MARTIN MICHEL

UNIVERSITE PIERRE et MARIE CURIE (PARIS VI)

MAITRISE de SCIENCES et TECHNIQUES

Génie physique & Instrumentation

D.E.A d'ELECTRONIQUE

MESURE COMPARAISON & GENERATION NUMERIQUE des FREQUENCES

Notes prises au

Cours de Mr CHARBONNIER

Ingenieur E P C I

Par Mr AUVRAY. J

. 1974 .

UNIVERSITE PIERRE et MARIE CURIE (PARIS VI)

MAITRISE de SCIENCES et TECHNIQUES
Génie physique & Instrumentation

D.E.A d'ELECTRONIQUE

MESURE COMPARAISON & GENERATION NUMERIQUE des FREQUENCES

Notes prises au

Cours de Mr CHARBONNIER
Ingenieur E P C I

Par Mr AUVRAY. J

. 1974 .

Mesure et Génération des Fréquences

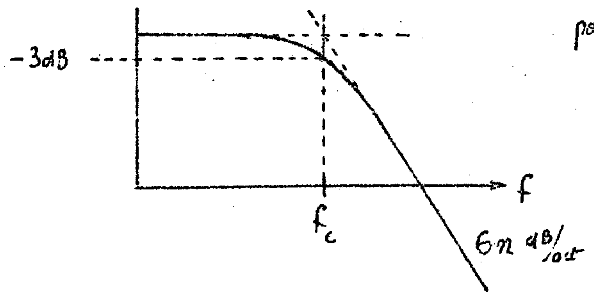
Notes prises au cours de Monsieur Charbonnier (1973)

Introduction

Ce cours sera fait en conservant le point de vue de l'industriel; c'est en confrontant les idées générales et les impératifs pratiques que nous montrerons comment l'on peut réaliser des appareils réellement commercialisables. Des considérations terre à terre de prix de revient par exemple sont souvent négligées par les universitaires qui mettent au point sur table des montages marchant parfaitement mais dont la structure doit être quelquefois repensée entièrement avant de passer à la réalisation industrielle. Ceci peut être résumé en une formule : "un très bon schéma n'a jamais fait un très bon instrument".

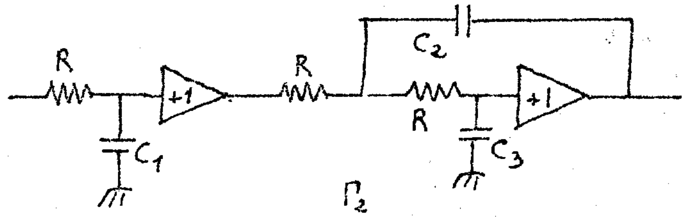
A titre d'introduction et pour essayer de faire comprendre quelle peut être la tournure d'esprit d'un ingénieur qui doit industriellement réaliser un instrument ou un morceau d'instrument nous prendrons un exemple dans le domaine des filtres actifs.

Soit à réaliser un filtre passe bas Butterworth du 3e ordre, sa fonction de transfert a l'aspect ci-dessous

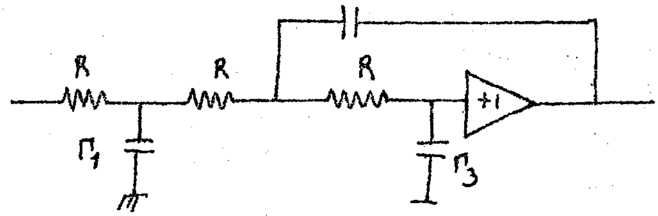


Pour $f \ll f_c$ le gain est constant
pour $f \gg f_c$ il décroît de $6n$ dB par octave
n étant l'ordre du filtre (ici 18 dB)
pour $f = f_c$ l'atténuation est 3 dB
et le déphasage $n\pi/4$

Il existe beaucoup de structures actives permettant de réaliser un tel filtre, structures opérationnelles emploi de NIC ou de gyrateurs, mais si l'on désire monter en fréquence l'emploi d'amplificateurs de gain 1 qui peuvent être tout simplement des transistors en collecteur commun est très séduisante.
Il y a alors 2 structures possibles (structure de Sallen et Kay) faisant appel à 1 ou 2 ampli op.



ou



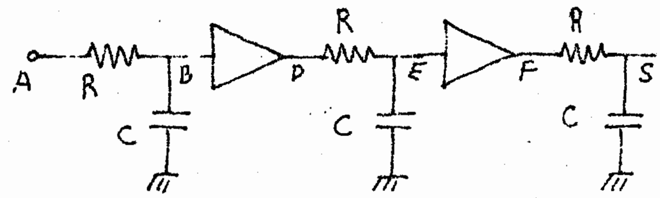
Ces deux circuits donnent entièrement satisfaction sur le plan de la courbe de réponse mais présentent divers inconvénients.
Si l'on désire réaliser un filtre à fréquence de coupure variable on utilisera pour R un potentiomètre triple et l'on fera une commutation de gamme en changeant les condensateurs. Or :

- les capacités ne sont pas égales ni de valeur ronde
- C_2 ou Γ_2 ont leurs 2 armatures isolées de la masse

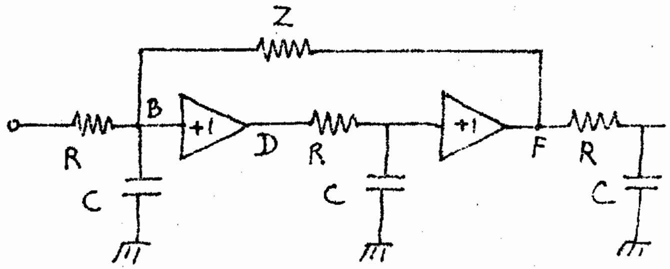
Ce 2e inconvénient va être particulièrement gênant aux fréquences élevées pour lesquelles la capacité parasite du commutateur portant C_2 ou Γ_2 par rapport à la masse ne peut plus être négligée.

- L'ingénieur peut alors se poser le problème autrement et chercher à s'imposer au départ des impératifs facilitant la réalisation pratique
  - Toutes les résistances doivent être égales
  - " " capacités " " " et avoir une armature à la masse

Le filtre devant être du 3e ordre il faut naturellement 3 cellules RC et un schéma de départ peut être le suivant :



Ceci n'est naturellement que la juxtaposition de 3 cellules du 1er ordre et l'atténuation à la fréquence de coupure $f_0 = 1/2\pi RC$ sera 9 dB et non 3.
Pour retrouver la bonne courbe on peut utiliser une contre réaction par exemple entre les points B et F ce qui conduit à :



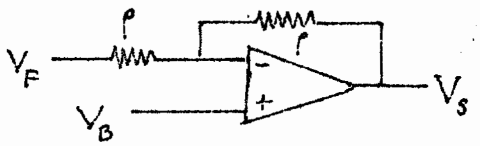
En écrivant la fonction de transfert de ce circuit et en identifiant avec l'expression de Butterworth il est facile de montrer que la valeur convenable pour Z est

$$Z = -R$$

Comment réaliser une telle impédance négative ?
Le courant arrivant en B par ce circuit de réaction s'écrit $I = \dfrac{V_F - V_B}{-R}$

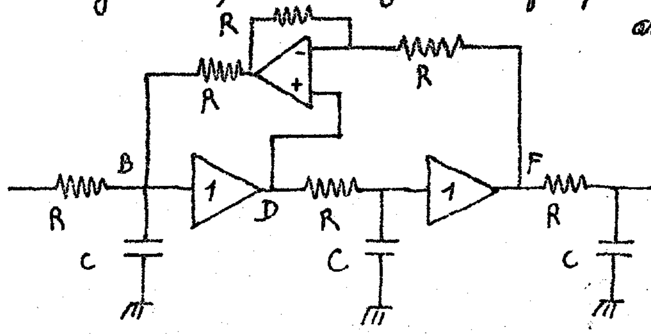
ou $\dfrac{V_B - V_F}{R}$ Il faut donc imaginer un circuit qui à partir de la tension différentielle $(V_B - V_F)$ génère ce courant.

Ceci nous conduit à utiliser un amplificateur opérationnel dont les entrées doivent être reliées respectivement à B et F. Cet ampli doit de plus avoir un gain unité ce qui suggère une structure du type ci-dessous qui donne



$$V_S - V_B = V_B - V_F$$

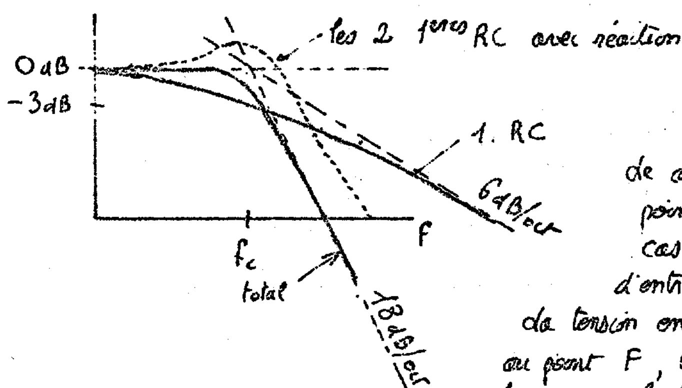
Le courant désiré est alors obtenu par une simple résistance R reliant la sortie de l'ampli op au point B d'où le montage cherché, la tension V_3 étant en fait prise en sortie du 1er ampli de gain 1



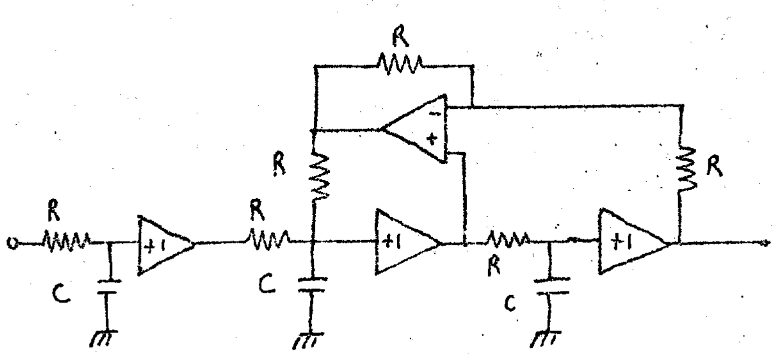
Ce circuit utilise un ampli op de plus mais économise des capacités hors norme très coûteuses, beaucoup plus coûteuses que cet ampli.
On voit ici l'impact qu'a eu l'apparition des circuits intégrés en électronique, des structures électroniquement très complexes sont rendues non seulement possibles mais économiquement souhaitable un ampli-op renfermant 25 ou 30 transistors coûtant moins cher qu'un seul composant de précision.

<u>Remarque supplémentaire</u>

La cellule RC finale est isolée, elle peut donc aussi bien être placée en avant (avec un ampli op de séparation évidemment). Sur le plan théorique les 2 positions sont identiques cependant en pratique ce n'est pas le cas. Une cellule RC seule a une courbe de gain à pente faible, comme le montre la figure ci-contre la courbe Butterworth ne peut être obtenue que si deux certaines fréquences voisines de f_c le gain des 2 cellules RC soumise à la réaction est supérieur à 1.
Le calcul montre que la tension au point F peut dans le plus mauvais cas atteindre 2,7 fois la tension d'entrée.



La tension en sortie étant plus faible que celle au point F, la tension maximale de sortie sera inférieure à la tension maximale crête à crête que peut délivrer un ampli op. Il est donc beaucoup plus avantageux sur le plan de la dynamique de placer la cellule RC isolée en tête.



Pour terminer il faut encore dire un mot de la notion de sensibilité pour un filtre actif.
C'est un paramètre caractérisant la sensibilité d'une des caractéristiques du circuit vis à vis d'une dérive d'un composant. Par exemple des structures passe bande ayant un Q de la forme

$$Q = K\,\frac{R_1 + R_2}{R_1 - R_2}$$

sont à proscrire

car toute variation de R_1 ou R_2 aurait sur le Q une influence considérable. Pour cette raison on peut montrer qu'en petite bande une structure en gyrateur fournit une sortension bien plus insensible aux tolérances des éléments

Note

Le système précédent est applicable à plus de 3 pôles en plaçant en série plusieurs circuits du même type comportant une contre-réaction par un ampli op à cheval sur 2 constantes de temps. La valeur de l'impédance négative nécessaire peut être ajustée en utilisant un ampli de gain −1 associé à une résistance $R' = kR$ ou une résistance R mais avec un gain différent de 1. ($G = -k$)
Le tableau ci-dessous donne les valeurs de k pour réaliser des filtres de Butterworth (maximaly flat) jusqu'au 8^e ordre
Comme il a été dit plus haut il faut toujours placer en tête les étages associés à un k le plus faible

Degré	k_1	k_2	k_3	k_4
2	1,7			
3	1			
4	6,6	0,81		
5	2,63	0,56		
6	14,7	1,7	0,68	
7	5,1	1,33	0,65	
8	25	3	1,12	0,62

Sommaire

I Rappels généraux de métrologie des temps et des fréquences

La fréquence est un paramètre que l'on peut véhiculer sans être trop gênés par le bruit. On la mesure avec une très grande précision (10^{-12}) et elle est facile à générer et manipuler. La plus part des composants intervenant dans les circuits de génération sont des circuits logiques fonctionnant en tout ou rien pour lesquels la dérive des caractéristiques des éléments n'est pas gênante.

Les 3 équations de base

$$f = \frac{1}{T} \qquad \lambda = cT \qquad c = \lambda F$$

montrent que les unités de fréquence et de longueur ne sont pas indépendantes. On a pu déterminer récemment la vitesse de la lumière par mesure simultanée d'une fréquence et d'une longueur d'onde

$$c = 299792456,2 \pm 1,1 \text{ m/s}$$

soit une précision de 3.10^{-9}

Le temps a été défini initialement à partir du mouvement de la terre. La seconde de temps universel est la 86400e partie du jour solaire moyen*. Ainsi fut défini le 1er "temps universel" TU_0 à partir d'observations purement astronomiques.
En tenant compte d'irrégularités dans le mouvement de la terre la précision fut augmentée avec la définition de TU_1 puis TU_2
Enfin le temps des éphémérides TE est lié à la durée de l'année
Entre ces diverses définitions les écarts atteignaient seulement 10^{-8}
Pour mettre tout le monde d'accord, fut introduit en 1972 le temps universel coordonné TUC qui est un temps atomique lié uniquement par valeur quantifiée au mouvement de la terre. Il est corrigé quand le besoin s'en fait sentir, par sauts de 1 seconde à 0 heure les 1er Janvier ou 1er Juin. Actuellement compte tenu du ralentissement de la terre la correction a lieu tous les 18 mois

La définition de base est donc actuellement la fréquence d'un oscillateur
On distingue
– les étalons primaires dont la fréquence peut être obtenue avec une très grande précision sans aucun calage à partir des caractéristiques d'un atome
Ce sont l'oscillateur à césium et le maser à hydrogène
L'horloge passive à Césium (de prix non excessif 100.000F) fournit une fréquence

$$f_{CS} = 9\,192\,631\,770 \text{ Hz}$$

avec une précision de l'ordre de 10^{-12}

Le maser actif à hydrogène beaucoup plus coûteux fournit une puissance très faible avec une précision absolue du même ordre

$$f_H = 1\,420\,405\,751,778 \pm 0,00016 \text{ Hz}$$

mais il a une stabilité à moyen terme ($\sim 10^3$ s) extraordinaire 10^{-15}

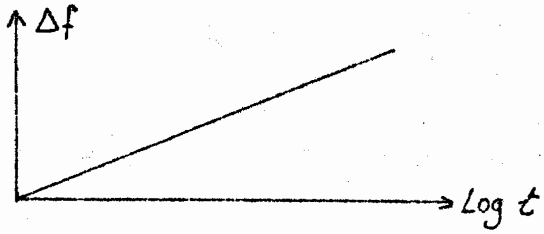
* depuis 1900 le ralentissement de la terre a atteint en valeur relative 3.10^{-8}

Un etalon secondaire a une frequence fonction de parametres exterieurs (temperature champ magnetique) et doit être etalonné a partir d'un etalon primaire
Le plus courant est l'oscillateur au rubidium 84 fonctionnant par pompage optique. On obtient ainsi un bon 10^{-10} pour 20.000 F environ
a

$$F_{RB} \# 6{,}835 \ GHz$$

des etalons courants

C'est essentiellement l'oscillateur a quartz qui est malheureusement affecté d'une derive de frequence sensiblement en log t



Pour des oscillateurs simples mais thermostatés la stabilité $\Delta F/\Delta t$ peut atteindre 10^{-9} par jour

elle atteint 10^{-11} pour des oscillateurs sophistiqués

Il existe enfin des quartz qu'il n'est pas necessaire de thermostater (TCXO ou en français OCET) qui ont une precision absolue de $\pm 10^{-6}$ de 0 a 50° et 10^{-6} par an.

Techniques de dissemination des informations de temps et frequence

Parler d'une précision de 10^{-13} ou mieux n'est pas evident, par suite d'effets relativistes liés a la pesanteur l'ecart entre deux horloges dont l'une est au niveau de la mer et l'autre a une altitude de 3000 metres est de 10^{-13} environ.
Ces effets relativistes interviennent egalement pour des horloges en mouvement (voyageur de Langevin). Entre des horloges au sol et d'autres embarquées dans un avion faisant le tour du monde des ecarts de 110 ± 30 nS ont eté mesurés (valeur calculée par la relativité 90 nS). Un etalon a 10^{-15} n'est donc pas transportable.
Enfin le banal effet Doppler impose de 2 horloges soient immobiles. Un effet Doppler à 10^{-12} correspond a une vitesse relative de 0,1 mm/sec seulement

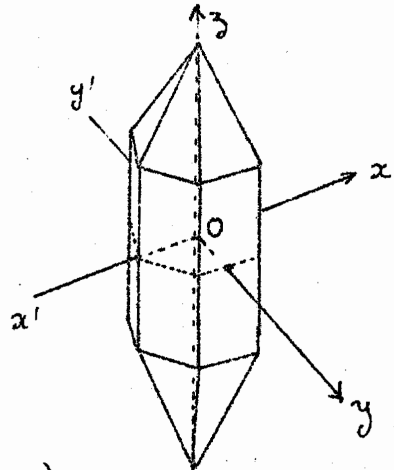
On sait actuellement maitriser les problèmes posés par la propagation des ondes hertziennes et transmettre par radio une information frequence. Il existe de nombreux emetteurs dont les frequences ultrastables peuvent être utilisées en metrologie des frequences
Aux USA emetteurs WWV sur 5, 10, 15, 20 MHz qui transmettent aussi des tops horaires
En Suisse (Prangins) une emission a 75 kHz
la BBC (Droitwich) 200 kHz stabilisés par Cesium sur la correction de la frequence est donnée chaque mois par la revue Electronic Engineering
En France Allouis (France Inter) 163,840 kHz (a 10^{-10})

Des tops prelevés sur la ligne test des signaux TV permettent egalement d'avoir des informations temps

II Oscillateurs à quartz

II$_1$ Technologie des quartz. Propriétés.

Le quartz est de la silice SiO_2 cristallisée dans le système hexagonal
On définit 3 axes cristallographiques
- l'axe optique parallèle à l'axe ternaire Oz
- l'axe électrique $y'Oy$ perpendiculaire aux faces du polyèdre élémentaire
- l'axe mécanique $x'Ox$ passant par les arêtes " " "



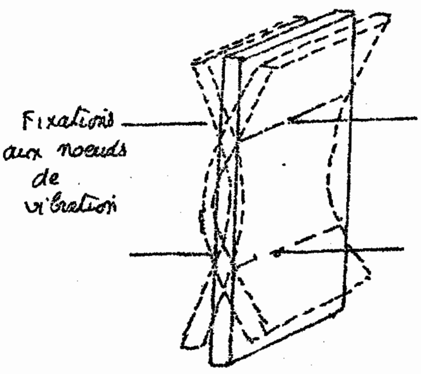
L'effet pyezoélectrique se manifeste par le fait qu'une force appliquée parallèlement à l'axe mécanique provoque l'apparition d'une polarisation électrique parallèle à l'axe électrique et réciproquement
On conçoit dans ces conditions qu'en plaçant entre 2 électrodes une lamelle de quartz l'impédance électrique du dipôle ainsi constitué varie brutalement au voisinage des fréquences propres d'oscillation mécaniques (ultra-sonores) dans le solide.

