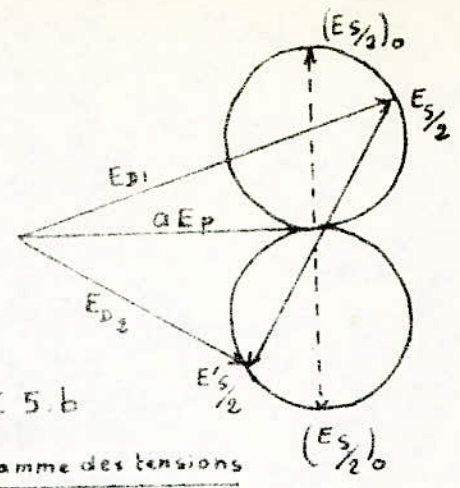
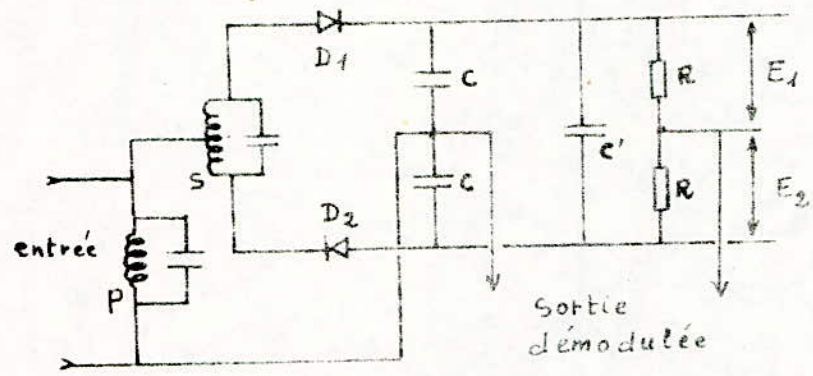


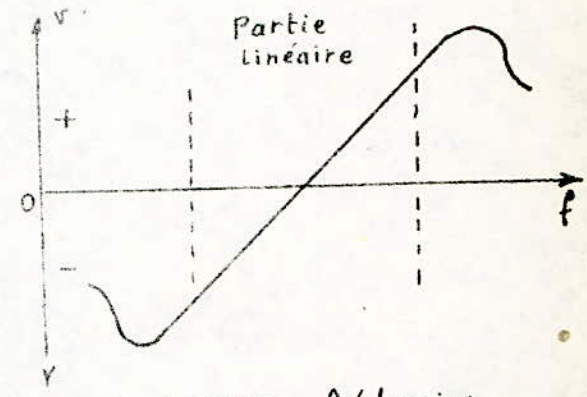
Fig II.5.b
Diagramme des tensions



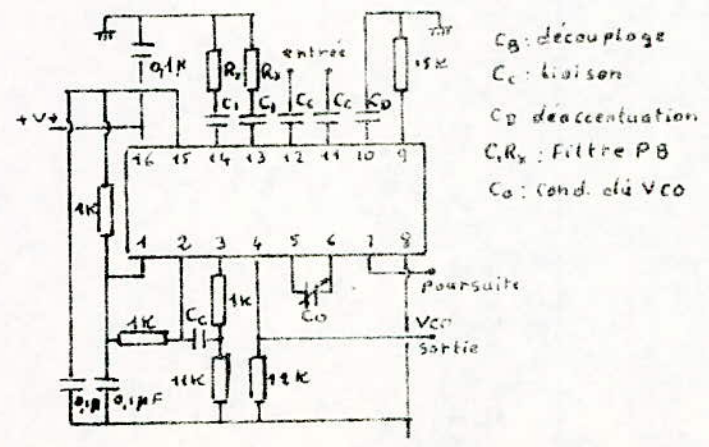
$\vec{E}_1 + \vec{E}_2 = \text{cste}$

Fig II.6 Détecteur de rapport.

Fig II.7



Caractéristique f / tension d'un discriminateur



- C₈: découplage
- C₁: liaison
- C₉: déaccentuation
- C₁, R₁: Filtre PB
- C₁₀: cond. élé VCC

Fig II.8 Démodulateur FM (PLL)
NE 562B (signetics)

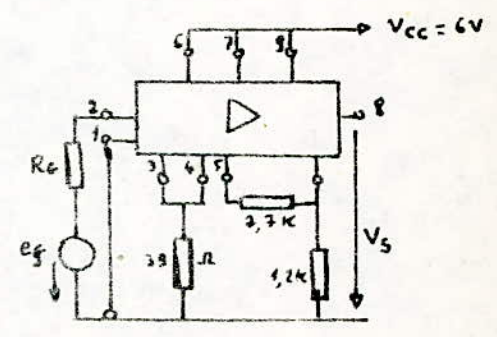


Fig II.9
Schéma de principe du µ-circuit TAA 293. (Trigger de Schmitt)

Son origine.

Tout système de transmission est bruyant : au signal utile se superposent des bruits dus aux rayonnements captés par l'antenne, à l'agitation thermique des électrons dans le métal, ou aux brouilleurs. On peut même ajouter à cela le phénomène de distorsion du signal dans le récepteur (distorsions linéaires et non linéaires). Le sujet étant assez vaste limitons-nous au type de bruit le plus couramment rencontré : le bruit thermique.

Il s'agit d'un bruit Gaussien blanc dans la limite de la bande passante (se conférer à la théorie du signal). Rappelons tout de même la formule démontrée par Niquist. La tension de bruit due à l'agitation thermique est donnée par :

$$e_t^2 = 4 KTRB$$

où T est la température kelvine, B la bande passante du récepteur, R la résistance équivalente de bruit. Pour un circuit sélectif la tension de bruit a une allure parabolique centrée sur la fréquence porteuse.

- le facteur de bruit

Soit e_n la tension de bruit ramené à l'entrée du récepteur. Le facteur de bruit est donné par :

$$F(\text{dB}) = 10 \log_{10} \frac{e_n^2}{e_t^2} = 10 \log \frac{e_n^2}{1,65 \cdot 10^{-20} B R}$$

- Contribution des divers étages au bruit global..

Quand un amplificateur comporte plusieurs étages dont chacun a un facteur de bruit $F_1, F_2, F_3 \dots$. Le facteur de bruit résultant est :

$$F(\text{dB}) = 10 \log_{10} \left[F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \right]$$

où $G_1, G_2, G_3 \dots$ sont les gains respectifs des divers étages.

Il résulte de cette formule que le facteur de bruit global dépend pratiquement de celui du premier étage.

Puissance minimale à la réception

La puissance minimale à la réception P_r pour assurer une protection correcte contre le bruit est : $P_r = 8 P_B$,

où P_B est la puissance de bruit ramené à l'entrée du récepteur. En prenant $F = 16$, comme facteur de bruit, on couvre la majeure partie des cas. La puissance minimale à la réception est alors :

$$(P_r)_{\text{min}} = 8 P_B = 3,2 \cdot 10^{-20} F.B.$$

où B est la largeur de bande exprimée en Hertz.

Taux d'erreur en modulation numérique

Cohérence de la modulation.

La modulation cohérente est caractérisée par le fait que la fréquence de la porteuse est un multiple de la fréquence de rythme du signal binaire à transmettre. Pour des débits numériques élevés la cohérence est difficile à conserver et la modulation est du type incohérent.

Taux d'erreur en modulation FSK (déplacement de fréquence)

Les deux signaux possibles sont :

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \omega_1 t \quad 0 < t < T$$

$$S_2(t) = \sqrt{\frac{1E}{T}} \cos \omega_2 t \quad 0 \leq t \leq T$$

Avec la modulation cohérente, on aura le taux d'erreur en présence de bruit Gaussien de densité $N_0/2$.

$$P(\xi) = \theta \left(\sqrt{E/N_0} \right)$$

$$\text{où } \theta(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-u^2/2} du.$$

E : énergie du signal

N_0 : densité spectrale du bruit.

Taux d'erreur en modulation PSK (déplacement de fréquence)

Les signaux possibles sont :

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \omega_0 t$$

$$S_2(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos (\omega_0 t + \pi) = -S_1(t)$$

Le taux d'erreur en présence de bruit est :

$$P(\xi) = \left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}} \right)$$

du point de vu bruit la PSK est meilleure, cependant il faut connaître à l'origine de phase et ceci complique la réception.
la réception

III- Les circuits séquentiels

III-1. Les bascules

Une bascule est une cellule de mémoire élémentaire, possédant deux états stables et deux seulement, et susceptible de changer d'état sur l'effet de signaux appropriés.

On distingue :

- les bascules asynchrones dont les changements d'états de sortie suivent les états d'entrée; les plus communes sont : la bascule RS, JK et T.
- les bascules synchrones ou synchronisées.

Ce sont des bascules, qui en plus des entrées logiques possèdent une entrée supplémentaire pour le signal d'horloge H (ou Cp). Les quatre bascules sont : la bascule RS, JK, T et D.

- la bascule de type RS.

La bascule de type RS possède deux entrées d'informations :

R (reset) ou entrée de remise à zéro,
S (set) ou entrée de mise à un.

elles possèdent deux sorties Q et \bar{Q} . La table de vérité est donnée à la figure III . Pour R = S = 1. L'état de sortie est indéterminée.

L'équation logique de la bascule d'ordre n est :

$$Q_n + 1 = S_n + \bar{R}_n Q_n$$

$$R_n S_n = 0$$

La bascule de type JK.

La bascule JK est semblable à la bascule RS, où J est l'entrée de mise à un.

Pour J = K = 1 seulement, il y a changement d'état de sortie :

$$Q_n + 1 = \bar{Q}_n.$$

L'équation logique est : $Q_{n+1} = Q_n \bar{K}_n + J_n \bar{Q}_n$

La bascule de type T

La bascule de type T (bascule de comptage) a une seule entrée T, qui inverse son état de sortie à chaque fois qu'apparaît un signal sur l'entrée T.

On a l'équation logique : $Q_n + 1 = \bar{T}_n Q_n + T_n \bar{Q}_n$

La bascule de type D (Delay)

C'est une bascule retardatrice ayant une seule entrée D, dont l'état de sortie à l'instant t_{n+1} , s'identifie avec celui de l'entrée à l'instant t_n , équation logique : $Q_{n+1} = D_n$.

III-2. Le compteur

Définition

Un compteur est dispositif séquentiel comprenant :

- n bascules binaires qui sont généralement de type RS, JK, T ou D,
- un réseau logique de commande.

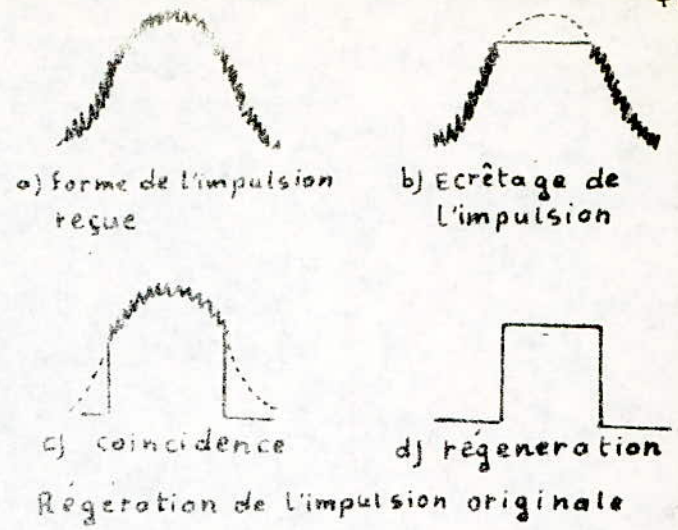
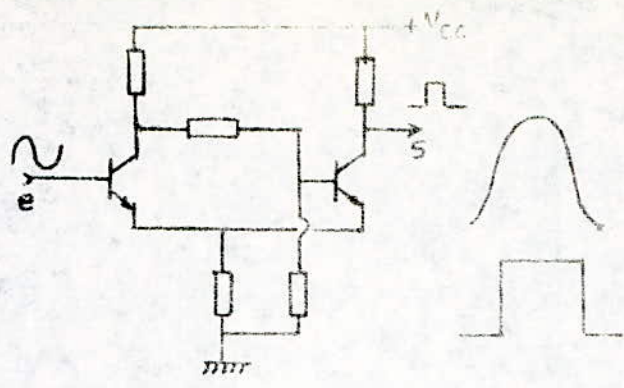


fig II 10 Trigger de schmitt à éléments discrets

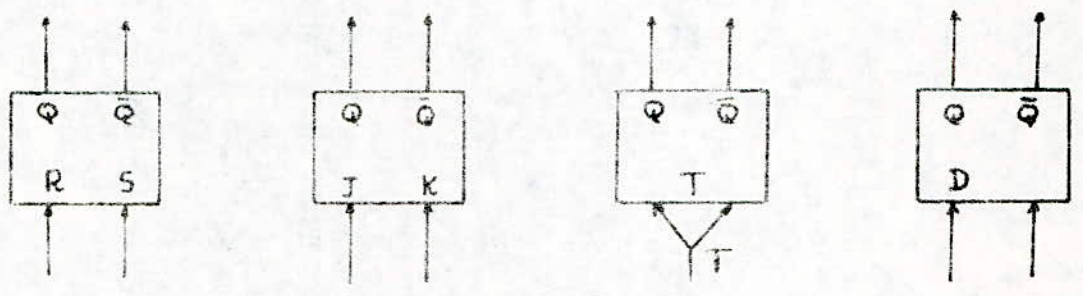


fig III 1 Schéma symbolique des bascules asynchrones RS, JK, T et D.

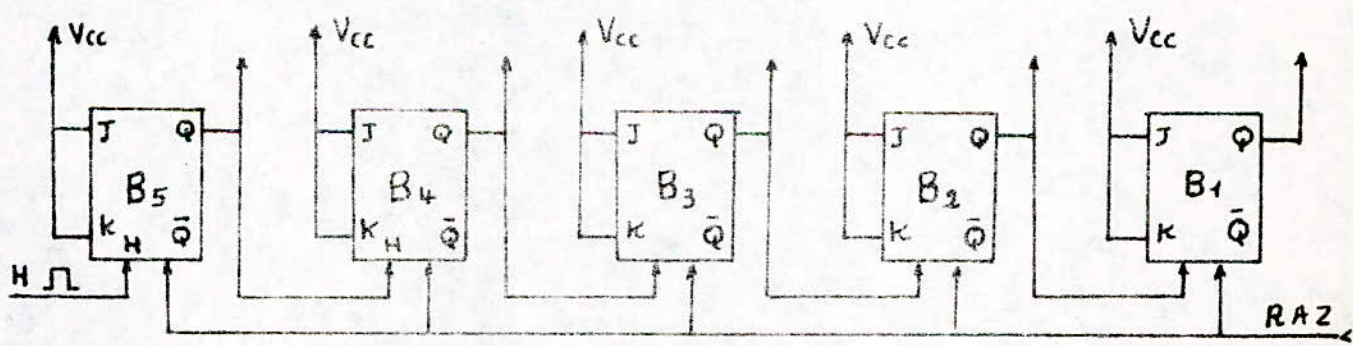


fig III 2 Compteur asynchrone modulo 2⁵

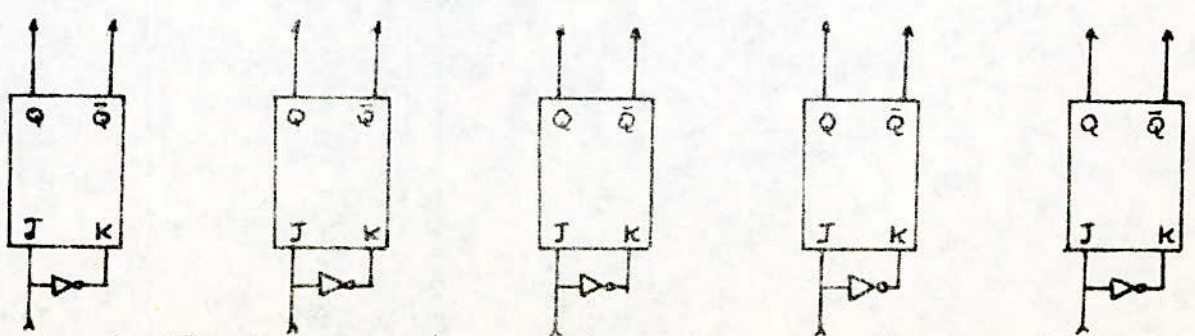


fig III 3 Registre mémoire à bascules JK, E/S parallèles.