Pour le quartz la constante du couplage électromécanique est faible ce qui fait que l'énergie dissipée dans le solide reste toujours faible. Pour réaliser un transducteur électromécanique de bon rendement il faudra faire appel à des céramiques ayant une constante de couplage bien plus élevée (Titanate de Baryum, zirconate de plomb
En contre partie le coefficient de surtension Q des résonateurs à quartz peut être très élevé ceci est de plus associé à une faible sensibilité du module d'Young à la température. Ces circonstances favorisent le choix de résonateurs à quartz comme étalons de fréquence

A) Modes de résonance des quartz

De nombreux modes de vibration peuvent être utilisés

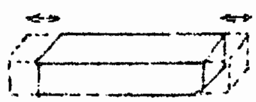
1°) vibration de flexion



Ce mode est utilisé aux fréquences basses uniquement (de 1 à 20 kHz). On dit que l'on a un barreau XY'
Pour régler la fréquence
- on lime au milieu pour abaisser la fréquence
- on meule aux extrémités pour l'augmenter

La précision obtenue est faible.
Ce mode est utilisé pour la réalisation de montres à quartz ($32768\ Hz = 2^{15}$)
Il existe d'autres coupes (NT) fonctionnant aussi en flexion permettant d'atteindre 250 kHz

2°) Elongation



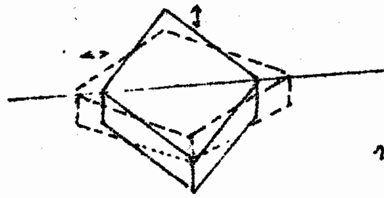
C'est la coupe X+5 qui n'est plus employée

3°) Déformations de cisaillement

Deux coupes jouent un rôle très important

- Coupe DT

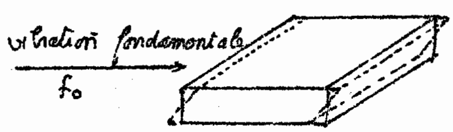
Il s'agit d'un cisaillement plan conduisant à une déformation en losange



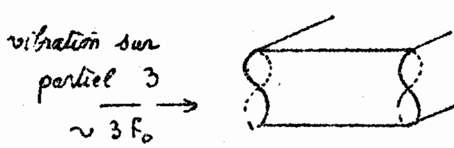
Les fréquences obtenues sont couramment de 200 à 800 kHz toujours en mode fondamental.
C'est la coupe qui réalise le meilleur rapport performances / prix à 200 kHz

- Coupe AT

C'est un cisaillement d'épaisseur



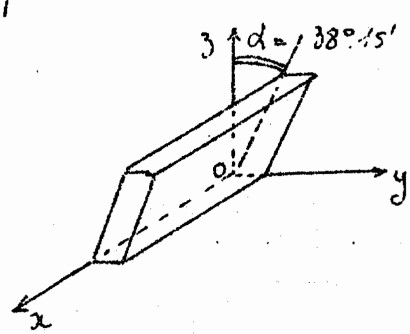
Les fréquences de l'oscillation fondamentale sont comprises entre 1 et 25 MHz mais un fonctionnement sur harmonique (fonctionnement sur "partiel" ou overtone) est facile à concevoir



On a pu réaliser des oscillations jusqu'au 19e harmonique (proche du GHz)
On utilise couramment des quartz sur partiel 7 à 11 à 200 MHz

Pratiquement il faut toujours fonctionner sur partiel de rang impair et premier. Par suite de l'hétérogénéité d'épaisseur la fréquence d'oscillation sur partiel n est légèrement différente de nf_0. Dans ces conditions sur partiel 9 l'oscillation voisine de $9f_0$ pourrait être associée à des bandes latérales proches de forte amplitude voisines de $3f_0$

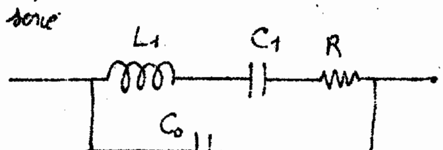
Il faut retenir qu'en coupe AT l'épaisseur d'une lame fonctionnant en fondamental à 1 MHz est de 1,67 mm.
Pratiquement une lame pour oscillation AT est découpée parallèlement à un plan contenant l'axe $x'x$ et faisant avec l'axe $z'z$ un angle $\alpha \# 38°$



Cet angle de coupe est très critique comme nous allons le voir plus loin
(Pour $\alpha = 0$ on retrouve la coupe dite de Curie qui est historiquement la 1ère utilisée

B) Schéma équivalent électrique

Le dipôle constitué par les deux électrodes collées sur la lame cristalline a un schéma équivalent où l'on trouve associés un circuit résonnant parallèle et un circuit série

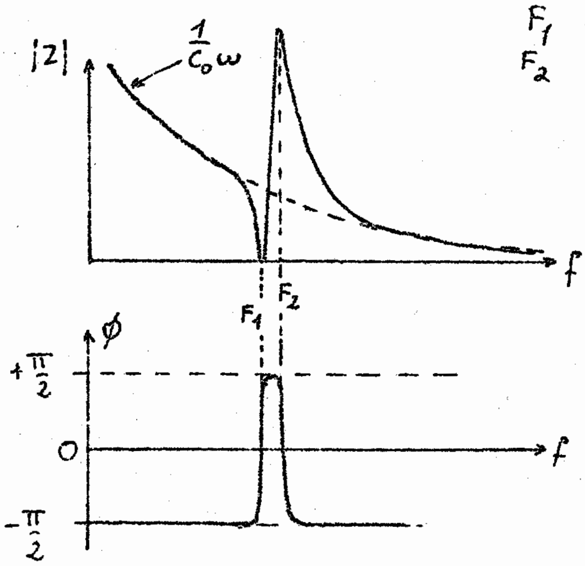


Circuit série $L_1 C_1$
parallèle $L_1 C_0$
Dans tous les cas C_0 est beaucoup plus grand que C_1

L_1 est très grande, des mH, presque des henrys.

Typiquement C_0 vaut quelques pF ou au plus dizaine de pF
C_1 de l'ordre de 10^{-15} F

Le module de l'impédance et la phase évoluent alors comme le montrent les courbes ci-dessous



F_1 résonance série $L_1 C_1 \omega_s^2 = 1$
F_2 " parallèle $L\left(\frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0}\right)\omega_p^2 = 1$

Les fréquences d'oscillation d'un quartz peuvent être modifiées par une capacité extérieure (capacité de charge du quartz)

– La fréquence parallèle F_2 est abaissée (elle se rapproche de F_1) par un condensateur en parallèle sur C_0 donc sur le quartz lui même

La résistance R du schéma dépend du type de quartz *

– Coupe { flexion $R \sim 10^2$ à $10^4\,\Omega$
DT $R \sim 1$ à $5\,k\Omega$
" AT $R \sim 30\,\Omega$ en mode fondamental
50 à 200 en mode partiel, presque indépendant de ω

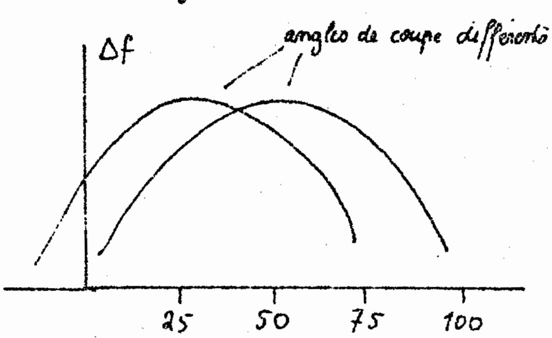
Les facteurs de qualité atteignent des valeurs énormes :

$Q = 10^5$ à $2\;10^5$ en coupe DT
$2\;10^6$ (5 MHz sur partiel 5) jusqu'à $5\;10^6$ en coupe DT

C Influence de la température sur la fréquence du quartz

– Coupe DT.

Les courbes de variation de fréquence en fonction de la température ont l'allure suivante. On remarque qu'autour de certaines températures le coefficient de température peut s'annuler. Ces températures privilégiées sont au voisinage de l'ambiante



Ce type de coupe sera donc favorable pour des oscillateurs non thermostatés, par contre si l'on désire thermostater (à une température nécessairement plus élevée que la plus haute ambiance prévue, donc typiquement 75°) l'on se trouvera dans une zone à forte pente et le taux de régulation du thermostat devra être très élevé

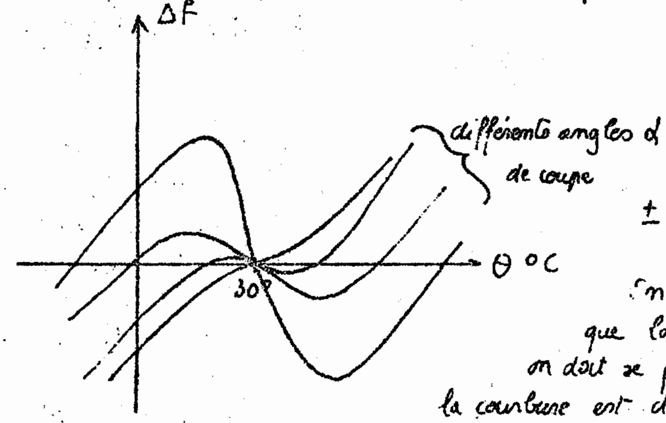
La coupe AT permet au contraire une souplesse bien plus grande

– Coupe AT

Les courbes $\Delta f = \varphi(\theta)$ ont une forme cubique dépendant de l'angle α de coupe. D'une courbe à l'autre sur le réseau suivant la variation de α est de

* En mode série la résistance R ne dépend que très peu de ω, la résistance négative à lui associer pour constituer un oscillateur est donc aussi indépendante de ω, il sera donc facile de réaliser un montage où le quartz est interchangeable. C'est le gros intérêt du mode série, le plus utilisé lorsque l'on désire de la précision. Pour les montres on utilise un mode flexion qui se comporte comme un mode parallèle.

l'ordre de la seconde d'angle. On voit avec quelle maîtrise la taille doit être effectuée



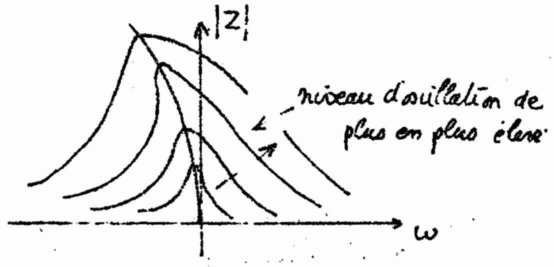
Toutes les courbes passent pour $\Delta f = 0$ pour $\theta \sim 30°C$, en choisissant la taille on pourra donc sans thermostater obtenir $\Delta f = \pm n$ dans une gamme $30° \pm m$ de température, par exemple $\pm 10^{-6}$ de 10 à 40 °C

On peut remarquer encore que lorsque l'on désire thermostater on doit se placer sur un minimum, or la courbure est d'autant plus accentuée que le maximum se trouve à température plus élevée. Il y a donc intérêt à faire travailler le thermostat le plus bas possible (commercialement 75 ± 5° ou 65 ± 5°)

Il existe une coupe dérivée de la AT pour laquelle Δf est une fonction linéaire de θ on l'a utilisée pour faire des thermomètres de haute précision ($1/100$ d°)

Influence du niveau d'oscillation

A fort niveau les non linéarités apparaissent ce qui modifie la fréquence d'oscillation (Onde électrique Dec 1972)



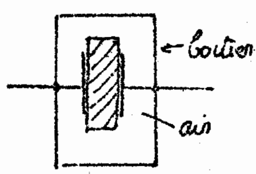
D. Dérive au cours du temps

La dérive lente de fréquence est liée très fortement à la technologie, le quartz perdant peu à peu les impuretés qui se sont incrustées à sa surface voit sa fréquence d'oscillation augmenter constamment.
Si l'oscillation a lieu dans un gaz ce dernier au contraire se fixe sur le quartz et le phénomène inverse se produit.

Le quartz doit donc travailler sous vide et être aussi propre que possible.

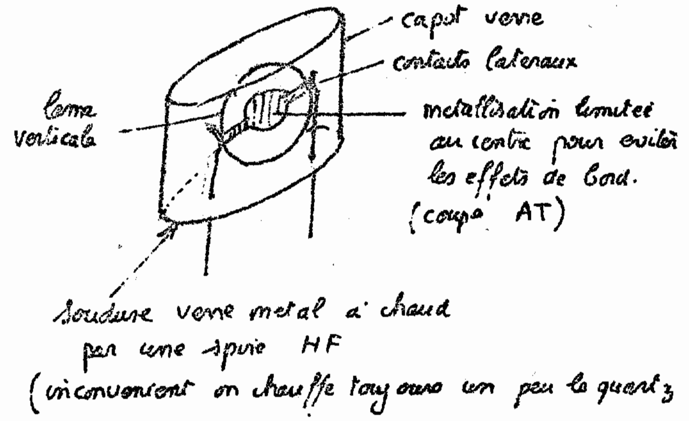
Les différents montages utilisés sont les suivants

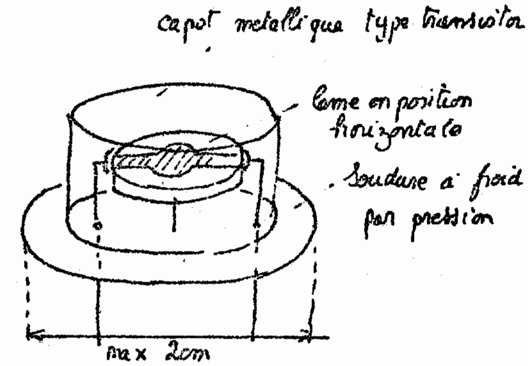
— Boîtier militaire standard



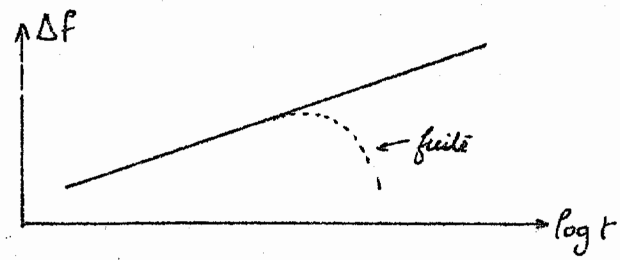
Le quartz est monté flottant dans l'air. L'air emprisonné est entraîné par la vibration du quartz et intervient pour la détermination de la fréquence.
Ce type de boîtier est à rejeter en métrologie

– montages sous vide



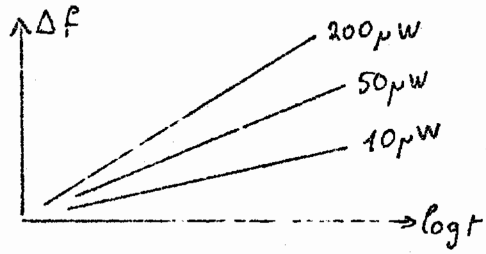


L'evolution de la frequence en fonction du temps s'effectue sensiblement proportionnellement au logarithme du temps



Une fuite même minime du boitier provoque une inversion du sens d'evolution de f (du gaz se fixe sur le quartz)

La pente est naturellement d'autant plus accentuée que la puissance dissipee dans le quartz (niveau d'oscillation) est plus elevee



Remarque

Pour compenser les effets thermiques on peut associer le quartz a des elements fonction de la temperature. Ce sont les oscillateurs compensés en temperature (TCXO)

E) Les performances actuelles des oscillateurs a quartz

Il faut distinguer la stabilite a long terme (derive en log t) et a court terme

1°) A long terme

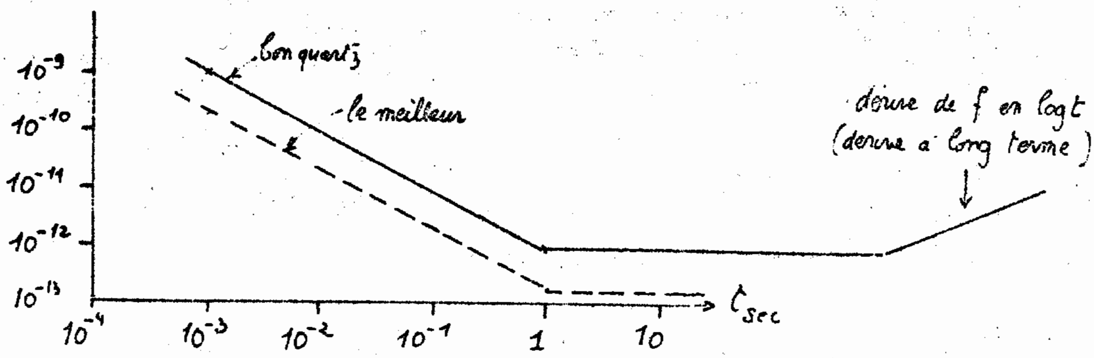
On peut atteindre des $\Delta f/f$ de 10^{-11} par jour pour des coupes AT fonctionnant a 5 MHz en partiel 5, couramment $5 \cdot 10^{-10}$

Pour des quartz moins soignés en coupe AT partiel 3 de 5 a 20 MHz 10^{-9} par jour est un seuil courant.

La derive diminue lorsque le quartz vieillit. La limite est fixee par la durée de vie des elements peripheriques (boitier, transistors). Le temps moyen entre panne peut être evalué a 10^5 heures (10 ans)

2°) A court terme

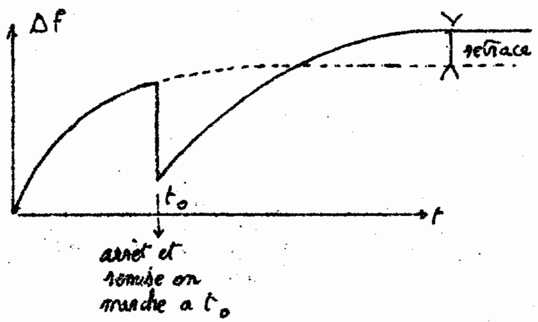
La meilleure définition est le paramètre $I(\tau)$, instabilité à échelle de temps donnée t



Remarque : La stabilité à court-terme d'un quartz peut être meilleure que celle d'un maser à hydrogène c'est pourquoi c'est toujours un oscillateur à quartz qui est l'étage de sortie d'une horloge atomique (l'oscillateur à quartz est asservi en phase sur le maser qui lui donne ainsi sa stabilité à long terme)

3°) Phénomène de "retrace"

La fréquence d'oscillation tend quasi-asymptotiquement vers une valeur limite. Si l'alimentation de l'oscillateur est interrompue la nouvelle valeur limite après reprise du fonctionnement peut être différente de la précédente. C'est le phénomène de "retrace" qui est dû à la pollution superficielle du cristal.
On sait faire actuellement des quartzs ayant des "retraces" de l'ordre de 10^{-11}, pour un cristal quelconque l'erreur peut atteindre quelques 10^{-8}



II$_2$ Technologie des oscillateurs à quartz

II$_{2.1}$ Resonances parallèle et serie

A la résonance l'impédance réelle d'un quartz est très différente suivant que l'on considère la resonance parallele ou serie

- En resonance serie la capacité de charge sera en serie avec le quartz et a la resonance donnee approximativement par

$$L \cdot \frac{C_1 C'}{C_1 + C'} \omega_1^2 = 1$$

l'impédance se reduit à R, soit typiquement 20 à 30 Ω.

- En resonance parallèle cette impédance est beaucoup plus elevée, elle vaut

$$R_{//} = |Z| = \frac{\left[Z(c'+c_0)\right]^2}{R}$$

où $|Z_{c'+c_0}|$ est le module de l'impédance du condensateur global d'accord à la fréquence considerée ω_2.

$$|Z_{c'+c_0}| = \frac{1}{(C'+C_0)\,\omega_2}$$

Pour $C'+C_0 = 32\ pF$ $\quad \omega_2 = 5\ MHz$ $\quad R = 20\,\Omega$ on trouve $R_{//} \# 50\ k\Omega$

Cette valeur est un peu elevee pour s'adapter a celles des transistors c'est pourquoi la resonance parallèle est peu employée des constructeurs déconseillent d'ailleurs son emploi au dela de 20 MHz. On peut remarquer aussi que $R_{//}$ varie beaucoup avec ω alors que la résistance en résonance serie est presque constante et varie peu d'un quartz à l'autre (20 à 30 Ω). En montage serie le changement de quartz se fera donc souvent très facilement alors qu'il y aura lieu d'effectuer un réglage d'impédances pour une telle opération dans un montage oscillant en mode parallèle.

II$_{2.2}$ Influence d'un circuit oscillant annexe (circuit de détrompage)

Pour utiliser un quartz en mode partiel il faudra placer dans le montage un circuit favorisant l'oscillation sur une fréquence donnée. Ce circuit indique en quelque sorte au quartz sur quel harmonique il doit osciller, on le qualifie souvent de circuit de "détrompage".