Table de vérité des bascules RS, JK, T, et D

t_n	t_n	t_n	t_{n+1}
Q_n	R_n	S_n	Q_{n+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	\emptyset
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	\emptyset

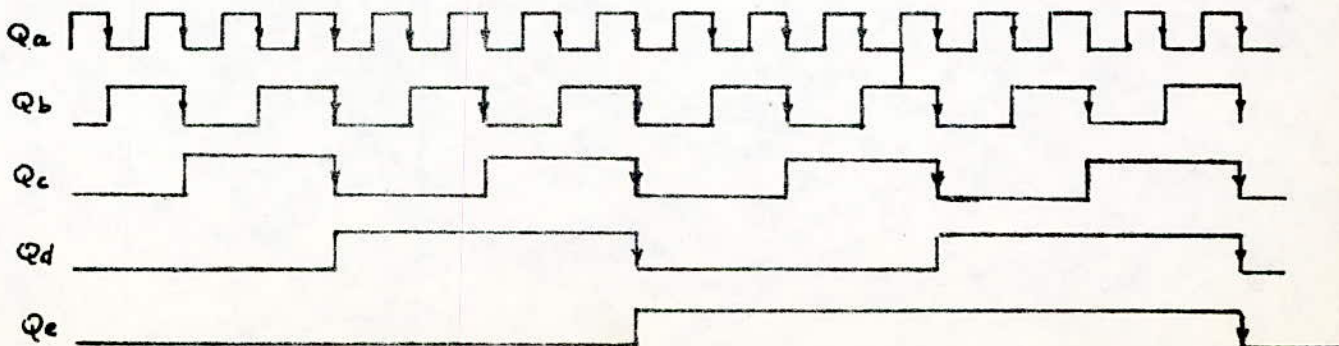
t_n	t_n	t_n	t_{n+1}
Q_n	J_n	K_n	Q_{n+1}
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	0

t_n	t_n	t_{n+1}
Q_n	T_n	Q_{n+1}
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

t_n	t_n	t_{n+1}
Q_n	D_n	Q_{n+1}
0	0	0
0	1	1
1	0	0
1	1	1

Table de vérité des 5 premières bascules du compteur asynchrone

	Q_e	Q_d	Q_c	Q_b	Q_a
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	0	1
2	0	0	0	1	0
3	0	0	0	1	1
4	0	0	1	0	0
5	0	0	1	0	1
6	0	0	1	1	0
7	0	0	1	1	1
8	0	1	0	0	0
9	0	1	0	0	1
10	0	1	0	1	0
11	0	1	0	1	1
12	0	1	1	0	0
13	0	1	1	0	1
14	0	1	1	1	0
15	0	1	1	1	1
16	1	0	0	0	0



- le registre à écriture parallèle et lecture série,
- enfin le registre à écriture et lecture série.

Les registres sont aussi disponibles sous forme intégrée.

III-4. Dispositif de remise à zéro cyclique du compteur

- le circuit monostable

Le circuit monostable est de grande importance en technique d'impulsions. Il peut être réalisé de différentes manières, avec deux transistors, des portes logiques comme on peut le réaliser avec un ampli opérationnel (A : 710 par exemple). Un autre dispositif qui jouit actuellement d'une grande vogue est celui mettant en oeuvre des CI nommés "Timers" (temporisateur en français), qui offrent d'ailleurs de multiples utilisations : monostables - astables etc...

Le Timer NE 555 signetiques est représenté comme monostable sur la figure. *en annexe.*

La durée de basculement est comprise entre 10^{-5} et 10 s.

La valeur de R_T et G_T fixe la durée de basculement.

Remise à zéro du compteur et écriture du mot

Après chaque cycle de mesure, le compteur doit être remis à zéro pour faire la mesure du cycle suivant. Le schéma du circuit permettant la réalisation d'un tel dispositif est représenté à la **figure III.4**

Pour remettre à zéro le compteur et permettre aussi l'écriture dans le registre mémoire, on utilise trois circuits monostables successifs.

La première impulsion du cycle provoque le basculement du monostable M_1 .

A la fin de la 120ème impulsion, le premier monostable revient à zéro (durée du basculement 120τ) et déclenche le monostable M_2 grâce au circuit dérivateur RC. La diode élimine l'impulsion négative.

Le temps de basculement du monostable M_2 va servir de pause pour permettre au compteur de faire le comptage de la dernière impulsion. Une durée égale à τ est largement suffisante. Ce temps de basculement, on le prend égale à 2τ , où τ est la période de recurrence des impulsions.

Le monostable M_2 , en revenant à zéro déclenche le 3ème monostable M_3 de la même façon, et permet aussi le transfert de l'information dans le registre mémoire. Le monostable M_3 a un temps de basculement de 6τ , c'est à dire tout le temps qui reste du cycle appelé temps mort.

Le front de descente du monostable M_3 assure la remise à zéro du compteur, et le cycle de mesure recommence avec le train d'impulsion suivant.

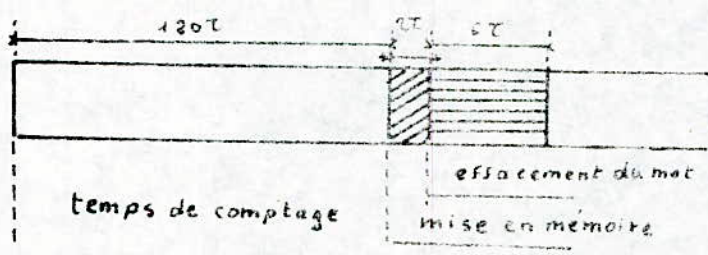
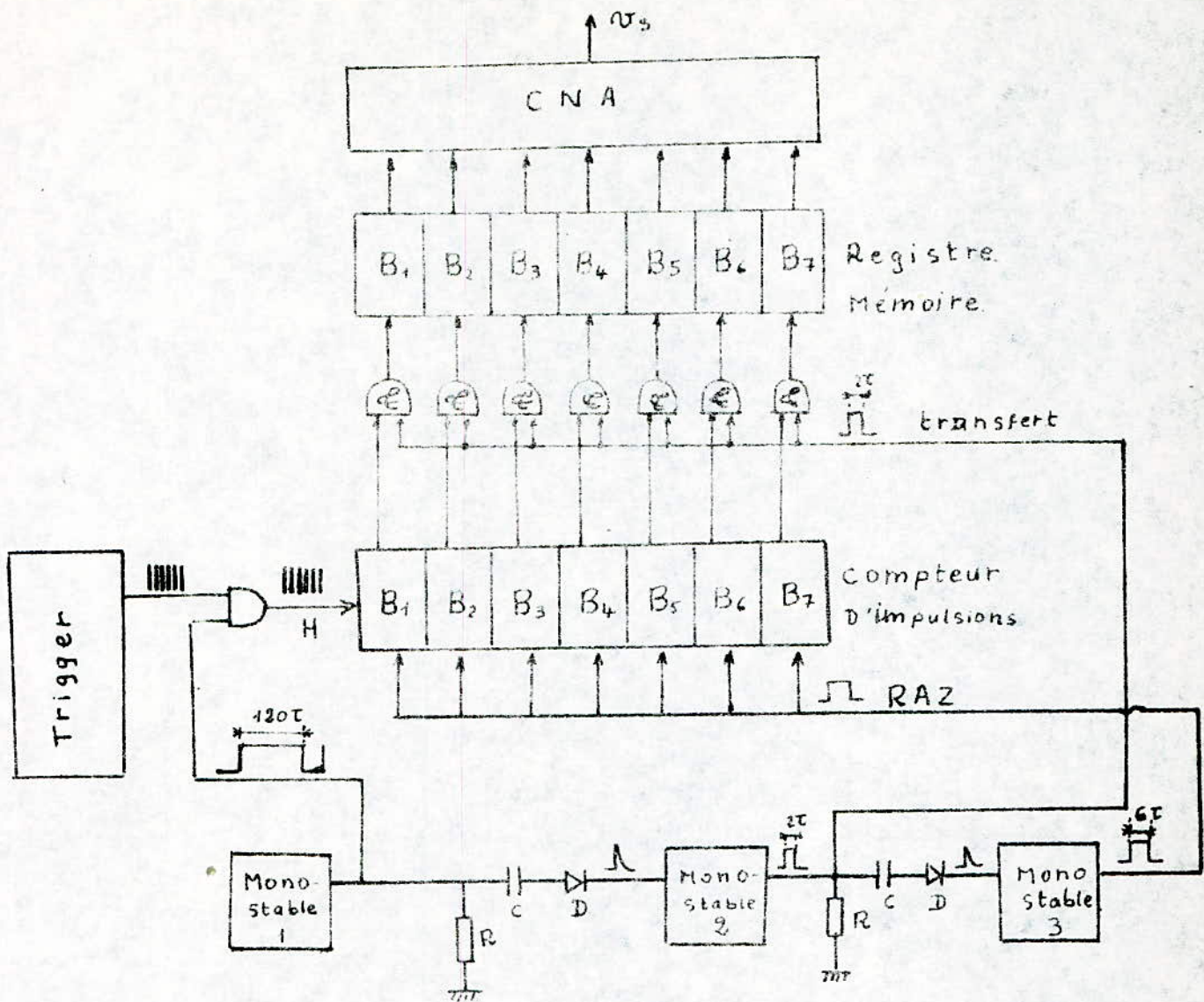


Fig III.4 circuit de transfert en mémoire et de remise à zéro du compteur.

Annexe

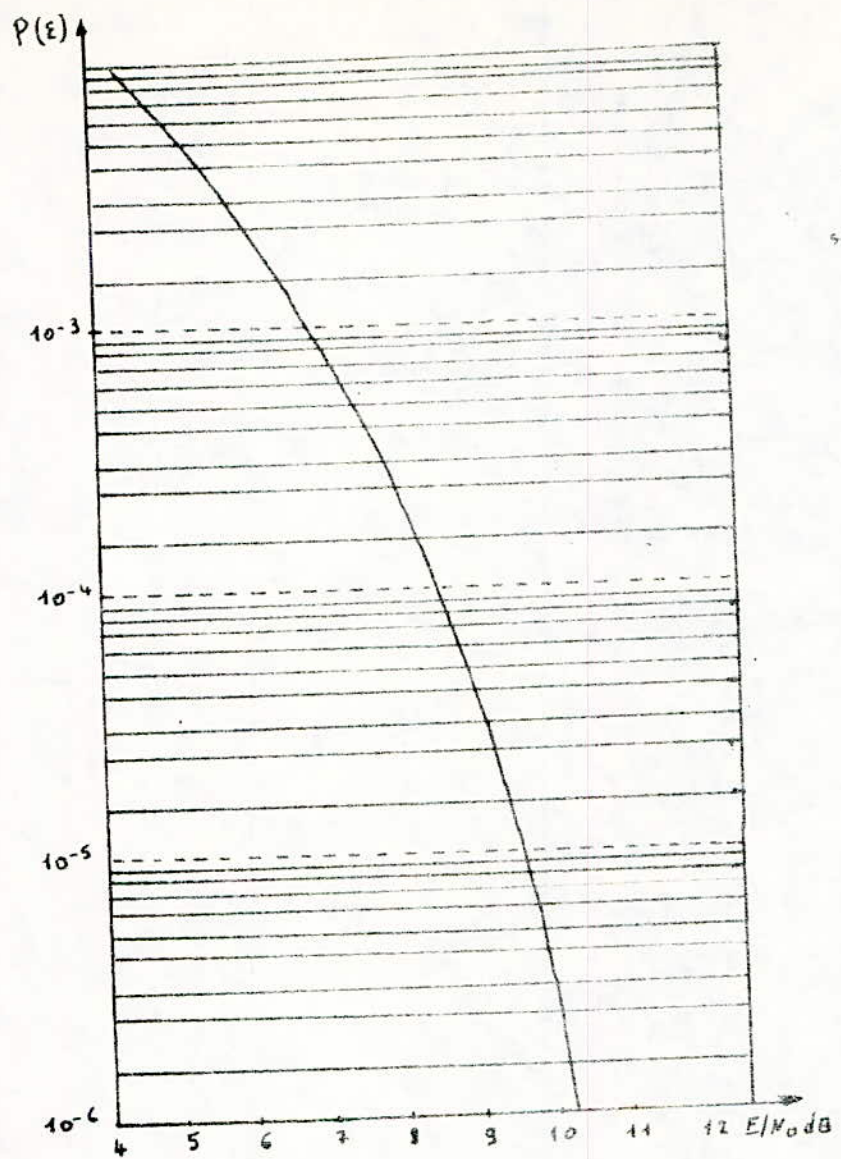


Fig taux d'erreur en modulation numerique

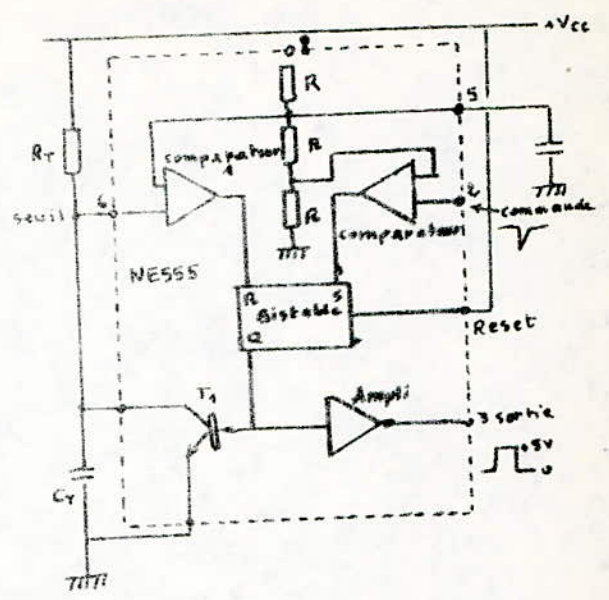
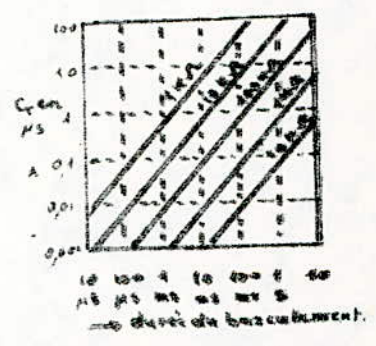


schéma d'utilisation du timer NE555 en monostable.