Or si un oscillateur comprend 2 circuits oscillants de coefficients de surtension Q_1 et Q_2 qui introduisent à la fréquence de fonctionnement des dephasages $\Delta\phi_1$ et $\Delta\phi_2$, l'oscillation se produit lorsque

$$\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 = 0 \quad (\text{ou } 2\pi)$$

Or on sait qu'un circuit oscillant accordé sur f_0 introduit à une fréquence $f = f_0 + \Delta f$ un dephasage $\Delta\phi$ tel que

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{\Delta\phi}{2Q}$$

ou $$\Delta\phi = 2Q\frac{\Delta f}{f_0} = 2Q\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$$

Si le quartz qui est un circuit oscillant de qualité Q_x de fréquence propre ω_x est associé dans un montage avec un autre circuit accordé défini par Q_D et réglé sur ω_D, l'oscillation se produira à une fréquence telle que le déphasage global soit nul. c'est à dire

$$\Delta\phi_X = 2Q_X\frac{\omega-\omega_x}{\omega_x} = -\Delta\phi_D = -2Q_D\frac{\omega-\omega_d}{\omega_d}$$

ω_x et ω_d étant très voisins en écrivant $\omega-\omega_x = \Delta\omega_x$ $\omega-\omega_d = \Delta\omega_D$ il vient

$$Q_X\,\Delta\omega_X = -Q_D.\Delta\omega_D$$

soit $$\Delta\omega_X = -\frac{Q_D}{Q_X}\Delta\omega_D$$

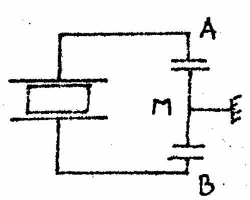
L'influence sur la fréquence de sortie d'un déréglage du détrompeur est d'autant plus faible que le Q de ce dernier est plus faible devant celui du quartz
On en déduit que : <u>le circuit de détrompage doit avoir une faible surtension</u>

II 2.3 Circuits fonctionnant en résonance parallèle

Ce mode d'oscillation est encore utilisé parfois pour des quartz en coupe DT
Un oscillateur est toujours réalisé en associant au quartz un circuit actif fournissant l'énergie mais dont le déphasage entrée-sortie doit être voisin de zéro
Or un transistor unique fournit un déphasage de π, un circuit déphaseur doit être ajouté, il peut être passif ou actif.

1°) Déphasage passif

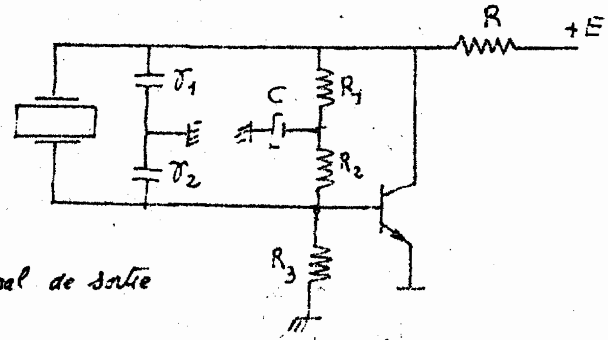
Le plus simple est de séparer en 2 éléments série la capacité de charge du quartz



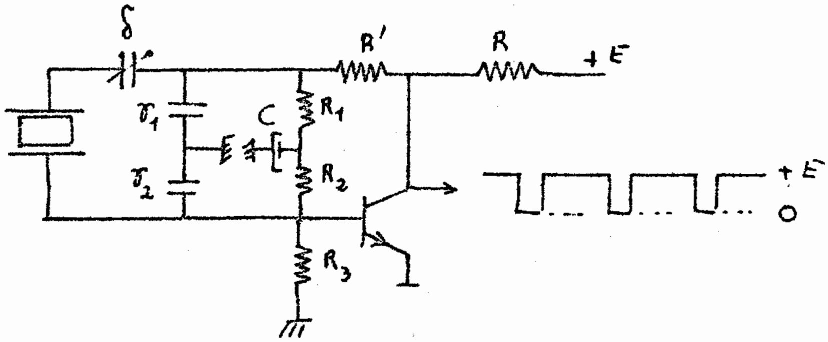
Lorsque le quartz oscille les 2 tensions en A et B par rapport au milieu M sont en opposition de phase

L'association avec un transistor est alors évidente

Le transistor est polarisé par un pont issu du collecteur $R_1\,R_2\,R_3$ ce qui assure une certaine stabilisation. La contre réaction est évitée grâce au découplage C
R constitue la résistance de charge aux bornes de laquelle on prélèvera le signal de sortie

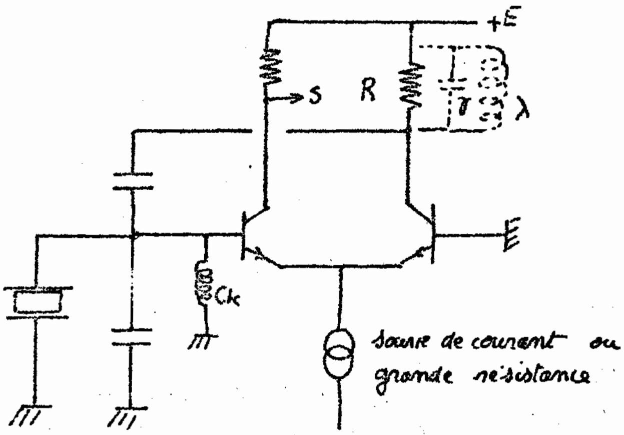


- Pour abaisser la fréquence on ajoutera une capacité de charge supplémentaire en parallèle sur le quartz
- Pour l'augmenter il faudra placer une capacité ? en série avec le quartz le montage ressemble alors beaucoup à un "Clapp"
- Une résistance supplémentaire permet d'obtenir en sortie des signaux directement compatibles avec des circuits logiques (figure suivante)



2°) Déphasage actif

On utilise un second transistor ce qui conduit à un schéma voisin du "Franklin" à tubes.



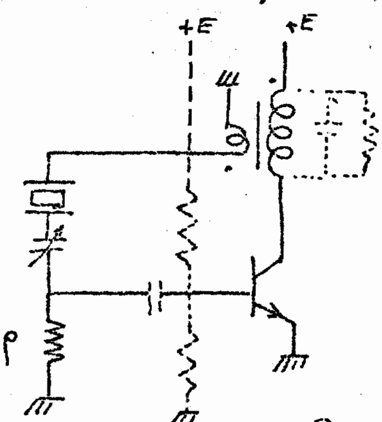
Dans un montage à 2 transistors de ce type il n'y a pas de déphasage entre la base d'un transistor et le collecteur de l'autre le quartz sera donc alimenté à partir du 2e collecteur
Un tel montage est utilisable avec un quartz en coupe DT
En AT sur partiel il faut ajouter un circuit de dettompage en parallèle sur la résistance de charge R, le gain de l'amplificateur n'a ainsi de valeur notable qu'autour de la fréquence choisie ($\lambda \gamma \omega^2 = 1$)

Mais on utilise surtout la résonance série

$\mathrm{II}_{2.4}$ Circuits fonctionnant en résonance série

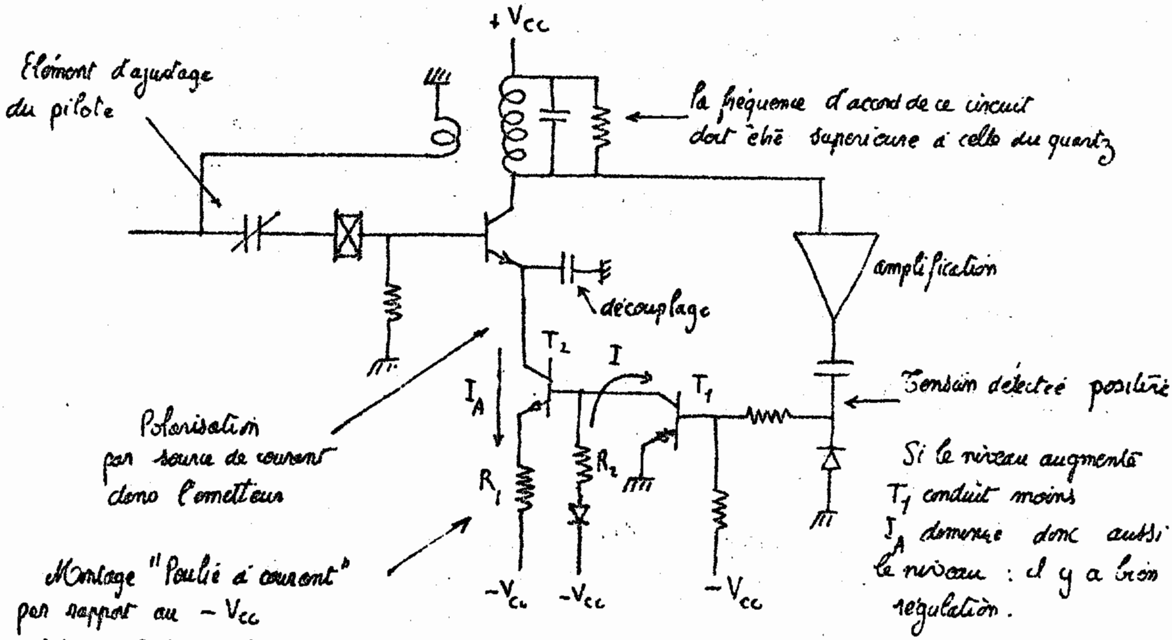
1°) Déphasage passif

C'est le montage classique utilisant un transformateur. Sur la figure ci-dessous les composants de polarisation sont en pointillé



L'impédance vue au secondaire du transformateur (côté base) doit être faible par suite de l'impédance du quartz, la résistance ρ en série avec le circuit série équivalent au cristal intervient dans la valeur du Q en charge du quartz ; elle doit donc être faible au plus de l'ordre de R_1 soit 20 à 30 Ω
Avec $\rho = R_1$ le Q utile est déjà tombé de moitié.

Pour fonctionner sur partiels le dettompage s'obtient simplement en accordant l'enroulement collecteur (et en amortissant par une résistance le circuit bouchon formé)

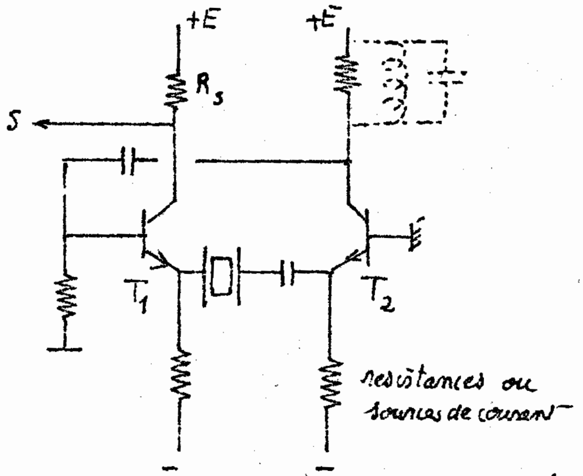


$V_B = R_2 I + 0{,}6\,V$

donc $V_E = R_2 I$ soit $I_A = \dfrac{V_E}{R_1} = \dfrac{R_2}{R_1} I$

2°) Déphasage actif

L'impédance des quartz en résonance série est tout à fait comparable à l'impédance d'entrée d'un transistor monté en base commune (l'inverse de la pente soit environ 30 Ω pour $I_c = 1mA$). Le montage ci-dessous met à profit cette remarque : le quartz est monté entre les 2 émetteurs de 2 transistors soumis par ailleurs à une liaison RC de réaction

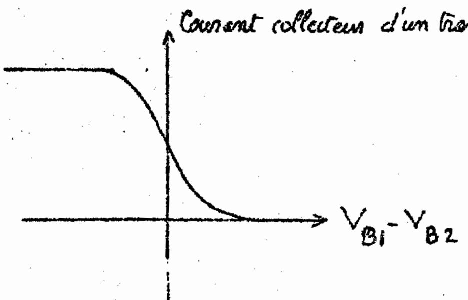


L'un des collecteurs est disponible pour y prélever le signal de sortie, il faut choisir cependant R_s faible pour éviter l'effet Miller sur T_1

Ce type de circuit est utilisable au delà de 100 MHz, en mode partiel le circuit de détrompage est placé dans le collecteur de T_2 de façon à réduire le gain en dehors de la zone de fréquence où se place l'harmonique choisi

Ce montage est auto-régulé en amplitude car la caractéristique de transfert d'un ampli de ce type a une forme en S et en dehors de la zone linéaire

- le gain est réduit
- les impédances sur les émetteurs qui ne sont faibles qu'en présence de courant augmentent considérablement ce qui limite l'oscillation



de courant, donc la puissance dissipée dans le quartz se trouve ainsi limitée ce qui n'est pas le cas de tous les circuits

Contrôle de la puissance dans le quartz

Ce contrôle est nécessaire car nous avons vu plus haut que la dérive variait avec la puissance ainsi que la fréquence de résonance. Pour ces 2 raisons on est amené à choisir un niveau faible au contraire le bruit est plus faible à niveau plus élevé et de plus on constate que le Q est meilleur à niveau moyen qu'à niveau très faible. Pour un quartz 5 MHz, partiel 5 le compromis se situe entre 10 et 60 µW si l'on désire réaliser un pilote de haute stabilité. Si la stabilité à court-terme (1mS) est surtout importante on a intérêt à augmenter la puissance jusqu'à 1 mW.

Le contrôle est réalisé classiquement en détectant le signal HF et en effectuant une contre réaction agissant sur le point de polarisation de l'élément actif. Un montage pratique est reproduit ci-contre

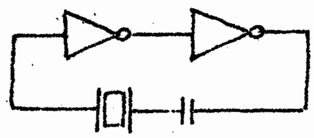
Remarque : le choix de la fréquence est également important, le compromis dérive-puissance est plus favorable à 15 MHz qu'à 5, de plus les taux de multiplication ultérieurs seront plus faibles ce qui est une 2e raison d'augmenter la fréquence du pilote d'un synthétiseur.

3°) L'Oscillateur à "portes"

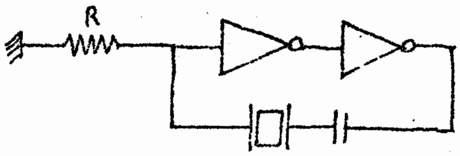
Les circuits logiques permettent de réaliser des oscillateurs à quartz pour lesquels le niveau d'oscillation est parfaitement régulé

a) Utilisation des portes TTL

Un inverseur TTL n'est en quelque sorte qu'un amplificateur. La mise en série de 2 inverseurs constitue donc un ampli de gain 1 susceptible d'entretenir l'oscillation d'un quartz. Ceci conduit au 1er schéma suivant :

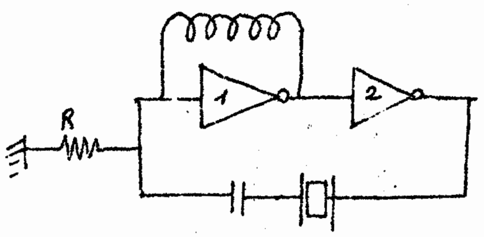


Ce montage ne fonctionne pas car les inverseurs TTL sont des éléments d'où il faut "extraire du courant". Cela conduit à ajouter la résistance R ci-dessous qui doit être faible à la fois par suite de la structure des portes ($R < 390\Omega$) et parce qu'elle se trouve en série avec le quartz donc agit sur son Q



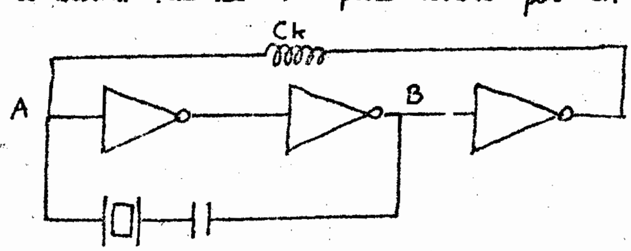
Ce montage le plus souvent reste inerte car si l'une des portes se trouve à un moment donné en position haute ou basse le gain devient nul et il n'y a pas de démarrage de l'oscillation.

Le démarrage ne peut intervenir que si l'on maintient par une contre-réaction en continu le point de fonctionnement des 2 portes au milieu de la zone linéaire. C'est ce qui se passe si l'on impose l'égalité des potentiels d'entrée et sortie d'une porte en les reliant par un élément de résistance en continu nulle (mais non en alternatif pour conserver le gain), par exemple une self de forte valeur

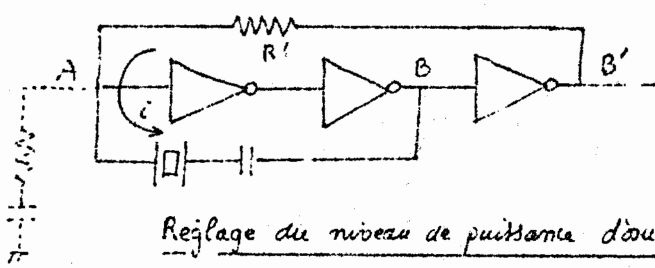


Ce montage risque encore de ne pas marcher si le potentiel de repos obtenu pour la porte 1 fait basculer 2 dans l'un des états logiques 1 ou 0 où son gain en tension est nul

La self ne pouvant être placée que dans une position où elle assure une contre-réaction en continu on ne peut résoudre le problème qu'avec 3 portes. La résistance d'entrée R devient alors inutile car le courant de la 1ère porte arrive par Ck



Cependant le Q élevé du quartz en oscillation série ne peut être utilisé que si l'impédance placée en série est faible. Ceci peut être obtenu
- en reliant le point A à la masse par une faible résistance placée en série avec une forte capacité C
- en shuntant C_k par une résistance R' faible. A la limite pour R' très faible on peut supprimer C_k ce qui conduit au schéma ci-dessous.



Grâce à R' les 3 portes se trouvent polarisées dans leur zone linéaire et l'oscillation démarre

Réglage du niveau de puissance d'oscillation

En amplitude la limitation est obtenue par la forme particulière de la caractéristique de transfert des portes. En B on observe un signal sensiblement carré d'amplitude crête-crête 3 volts, le signal en B' est de même forme mais en opposition de phase. Or le courant circulant dans le quartz vaut

$$i = \frac{\text{Composante à la fréquence } \omega_0 \text{ de la tension } V_{B'} - V_B}{R' + R_0}$$

avec ω_0 fréquence d'oscillation R_0 résistance série du quartz

$(V_{B'} - V_B)$ est une tension carrée de 7 Vcc correspondant à une composante fondamentale de *

$$7 \times \frac{\pi}{4} = 5,5\ V_{cc} = \frac{5,5}{2\sqrt{2}} \# 2\ V_{eff}$$

soit

$$i = \frac{2}{R' + R_0}$$

Si comme c'est souvent le cas $R' >> R_0$ $\quad i \# \frac{2}{R'}$

La puissance dissipée dans le quartz vaut

$$P_Q = R_0 i^2 = \frac{4 R_0}{R'^2}$$

<u>elle augmente comme l'inverse du carré de la résistance de contre réaction R'</u>

En pratique les portes TTL ne sont pas utilisées car
- leur temps de propagation est élevé c'est à dire qu'elles introduisent un grand déphasage donc un décalage important de fréquence
. ce déphasage varie très vite avec la tension d'alimentation et la température
- il est très variable d'une porte à l'autre
- il y a une grande dispersion de courants d'entrée des portes

Ces montages sont réalisés essentiellement avec des portes en logique ECL

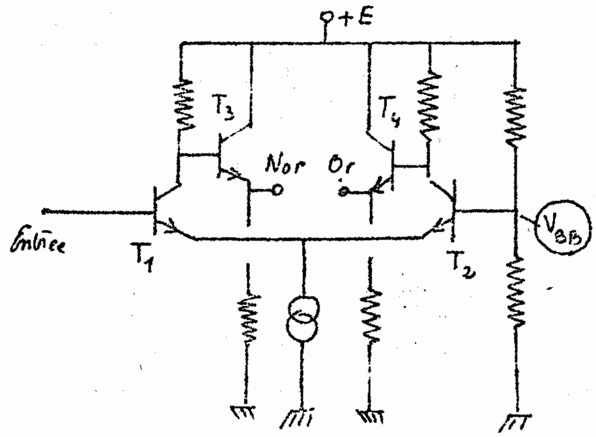
---

* Décomposition en série de Fourier d'un créneau symétrique d'amplitude crête à crête a

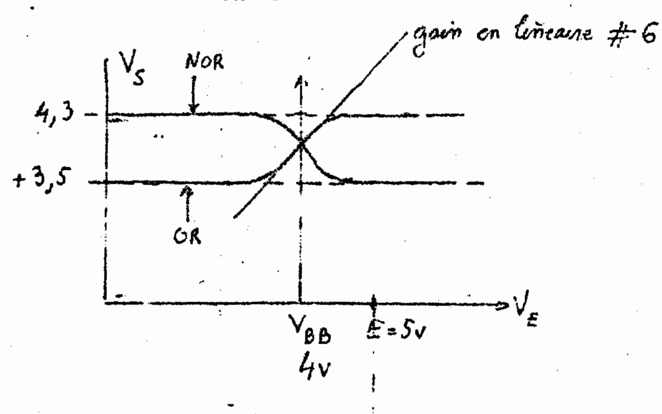
$$V(t) = \frac{4a}{\pi}\left[\cos\omega_0 t - \frac{1}{3}\cos 3\omega t + \frac{1}{5}\cos 5\omega t \ldots\right]$$

b) Utilisation des portes ECL

Les portes ECL (Logique à Emetteurs Couplés) fonctionnent en régime de non saturation c'est une des raisons de leur rapidité. Des compteurs ECL atteignent actuellement le gigahertz.
Le schéma de la porte de base est un amplificateur différentiel. Deux transistors T_3 et T_4 montés en collecteur commun assurent une faible impédance de sortie.
Deux sorties en opposition de phase sont prévues
- une sortie en phase avec l'entrée c'est la sortie OR
- une sortie en opposition de phase c'est la sortie NOR

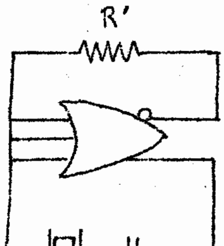


En pratique il y a plusieurs entrées le transistor T_1 étant multiple.
Les caractéristiques de transfert de telles portes sont représentées ci dessous ainsi que la représentation symbolique que nous utiliserons



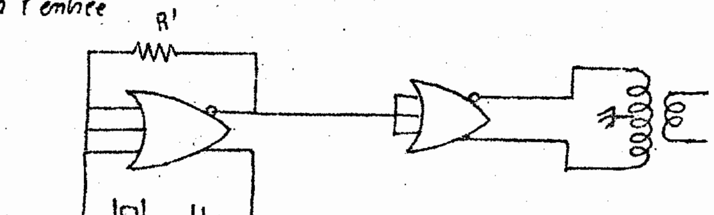
Ce type de circuit présente pour l'utilisation recherchée ici 2 avantages
- Il y a 2 sorties inversée ou non l'une peut être utilisée pour la contre-réaction en continu l'autre pour la réaction en haute fréquence assurant l'oscillation
- Le temps de propagation est très court (on sait faire 0,6 nS (1973)) au pire 3 nS soit un déphasage de 36° à 33 MHz. un degré par MHz environ. Un quartz pouvant encore facilement osciller avec un circuit déphasant de plusieurs dizaines de degrés on voit que l'on peut réaliser avec des portes ECL des oscillateurs bien au delà de 100 MHz (avec les modèles rapides).

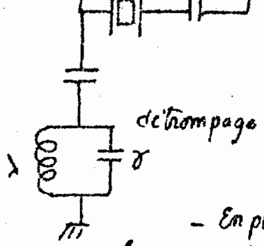
Le circuit de base d'un oscillateur en ECL est le suivant :



R' assure la contre-réaction maintenant le point de polarisation dans la région linéaire de la caractéristique
La réaction est effectuée par le quartz à partir de la sortie OR

Dans le cas d'un fonctionnement sur partiel le circuit de détrompage peut être placé en parallèle sur l'entrée





Le signal de sortie sera prélevé par une seconde porte. Une liaison symétrique avec la charge évite que le signal ne se retrouve dans le courant d'alimentation qui est alors constant

- En plaçant le quartz en parallèle sur R' on peut obtenir une oscillation à des fréquences élevées pour lesquelles le déphasage de la porte est voisin de 180°

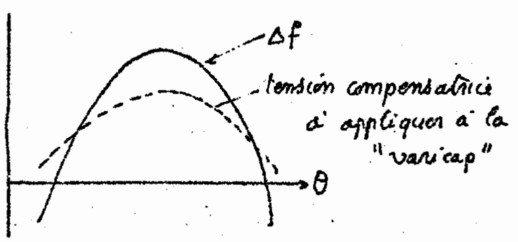
- En toute rigueur on peut reprocher à ces montages de donner une tension faible, typiquement 1,6 Vcc, et d'avoir un bruit légèrement supérieur à celui que pourrait fournir un montage utilisant un transistor à effet de champ trié avec soin

II 2.5 Compensation de l'effet de température

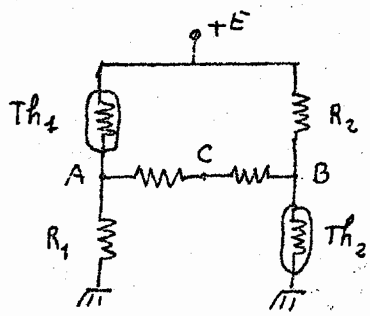
On peut : ou bien réguler la température de fonctionnement du quartz
ou utiliser des circuits de compensation pour rendre le montage globalement insensible à la température dans une plage de température plus ou moins large

1°) Oscillateurs compensés en température TCXO

En cours DT nous avons vu que la variation de fréquence était quadratique avec la température. Une compensation est possible en utilisant une diode à capacité variable commandée par une tension variant de façon convenable avec θ



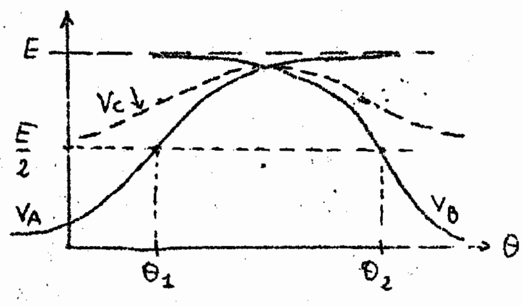
La tension de compensation cherchée est obtenue généralement avec des circuits à thermistances tel celui représenté ci-dessous



Soit θ_1 la température pour laquelle la thermistance Th_1 prend la valeur R_1
$\theta_2 > \theta_1$ celle où $Th_2 = R_2$
L'évolution des potentiels en A et B donc en C :

$$V_C = \frac{V_A + V_B}{2}$$

a alors en fonction de θ l'allure ci-contre



La principale difficulté vient du fait qu'il faut pour chaque quartz recalculer les éléments du pont précédent. Une baisse de prix considérable des TCXO est intervenue lorsque les programmes permettant ces calculs sur ordinateurs ont été bien "au point".

Bien qu'incapable de conduire à des stabilités "métrologiques" les TCXO fonctionnent sans préchauffage, donc immédiatement et sans dépense d'énergie de chauffage (thermostat) sont indispensables pour les équipements portables.

– En utilisant des montages à 3 thermistances des courbes du 3^e^ ordre telles celles rencontrées pour les coupes AT sont également compensables.

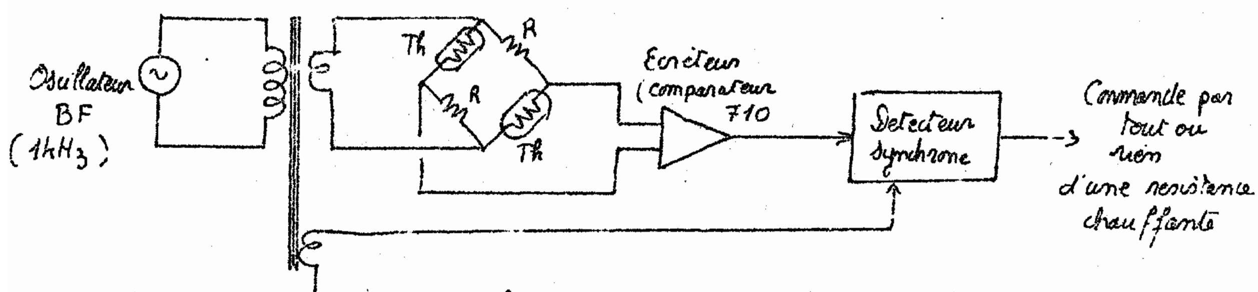
2°) Oscillateurs Thermostatés

– A bilames.

Les thermostats commandés par des contacts portés par des bilames sont à peu près abandonnés. Ils ne peuvent fonctionner qu'avec hysteresis et la température obtenue est oscillante. La fiabilité est mauvaise ainsi que la commodité de réglage de la température

– Ponts avec thermistances, alimentés en alternatif.

Le montage de base est le suivant



A la sortie du comparateur (μA710) la tension BF est en phase ou en opposition avec la tension alternative d'attaque suivant que le pont est déséquilibré dans un sens ou l'autre. Une détection synchrone fournit donc une commande par tout ou rien de l'élément chauffant.

Inconvénients : le montage est complexe et l'oscillation BF utilisée risque de se retrouver sous forme de bandes latérales sur le spectre de l'oscillateur ainsi thermostaté.

Pour cette raison on utilise surtout actuellement des systèmes commandés en courant continu

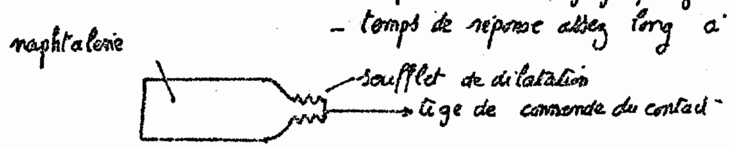
– Thermostats commandés en continu

– Thermostat à changement d'état

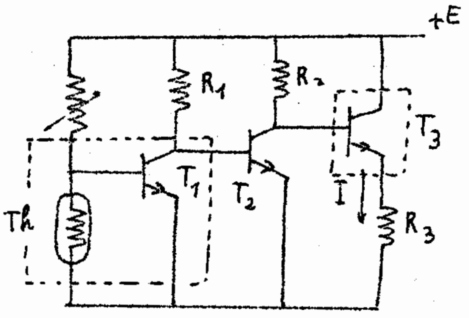
C'est un système très simple faisant appel au changement de volume lors de la solidification d'une substance. Ce changement de volume peut commander un contact qui met en marche ou coupe un circuit de chauffage

La substance la plus utilisée est le naphtalène

Les inconvénients : – impossibilité de réglage, il faudrait changer de substance
– temps de réponse assez long à cause de l'inertie thermique



On fait actuellement appel à un circuit électronique, l'élément sensible à la température étant une thermistance et l'élément chauffant un transistor de puissance T_3

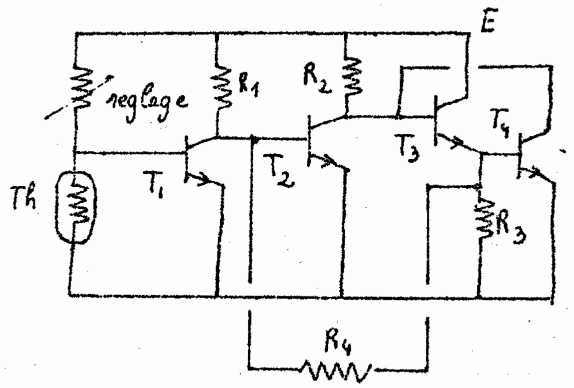


La thermistance Th et le transistor T_1 sont tous 2 soumis à la température à contrôler. La variation du V_{BE} du transistor (2mV par degré) se soustrayant de la variation due à la thermistance (3,5% par degré)

Si R_3 est faible la puissance de chauffage fournie par T_3 est de l'ordre de $EI = P$ donc proportionnelle à I, or la variation de résistance n'est pas linéaire en température

Une linéarisation du système, compensant du même coup les dispersions de caractéristiques de T_3 est obtenue en faisant une contre réaction proportionnelle à P donc à I. Ceci est réalisé grâce à R_4 entre émetteur de T_3 et base de T_2

Enfin à froid Th a une forte valeur T_1 est saturé donc T_2 bloqué et T_3 chauffe au maximum, la résistance R_4 n'a plus aucune action notable. On y remédie en ajoutant un transistor supplémentaire T_4 qui limite le courant base de T_3. Ce qui conduit au schéma pratique suivant



Pour éviter des oscillations il faut que le couplage thermique entre l'élément chauffant T_3 et l'élément sensible Th soit le plus serré possible. Dans ces conditions des constantes de temps RC sont inutiles.

Réglage de la température au point où le coefficient de température du quartz est nul

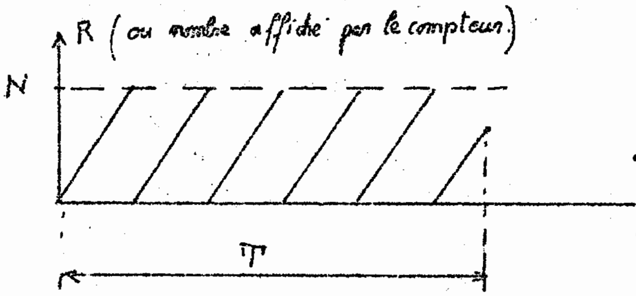
Le plus simple est de se fier au fabricant de quartz. Mais
- le thermomètre avec lequel ce dernier a fait la mesure, ainsi d'ailleurs que celui que l'on utilise, peut être faux
- le circuit de détrompage a également un coefficient de température, or il agit sur la fréquence d'oscillation de l'ensemble et la vraie température pour laquelle le coefficient de température de l'ensemble est nul est fonction du montage. Il faut la déterminer. Pour cela on fera appel à une méthode digitale

Le pilote à quartz à tester, dans une enceinte dont la température peut être commandée par une tension E, envoie un signal à l'entrée 1 d'une porte P. L'autre entrée de la porte est attaquée par un signal de commande de durée T de façon que le compteur C compte le quartz pendant la durée T.

Au bout du temps T le compteur a reçu fT impulsions, si N est sa capacité limite, il a recyclé k fois et

$$n = fT = kN + R$$

En fonction du temps le reste R évolue comme le montre la figure ci-dessous



La valeur de R lue au bout du temps T donne un renseignement précis sur la fréquence f

Si f varie de Δf faible R varie de $\Delta R = \Delta f$

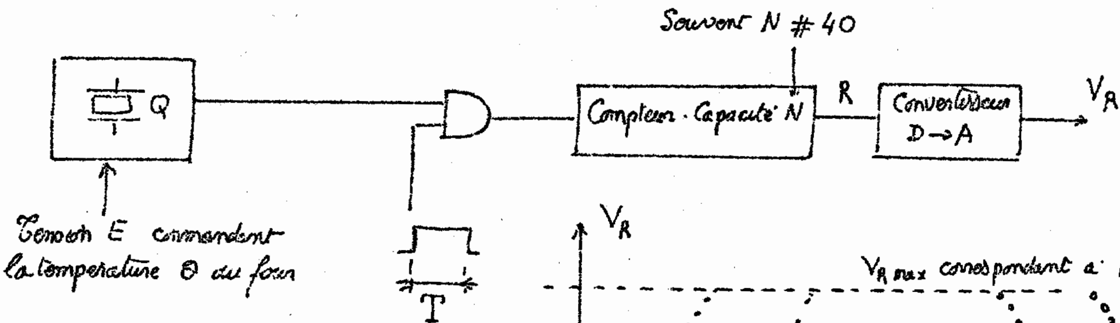
mais

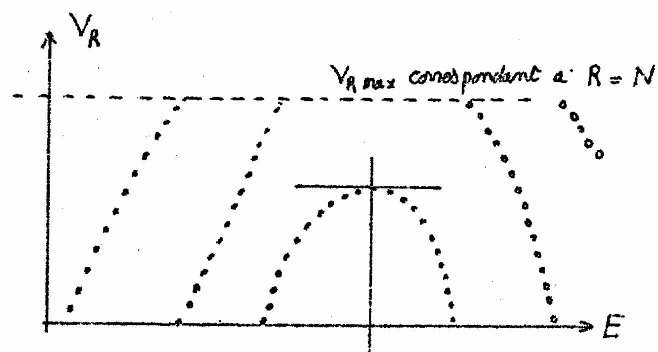
$$\frac{\Delta f}{f} \ll \frac{\Delta f}{R}$$

car pour k grand $R \ll f$.

Un convertisseur analogique digital peut transformer le chiffre affiché en fin de comptage en une tension V_R qui donne un renseignement précis sur f

Il suffit de faire varier E, donc la température, très lentement et de noter les restes successifs obtenus pour une série de comptages de même durée T. On obtient un enregistrement du type ci-dessous (où chaque point est le résultat d'un comptage)





Valeur de E pour laquelle la température du four est telle que $df/d\theta$ est nul

En utilisant un système de multiplexage à la place de la porte plusieurs pilotes peuvent être étudiés simultanément

Remarque : La forme du maximum de la courbe doit être bien symétrique. Une dissymétrie indique un défaut de fabrication du quartz

La valeur optimale de E étant trouvée il suffit de l'appliquer à l'entrée commande du thermostat considéré.

III Opérations arithmétiques sur les fréquences.

On réalise une opération arithmétique sur des fréquences à l'entrée d'un récepteur superhétérodyne. Le changement de fréquence est une addition ou soustraction de 2 fréquences mais il faut bien remarquer qu'en fait ce résultat est obtenu par une multiplication.

Les opérations arithmétiques sur les fréquences sont la clef des synthétiseurs de fréquences, dans lesquels à partir d'un pilote de fréquence fixe, stable, et ronde F_e, par exemple 5 MHz on désire fabriquer une onde de fréquence

$$F_s = \frac{N}{D} F_e$$

où $D = A \cdot 10^p$ en général et N un entier quelconque, qui peut être assez grand.

III₁ Addition et soustraction de fréquences

1°) Battement sur un élément non linéaire

Soit un élément non linéaire dont la tension de sortie (ou le courant) est donnée à partir de la tension d'entrée par une relation polynomiale du type

$$S = \alpha E + \beta E^2 + \gamma E^3 + \ldots$$

Appliquons à l'entrée la somme de 2 tensions de fréquences ω_1 et ω_2

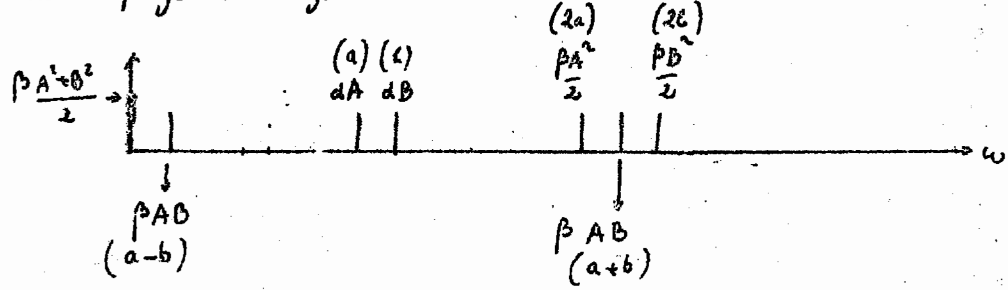
Posons $\omega_1 t = a$ $\quad \omega_2 t = b$

$$E = A \cos a + B \cos b.$$

Si d'abord $\gamma = 0$

$$S = \alpha\left[A\cos a + B\cos b\right] + \beta\left[\frac{A^2+B^2}{2} + \frac{A^2}{2}\cos 2a + \frac{B^2}{2}\cos 2b + AB\left(\cos(a+b)\right) + AB\cos(a-b)\right]$$

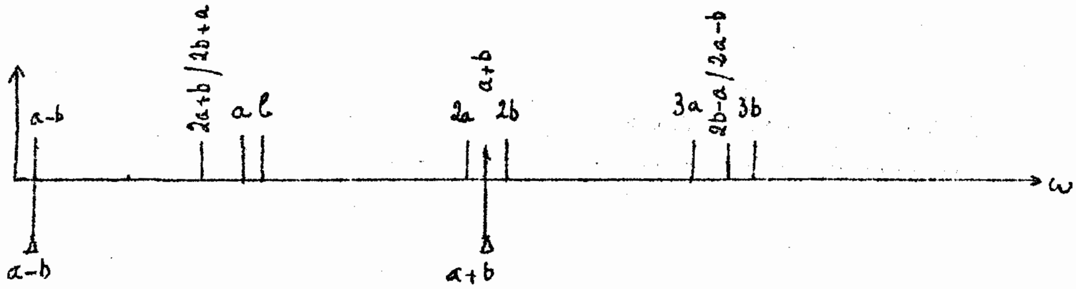
Le spectre du signal de sortie contient les 2 fréquences intéressantes $a+b$ et $a-b$ accompagnées de fréquences parasites $2a$, $2b$, la composante continue disparaît aisément au couplage des étages



Le spectre se complique fortement si l'on tient compte des termes du troisième ordre

$$\gamma\left[\frac{1}{4}A^3\cos 3a + \frac{1}{4}B^3\cos 3b + \frac{3}{4}A\cos a + \frac{3}{4}B\cos b + \ldots\cos(2a-b) + \ldots\cos(2a+b) + \cos(2b-a) + \ldots\cos(2b+a)\right]$$

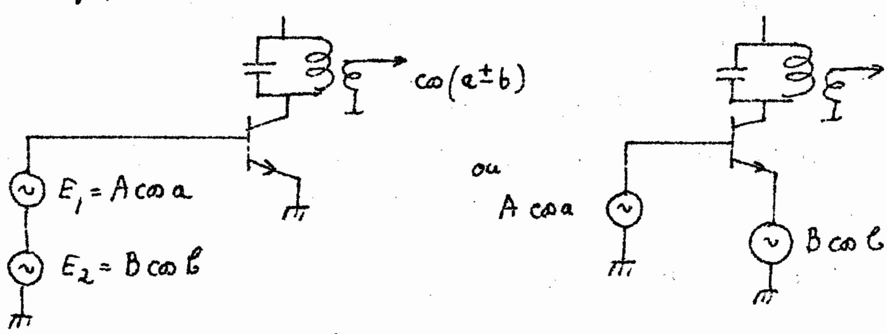
Il deviendra difficile d'isoler la somme et la différence recherchée



Heureusement les amplitudes des raies d'ordre élevé ont une amplitude de plus en plus faible

Réalisations pratiques

- En hyperfréquence l'élément non linéaire est un cristal détecteur sur lequel on envoie simultanément les divers signaux, les tensions de fréquence basse (a - b) sont recueillies aux bornes du cristal
- En radiofréquence on utilise surtout la non linéarité de caractéristique d'un transistor les 2 signaux étant ajoutés sur la base, ou appliqués respectivement sur la base et l'émetteur. Le circuit de collecteur contient un circuit oscillant accordé sur la fréquence de battement recherchée.