Abaque donnant la durée de basculement en fonction des R_T et C_T

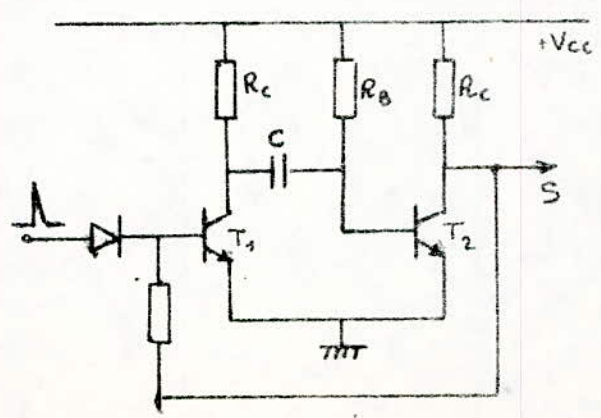
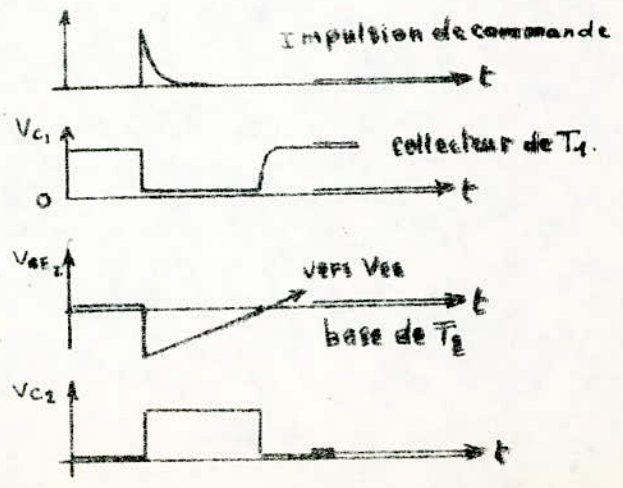


schéma de principe d'un monostable et diagramme des signaux



IV- La conversion numérique analogique (CNA)

IV-1. Les commutateurs électroniques

Définition et caractéristiques idéales

Un commutateur analogique est un dispositif qui doit laisser passer le signal "état ON" ou au contraire le bloquer "état OFF".

Un commutateur idéal se comporte comme un court-circuit à l'état "ON" ou comme un circuit ouvert à l'état OFF et conserve ainsi une bonne précision au convertisseur. La résistance R_{on} vaut 0, et R_{off} est infinie.

Il importe donc que le commutateur soit quasi parfait. Comme commutateur électronique on peut citer :

- le commutateur à transistor bipolaire (BJT),
- le commutateur à transistor à effet de champ (FET),
- le commutateur à transistor MOS,
- le commutateur à diodes (moins performant),

il existe un autre commutateur électro-mécanique, mais celui-ci est trop lent et n'a d'application que dans l'industrie.

Commutateur à BJT (Bipolaire Junction Transistor)

Un BJT se prête bien à la commutation. Une faible tension sur sa base le sature facilement : c'est l'état ON.

Une tension nulle ou négative sur sa base (BJT type NPN) le bloque : c'est l'état OFF. A l'état ON le transistor doit présenter une faible résistance

$$R_{on} = \frac{V_{CES}}{I_{CES}}$$

est une petite tension de saturation

V_{CES} (tension d'offset) devant la tension de référence E , à l'état bloqué il doit se rapprocher d'un circuit ouvert ($R_{off} = \infty$).

Le courant de fuite I_{CBO} doit être faible devant le courant qui traverse la résistance du bit le moins significatif.

On utilise comme commutateur des transistors ayant une grande vitesse de commutation.

Le commutateur à FET.

Le FET à canal N est intéressant comme commutateur, car il ne présente pas de tension résiduelle (offset). Il offre une très bonne isolation du signal de commande par rapport au signal à commuter et se prête bien à l'intégration comme d'ailleurs le CMOS. Cependant la vitesse de commutation est moins élevée; en effet, à cause des capacités parasites (C_s , C_{ds} et C_{gd}) il se produit deux phénomènes qui limitent son fonctionnement : le temps de commutation et l'apparition de transitoires en sortie. La résistance R_{on} n'est pas négligeable.

Le commutateur à CMOS.

Comparable au FET, ce transistor a une impédance d'entrée encore plus grande, ce qui fait que la consommation est faible.

Le commutateur à diode.

Celui-ci est le moins performant, n'est pratiquement pas utilisé.

Le circuit d'interface. fig. IV-2

Lorsque le circuit de commande (registre) n'est pas capable de commuter le transistor commutateur, on intercale un circuit d'interface qui fournira la tension nécessaire à la commutation du transistor.

En effet, la tension délivrée par le registre a un niveau de 1 V pour l'état ON et -4V pour l'état OFF et ces niveaux ne permettent par la commutation, d'où l'intérêt du circuit d'interface.

IV-2. L'amplificateur opérationnel.

Un amplificateur opérationnel est caractérisé par une impédance d'entrée Z_e très grande, donc un courant d'entrée très faible, un gain en boucle ouverte infini, et une résistance de sortie négligeable.

Compte tenu de ces caractéristiques, on peut écrire $\frac{V_s}{V_e} = -\frac{R_2}{R_1}$ voir figure IV-3. Ou le gain de montage ne dépend que des résistances R_1 et R_2 . L'impédance d'entrée ne peut être que R_1 , car l'entrée - est une masse virtuelle.

Caractéristiques réelles et non théoriques.

En pratique il existe un courant d'entrée I_- et un autre courant I_+ , dont il faut tenir compte; la différence est appelée courant d'offset (fig. IV-3b). Il résulte donc une tension d'erreur à l'entrée. Un réglage du zéro est prévu pour annuler toutes les tensions d'erreurs initiales, par contre ce réglage ne supprimera pas les dérives en température et dans le temps. Une autre source d'erreur est la dérive en tension (Drift en anglais) de l'ampli. Cette dérive peut être assimilée à une fem e_v entre l'entrée + et la masse, fig IV-3-6. La tension de sortie va s'inscrire :

$$N_s = -\frac{R_2}{R_1} + e(1 + \frac{R_2}{R_1}) + (e_i + e_v)(1 + \frac{R_2}{R_1})$$

Il existe une autre tension, appelée tension de bruit dont il faut tenir compte, cette tension est ramenée à l'entrée de l'ampli et est multipliée par le facteur $(1 + \frac{R_2}{R_1})$ terme appelé gain de bruit.

Dans un montage inverseur, la tension de mode commun est voisine de zéro, on ne tient pas compte.

IV-3. Convertisseur numérique analogique

IV-3-1°) Définition

Un convertisseur numérique analogique CNA est un dispositif qui reçoit une information numérique sous forme d'un mot à n Bits et qui la transforme en un signal analogique.

IV-3-2°) Principe de la conversion analogique

Le principe de la conversion numérique est illustré sur la figure (IV-4) représentant un schéma possible pour CNA à 7 bits (convertisseur à résistances pondérées). Chaque case du registre suivant la valeur qu'elle a 0 ou 1, va déterminer l'état ouvert ou fermé du commutateur lui correspondant. Un amplificateur sommateur va additionner les différents courants résultants.

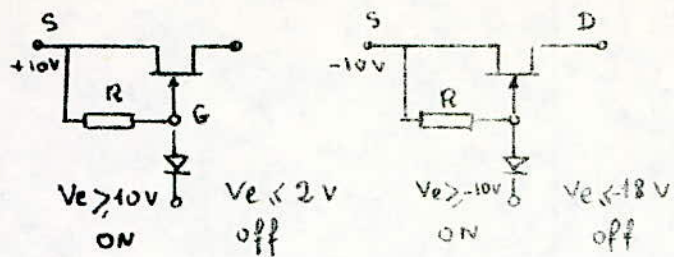


fig IV.1

Principe de commande d'un FET

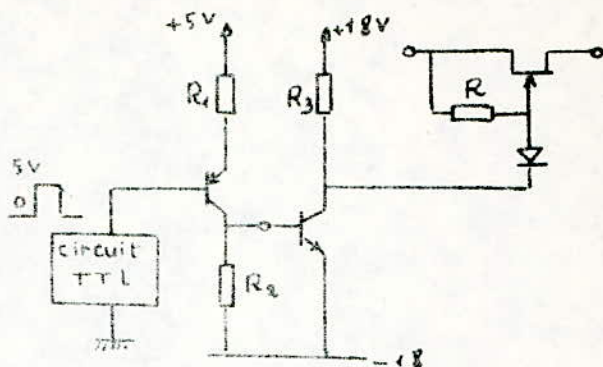
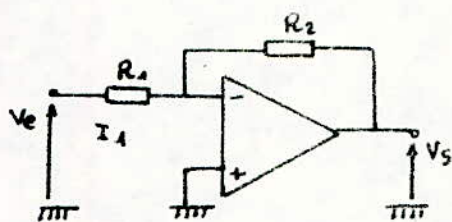
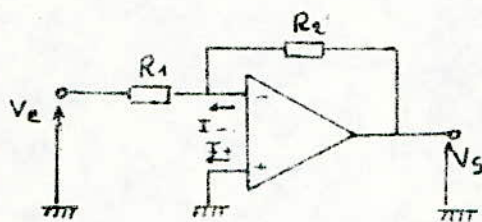


fig IV.2

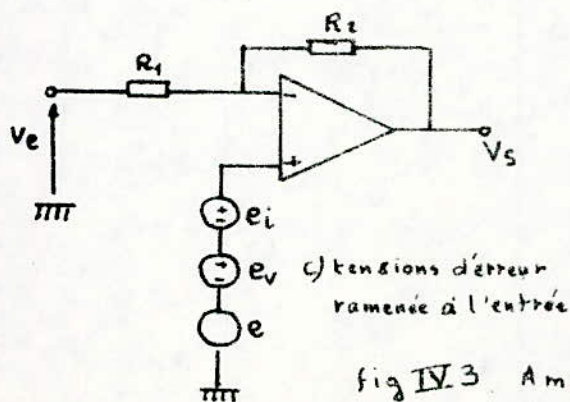
Exemple de circuit d'interface de commande d'un FET



a) Ampli op. théorique



b) Ampli op. réel



c) tensions d'erreur ramené à l'entrée

fig IV.3 Amplificateur opérationnel tensions d'erreur

Pour l'exemple choisi, on aura en sortie la tension suivante :

$$V_s = - \left(\frac{E}{R} + \frac{E}{2R} + \frac{E}{32R} \right) \cdot R_F$$

$$V_s = -E(2^1 + 2^3 + 2^5 + 2^6) \cdot \frac{R_F}{2^6 R} = -N \cdot \frac{R_F}{R} \cdot \frac{E}{2^6}$$

avec $N = 2^1 + 2^3 + 2^5 + 2^6 = 106$

La tension V_s résulte de la multiplication de N par $\frac{E}{2^6} \cdot \frac{R_F}{R}$

Cette valeur analogique correspond au plus faible poids 2^0 commuté seul, on l'appelle le quantum (en anglais Least significant bit ou LSB) (figure IV-5).

Ainsi la conversion numérique analogique revient à multiplier le nombre N présent dans le registre par le quantum. Donc à chaque valeur de N , il correspond une tension de sortie V_s .

Pour $N = 1101010$ égal à 106 en décimal, avec un quantum de 1mV par exemple on aura en sortie une tension de 1mV x 106 = 106 mV $V_s = 106$ mV.

Le convertisseur à 7 bits a donc $128 = 2^7$ points de mesure, à chaque nombre binaire il correspond une mesure de V_s .

La valeur minimale de V_s correspond bien entendu au nombre binaire 000000 tandis que la valeur maximale de V_s correspond au nombre de plus fort poids $N = 111111$ soit $2^7 - 1$ en décimal.

La tension de sortie sera donc $(2^7 - 1) \times 1$ quantum, c'est la tension pleine échelle, on désigne en anglais par MSB (Most significant bit). Le bit de plus fort poids.

IV-3-3. Caractéristique technique d'un CNA

Résolution

Un convertisseur à n bits a 2^n configurations d'entrée possibles, chaque configuration correspondant à un et un seul nombre binaire distinct des autres.

Le rapport quantum à pleine échelle ($= \frac{1}{2^n}$) est appelé résolution du convertisseur. Par abus de langage, on dit que la résolution est de n bits.

La résolution d'un CNA en fonction du nombre de bit est donnée par le tableau ci-dessous :

Nombre de bits	Résolution	Valeur du quantum en % de la pleine échelle
7	1/128	0,782
8	1/256	0,391
9	1/512	0,195
10	1/1024	0,098
12	1/4096	0,024

Fig IV 4 : convertisseur à résistances

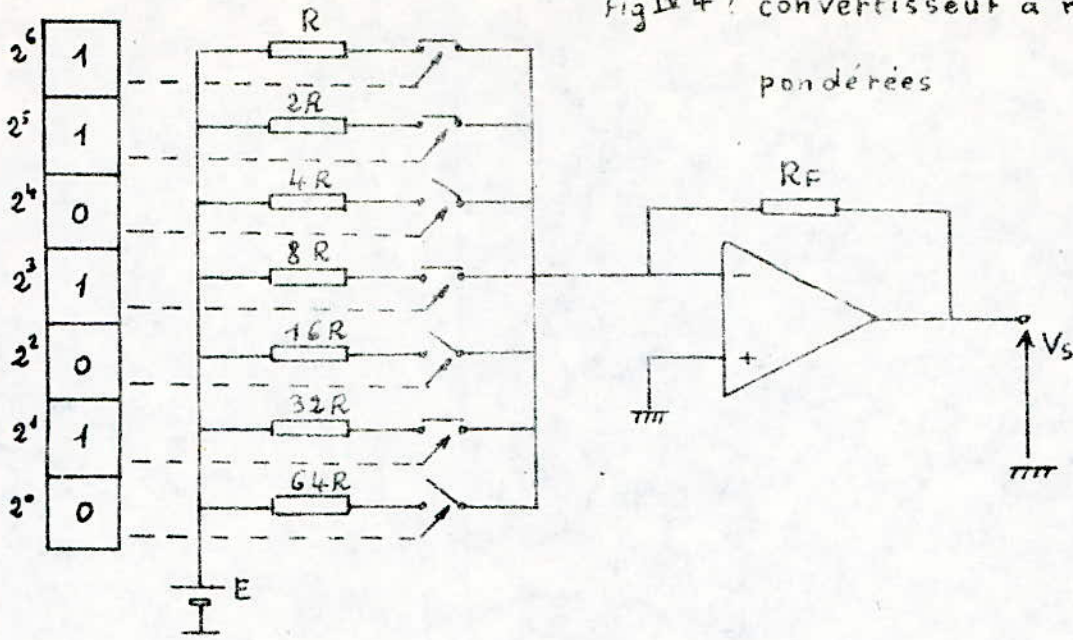
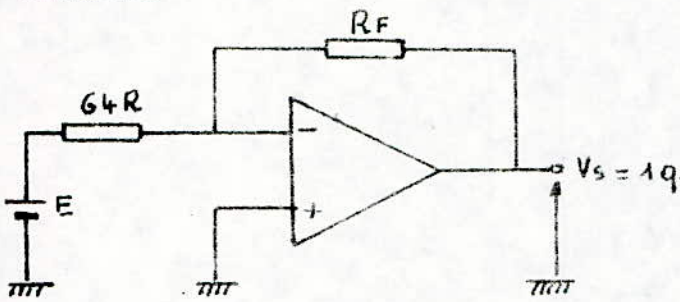


Fig. IV. 5



Poids 2^0 commuté seul.