Les FET sont très intéressants dans cette fonction car leur courbe est quadratique et leur bruit faible

Les circuits de polarisation ne sont pas représentés.

2°) Le modulateur en anneau

Il est bien plus favorable d'obtenir des sommes ou différences de fréquences par multiplication plutôt que par non linéarité quadratique, cubique etc.. il n'y a plus en effet dans ce cas de signaux parasites :

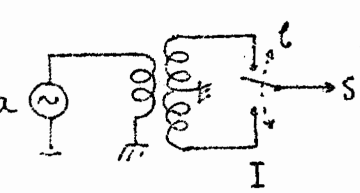
$$S = k\, E_1 E_2$$

Si $E_1 = A \cos a \quad E_2 = B \cos b$

$$S = k \frac{AB}{2} \left[\cos(a+b) + \cos(a-b) \right]$$

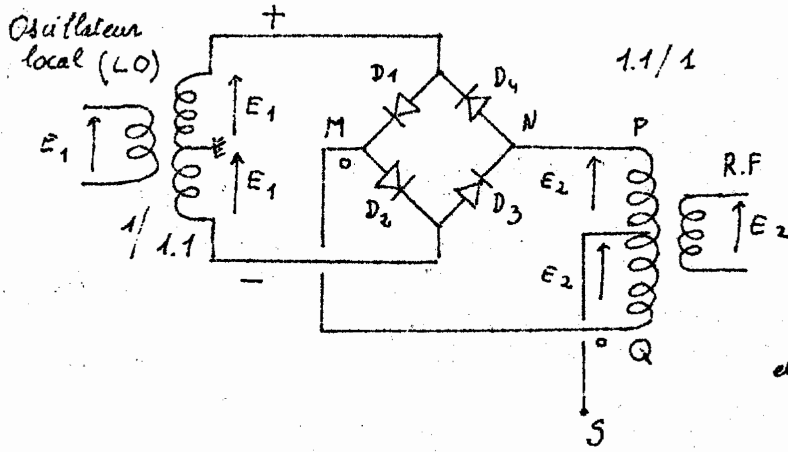
Les fréquences d'entrée (a, b) ont disparu, il n'y a plus de composante continue

Le modulateur en anneau formé de 4 diodes est le plus vieux circuit multiplieur. on l'utilise encore beaucoup dans les circuits multiplex téléphonique. Il se compose comme le montage idéal ci-contre, l'inverseur I étant commandé à la fréquence b



. l'une des tensions alternatives appliquées est beaucoup plus grande que l'autre, par exemple $E_1 >> E_2$

Soit une alternance positive de E_1, les diodes D_1 et D_2 sont conductrices, si elles sont identiques leur point commun M est au potentiel de la masse, par contre D_3 et D_4 sont bloquées N est "en l'air"

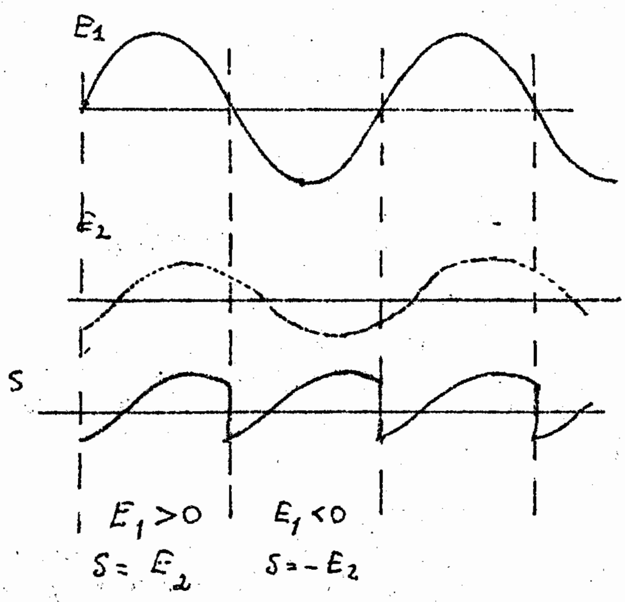


de point Q ($\equiv$ M) se trouve à la masse et la sortie S est portée au potentiel E_2 (faible)

Pendant l'alternance négative ce sont au contraire les diodes D_3 et D_4 qui sont conductrices et N "à la masse". Le potentiel de S est alors $-E_2$

Le fonctionnement décrit ne peut naturellement être assuré que si E_2 ne peut pas débloquer les diodes, par exemple lorsque M est au potentiel 0 (alternance positive) D_1 est à $+0,6$ V (Silicium) et N ne doit pas dépasser 1,2 V *
La tension crête-crête en S doit donc être toujours inférieure au double d'une tension de conduction de diode (Pour une diode shotcky utilisée en UHF ce seuil n'est plus 0,6V mais 0,4 seulement)

Lorsque 2 tensions E_1 et E_2 de même fréquences sont utilisées les signaux ont l'allure ci-dessous



* Les niveaux convenables sont typiquement de +7 à +13 dBm sur 50 Ω pour la voie commutation et 0 dBm/50 Ω pour la voie signal

Remarque : Lorsque les 2 fréquences sont dans un rapport simple on peut injecter de forts niveaux sur les 2 entrées mais alors comme nous le verrons plus loin un ou-exclusif suffit.

En ajoutant en série avec les diodes, des piles ou des résistances on peut augmenter la valeur admissible pour E_2 mais ceci est rarement utilisé.

Rendement.

La tension E_2 est en quelque sorte multipliée par ± 1 suivant le signe de la tension de pilotage E_1
Or la fonction en créneaux symétriques d'amplitude 1 a pour décomposition en série de Fourier

$$f(t) = \frac{4}{\pi}\left[\cos a + \frac{1}{3}\cos 3a + \frac{1}{5}\cos 5a + \dots\right]$$

La sortie E_2 vaut donc

$$S = E_2 \cos b \left[\frac{4}{\pi} \cos a + \cdots \right]$$

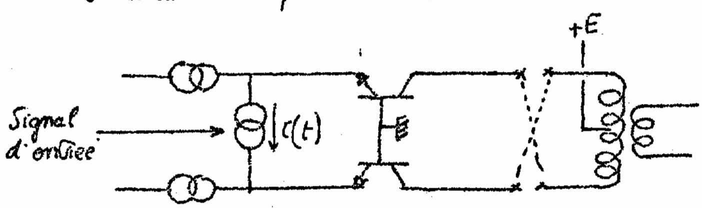
$$= E_2 \cdot \frac{2}{\pi} \left\{ \left[\cos(a+b) + \cos(a-b) \right] + \frac{1}{3}\cos(3a-b) + \frac{1}{3}\cos(3a+b) + \frac{1}{5}\cos(5a-b) + \frac{1}{5}\cos(5a+b) \text{ etc.} \right\}$$

Il y a encore des raies parasites mais elles sont moins gênantes que dans le cas de l'élément non linéaire, le rendement est on le voit de $2/\pi = 63\%$

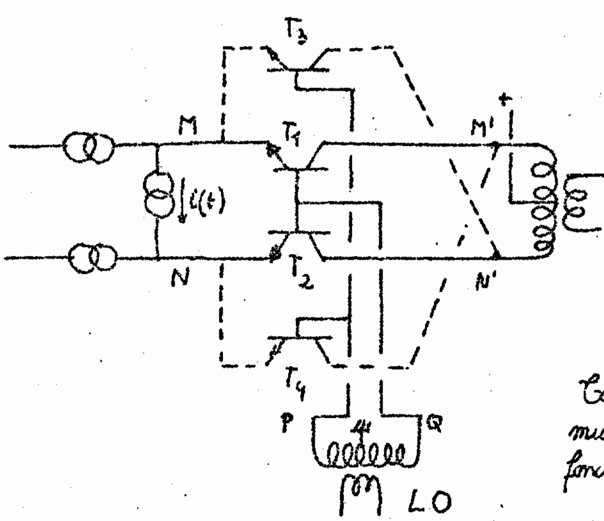
Le principal inconvénient de ce circuit (limitation d'amplitude de S), compensé par ailleurs par une exceptionnelle tenue en fréquence, peut être éliminé en remplaçant les diodes par 4 transistors.

3°) Modulateur à 4 transistors

Le modulateur à 4 transistors n'est pas autre chose qu'un double base commune. Le schéma de départ est le suivant :



La commutation du signal d'entrée sera obtenue en commutant les 2 collecteurs. Ceci est réalisé en doublant les transistors et en appliquant le signal de commutation sur les bases



Pendant l'alternance du signal de commande (LO) où P > 0 T_3 et T_4 conduisent reliant M en N' et N en M'

Pendant l'autre alternance du LO ce sont T_1 et T_2 qui conduisent. M est alors relié à M'
N " N'

Tout se passe comme si on avait multiplié le signal d'entrée par la fonction créneau ± 1

(Différents constructeurs ont mis sur le marché de tels modulateurs, c'est le cas en particulier de la radiotechnique avec le TAB 101 qui peut fonctionner jusqu'à 20 MHz)

On écrira donc

$$i_{charge} = i \times \left(\begin{matrix} +1 \\ \sqcap\!\sqcup\!\sqcap \\ -1 \end{matrix} \right)$$

$$i_C = i \, \frac{2}{\pi} \left[\cos(a+b) + \cos(a-b) + \frac{1}{3}\cos(3a+b) + \frac{1}{3}\cos(3a-b) + \ldots + \frac{1}{n}\cos(na+b) + \frac{1}{n}\cos(na-b) + \ldots \right]$$

a étant la "fréquence" du "découpage E_1".

L'avantage par rapport au modulateur à diodes est qu'en disposant une impédance de charge différentielle convenable dans le circuit des collecteurs on peut obtenir un gain en tension malgré un rendement en courant égal à $2/\pi = 63\%$ seulement.

Influence de l'amplitude de la tension de commande des bases

Si l'on admet que la fonction de commutation n'est plus un créneau carré d'amplitude 2 mais une sinusoïde allant de +1 à −1 ce qui se produira pour une certaine valeur, faible, de E_1 le courant de sortie a la forme

$$i_C = i \times \frac{1}{2}\left[\cos(a+b) + \cos(a-b)\right] = (i \cos b)\cos a$$

alors le rendement

$$\eta = \frac{\text{amplitude du courant à la fréquence } a \mp b}{\text{amplitude du courant différentiel d'entrée}}$$

vaut $1/2$ (au lieu de $2/\pi = 63\%$)

En faisant passer E_1 de la valeur pour laquelle la zone de commutation franche est juste effleurée (le coefficient de multiplication atteint l'unité en un seul point de la période) à une valeur où la fonction de commutation en créneau est [illegible] le rendement ne passe que de 0,5 à 0,63 seulement. Or l'on sait que le courant d'un transistor est divisé par 10 si sa tension base diminue de 65 mV

Pour $E_1 = 0$ les courants collecteur des 4 transistors sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} I_1 = I_e/2 + i/2 \\ I_2 = I_e/2 + i/2 \\ I_3 = I_e/2 - i/2 \\ I_4 = I_e/2 - i/2 \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} \} \; I_1 = I_2 \\ \\ \} \; I_3 = I_4 \end{array}$$

les courants se répartissent également entre les 2 émetteurs
de courant différentiel de sortie est alors nul.

Si $E_1 = -65\,mV$ le courant des transistors T_1 et T_4 est divisé par 10 par rapport aux valeurs précédentes, alors :

$$I_1 = I_e/20 + i/20 \qquad I_4 = I_e/20 - i/20$$

la somme $(I_1 + I_2)$ restant constante et égale à $I_e + i$
la somme $(I_3 + I_4)$ " " " $I_e - i$
on a

$$I_2 = \frac{19\,I_e}{20} + \frac{19\,i}{20} \qquad I_3 = \frac{19\,I_e}{20} - \frac{19\,i}{20}$$

alors l'un des courants de sortie vaut $I_1 + I_3 = I_e - \dfrac{18\,i}{20}$

l'autre $I_2 + I_4 = I_e + \dfrac{18\,i}{20}$

le courant differentiel vaut alors $\frac{18}{20} i = \frac{9}{10} i = i_{diff}$

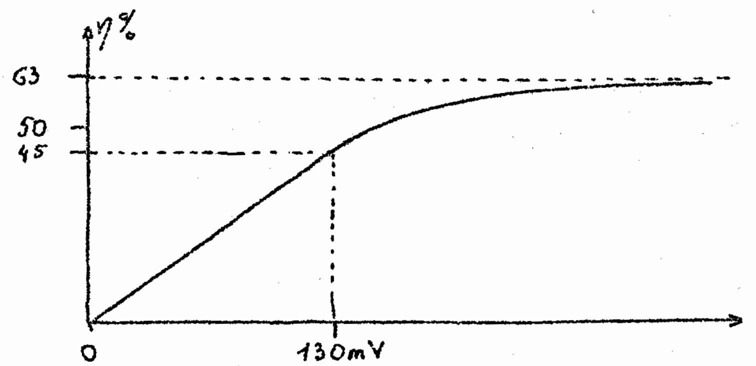
Pour $E_1 = +65\,mV$ on aurait de même $i_{diff} = -\frac{9}{10} i$

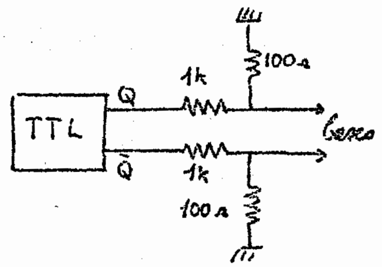
Ainsi l'application d'une tension de commande E_1 sinusoidale de 130 V cc correspond sensiblement à un produit du type

$$0,9 \left[i \cos b \times \underbrace{\cos a}_{E_1} \right]$$

le rendement est alors seulement $\frac{1}{2} \times 0,9 = 45\,\%$

La courbe donnant le rendement en fonction de l'amplitude de E_1 (crête-crête) a l'allure suivante :





Attaque directe des bases à partir d'une TTL

Pour de fortes valeurs de E_1 le rendement ne depend plus de E_1, autour de 300 mVcc une variation sur E_1 se traduit sur la sortie par une variation 10 fois plus faible

Si les transistors sont bien appariés, ce qui est le cas pour un circuit intégré, on peut utiliser la 1ère partie de la courbe, et réaliser ainsi un multiplicateur bien linéaire sur les 2 entrées (l'une est une entrée en courant)

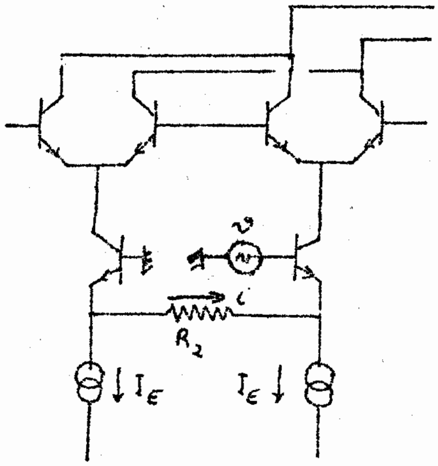
Mais lorsque l'on désire seulement faire une addition ou soustraction de fréquence l'utilisation en modulateur, c'est à dire avec E_1 grand (superieur à 300 mVcc par exemple) est intéressante car le niveau de sortie ne dependant plus de E_1 il n'est pas necessaire d'utiliser de délicats servomécanismes d'asservissement d'amplitude. Ceci est encore plus important lorsque de nombreuses opérations successives doivent être faites.

Remarques complémentaires sur le modulateur à 4 transistors

a) Attaque des emetteurs

L'attaque des emetteurs doit se faire en courant, si l'impédance d'un transistor vu du coté emetteur est faible environ 26 Ω pour 1 mA, pour $I_E = 4\,mA$ par exemple l'impédance d'entrée vaut environ 7 Ω par emetteur, soit 14 Ω entre les 2. La linéarité ne sera correcte que si la source d'attaque a une impédance au moins 10 fois plus forte.

Une solution simple est d'utiliser 2 transistors ce qui permet une attaque en tension entre leur base.



$$i = \frac{v}{R_2}$$

b) <u>Tenue en fréquence</u>

Il existe des circuits intégrés groupant 4 transistors permettant de couvrir une gamme de fréquence allant du continu à quelques dizaines de MHz

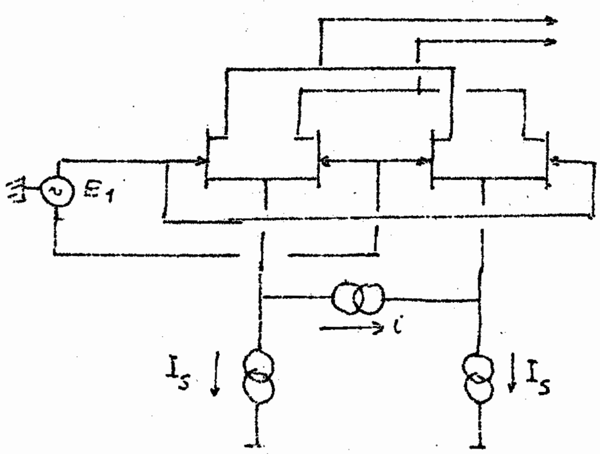
Par exemple TAB 101 jusqu'à 10 MHz

TBA 673 " 50 MHz

Au delà on pourra utiliser des transistors discrets et la tenue en fréquence n'est qu'un problème de choix de composant et de géométrie du montage. Il est possible d'atteindre près de 500 MHz

c) <u>Annulation des termes de degré élevé dans l'utilisation en modulateur équilibré</u>

On peut annuler les termes de degré élevé en utilisant 4 transistors à effet de champ dont la caractéristique est approximativement quadratique. Avec des transistors à effet de champ de hautes performances un fonctionnement jusqu'à 800 MHz a pu être obtenu, avec des composants à l'arséniure de gallium le gigahertz pourra être atteint.

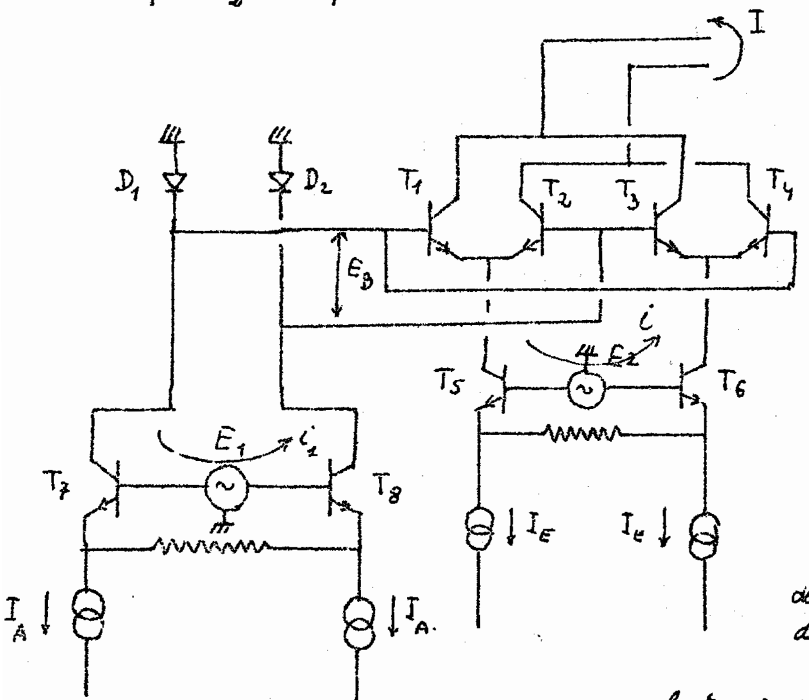


Remarque : les éléments étant quadratiques il y a intérêt à travailler en régime linéaire sur les 2 axes. On atteint ainsi une dynamique de 140 dB (de 20 nV à 2 V)

d) <u>Linéarisation. Réalisation d'un multiplieur</u>

L'utilisation de 2 transistors pour l'attaque des émetteurs a déjà permis d'effectuer cette attaque dans de bonnes conditions de linéarité, il reste l'attaque des bases ; or on sait que la caractéristique d'entrée d'un transistor est globalement exponentielle $\left(I_B = I_0 \, e^{+V_{BE}/\varphi} \right)$

La linéarisation ne peut être obtenue qu'en utilisant un système d'entrée ayant une réponse opposée (logarithmique). Ceci est obtenu en mettant en oeuvre deux diodes D_1 et D_2 attaquées en courant



En effet la répartition du courant commandé i (lié à E_2) entre les transistors est une loi exponentielle des tensions bases. Le courant différentiel de sortie (dans la zone où il n'y a pas saturation) varie proportionnellement à une exponentielle de la tension de commande des bases E_B

$$I \sim \exp(E_B)$$

Or la source E_1 crée un courant différentiel i_1 qui lui est proportionnel, les diodes ayant une caractéristique du type

$$V = \varphi \log I + C^{te}$$

la tension différentielle entre les cathodes des diodes est proportionnelle au logarithme de i_1

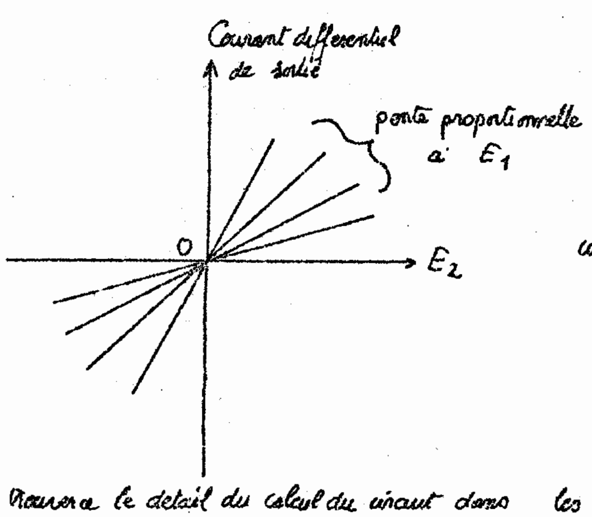
Soit $E_B \sim \log i_1$

Donc $I \sim e^{E_B/\varphi} = e^{\log i_1/\varphi} \sim i_1$

L'attaque sur les bases a été linéarisée, le courant différentiel de sortie devient pour les faibles valeurs de E_1 et E_2 proportionnel au produit $E_1 E_2$

C'est sur ce principe que sont construits les meilleurs multiplieurs existant actuellement dont le modèle type est le MC 1595 de Motorola *

Les performances obtenues sont remarquables, la précision du produit est meilleure que le % et le déphasage parasite peut être encore inférieur au degré à 500 kHz



On obtient ainsi un composant qui peut aussi être assimilé à <u>une résistance</u> pure <u>commandée par une tension</u>

En faisant $E_1 = E_2$ on réalise un quadrateur

$$I = k E^2$$

* On trouvera le détail du calcul du circuit dans les Proceeding of the IEEE Dec 68 p 210 ou le cours de C4 Systèmes Électroniques de M^r AUVRAY

4°) Termes parasites apparaissant à la sortie d'un modulateur. Intermodulation.

Dans tous les cas précédents sauf le modulateur à 2 FET l'un des signaux agit en commutation l'autre pouvant être parfaitement sinusoïdal
On a donc en présence
F_1 appliqué à l'entrée linéaire
F_2 " " commutation, avec ses harmoniques $3F_2$ $5F_2$ etc...
et même $2F_2$ $4F_2$ etc si la symétrie n'est pas parfaite
Ces signaux pairs apparaissent proportionnellement à l'erreur de symétrie
De plus F_1 peut avoir quelques harmoniques faibles dus par exemple à la non linéarité du circuit d'entrée

Soit par exemple 2 fréquences
F_1 envoyé sur la voie linéaire avec ses harmoniques $2F_1$ $3F_1$ $4F_1$
$F_2 = F_1 + \Delta F$ sur la voie commutation
les fréquences en jeu sont

F_1	$F_1 + \Delta F$	
$2F_1$	$2(F_1 + \Delta F)$	faible par symétrie
$3F_1$	$3(F_1 + \Delta F)$	$1/3$ du fondamental
$4F_1$	$4(F_1 + \Delta F)$	faible
	$5(F_1 + \Delta F)$	$1/5$ du fondamental

On trouvera donc à la sortie du modulateur
des sommes $2F_1 + \Delta F$ $3F_1 + \Delta F$ (faible) $4F_1 + \Delta F$ etc..
les différences $F_1 + \Delta F - F_1 = \Delta F$
$3(F_1 + \Delta F) - F_1 = 2F_1 + 3\Delta F$
etc..
et $2F_1 - 2(F_1 + \Delta F) = 2\Delta F$
$3F_1 - 3(F_1 + \Delta F) = 3\Delta F$ etc...

Supposons que $F_1 = 1\,MHz$ et que F_2 varie de 1 à 1,5 MHz soit ΔF de 0 à 500 kHz
On obtient :

	RF	LO	
	1 MHz	1 à 1,5	→ Par différence le $\Delta F = 0$ à 500 kHz souhaité
harmoniques du signal d'entrée	2	2 à 3	→ Peut à la limite donner un terme gênant car le battement varie de 1 à 0,5 MHz
	3	3 à 4,5	→ battement de 1 à 0 donne un terme gênant dans toute la bande. Il faut donc que la voie commutation soit parfaitement symétrique
	4	4 à 6	→ 1 à 0,5 MHz qui ne peut être négligé que si l'harmonique 4 de la voie linéaire est très faible

On voit que de façon générale le signal de commutation doit être parfaitement symétrique et le signal linéaire le plus pur possible
De toute façon il faut retenir que les difficultés sont d'autant plus grandes que ΔF est grand devant F_1. Si $\Delta F < \frac{1}{3} F_1$ le 1er terme gênant est dû au 4e harmonique de F_1.
Pratiquement <u>la fréquence la plus faible doit toujours être appliquée à la voie linéaire</u>

Il existe des tableaux ou graphiques permettant de prévoir quels ~~sont~~ les divers signaux d'intermodulation

Supposons que nous injections dans un modulateur un signal RF de fréquence α et un oscillateur local ω, les signaux susceptibles d'être créés sont de la forme

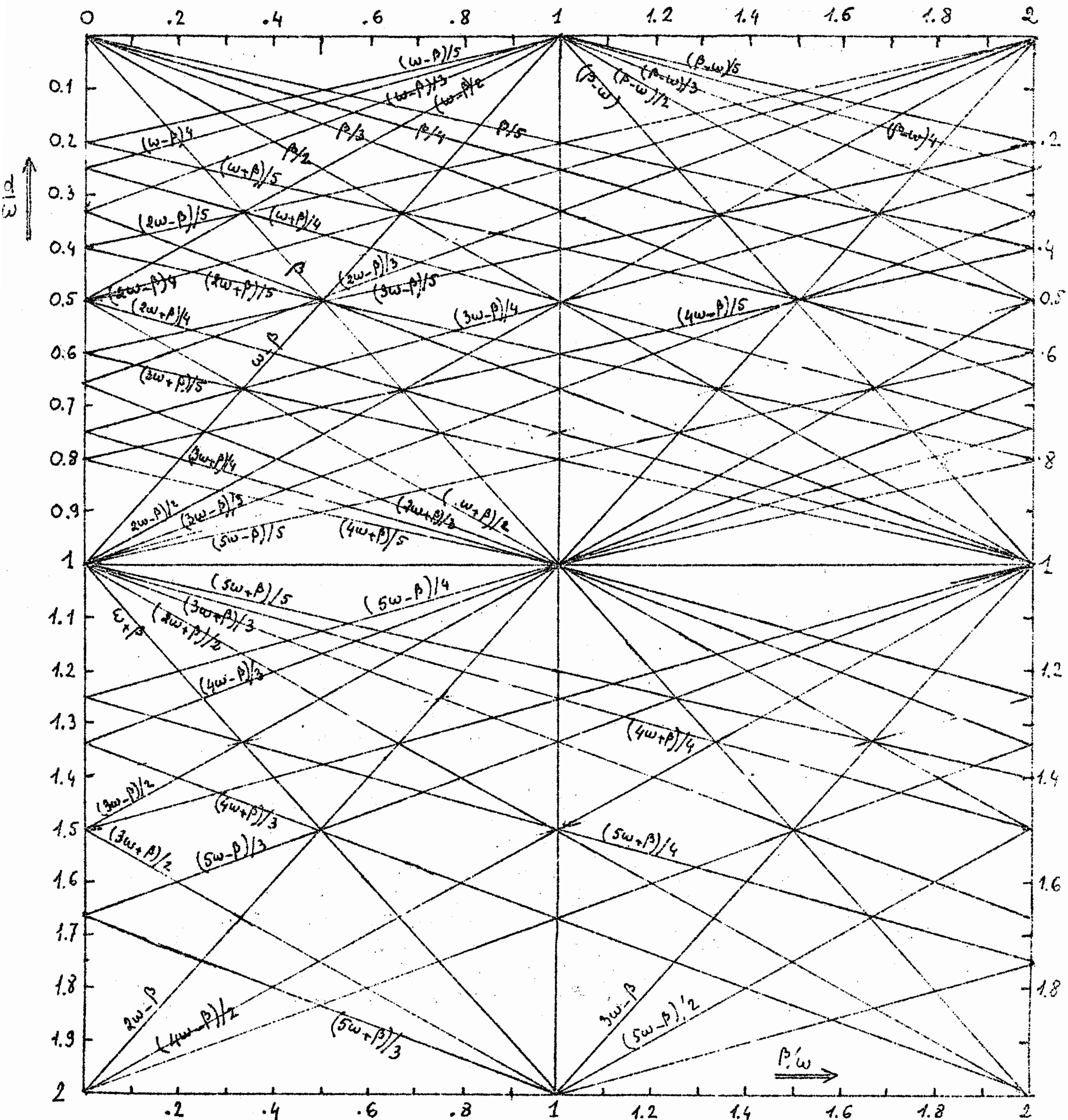
$\beta = \pm n\omega \pm m\alpha$

que l'on peut écrire

$$\frac{\beta}{\omega} = \pm n \pm m\frac{\alpha}{\omega}$$

Ceci peut être traduit graphiquement par un réseau de droites dans le plan de coordonnées réduites β/ω et α/ω

(H. Lobenstein Electronics / August 2. 1973)



d'utilisation de ce réseau est le suivant :

Si la fréquence RF varie de α_1 à α_2
la fréquence locale étant fixe ω (l'inverse est possible) et que l'on s'intéresse au battement

$$\beta = \alpha - \omega \quad \text{variant de} \quad \alpha_1 - \omega \ \text{à} \ \alpha_2 - \omega$$

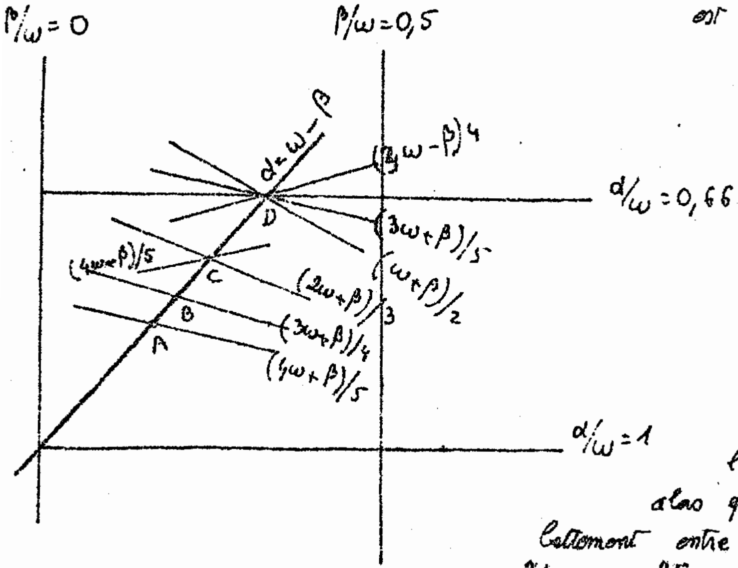
il ne faut pas que cette même fréquence puisse être obtenue par battement entre les harmoniques du RF et du LO. C'est à dire qu'il existe n et m différents de 1 tels que

$$\beta = \alpha - \omega = \pm n\alpha \pm m\omega$$

Il ne faut donc pas que la droite d'équation $\beta = \alpha - \omega$ coupe dans toute la zone utile une droite d'équation $\beta = \pm n \pm m\omega$

Revenons à notre problème précédent
$$\begin{cases} \alpha = 1\,MHz \\ \omega = 1 \text{ à } 1{,}5\,MHz \\ \beta = 0 \text{ à } 0{,}5\,MHz \end{cases}$$

la zone utile est délimitée par
$$\begin{cases} \dfrac{\alpha}{\omega} = 1 \text{ à } 0{,}66 \\ \dfrac{\beta}{\omega} = 0 \text{ à } 0{,}5 \end{cases}$$



A l'intérieur de cette zone la droite $\alpha = \omega - \beta$ est coupée par
$$(4\omega + \beta)/5$$

Soit $\beta = 4\omega - 5\alpha$

Il existe donc une fréquence au voisinage de laquelle le 4ᵉ harmonique du LO peut battre avec le 5ᵉ du signal pour donner un terme parasite.

En effet le 4ᵉ harmonique du LO varie de 4 à 6 MHz
le 5ᵉ du signal est à 5 MHz
pour $\omega = 6/5 + \varepsilon$
le battement est à $\dfrac{6}{5} + \varepsilon - 1 = \dfrac{1}{5} + \varepsilon$
alors que le battement entre le 4ᵉ du LO $\left(\dfrac{24}{5} + 4\varepsilon\right)$ et le 5ᵉ du signal (5) vaut $\dfrac{24}{5} + 4\varepsilon - \dfrac{25}{5} = \dfrac{1}{5} + 4\varepsilon$
non séparable de $\frac{1}{3} + \varepsilon$ pour ε petit.

On peut faire le même raisonnement pour les autres points

Point	Droite sécante	Harmonique du LO	Harmonique RF	fréquence critique LO		β
A	$(4\omega+\beta)/5$	4	5	6/5	1,2 MHz	200 kHz
B	$(3\omega+\beta)/4$	3	4	5/4	1,25 MHz	250 kHz
C	$(4\omega+\beta)/5$	4	5	4/3	1,33 MHz	333 kHz
	$(2\omega+\beta)/3$	2	3	4/3		
D	$(3\omega-\beta)/4$	3	4	3/2	1,5 MHz	500 kHz
	$(3\omega+\beta)/5$	3	5	"		
	$(\omega+\beta)/2$	1	2	"		

Ainsi l'utilisation d'un mélangeur à commutation est délicate lorsque l'écart ΔF entre les fréquences mise en jeu devient important.
Pratiquement une limitation pratique est

$$\Delta F < \frac{1}{3} F_1 \text{ ou } F_2$$

Si l'on désire isoler la somme des fréquences il faut pour que le filtrage soit possible que ΔF ne soit d'autre part pas trop faible. Il est prudent de se limiter à

$$\Delta F > \frac{1}{20} F_1 \text{ ou } F_2$$

La zone de fonctionnement correct est donc limitée. On voit tout l'intérêt qu'il y a à utiliser un modulateur à 4 TEC qui se comporte comme un multiplieur ne générant pas de fréquences parasites d'intermodulation

II_2 **Multiplication de fréquence** — Contrairement au cas précédent les harmoniques sont recherchés pour réaliser l'opération désirée :

Si une onde sinusoïdale est appliquée à un élément non linéaire il y a distorsion donc création d'harmoniques c'est à dire multiplication de fréquence
Soit un élément non linéaire ayant une caractéristique du type

$$V_s = \alpha E_1 + \beta E_1^2 + \gamma E_1^3 + \ldots$$

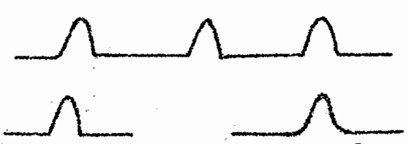
Si $E_1 = a \cos \omega t$
le terme en β donne naissance à 1 terme continu + un terme en $\cos 2\omega t$
" γ " " " en $\cos \omega t$ + $\cos 3\omega t$ etc..

Si l'on désire faire une multiplication d'ordre élevé sans pertes trop importantes il faut que les coefficients des termes d'ordre élevé dans l'expression de V_s aient une forte amplitude ; c'est à dire que la non linéarité du composant utilisé soit la plus forte possible.

$III_{2.1}$ **Utilisation des transistors**

1°) Multiplicateurs en classe C

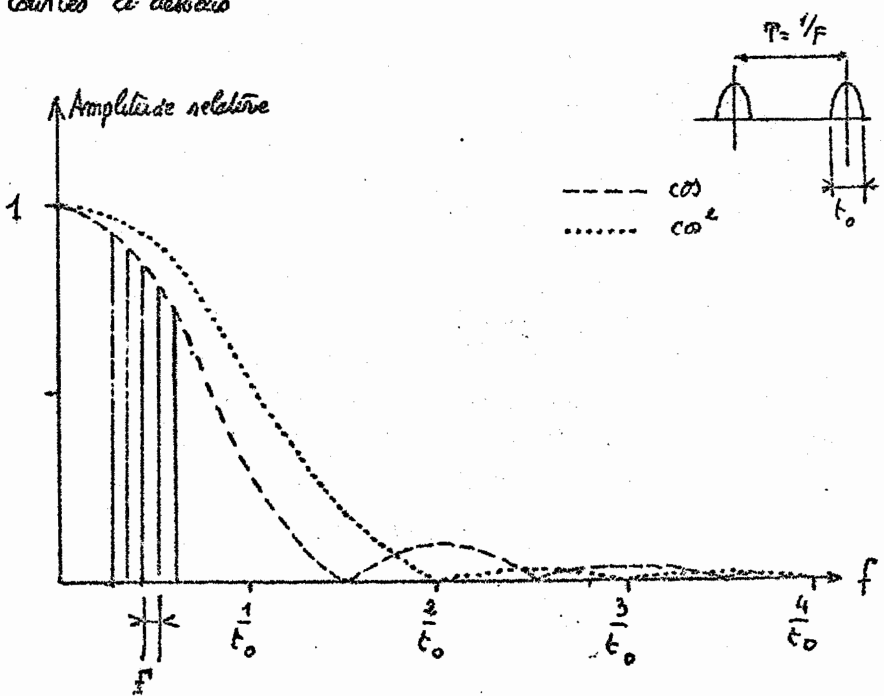
La polarisation continue des composants utilisés (transistors) est choisie de façon que seuls les sommets des alternances successives soient amplifiés
Le courant de sortie prend alors la forme ci-dessous qui peut être représentée mathématiquement par 2 approximations :



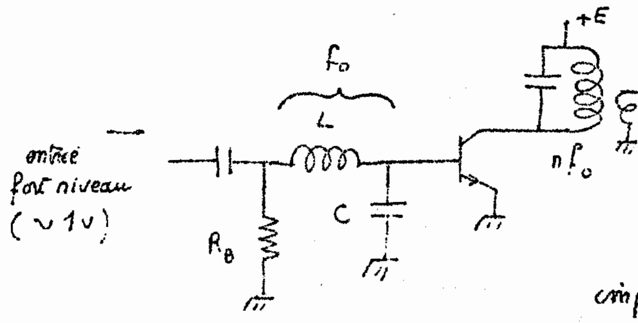
forme en cosinus — en $\cos^2$

- approximation en arcs de cosinus (pour laquelle la coupure du courant est brutale
- approximation en arcs de cosinus carré qui tient compte de l'arrondi au voisinage du courant nul dû aux courbures de caractéristiques.