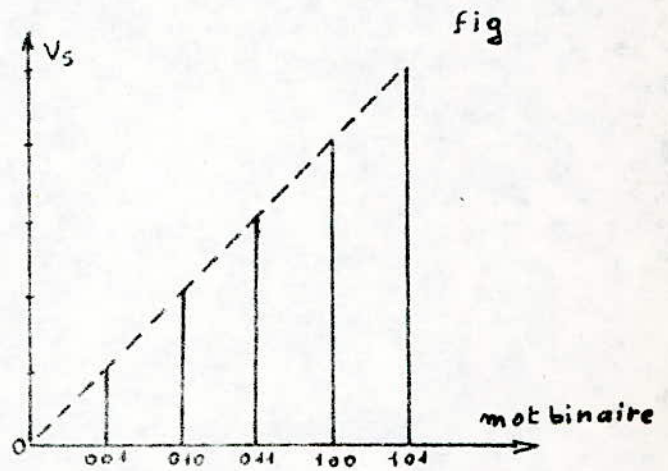


Fig IV. 6

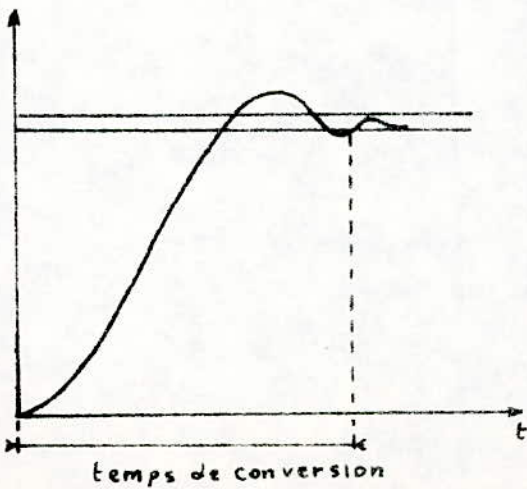


Fig IV. 7

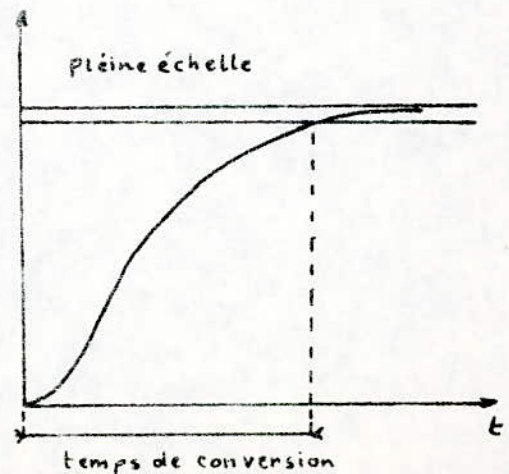


Fig IV. 8

Fonction de transfert idéal. Elle est donnée par l'expression :

$$V_S = E (a_1/2 + a_2/2^2 + \dots a_n/2^n) \quad (a_i = 0 \text{ ou } 1)$$

Le signal de sortie est constitué par une suite discrète de tension. La droite obtenue en les joignant constitue la caractéristique idéale de transfert (voir figure IV.6).

160

La tension de sortie maximale (pleine échelle).
La tension de sortie maximale $V_{max} = \frac{E}{2^n} (2^n - 1)$ correspond à la mise à 1 de tous les bits du registre, 2^n elle diffère de la tension de référence E de un quantum. L'erreur entre la tension pleine échelle va donc dépendre du nombre de bits du CNA. Il n'est pas impossible que la tension maximale désigne dans la pratique la valeur 2^n fois le quantum au lieu de $(2^n - 1)$.

Le temps de conversion.

Il permet de connaître la vitesse de conversion d'un CNA.
Cette caractéristique indique le temps maximal requis pour effectuer une conversion N/A. Le signal de sortie étant analogique est sujet à des impulsions parasites, dues aux transitions de commutation et à la réponse impulsionnelle de l'amplificateur (suramortie, amortie ou pseudo-oscillatoire).

Le cas le plus défavorable est le passage de l'état 0 à la pleine échelle de la tension de sortie. Les commutateurs ne prenant pas l'état définitif rigoureusement au même instant des tensions parasites apparaissent en sortie.

C'est ce qu'on appelle le phénomène de GLITCH. (figure IV-7).

La précision.

Par suite de l'imperfection des circuits électroniques, la tension fournie en sortie lorsque tous les bits d'entrée sont à 1 diffère quelque peu de la valeur théorique escomptée. Cette différence traduit la précision du convertisseur.

La précision s'exprime habituellement en % de la pleine échelle ou en fraction de quantum.

IV-3-4. Erreur dans les CNA

Les performances obtenues avec un CNA diffèrent généralement de celle que l'on désire obtenir par suite d'erreurs.

Il existe différentes causes d'erreur dans les CNA, telles que décalage, facteur de gain, non linéarité etc.. La précision indiquée par le constructeur est habituellement de $\pm 1/2$ quantum.

Tous les bits interviennent dans la précision, mais l'influence diffère suivant leur poids. Le bit de plus fort poids doit être très précis puisque il représente la moitié de pleine échelle, sa précision relative doit être supérieure à $1/2^n$.

Erreur de décalage.

C'est la différence qui existe entre la tension qui délivre le CNA lorsque tous les bits sont à l'état 0 et celle qu'on devrait obtenir en sortie. Cette erreur produit une translation verticale de la caractéristique de transfert (fig. IV-9) elle est soit positive, soit négative et s'exprime en % de la tension de référence E).

Erreur de gain.

Cette erreur se traduit par une rotation de la caractéristique de transfert.

Dans ce cas, l'amplitude de l'erreur n'est pas constante, mais dépend de la valeur du mot d'entrée. La plus grande erreur correspond au MSB.

Pour une température donnée, les erreurs de gain et de décalage peuvent être compensées, en réglant le gain global du convertisseur à 1 et en ajoutant une tension continue pour supprimer l'er-

reur de décalage. Mais lorsque la température varie ces erreurs réapparaissent.

Erreur de linéarité.

C'est la différence entre la tension obtenue en sortie et la tension correspondante mesurée sur la caractéristique idéale de transfert. (fig. IV- 10).

Monotonie

Un convertisseur est dit monotone lorsque la tension de sortie augmente ou au moins ne diminue pas lorsque l'information d'entrée croît (fig. IV- 11).

Exemple concret.

Considérons deux tensions de sorties correspondant à deux nombres consécutifs :

$N = 200$ et $N = 201$, il devrait leur correspondre 200mV et 201mV respectivement.

Pour une précision de $\pm q/2$ par excès, la tension $V_{200} = 200 + q/2 = 200,5 \text{ mV}$, la tension $V_{201} = 201 - q/2 = 200,5$, ceci dans le cas extrême.

Comme V_{201} ne peut pas être inférieure à V_{200} , on dit que le convertisseur est monotone. Si V_{201} était inférieure à V_{200} , le convertisseur ne serait pas monotone.

IV-3-5. Classification des CNA

On distingue deux classes de CNA.

- les CNA directs, CNA pour lequel le mot binaire est directement converti en un signal analogique,
- les CNA indirects, CNA pour lequel on passe par l'intermédiaire d'une grandeur analogique comme le temps ou densité de probabilité.

Les CNA directs se divisent à leur tour en CNA parallèle et CNA série (ou séquentiel), suivant que la conversion des différents bits s'effectue simultanément ou l'une après l'autre.

Les CNA série étant trop lents, on fera une étude uniquement de CNA parallèles.

Les CNA parallèles.

Des CNA parallèles on peut distinguer :

- les convertisseurs à commutation de tension et les convertisseurs à commutation de courant.

Dans les convertisseurs à commutation de tension, la conversion se fait par l'addition simultanée de poids de référence à partir de tension. Dans les convertisseurs à commutation de courant, l'addition de poids de référence se fait à partir du courant.

IV-3-6. Convertisseur à résistances pondérées

L'intérêt d'un tel convertisseur réside dans sa simplicité, mais il devient assez imprécis lorsque le nombre de bits augmente

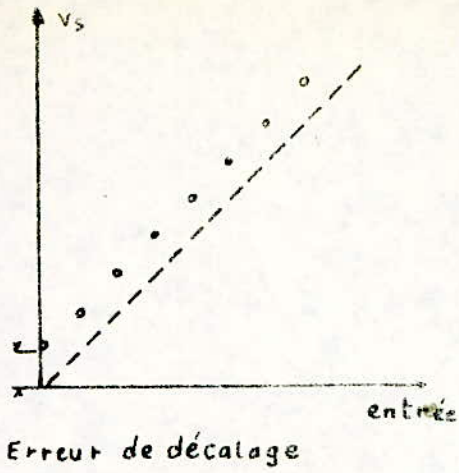


fig IV.9

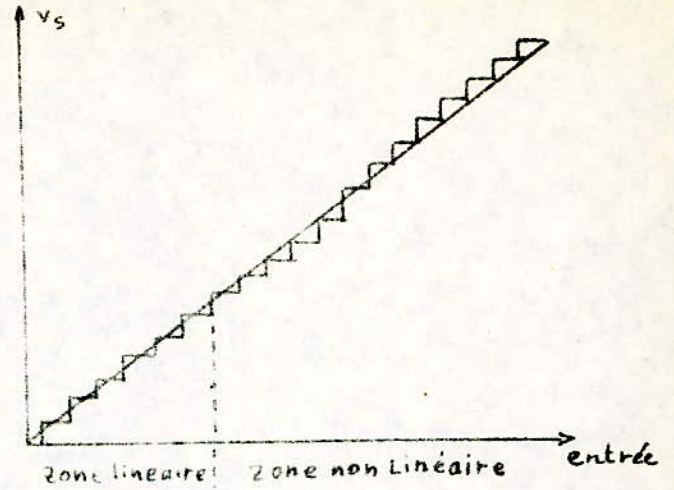


fig IV.10 Linéarité d'un CNA.

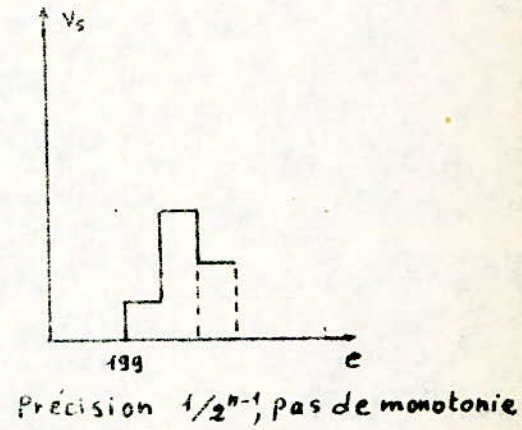
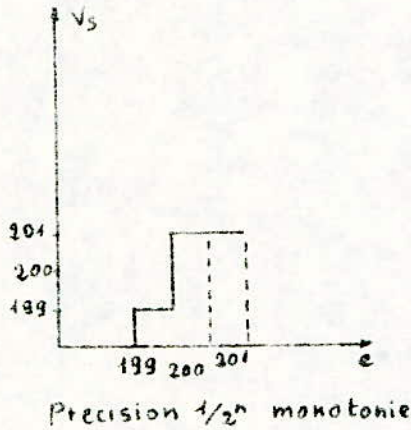
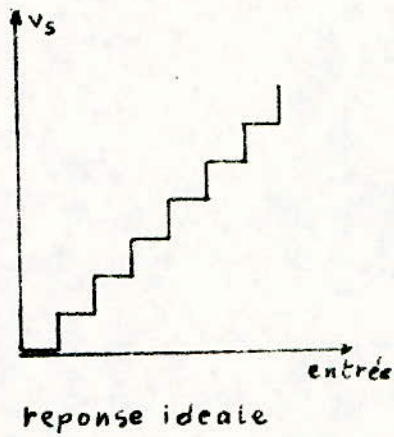


fig IV.11 Illustration de la monotonie sur un exemple concret.

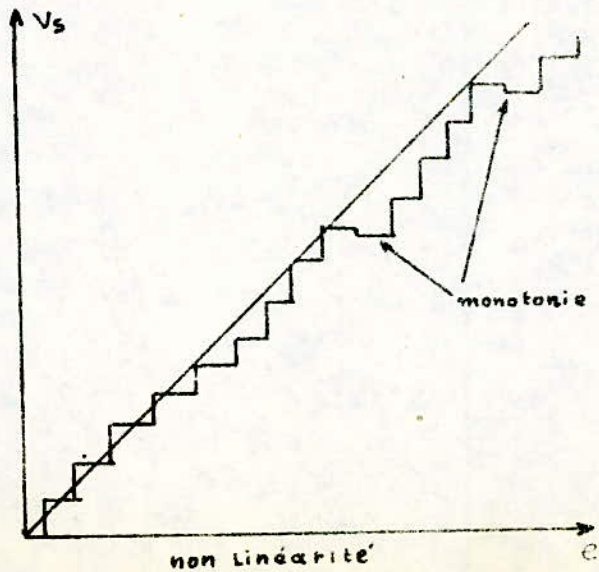
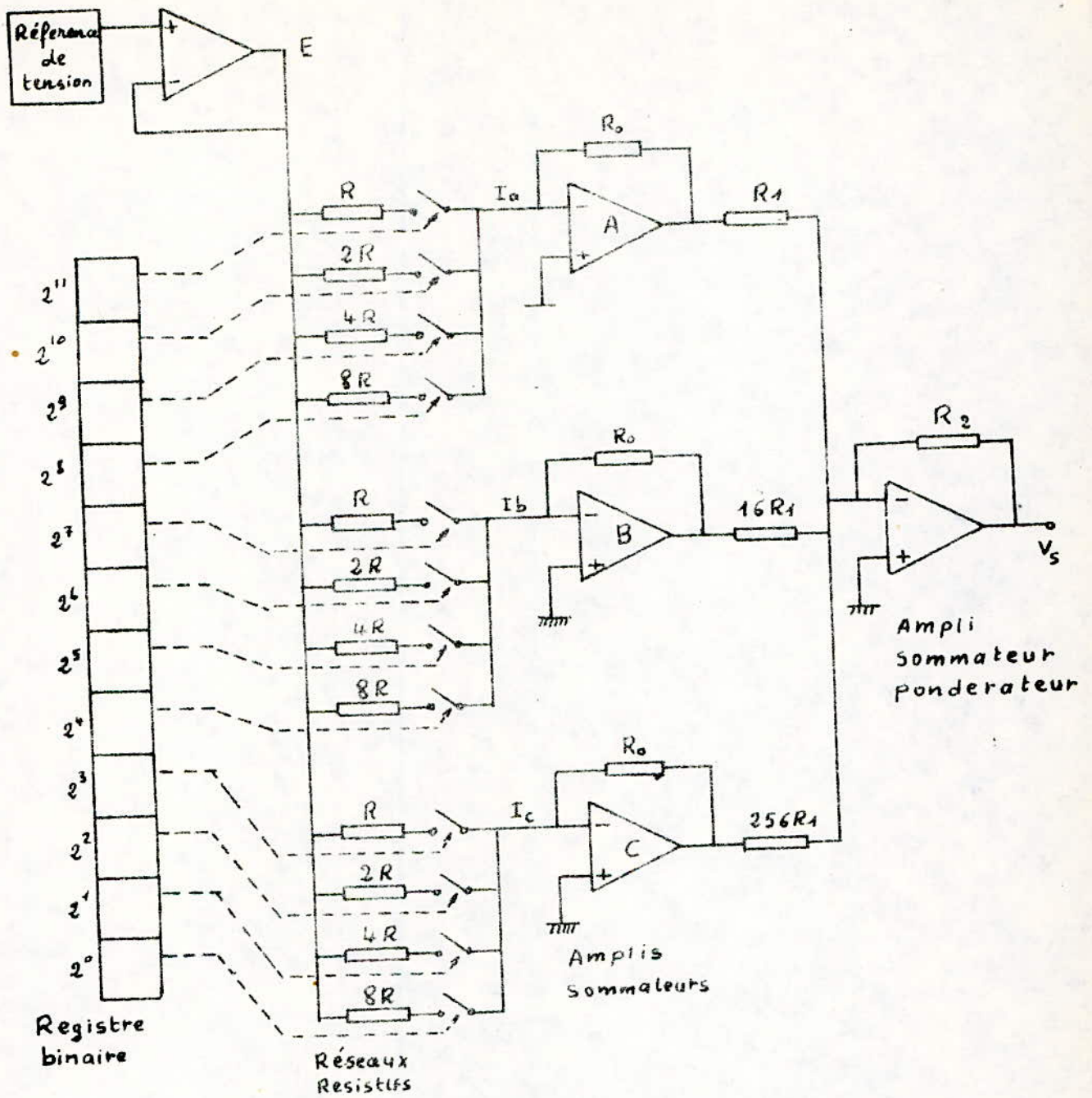


Fig IV.12



Convertisseur binaire a résistances pondérées

Figure IV.13

Les sources d'erreurs viennent principalement des interrupteurs, des résistances de pondération et de l'amplificateur opérationnel sommateur.

Les interrupteurs introduisent une tension d'erreur lorsqu'ils sont faits avec le transistor bipolaire (ou BJT en américain), ou bien présentent une résistance R_{on} non négligeable lorsqu'il s'agit de transistor à effet de champ (FET). Les résistances de pondération doivent être dans un rapport de 1 à 2^{n-1} et il est difficile de trouver des résistances ayant des valeurs si étalées et présentant cependant la même précision, et surtout la même variation en fonction de la température.

Pour surmonter ce problème, on utilise plusieurs blocs identiques de quatre générateurs de courant du type précédent, ces blocs sont parfois appelés des quads (fig IV-13) représente le convertisseur.

Le signal de sortie de ces différents blocs, tension ou courant seront pondérés suivant le code que l'on utilise, et suivant aussi la place du bloc dans la chaîne.

Cette technique est l'une des plus employées pour la réalisation de CNA de 10 à 12 bits car elle permet l'intégration.

Sur la figure IV.14, les courants I_a , I_b , I_c avant leur addition doivent être pondérés par le facteur 1, $1/16$ et $1/256$. Ceci est obtenu par un deuxième ensemble d'amplificateur. Le signal de sortie s'écrit :

$$V_S = -\frac{R_2 R_0}{R_1} \times \left(\frac{a_1}{2R} + \dots + \frac{a_4}{16R} \right) + \frac{1}{16} \left(\frac{a_5}{2R} + \dots + \frac{a_8}{16R} \right) + \frac{1}{256} \left(\frac{a_9}{2R} + \dots + \frac{a_{12}}{16R} \right)$$

IV-3-7. Convertisseurs binaires en échelle

- Réseau $R-2R$ à commutation de tension (voir fig. IV-14).

Ce réseau est formé de résistances de valeurs R ou $2R$.

Chaque résistance de valeur $2R$ est commutée soit à la masse soit à la tension de référence E d'impédance nulle.

Le schéma du convertisseur est donné sur la figure

On remarque que l'impédance à gauche du point A vaut R . L'impédance vue du point B est aussi égale à R , et ainsi de suite, de chaque point on voit une impédance R .

Calculons les différents courants résultants des commutations :

1°) K_1 commuté sur E (MSB) (voir fig. IV-14 a).

les autres étant tous commutés à la masse. On verra donc à gauche du point E une résistance équivalente à R .

En appliquant le théorème de Thevenin on trouve : $E_{Th} = \frac{E}{2}$ et $R_{Th} = R$. Le courant I_1 sera égal à $E/2R$.

2°) Supposons K_2 commuté seul. (voir fig. IV-14 b).

Les autres commutateurs sont commutés à la masse. En tenant compte de l'impédance du réseau constante est égale à R , et en appliquant le théorème de Thevenin plusieurs fois de suite on aboutit au schéma équivalent constitué d'une source de tension $E/4$ en série avec une impédance R (voir fig. IV-14 b).

On tire alors le courant I_2 : $I_2 = E/4R = I_1/2$

De même en commutant K_3 seul on trouve : $I_3 = \frac{I_2}{2} = \frac{I_1}{4}$ et ainsi de suite.

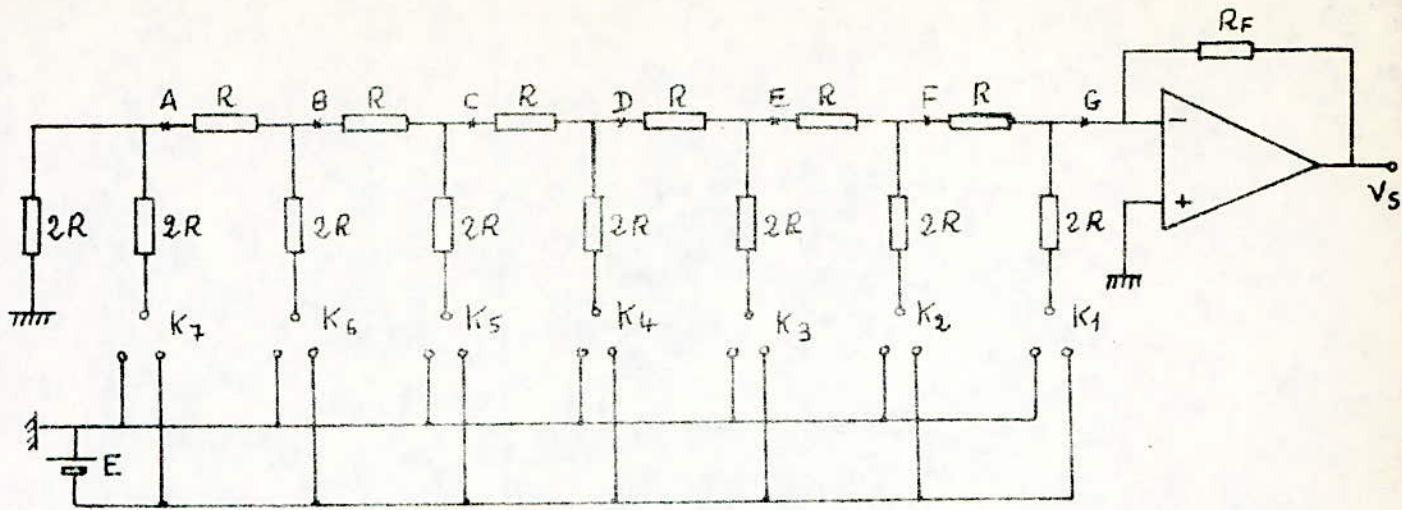
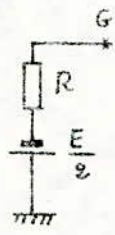
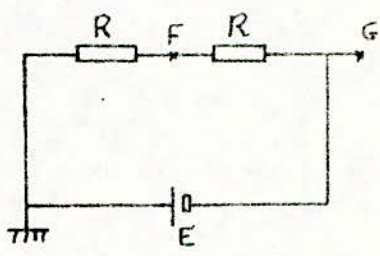
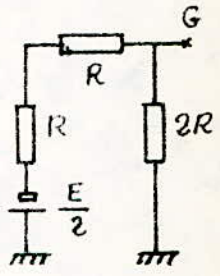
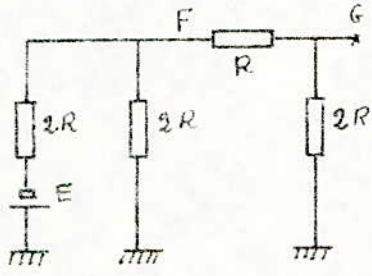
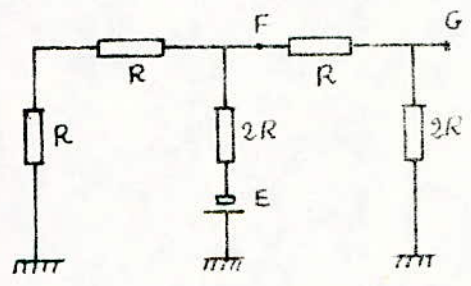


Fig IV.14 Convertisseur en échelle R-2R à commutation de tension



a) Schéma équivalent du réseau lorsque K_1 est commuté seul (MSB)



b) Schéma équivalent lorsque K_2 est commuté seul

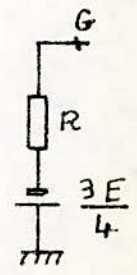
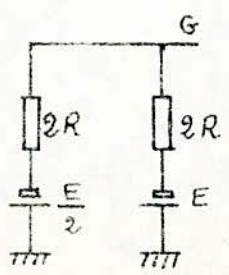
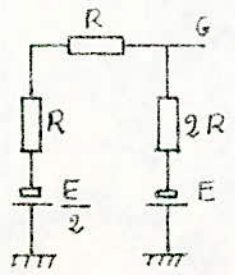
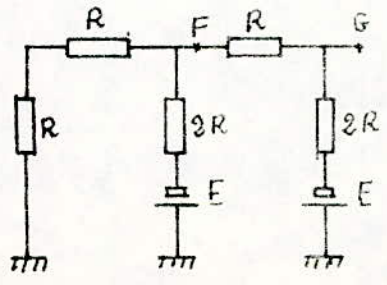


Fig IV.15 Schéma équivalent lorsque K_1 et K_2 sont commutés ensemble

Il reste à montrer que les courants peuvent s'additionner.

3°) Supposons K_1 et K_2 commutés sur E. Dans ce cas nous avons les schémas équivalents successifs indiqués par la fig. (IV-15)

On n'introduit aucune erreur en prenant deux tensions de référence E au lieu d'une seule car l'impédance est supposée nulle. Le résultat final nous donne un courant égal à $I_1 + I_2$. Les poids binaires peuvent donc s'additionner.

Donc si le bit de poids i vaut 1, tous les autres valent 0, la tension obtenue en sortie a pour valeur $E/2^i$, quand $R = R_F$

Le principe de superposition nous permet d'écrire :

$$V_s = E(a_1/2 + a_2/4 + \dots + \frac{a_n}{2^n})$$

Remarque

Dans ce convertisseur les deux éléments qui fixent la précision sont le réseau de résistance et l'ensemble des interrupteurs. Les interrupteurs possèdent une résistance qui vient se mettre en série avec les résistances $2R$ du réseau. La valeur de cette résistance dépendant du courant qui traverse l'interrupteur, cela peut diminuer la précision du système.

Quant aux résistances de l'échelle, leur valeur absolue importe peu, puisque c'est le rapport qui intervient, mais il faut une très bonne précision relative et un très faible coefficient de variation avec la température.

Inconvénients :

Il faut commuter des tensions relativement importantes (E de l'ordre de 10V), les courants qui circulent dans les résistances changent de sens lors de la commutation, entraînant l'existence de régimes transitoires.

Pour avoir une grande vitesse de commutation, il faut utiliser des résistances de faible valeur afin de diminuer les constantes de temps, mais dans ce cas, il faut tenir compte des résistances des interrupteurs.

IV-3-8. Convertisseur à échelle inversée

Ce convertisseur permet en partie de réduire les inconvénients du convertisseur à commutation de tension. Dans ce convertisseur on commute des courants et non des tensions, voir fig. (IV-16)

Le courant dans les résistances $2R$ circule toujours dans le même sens, suivant que le bit est à l'état 0 ou à l'état 1. Ce courant est dirigé vers l'amplificateur ou vers la masse.

Le pied des résistances est toujours à la masse puisque l'entrée de l'amplificateur est une masse virtuelle. Le courant dans ces résistances est donc constant, et il est possible d'augmenter l'impédance du réseau sans que les éléments parasites aient une influence sur le comportement dynamique de l'ensemble.

Le schéma du convertisseur est représenté à la figure IV-17. Dans ce montage, le plus fort poids est à gauche.