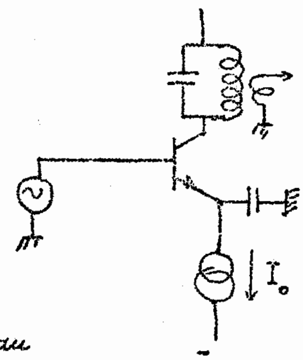
L'efficacité de la multiplication est donnée par la décomposition en série de Fourier de ces 2 formes. L'énergie des harmoniques successifs en fonction du rang évolue comme le montrent les courbes ci-dessous



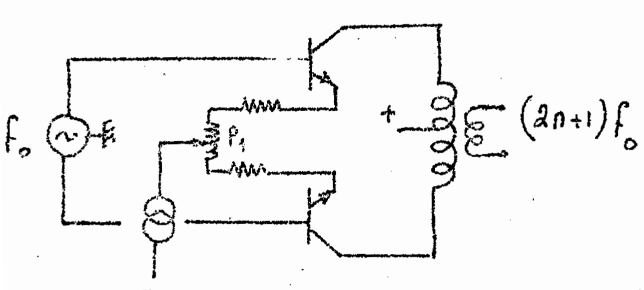
Avec un transistor le montage de base est le suivant : la resistance R_B assure l'autopolarisation du transistor (en classe C) par le courant de base.
Le circuit LC d'entrée accordé sur f_o permet l'adaptation d'impédances
le circuit de sortie accordé sur nf_o selectionne l'harmonique désiré



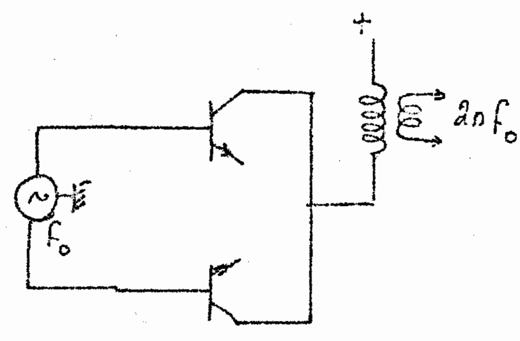
Pour obtenir une polarisation précise du transistor il est preferable d'utiliser le montage ci dessous pour lequel le courant moyen, donc la surface totale des impulsions, est imposée



On ameliore le rendement en faisant appel à un montage symétrique : en agissant sur la repartition des courants emetteurs (par P_1) on parfait l'equilibrage des transistors avec un montage symetrique (figure A) on peut ainsi gagner 40 dB sur le niveau des harmoniques pairs parasites
Si au contraire on fait appel à un circuit de sortie dissymétrique on favorise les harmoniques pairs (figure B)



A

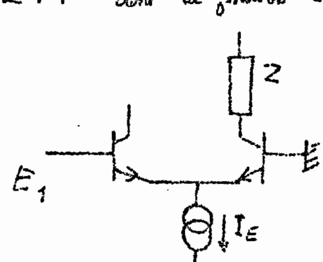


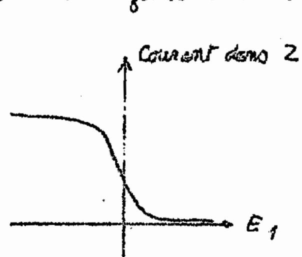
B

Ces circuits sont interessants à frequence fixe pour un taux de multiplication n'excédant pas 5. Aucune oscillation gênante n'est à craindre les circuits de collecteur et base n'etant pas accordés sur la même frequence. Il peut de plus y avoir gain en puissance, cette dernière pouvant atteindre plusieurs watts.

2°) Le montage LTP (long tail pair)

Pour de faibles signaux à frequence pas trop elevée si le rendement n'est pas important on peut faire appel à une paire de transistors montés en differentiel. C'est le montage LTP dont la fonction de transfert a la forme d'un S



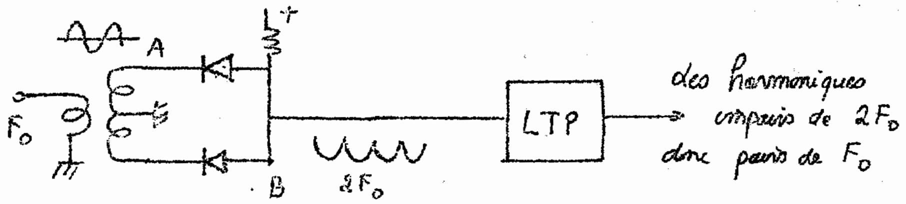


En injectant sur la base disponible une tension E_1 assez élevée ($> 300\,mV$) on obtient en sortie un signal en créneaux dont les harmoniques ont une amplitude qui décroît en $1/n$

$$I_s = \frac{4}{\pi} I_0 \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$$

Si la symétrie est parfaite seuls les harmoniques impairs sont présents
En prenant pour Z un circuit accordé convenable on peut atteindre un taux de multiplication de 11 à 13

Pour des multiplications par des nombres pairs le montage n'est pas utilisable il faut revenir à un système à diodes, par exemple



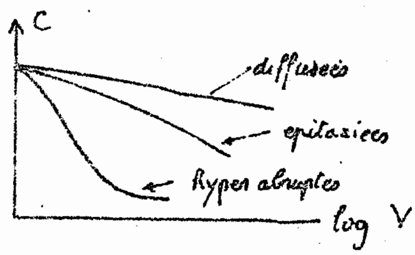
En pratique on évite le plus souvent d'utiliser des multiplicateurs, on préfère faire appel à des diviseurs placés dans des systèmes contre-réactionnés comme nous le verrons plus loin.

Au point de vue bruit ce montage n'est pas bon car l'information est donnée par l'instant de commutation qui est très sensible au bruit; le bruit du gain en courant α du transistor se retrouve dans la charge. Ce n'est pas le cas en classe C dans laquelle les impulsions successives ne font qu'entretenir l'oscillation du circuit de sortie de fort Q.

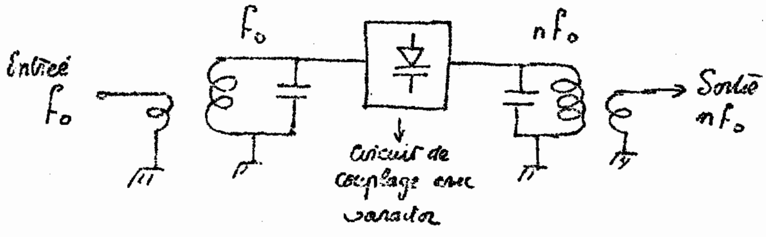
III 2.2 Utilisation d'éléments non linéaires spécifiques

A) la diode varactor

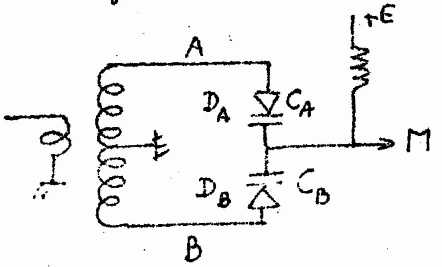
C'est une diode utilisée en inverse se comportant donc comme une capacité variable C. La loi de variation de C avec la tension peut être différente suivant la technologie (profil de dopage)
- Pour les diodes diffusées C varie en gros en $V^{-1/2}$
- " épitaxiées C " " $V^{-1/3}$
- C varie encore plus vite pour les diodes dites "hyper abruptes"



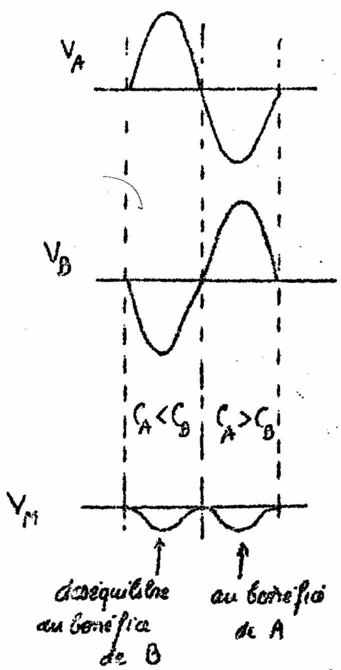
Il suffit de placer un tel élément dans le circuit de couplage entre 2 circuits oscillants accordés respectivement sur F_0 et nF_0. Naturellement il y a perte de puissance dans tous les cas



Un montage souvent rencontré met en oeuvre 2 varicaps



L'effet multiplicateur de fréquence est facile à expliquer.
Au repos les 2 varicaps C_A et C_B ont même capacité, elles forment un pont diviseur équilibré et la tension en M est nulle



- Pendant l'alternance positive de la tension HF d'entrée la tension sur D_A est plus élevée que sur D_B donc

$$C_A < C_B$$

le pont cesse d'être équilibré et en M on recueille une tension qui a le sens de V_B

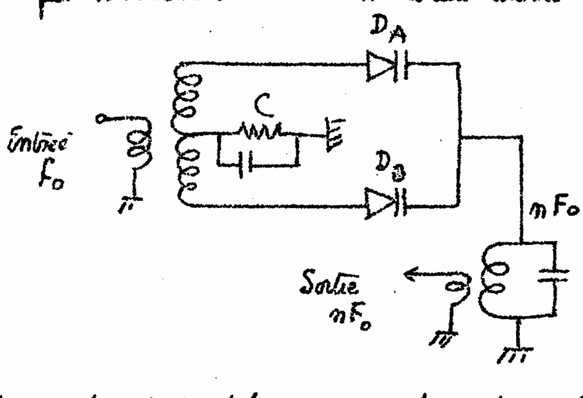
- Pendant l'alternance négative au contraire la tension sur D_A $(E+V_A)$ est plus faible que celle sur D_B $(E+V_B)$ et

$$C_A > C_B$$

le pont est alors déséquilibré au bénéfice de A.

La tension apparaissant en M a une fréquence double de celle d'entrée, nous avons réalisé un doubleur

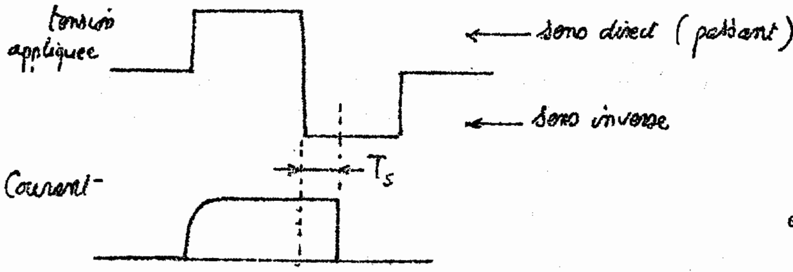
Dans un montage réel on assure une autopolarisation des varicaps en les utilisant pendant une fraction très faible de la période HF dans le sens passant pour charger la capacité C par redressement. Un circuit accordé sur nF_o sélectionne en sortie l'harmonique désiré.



Les varactors sont utilisés pour des taux de multiplication n'excédant pas 5 mais éventuellement jusqu'à plusieurs dizaines de gigahertz (les circuits accordés sont alors des cavités)

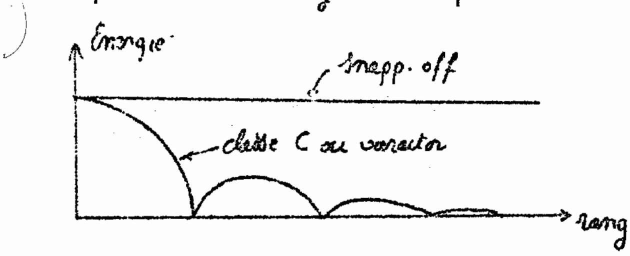
B) La diode Snapp-Off

C'est également une diode qui ne diffère de la précédente que par la technologie, la jonction doit avoir une diffusion bien régulière.
L'effet snapp-off se manifeste lorsque l'on soumet la diode à une tension changeant de signe, le courant a typiquement le comportement ci-dessous



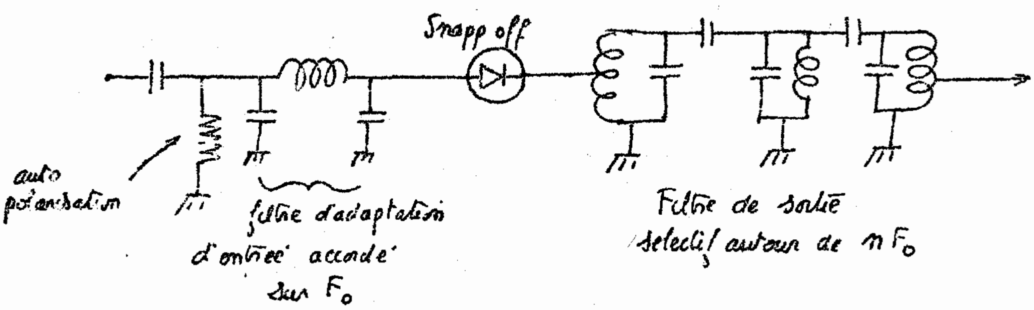
Le temps de coupure du courant est extrêmement bref même si la variation de V est lente

Les snapp-off ne sont pas par ailleurs très rapide, le temps de stockage T_s peut atteindre 100 nS par contre le temps de blocage du courant est typiquement de 30 pS. On conçoit qu'avec une transition aussi raide la répartition de l'énergie sur les harmoniques crées va être très plate, presque indépendante du rang. On pourra utiliser de telles diodes pour des taux de multiplication très élevés

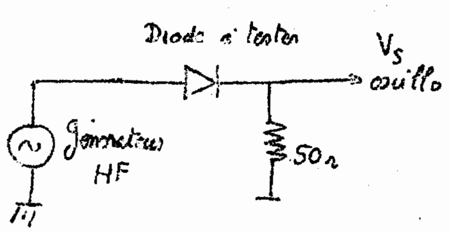


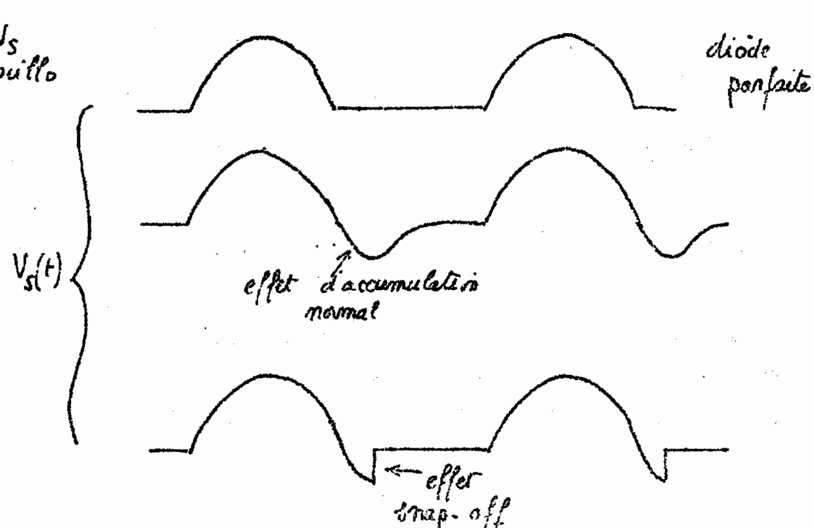
On peut par exemple passer directement de 100 MHz à 8 GHz. Le taux de multiplication utilisable est surtout limité par la technologie des filtres de sélection utilisés

Un montage typique est le suivant



Aux fréquences basses on peut pour faire des essais rechercher des diodes présentant un effet snapp-off. Il suffit d'un générateur, un oscilloscope et une résistance. De gros redresseurs présentent souvent cette caractéristique





Une diode banale telle que ex. 1N4151 peut couper ainsi 20 mA en moins de 0,5 nS

III$_3$ Division de fréquences

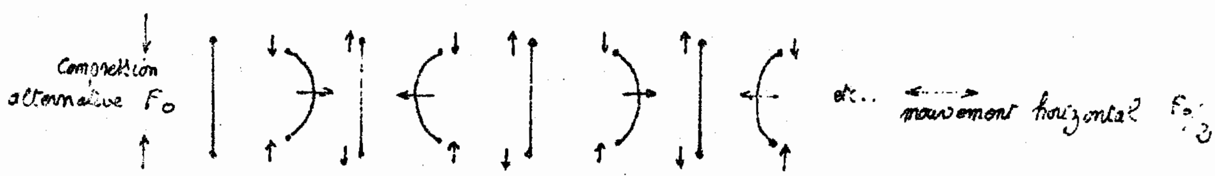
Il est très difficile de réaliser un multiplicateur à taux variable surtout pour des rapports élevés, mais cette fonction peut être remplie par un diviseur variable placé dans une boucle de contre réaction. Or il est facile de réaliser des diviseurs de fréquence.

Bien que la division se fasse actuellement essentiellement avec des circuits logiques il nous faut citer d'autres procédés qui ont été utilisés.

III$_{3.1}$ La division paramétrique

Dans certains cas précis le montage à varactor cité plus haut peut fonctionner en diviseur de fréquence, on recueille alors de l'énergie dans les sous harmoniques $F_0/2$ $F_0/3$ etc...

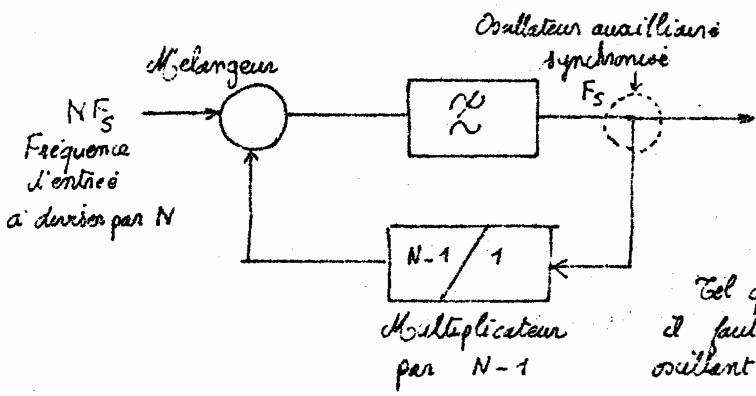
Le fonctionnement est un peu analogue à la feuille de papier qui comprimée latéralement se plie tantôt dans un sens tantôt dans l'autre, sa fréquence "horizontale" est moitié de la fréquence d'excitation verticale



Référence : Gourceau Thèse Toulouse

III$_{3.2}$ La division par multiplication en rétroaction (type Decaux)

On utilise comme le montre la figure suivante un multiplicateur placé dans une boucle de réaction



La fréquence de sortie est obtenue en faisant battre la fréquence d'entrée NF_s avec le résultat de la multiplication de F_s par $N-1$ dans un circuit multiplicateur quelconque

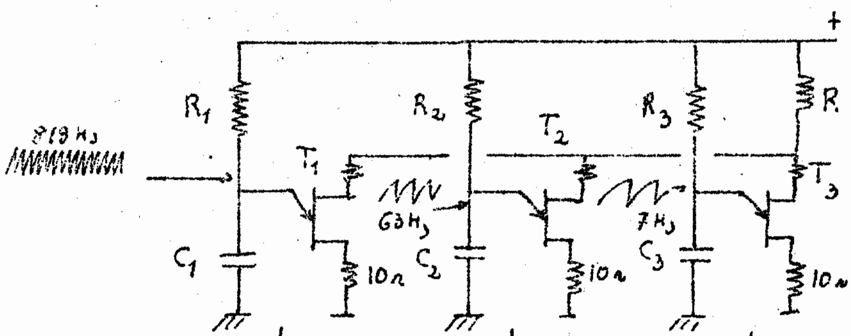
Tel quel le montage ne peut pas démarrer il faut utiliser un oscillateur auxilliaire oscillant librement au voisinage de F_s qui en fonctionnement normal se trouve synchronisé exactement sur cette fréquence

Ce montage a été utilisé pour réaliser des décades avec des tubes il est actuellement sans intérêt

III$_{3.3}$ Utilisation de multivibrateurs synchronisés

C'est un procédé encore intéressant pour l'économie de composants qu'il permet le réglage est d'autant plus critique que le taux de division est élevé, on peut cependant atteindre 11 ou 13 sans trop de difficultés

Le montage ci-dessous est l'exemple d'un tel système réalisé avec des relaxateurs à UJT dont le couplage est assuré par la résistance commune R



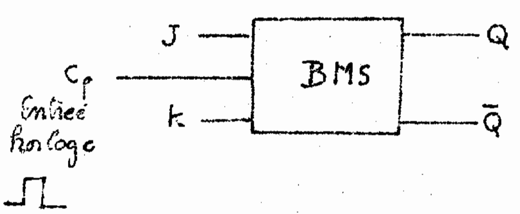
oscillation libre sur 819 Hz

oscillation libre sur 60 Hz synchronisé sur $819/13 = 63$ Hz

oscillation libre sur 6 Hz synchronisé sur $63/9 = 7$ Hz

III 3. 4 <u>Division par compteurs</u>

L'élément de base est la bascule JK maître esclave dont on rappelle la table de vérité qu'il faut avoir parfaitement assimilée, q_{n+1} étant l'état de la sortie Q après la n ième impulsion d'horloge



J	K	Q_{n+1}	
0	0	Q_n	circuit insensible
0	1	J	Q recopie J
1	0	J	Q recopie J
1	1	$\bar{Q}_n$	bascule T

Rappelons que le basculement éventuel se produit toujours <u>à la descente de l'impulsion d'horloge</u>

La division par 2 ou plus généralement par 2^n s'obtient immédiatement avec ces bascules et il est inutile de s'étendre ici sur ce sujet.