Le courant $I_A = V_A/2R$, $I_B = V_B/2R$

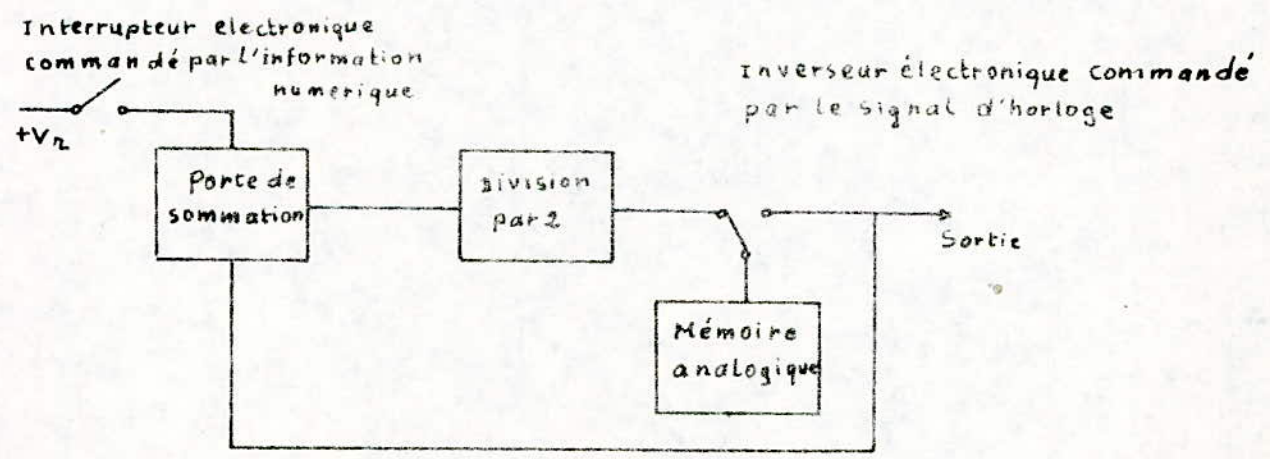
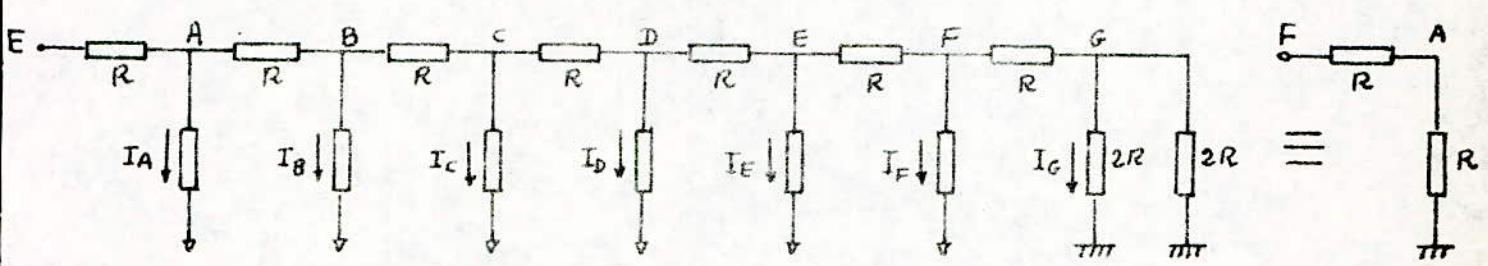
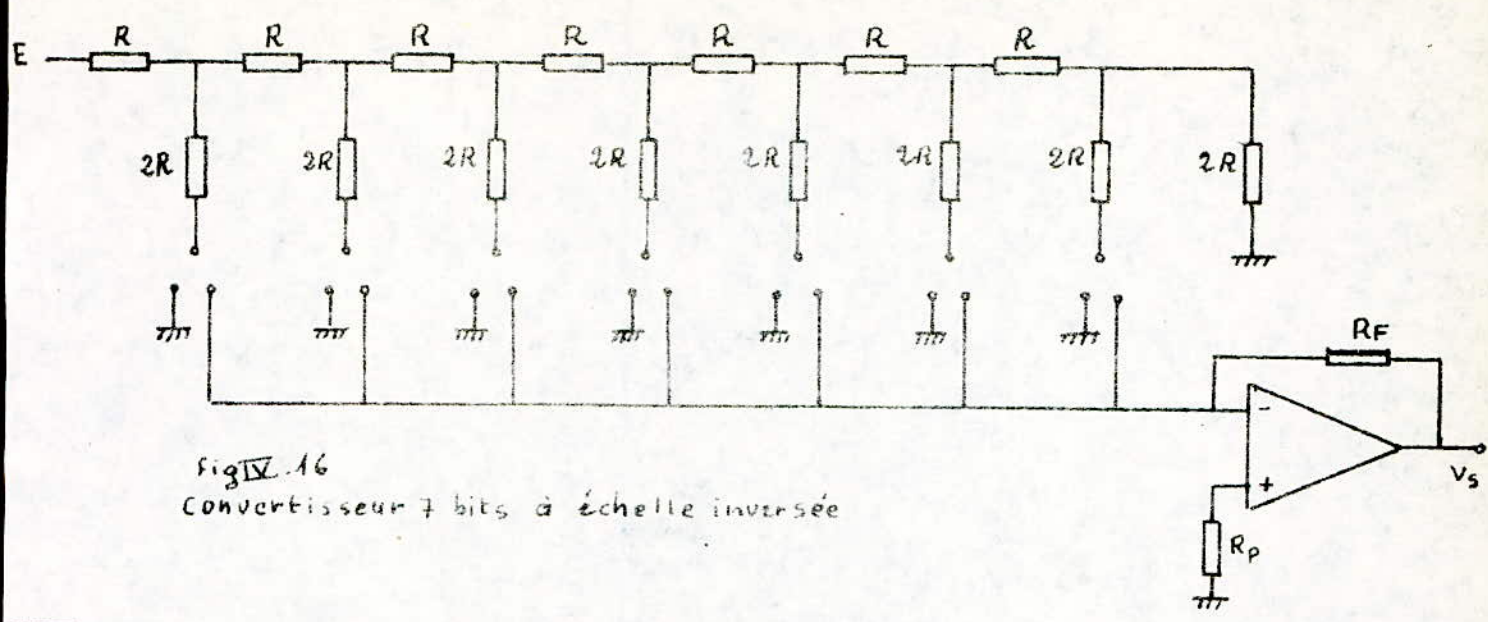


Schéma de principe d'un convertisseur N/A en mode série
 Fig IV. 18

Compte tenu de la propriété du réseau $R - 2R$, la résistance équivalente à droite du point A est $2R$.

$$\text{Donc : } V_A = E \cdot \frac{R}{R + R} = \frac{E}{2}$$

de même : $V_B = V_A \cdot 1/2 = E \cdot 1/4$ et ainsi de suite.

IV-3-10. C.N.A. série

Les convertisseurs numériques analogiques parallèles sont très rapides, mais nécessitent de nombreux composants de précision. De plus si le mot se présente sous forme série, on ne peut pas utiliser au mieux les possibilités du convertisseur. Les CNA série ont été imaginés pour pallier ces inconvénients. Dans ce convertisseur, les opérations ne sont plus simultanées, chaque bit est traité séparément et son action influe sur le signal fourni par les bits suivants. Si l'un des bits du signal d'entrée change, il faut reprendre toute la conversion.

Dans ce convertisseur, le signal d'entrée doit ^{être} sous forme série, une horloge est nécessaire pour régler la cadence des opérations.

IV-3-11. Les C.N.A. indirects. fig (IV- 13)

Ces convertisseurs utilisent une variable intermédiaire pendant la conversion entre le mot binaire d'entrée et la tension analogique de sortie. Le procédé diminue le nombre de composants de précision, au prix d'une diminution de la vitesse de conversion.

On distingue alors deux sortes de CNA :

- le cas d'une variable intermédiaire utilisant des impulsions. Le mot à décoder est transformé en une impulsion de largeur proportionnelle au mot (ou train d'impulsion) dans laquelle le nombre d'impulsions est proportionnel au mot,
- le convertisseur stochastique.

Ce type de convertisseur étudié pour calculateur conduit à de grande simplification et est intégré sur une pastille (technique d'intégration à grande échelle (LSI). En représentation stochastique l'information est représentée par la probabilité d'apparition d'une impulsion.

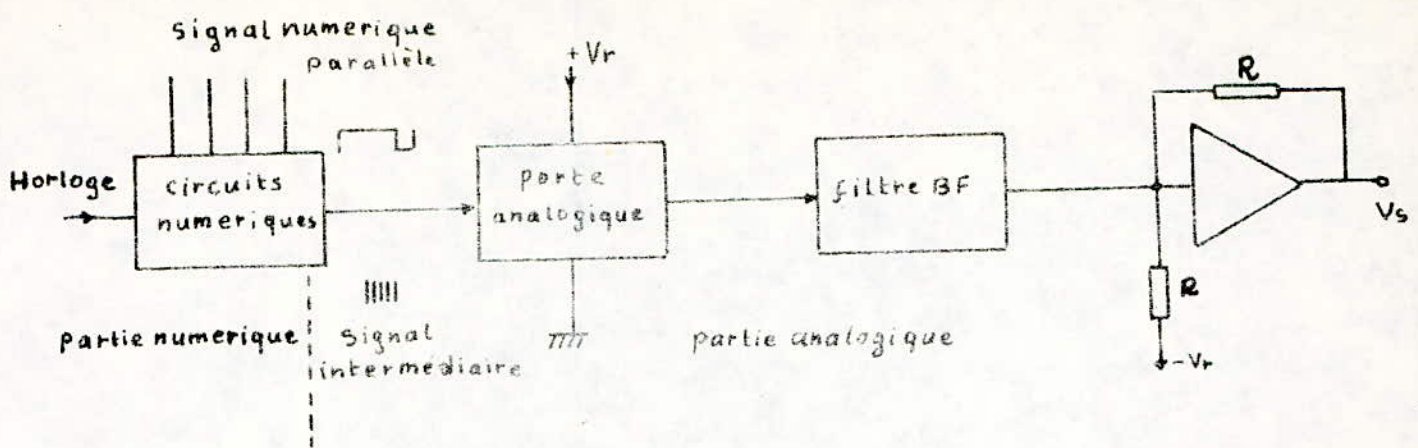


Fig IV.19 méthode indirecte de conversion

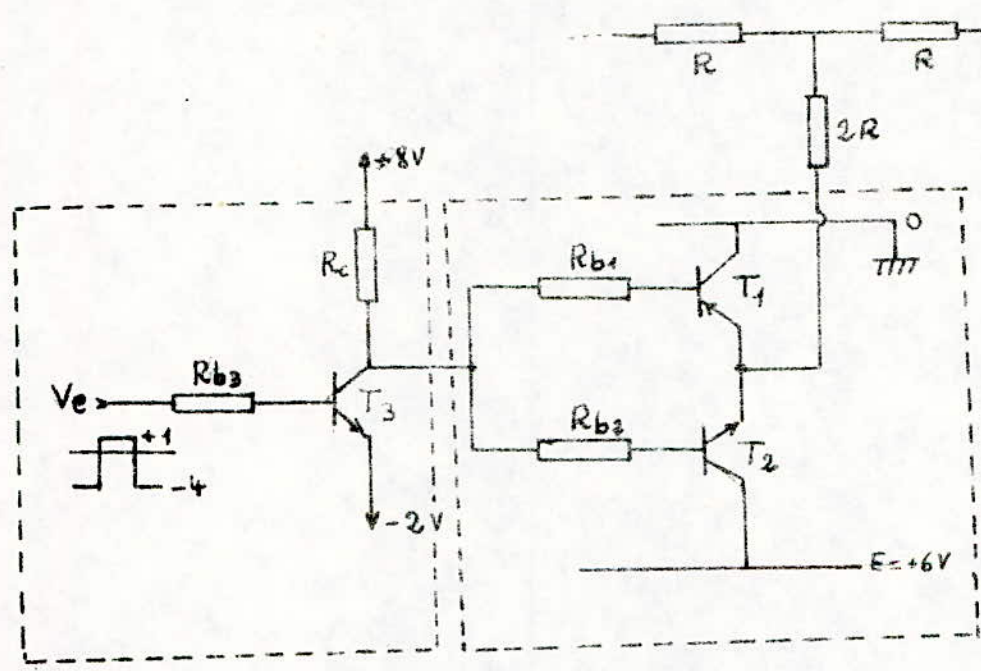


fig V.1: Commutateur et circuit d'interface

Fig V.2 commutateur à l'état on.

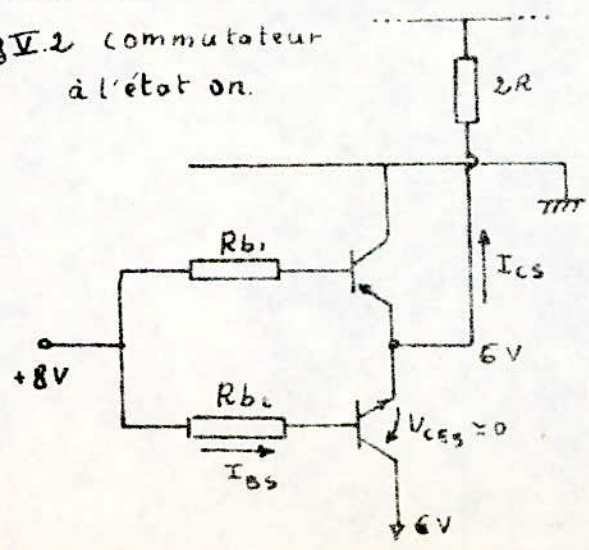
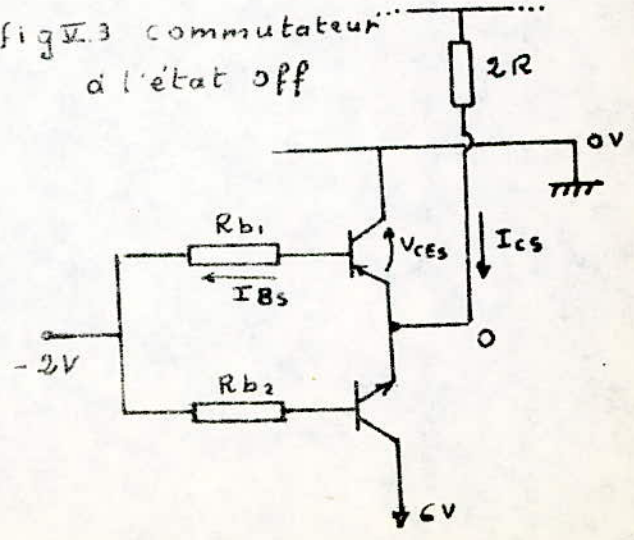


fig V.3 commutateur à l'état off



V- Réalisation du convertisseur N/A

Choix du type de convertisseur.

Le convertisseur à échelle R-2R à commutation de tension est le plus intéressant en raison de sa facilité de réalisation et des valeurs R-2R qu'il utilise.

Choix du type de commutateur.

La préférence est donnée aux transistors bipolaires (BJT en anglais). Les BJT donnant un avantage d'une grande vitesse de commutation et aussi une résistance à l'état conducteur R_{on} faible. Cependant, ils présentent l'inconvénient d'une tension d'offset (V_{CES}). Pour diminuer l'offset, on prend un courant de base I_B de l'ordre du deuxième de celui d'émetteur I_E , et si celui-ci est suffisamment faible, V_{CES} devient de l'ordre de 10 mV. Pour le rendre encore plus faible on permute collecteur et émetteur; c'est la configuration inversée. L'offset peut devenir inférieur même au mV. Quand le rapport I_E/I_B est suffisamment petit V_{EC} peut alors être approximé par la formule suivante :

$$V_{EC} = \frac{KT}{q} \log \alpha_N + r_c I_B$$

ou T est la température Kelvine, α_N coefficient d'amplification inverse.

r_c : résistance de collecteur (proportionnelle à $1/I_B$).

Le circuit de commutation est représenté à la figure (V - 1). Il est constitué de deux interrupteurs s'excluant mutuellement. Chaque interrupteur est réalisé avec un BJT. Il est préférable d'employer une paire complémentaire de BJT de commutation.

Cette paire complémentaire permet de diminuer le courant de fuite I_{CBO} . Les BJT ont leur polarité inversée, V_{CES} et R_{on} sont réduits alors au minimum. Les résistances de base jouent le rôle de protectrices de BJT, en limitant bien sur le courant de base.

- Le circuit d'interface

Ce circuit qu'on interpose entre le registre et les commutateurs est formé par le BJT T_3 . Il fournit une tension de -2 à -3V à l'état conducteur et une tension de 8 à 9V à l'état bloqué. Ces tensions permettent d'avoir "l'état off" et "l'état on" des commutateurs. Le registre fournit une tension en sortie de +1V à l'état on et -4V à l'état off" et ces tensions ne peuvent pas assurer la commutation.

- Le réseau R-2R

On fixe les résistances R-2R à $3K\Omega$ et $6K\Omega$ respectivement. Ces valeurs sont choisies de manière à avoir un courant I_{CS} de 1mA dans la résistance 2R du MSB, une grande valeur augmente les constantes de temps ainsi que les erreurs de tolérance et une petite valeur augmente I_{CS} ce qui diminue la précision.

Enfin les résistances R-2R doivent avoir une bonne précision et un coefficient de température faible, ainsi que la résistance de contre-réaction de l'amplificateur sommateur.

- La source de référence

On exige d'elle une stabilité et une résistance interne faible devant 2R pour une raison de précision. Dans le calcul théorique elle est supposée nulle. La tension de référence peut être ob-

tenue avec un amplificateur opérationnel, donc le schéma est représenté à la figure **V.4**. Elle est prise égale à 6V.

- L'amplificateur sommateur

Le μA 709 se situe par ses caractéristiques dans la classe des amplis opérationnels de hautes performances. Elaboré par Eairchild et fabriqué par d'autres sociétés sous différentes dénominations (TI 709, TCA 1709, TAA 522...).

Le schéma du réseau interne est donné en annexe ainsi que ces caractéristiques. Cet ampli a un gain de l'ordre de 45.000, le taux de contre-réaction est élevé. La compensation en fréquence s'avère indispensable, sinon l'amplificateur oscille spontanément.

Calcul des éléments

Commutateur K1

Considérons le commutateur de la figure (V-2) et supposons qu'il soit celui du MSB.

- "Etat on"

Quand la tension d'entrée $V_e = 8V$, le transistor T_2 est à l'état saturé car son potentiel de base est supérieur au potentiel d'émetteur.

La maille d'entrée du transistor permet d'écrire :

$$R_{b2} I_{BS} + V_{BES} = V_e - V_E \quad (1)$$

Pour un transistor au silicium $V_{BES} \approx 0,7V$ et $V_{CES} \approx 0$

La résistance $2R$ est parcourue par le courant =

$$I_{CS1} = \frac{E/2}{R} = \frac{E}{2R} = \frac{6V}{6 \text{ k}\Omega} = 1 \text{ mA}$$

le courant de base I_{BS1} est égal à : $I_{BS1} = \frac{I_{CS1}}{\beta}$

en tenant compte du facteur de saturation $S = 2$; on a :

$$I_{BS1}^+ = 2 \frac{I_{CS1}}{\beta}$$

de la relation (1), on tire alors R_{b2} :

$$R_{b2} = \frac{V_e - V_E - V_{BES}}{I_{BS1}^+} = \frac{8 - 0 - 0,7}{2 \cdot I_{CS1}} \beta = \frac{1,3}{2 \cdot I_{CS1}} \beta$$

on utilise de préférence des transistors complémentaires de faible tension de saturation et ayant un gain en courant $\beta = 20$ à 30 en prenant $\beta = 20$, on déduit alors R_{b2} :

$$R_{b2} = \frac{1,3}{2 \cdot 1} \cdot 20 = 13 \text{ k}\Omega$$

- Etat off

Quand $V_e = -2V$, le transistor T_1 se trouve à son tour à l'état saturé, T_2 est bloqué, la tension d'émetteur $V_E \approx 0$, en prenant une résistance $R_{b1} = R_{b2}$, un courant de saturation I_{CS1} circule en sens inverse du précédent et de même valeur dans la résistance $2R$.

Circuit de commande (fig. V-2)

Quand $V_e = +IV$ (tension délivrée par le registre), le transistor T_3 est à l'état saturé, la maille d'entrée du transistor donne :

$$R_{b3} I_{bs} + V_{BES} = V_e - (-2) = V_e + 2 = +3V$$

on tire alors R_{b3} en tenant compte du facteur de saturation $S=2$

$$R_{b3} = \frac{3 - V_{BES}}{2 \cdot I_{BS}} = \frac{3 - 0,7}{2 \cdot I_{CS}} \cdot \beta$$

on peut choisir un transistor ayant un gain $\beta = 40$, et en prenant $R_C = 2\text{k}\Omega$ on obtient un courant : $I_{CS} = \frac{8V}{R_C} = \frac{8V}{2\text{k}\Omega} = 4\text{ mA}$

on tire la valeur de R_{b3} :

$$R_{b3} = \frac{2,3}{2,4} \cdot 40 = 11,5\text{ k}\Omega$$

quand $V_e = -4V$, T_3 est bloqué, l'entrée du commutateur se trouve à $+8V$.

Commutateur K_2

En tenant compte du courant I_{CS} qui diminue dans un rapport de deux du commutateur au suivant, le courant I_{CS2} qui traverse la résistance $2R$ est :

$$I_{CS2} = \frac{I_{CS1}}{2} = \frac{1}{2} = 0,5\text{ mA}$$

la maille d'entrée R-E donne pour le transistor T_2 :

$$V_e - V_E = R_{b2}I_{BS} + V_{BES}$$

on tire R_{b2} en tenant compte du facteur de saturation $S=2$

$$R_{b2} = \frac{V_e - V_E - V_{BES}}{2 I_{BS}} = \frac{8 - 6 - 0,7}{2 \cdot 0,5} \cdot 20 = 26\text{ k}\Omega$$

on prenant $R_{b2} = 13\text{ k}\Omega$, le facteur de saturation se trouve doublé : $S = 4$. R_{b1} est toujours égale à R_{b2} . Le circuit de commande reste inchangé dans tous les différents commutateurs : $R_1 = 2\text{ k}\Omega$ et $R_{b3} = 11,5\text{ k}\Omega$

Commutateur K_3

On garde $R_{b2} = R_{b1} = 13\text{ k}\Omega$ le facteur de saturation S prend alors la valeur 8.

Commutateur $K_4 - K_5 - K_6$

Pour un courant de collecteur $I_{CS4} = \frac{I_{CS1}}{2^3}$, on trouve en utilisant la maille B-E :

$$R_{b2} = \frac{V_e - V_E - V_{BES}}{2 I_{CS4}} \cdot \beta = 104\text{ k}\Omega = R_{b1}$$

Commutateur K_4 , $R_{b2} = 104\text{ k}\Omega$ et $S = 2$

Commutateur K_5 , $R_{b1} = R_{b2} = 104\text{ k}\Omega$ et $S = 4$

Commutateur K_6 , $R_{b1} = R_{b2} = 104\text{ k}\Omega$ et $S = 8$

Commutateur K_7

$$I_{CS7} = \frac{I_{CS1}}{2^6}$$

on tire R_{b2} : $R_{b2} = \frac{V_e - V_E - V_{BES}}{2 I_{CS7}} \cdot \beta = 832\text{ k}\Omega = R_{b1}$

en résumé on a :

$$\left\{ \begin{array}{ll} K_1 : R_{b1} = R_{b2} = 13 \text{ k} & S = 2 \\ K_2 : R_{b1} = R_{b2} = 13 \text{ k} & S = 4 \\ K_3 : R_{b1} = R_{b2} = 13 \text{ k} & S = 8 \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{ll} K_4 : R_{b1} = R_{b2} = 104 \text{ k} & S = 2 \\ K_5 : R_{b1} = R_{b2} = 104 \text{ k} & S = 4 \\ K_6 : R_{b1} = R_{b2} = 104 \text{ k} & S = 8 \end{array} \right.$$

$$K_7 : R_{b1} = R_{b2} = 832 \text{ k} \quad S = 2$$

Amplificateur sommateur

Calcul de R_F

Considérons le cas du LSB commuté seul, la tension de sortie V_S est :

$$V_S = \frac{E}{2^7} \cdot \frac{R_F}{R} = 19 = 50 \text{ mV} = 50 \cdot 10^{-3} \text{ V}$$

$$\text{on tire } R_F : R_F = \frac{50 \cdot 10^{-3} \cdot 2^7 \cdot R}{E} = \frac{50 \cdot 10^{-3} \cdot 128 \cdot 3}{6} = 25 \cdot 128 \cdot 10^{-3}$$

$$R_F = 3,2 \text{ k}\Omega$$

Compensation en fréquence (post-compensation)

Le $\mu A 709$ comporte deux possibilités de compensation, entre les bornes 1 et 3; et les bornes 5 et 6.

Pour élargir la bande passante, une résistance R_1 est branchée en série avec C_1 .

La résistance R_1 crée un zéro de gain de boucle (0 dB) à une fréquence :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_1 C_2}$$

C_2 est choisi de façon à amener un coude et non un zéro à f_2 afin de garantir une pente de 20 dB/décade.

Pratiquement les valeurs C_1 , C_2 et R_1 sont calculées comme suit

$$C_1 (\mu F) = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{1 + R_F/R} = \frac{5 \cdot 10^{-4}}{1 + \frac{3,2}{3}} = 2,4 \mu F$$

$$C_2 (\mu F) = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{1 + R_F/R} = \frac{2 \cdot 10^{-4}}{1 + \frac{3,2}{3}} = 97 \cdot 10^{-6} \mu F = 97 \text{ pF}$$

$$R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$$

Compensation à l'entrée (facultative)

Pour ne pas réduire l'excursion de la tension de sortie aux fréquences élevées, on applique un réseau de compensation R_3C_3 à l'entrée, en plus des deux réseaux précédents qui sont indispensables.

Les valeurs de R_3 et C_3 sont alors pratiquement calculées comme suit, avec R_F ou $K\Omega$.

$$R_3 (\Omega) = 20 R_F = 20 \cdot 3,2 = 64 \Omega$$

$$C_3 (\mu F) = 9/R_F = \frac{9}{3,2} = 2,8 \mu F$$

Limitation de la tension d'entrée

Une surtension appliquée à l'entrée, un transitoir par exemple risque d'endommager l'amplificateur si son niveau dépasse la tension maximale permise.

Une solution consiste à monter entre les entrées 2 et 3 deux diodes Zener en opposition (1 N 751 par exemple) ou bien deux diodes simples en parallèle et de sens contraire (BAY 74).

Pour protéger l'amplificateur contre une inversion accidentelle de tension d'alimentation on branche une diode entre la broche 4 et l'alimentation.

- réduction de la tension d'erreur à l'entrée

Pour réduire la tension d'erreur ou de décalage à l'entrée, on équilibre les impédances d'entrée,

On connecte alors entre la broche 3 et la masse une résistance

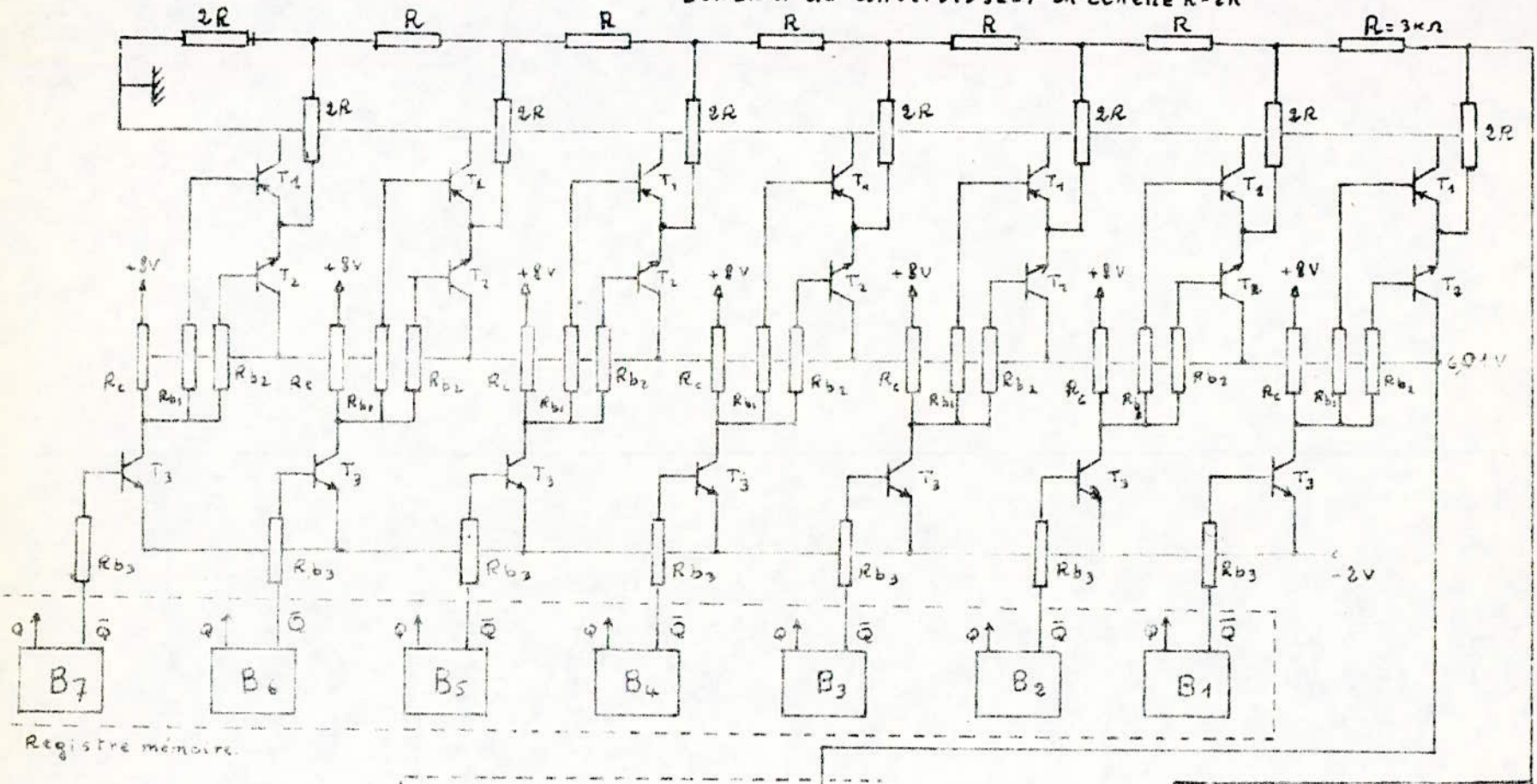
$$R_P = \frac{R \cdot R_F}{R + R_F} = 1,55 \text{ k}\Omega$$

- Rôle de R_0

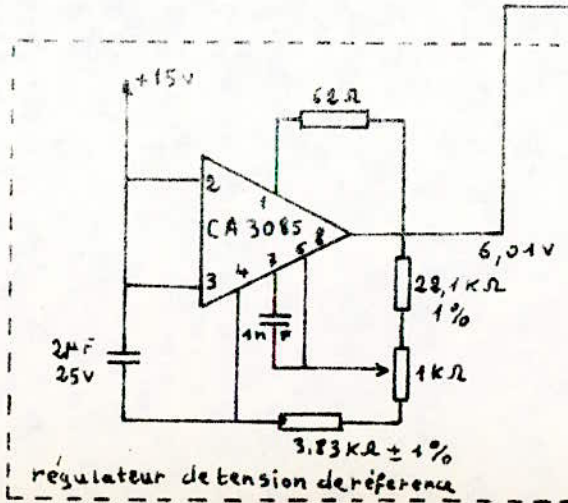
La résistance de sortie R_0 de 50Ω fait passer la résistance de sortie de 150 à 200Ω . Des oscillations dues au réseau interne de contre-réaction peuvent être éliminées avec cette résistance connectée en série à la sortie.

En contre partie elle réduit très sensiblement l'excursion maximale de la tension de sortie aux fréquences élevées dont la vitesse de variation est de $0,3 \text{ V}/\mu\text{s}$

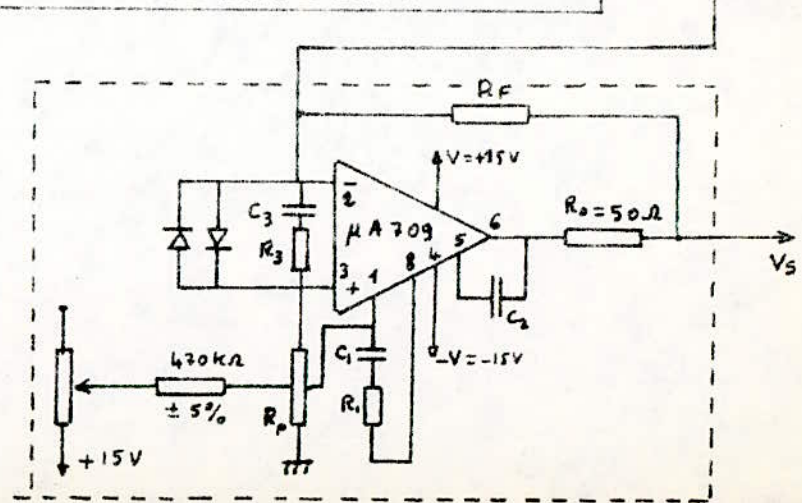
Fig. V. 4
Schéma du convertisseur en échelle R-2R

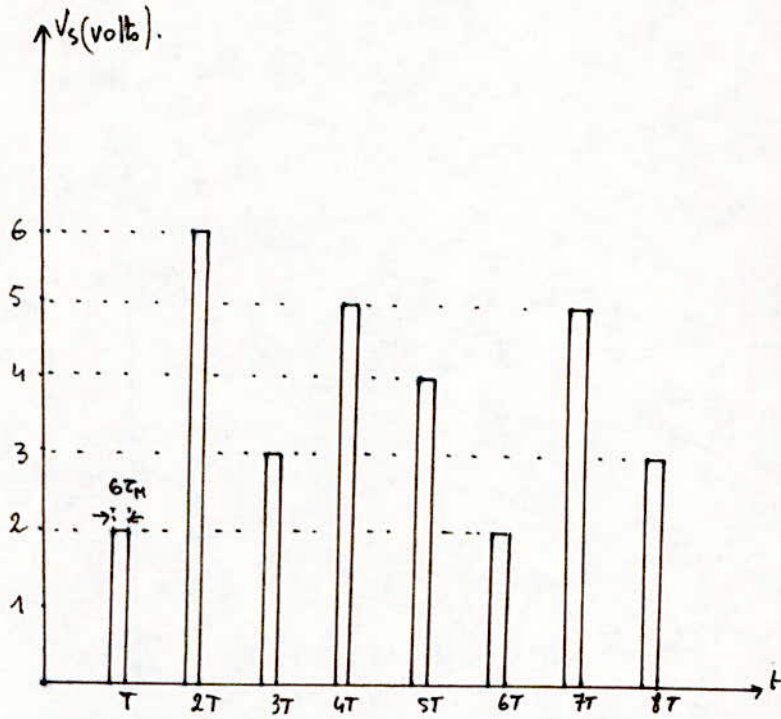


Registre mémoire.

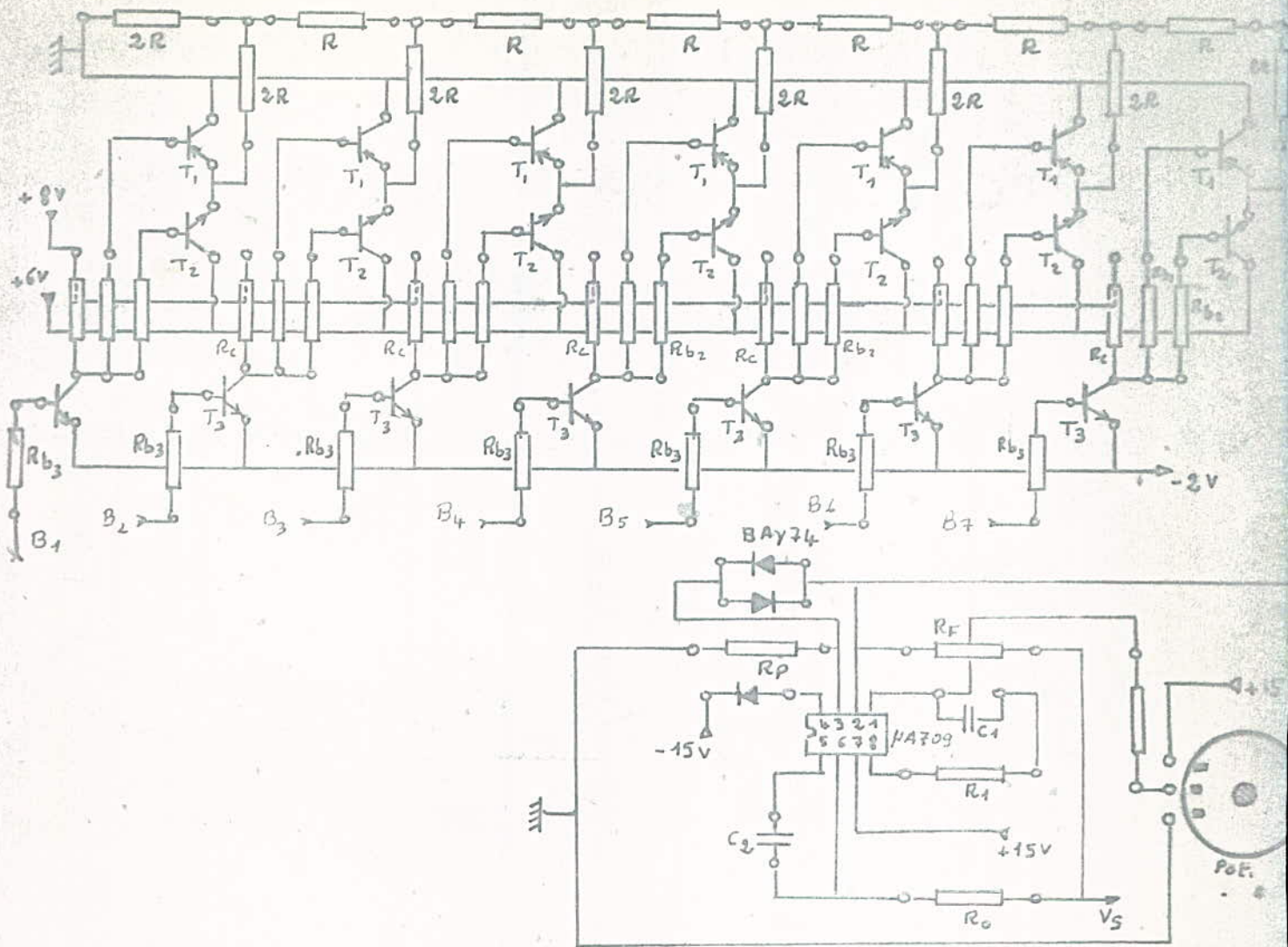


régulateur de tension de référence





Allure des tensions de sortie:



Maquette du CNA. a' Reseau R-2R.

Erreurs de la télémétrie

Les erreurs sont inhérentes à la mesure. Dans la télémétrie les erreurs proviennent de la conversion A/N, de la transmission et de la conversion N/A à la réception.

- l'erreur de conversion A/N est due à la quantification est au plus égale 25 mV,
- l'erreur liée à la transmission est quasi nulle, on peut la négliger,
- enfin l'erreur due à la conversion N/A.

Cette dernière provient, surtout du réseau R - 2R et de l'alimentation car l'erreur de la tension d'offset, des résistances R_{on} ainsi que celle due à la tension de décalage sont faibles.

Pour réduire au minimum l'erreur apportée par les résistances on choisit celles qui ont une haute précision et un coefficient de variation en température très faible.

Calculons maintenant l'erreur qui se rapporte au MSR commuté seul on a :

$$V_S = \frac{E \cdot R_F}{2R} = \frac{6.3,2}{6} = 3,2 \text{ volts}$$

$$\text{Log } V_S = \text{Log } E + \text{Log } R_F - \text{Log } 2R$$

$$\frac{dV_S}{V_S} = \frac{dE}{E} + \frac{dR_F}{R_F} - \frac{d(2R)}{2R}$$

en passant à la limite supérieure :

$$\frac{\Delta V_S}{V_S} = \frac{\Delta E}{E} + \frac{\Delta R_F}{R_F} + \frac{\Delta R}{R}$$

$$\text{d'où } \Delta V_S = V_S \left(\frac{\Delta E}{E} + \frac{\Delta R_F}{R_F} + \frac{\Delta R}{R} \right)$$

$$\Delta E \leq 5 \text{ mV}$$

$$\Delta R_F = \frac{3200 \cdot 0,1}{100} = 3,2 \Omega \text{ pour une précision de } 0,1\%$$

$$\Delta R \approx \frac{3000 \times 0,5}{100} = 15 \Omega \text{ pour le réseau } R - 2R$$

d'où la valeur de ΔV_S

$$\Delta V_S = 3,2 \left(\frac{5 \cdot 10^{-3}}{6} + \frac{3,2}{3200} + \frac{15}{3000} \right) \approx 22 \text{ mV}$$

A cela on ajoute l'erreur de décalage de 1 mV de l'amplificateur sommateur, l'erreur due à la résistance R_{on} soit : $1 \Omega \cdot 1 \text{ mA} = 1 \text{ mV}$

le courant I_{CGO} est très faible pour le silicium. On néglige l'erreur qui en résulte la tension d'offset est inférieure ou égale à 1 mV, l'erreur globale sera donc de 25 mV.

Erreur maximale correspondant à la pleine échelle :

$$\Delta V = 25 + \frac{25}{2} + \frac{25}{4} + \frac{25}{8} + \frac{25}{16} + \frac{25}{32} + \frac{25}{64} \approx 49 \text{ mV}$$

$$\underline{\Delta V_S = 50 \text{ mV}}$$

d'un commutateur à l'aube l'erreur est divisée par deux car le courant est divisé par deux chaque fois qu'on passe d'un commutateur au suivant.

l'erreur globale est donc : $50 \text{ mV} + 25 \text{ mV} = 75 \text{ mV}$

$$\Delta V = 75 \text{ mV}$$

Erreur sur la transmission de la température.

On sait que 6V correspondent à $42^\circ\text{C} - 34^\circ\text{C} = 8^\circ\text{C}$ et 75 mV correspondent à : $\frac{8^\circ\text{C} \times 75 \text{ mV}}{6 \text{ V}} = 0,1^\circ\text{C}$

on commet donc une erreur de $0,1^\circ\text{C}$ en transmettant la température.

Dans le cas de la pression on a :

30 cm Hg correspondent à 6 V

75 mV correspondent à :

$$\frac{30 \text{ cm Hg} \times 75 \text{ mV}}{6 \text{ V}} = 0,37 \text{ cm Hg}$$

$$\Delta P \approx 0,4 \text{ cm Hg}$$

et pour le battement on aura :

$$\Delta f = \frac{80 \times 75 \text{ mV}}{6 \text{ V}} = 1 \text{ battement/mn}$$

$$\Delta f = 1 \text{ battement/mn}$$

Si ΔR était de 1%, pratiquement l'erreur serait de $0,15^\circ\text{C}$

En effet $\Delta R = 30$, le calcul donnera ΔV totale = $80 + 15 = 105 \text{ mV}$

$$V = 3,2 \left(\frac{5 \cdot 10^{-3}}{6} + \frac{3,2}{3200} + \frac{30}{3000} \right) = 38 \text{ mV}$$

en ajoutant à cela l'erreur de décalage, d'offset et l'erreur due à $\frac{dK}{K}$ on obtient :

$$\Delta V_S = 40 \text{ mV}$$

$$V_{S \text{ total}} = 40 + 20 + 10 + 5 + 2,5 + 1,25 + 0,62$$

$$\Delta V_S \text{ total} = 80 \text{ mV}$$

on ajoutant l'erreur de quantification on aura :

$$\Delta V = 80 + 25 = 105 \text{ mV}$$

l'erreur sur la température sera de :

$$\frac{8^\circ\text{C} \times 105 \cdot 10^{-3}}{6 \text{ V}} = 0,15^\circ\text{C}$$

pour la pression $\frac{30 \times 105 \text{ mV}}{6 \text{ V}} = 0,5 \text{ cm Hg}$

$$\Delta f = \frac{80 \times 105 \text{ mV}}{6 \text{ V}} = 1,4 \text{ battement/mn}$$

CONCLUSION:

Le travail de notre étude est axé surtout sur la conversion analogique-numérique et numérique-analogique.

La maquette relative à la simulation des deux convertisseurs (à rampe et à R-2R) n'a pas été réalisée en raison du manque temporaire de composants électroniques.

La partie émission et réception présentée dans notre sujet exige notamment une étude en détail: cependant elle a été volontairement abordée que partiellement, car elle nécessite déjà en elle même un sujet d'étude.

La télémétrie présente actuellement, que ce soit à petites distances ou à grandes distances, une grande place dans le domaine des techniques de mesures médicales.

79.

Annexe - principales caractéristiques
du μ A 709

Conditions de mesure :

Température ambiante : 25° c
Tension de sortie comprise entre ± 9 et ± 15 V

décalage de la tension à l'entrée	1 mV
décalage du courant à l'entrée	50 nA
courant de polarisation	200nA
Résistance d'entrée	400K Ω
Résistance de sortie	150 Ω
Consommation en puissance	80 mW

Mesures effectuées entre 55° et 125°

Gain en tension pour signaux forts	45000
Rapport de rejection en mode commun	90 dB
Excursion de la tension d'entrée	± 10 V
Rejection de la tension d'alimentation	25 μ V/V
Dérive en tension	3 μ V/°c
Tension d'alimentation	± 15 V

BIBLIOGRAPHIE.

1. M. AUMIAUX: Amplificateurs 4 Operationnels et Conversion . Chez Masson.
2. B. LORIFERNE: Conversion A.N et N.A .
3. J. MARCUS: Télécommande et Télémessure Radio Eyrolles
4. J. MARCUS: Echantillonnage et quantification.
5. G. FONTAINE: Les transistors en régime d'impulsion Dunod.
6. I. ALEXIU-R. ANDRESCU: Circuits à S.C dans l'industrie Tome I. Appareils de mesure Chez Masson.
7. DAMAY: Logique électronique Ed. Radio.
8. Radio amateurs' Hand book By the Head quartersstaff. Newington, Conn, USA.
9. H. LILEN: Principes et applications de C.I. lineaire.
10. D. BENSSOUAN: La modulation Principes et Modes. Modules Teccarts, communication. 1980 .