La division par n entier quelconque est également très aisée, la division par 10 par une décade peut être considérée comme un cas particulier. (voir cours Circuits digitaux)

Il est plus intéressant de considérer le cas des compteurs programmables où le taux de division est variable et commandable à partir d'une information numérique

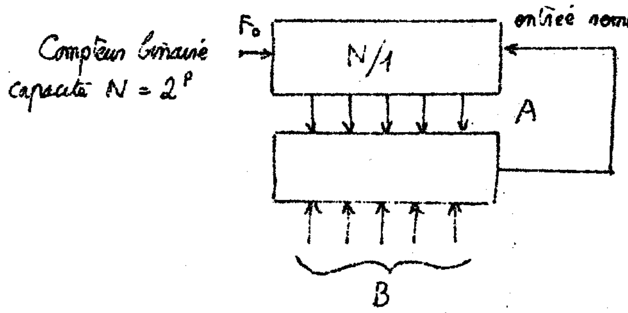
On peut ranger ces compteurs en 2 familles classiques

1°) Compteurs à coïncidence

Soit un compteur binaire pur de capacité N, les sorties de chaque étage sont accessibles et matérialisent un nombre binaire qui varie de 0 à N-1 pendant le comptage, désignons par A ce nombre

On dispose d'autre part d'un comparateur binaire fournissant un niveau 1 lorsque les 2 nombres qui lui sont appliqués sont égaux

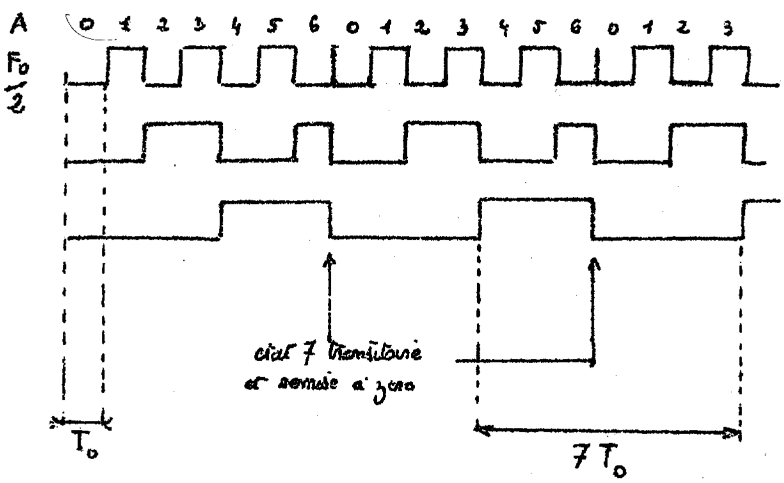
Le montage est alors le suivant.



Lorsque A devient égal au nombre binaire affiché N un signal de remise à zéro est envoyé au compteur qui revient dans l'état 0. Ainsi le compteur recycle tous les B coups on peut donc disposer à la sortie d'un signal de fréquence F_0/B

En faisant varier B le taux de division peut être choisi à volonté de 1 à N

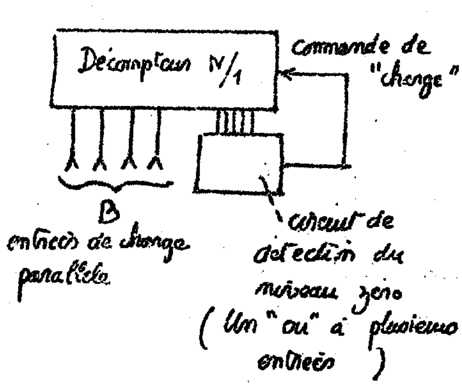
Par exemple pour B = 7 avec 3 bascules dans le compteur (N = 8) on aurait



Ce montage par ailleurs très pratique car généralisable à B quelconque même grand a l'inconvénient majeur d'être lent. Il faut que la détection de coïncidence et remise à zéro soit effectuée avant que l'impulsion d'entrée suivante n'apparaisse. Avec des décades 7490 qui travaillent normalement à 20 MHz on ne peut avec ce montage dépasser 4 MHz

2°) Compteur à prédétermination

On utilise un circuit à décomptage qui est "chargé" à la valeur B au départ on détecte le passage par 0 et à ce moment on recharge le compteur à B. C'est le montage symétrique du précédent possédant le même inconvénient (Il peut cependant être plus rapide car il existe des compteurs pour lesquels la charge est synchrone et provoquée par l'impulsion suivant la détection de la coïncidence (74162). On perd ainsi un coup d'horloge dont il faut tenir compte dans la consigne B. Cependant de toute façon l'une des opérations du cycle est différente des autres (chargement) ce qui limite la vitesse.



3°) Compteurs à commutation du taux de division

On dispose d'un compteur pouvant diviser sur commande par 2 valeurs discrètes N_1 et N_2, il est suivi d'un système à comparateur analogue à celui décrit plus haut. Le comparateur utilisé est capable de nous renseigner sur la grandeur relative du nombre A affiché à un instant donné par le compteur de capacité P et B "consigne" appliquée de l'extérieur.
Supposons que le signal de sortie du comparateur soit tel que pour $A < B$ le diviseur d'entrée divise par N_1, et divise par N_2 pour $A \geq B$

Au début A étant faible le diviseur divise par N_1 il faut donc $N_1 B$ impulsions d'entrée pour que le compteur P atteigne le contenu $A = B$, il faut ensuite $N_2(P-B)$ tops pour qu'il revienne à zéro. Le taux de division global est donc

$$R = N_1 B + N_2 (P - B)$$

il peut varier de PN_2 (pour $B=0$) à $N_1(P-1)+N_2$ (pour $B = P-1$)

Par exemple pour $N_1 = 4$ $N_2 = 3$ $P = 10$ $\rightarrow$ $R = 4B + 3(10-B) = 30 + B$
R peut varier de 30 à 39 lorsque la consigne B varie de 0 à 9

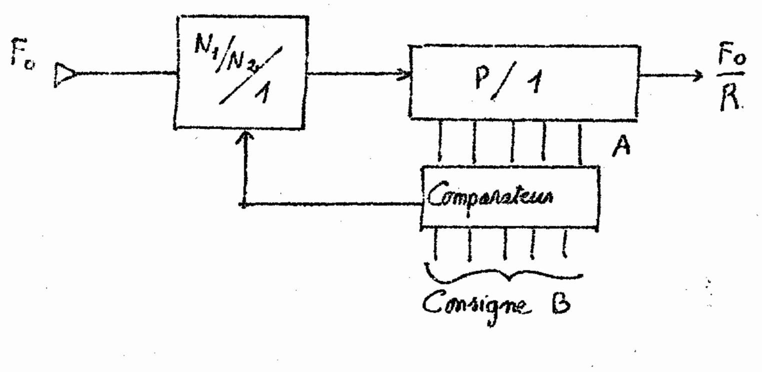
En inversant la polarité à la sortie du comparateur on peut obtenir un taux de N_2 pour $A < B$ et N_1 pour $A \geq B$ le taux devient

$$R = N_2 B + N_1 (P - B)$$

il varie alors de PN_1 à $N_2(P-1) + N_1$
c'est à dire avec l'exemple numérique choisi de 40 à 31 pour B variant de 0 à 9, le sens relatif de variation de R et B est inversé

Ce montage présente l'intérêt de permettre un fonctionnement très rapide. Il n'y a en effet ni prédétermination ni remise à zéro. De plus la commutation du taux de division du circuit d'entrée n'a pas besoin d'être rapide, en effet supposons qu'il ait d'abord un taux de division de N_1, à la N_1 ième impulsion il revient à zéro et actionne P. Si alors la commutation de $N_1 \rightarrow N_2$ est commandée il y a le temps pour la faire car le recyclage du diviseur n'intervient qu'au bout de N_1 ou N_2 impulsions d'entrée ; au début du comptage le fonctionnement est strictement le même que le réglage soit sur N_1 ou sur N_2. On peut donc utiliser pleinement la cadence maximale de comptage prévue pour les composants utilisés (jusqu'à 25 MHz avec la décade 7490. En TTL Shotky on dépasse 100 MHz)

Diviseur programmable



— des éléments constitutifs d'un compteur à commutation du taux de division

3. 1. Le compteur à 2 taux de division commutables

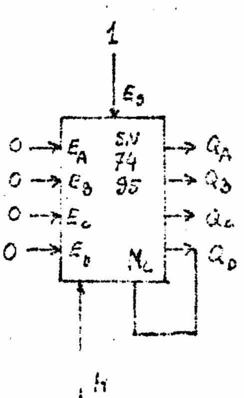
Il y a de nombreux systèmes possibles l'un des plus simples (mais non le plus rapide) est la mise en oeuvre d'un registre à décalage à chargement parallèle (type 7495 par exemple)

3.1.a) Utilisation d'un registre à décalage

On fera appel à un registre du genre 7495 possédant
- une entrée série
- une sortie série Q_D
- 4 entrées parallèles sur les 4 bascules D constituant le registre
- 4 sorties parallèles Q_A Q_B Q_C Q_D

Une entrée horloge
et une entrée "mode contrôle" M_C
Si M_C est au niveau 1 le signal d'horloge provoque un chargement parallèle. les grandeurs appliquées aux 4 entrées sont transférées dans les cellules du registre
Si $M_C = 0$ le signal d'horloge provoque un décalage à droite

Soit alors le montage suivant :
- l'entrée série est au 1
- le M_C est relié à la sortie Q_D
- les 4 entrées pour chargement parallèle sont au zéro



Supposons qu'initialement $Q_A = .. = Q_D = 0$
$M_C = Q_D$ est au zéro, la 1ère impulsion d'horloge fait entrer le 1 présenté en E_S dans la 1ère cellule
Ce 1 progresse ensuite aux impulsions suivantes

	Q_A	Q_B	Q_C	$Q_D = M_C$
Etat initial	0	0	0	0
Après le top 1	1	0	0	0
2	1	1	0	0
3	1	1	1	0
4	1	1	1	1
5	0	0	0	0

Après la 4e impulsion d'horloge $Q_D = M_C$ prend la valeur 1. La 5e impulsion produit donc un chargement parallèle qui ramène dans l'état initial

Le système est donc un diviseur par 5

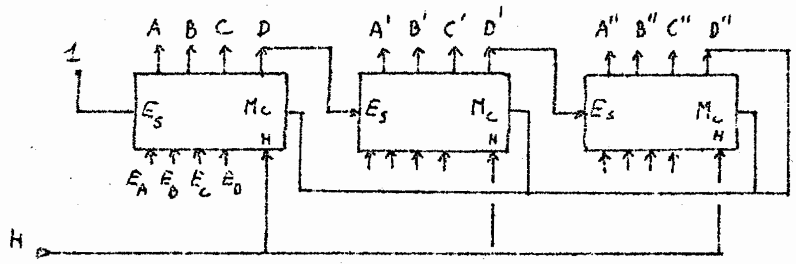
Si maintenant les valeurs affichées sur les entrées parallèles ne sont plus 0 mais par exemple 1 0 0 0 le fonctionnement devient :

		Q_A	Q_B	Q_C	$Q_D = M_C$
Après chargement //		1	0	0	0
Progression	1	1	1	0	0
	2	1	1	1	0
	3	1	1	1	1
	4	1	0	0	0

} chargement //

Il ne suffit que de 4 impulsions
on a obtenu un diviseur par 4
On pourra vérifier qu'en appliquant sur les entrées 1100 ou 0100 on obtiendra une division par 3, avec 1110 une division par 2

Ce système est généralisable à une division par un nombre quelconque. Par exemple avec 3 registres en série on peut avoir un taux de division réglable de 13 à 2



Avec $E_A = E_B = E_C = E_D = \dots = 0$ mais $E_{C'} = 1$ (le seul valant 1) on obtient

Etat après chargement //		0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
après le top	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
	2	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
	3	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
	4	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	$\boxed{1}$

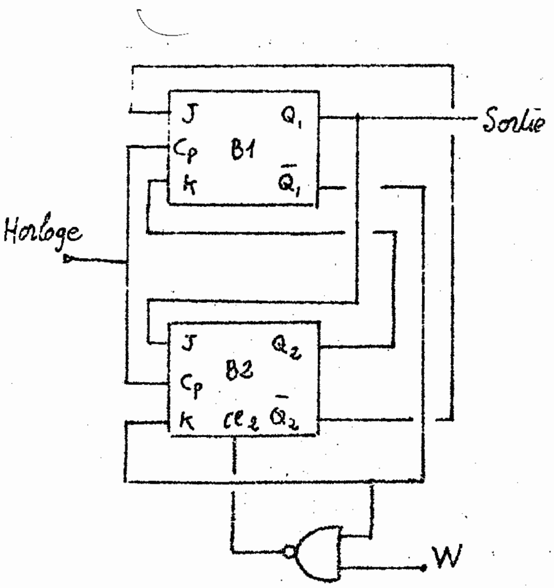
top 5

C'est un diviseur par 5

?.1.b) Utilisation de bascules bi-stables

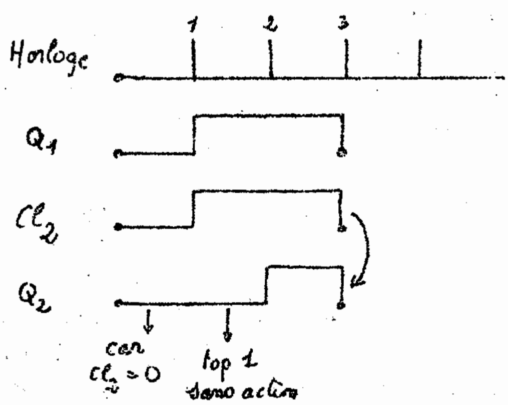
Un diviseur par 4 peut être réalisé simplement avec deux JK. Par exemple le montage suivant ayant comme table de vérité :

n	Q_1	Q_2
0	0	0
1	1	0
2	1	1
3	0	1
4	0	0



Pour faire recycler le circuit à la 3e impulsion il suffit d'appliquer un zéro sur l'entrée clear de B2 lorsque l'état 3 est atteint. Ceci peut être obtenu en reliant l'entrée clear à Q_1, en effet $Q_1 = 0$ pour l'état 3. B_2 sera ainsi forcé dans l'état zéro à la 3e impulsion, mais également lorsque le compteur est dans son état initial. Ceci n'est pas gênant car la 1ère impulsion n'agit pas de toute façon sur B 2

Les formes d'onde sont les suivantes :



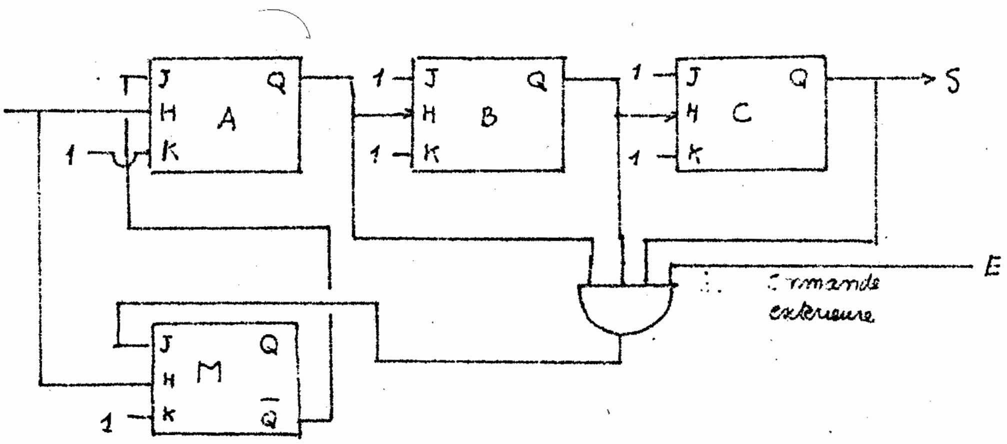
Pour réaliser un circuit divisant à volonté par 3 ou 4 il faut ajouter une entrée de commande permettant d'effectuer ou non la remise à zéro au 3e top. On utilisera pour cela un "nand" dont l'effet inverseur sera compensé en utilisant $\overline{Q_1}$ au lieu de Q_1

Si W = 0 la porte est bloquée le circuit divise par 4
W = 1 il divise par 3

Des montages de ce type peuvent être aisément imaginés pour d'autres taux de division.

3.1.c Le compteur à "piégeage"

Nous allons traiter un cas particulier qui est un compteur par 8 qui grâce à un artifice de "piégeage d'une impulsion" peut être transformé en compteur par 9.
Le montage comporte d'abord un ensemble de 3 bascules JK mises en série constituant le diviseur par 8 de base (chaîne de comptage asynchrone)

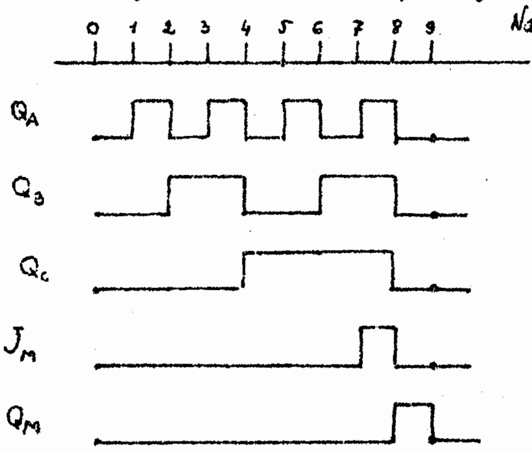


Si la bascule A a son K à 1 on a un classique diviseur par 8. Ajoutons une 4e bascule, M, dont le J est la plupart du temps à zéro, $\bar{Q}_M$ se trouve alors au 1 amenant au niveau haut le J de A

A un moment donné du cycle $Q_A = Q_B = Q_C = 1$, alors si la commande extérieure est au 1 $J_M = 1$. On a donc $\bar{Q}_M = 1$ $J_M = 1$. L'impulsion suivante :
- agit sur A puisque $J_A = \bar{Q}_M = 1$ avant le top
- agit sur M où Q_M recopie J_M donc $\bar{Q}_M$ passe à zéro

on passe alors à l'état $Q_A = Q_B = Q_C = 0$ $J_M = 0$ $\bar{Q}_M = 0 = J_A$.
L'impulsion suivante n'agit pas sur A car $J_A = 0$ et Q_A est déjà au zéro mais elle agit sur M, Q_M recopiant J_M passe à zéro. On voit sur le diagramme ci dessous qu'il faut ainsi 9 tops pour retrouver l'état initial.

Naturellement si E = 0 on retrouve le compteur par 8.



Dans un tel système la vitesse est limitée par l'apparition du 1 sur le J de M mais ce 1 provient de la combinaison de 4 signaux dont :
K qui est une commande extérieure donc statique.
Q_C qui est au 1 depuis 3 périodes d'horloge
Q_B " 1 "
le retard n'intervient qu'entre le basculement du seul Q_A et l'apparition du $J_M = 1$ (retard de la porte et de la bascule A)
Avec en tête (pour A et M) de la TTL Schottky et derrière de la TTL normale on atteint 100 MHz

Généralisation : On peut mettre une bascule de piégeage à n'importe quel étage du compteur, le nombre de tops d'entrée qui seront piégés dépend de sa position dans la chaîne de division binaire. On peut donc piéger autant d'impulsions que l'on veut. C'est une structure très intéressante pour constituer un compteur à taux commutable.

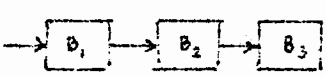
3. 2°) Système de pilotage du compteur de tête à 2 taux commutables

2. a) Comparaison directe du contenu du compteur secondaire P et de la consigne B

C'est le montage de base représenté plus haut. On utilise un montage comparateur (exemple comparateur à 4 bits 7485). En pratique la vitesse de comptage dépend de la valeur de la consigne B, c'est le problème général de la "retenue avancée" dans les compteurs

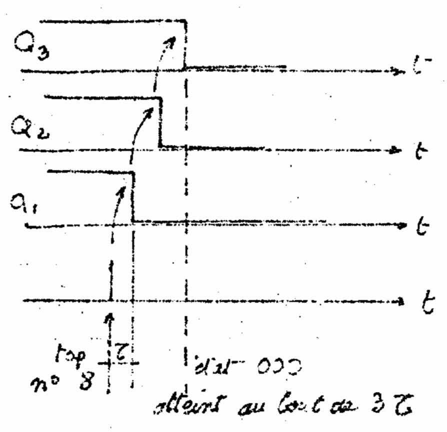
Retenue avancée dans les compteurs.

La commande de commutation de taux de comptage est obtenue à partir d'une coïncidence entre divers états d'un compteur, mais la nature de cette coïncidence n'est pas indifférente si l'on se préoccupe des performances en vitesse du montage. Considérons par exemple les divers états d'un compteur binaire à 3 étages (compteur par 8)

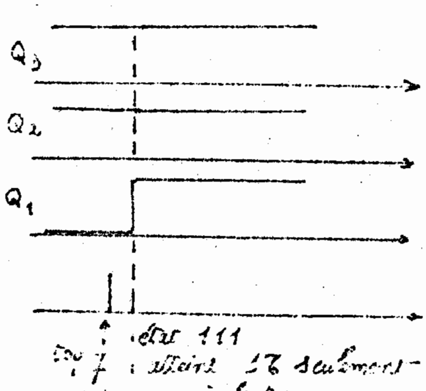


	Q_1	Q_2	Q_3
	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	1	0	1
6	0	1	1
7	1	1	1
8	0	0	0

La détection de l'état 000 est un très mauvais cas car pour parvenir à cet état les 3 bascules ont dû fonctionner et les temps de retard s'ajoutent comme le montre la figure ci-dessous



Au contraire en choisissant l'état 111 seule une bascule intervient, la vitesse peut être triplée



2. b) Utilisation d'un Multiplieur de Rythme digital (Binary Rate Multiplier BRM)

d'expression citée plus haut

$$R = N_1 B + N_2 (P - B)$$

montre que pendant un cycle complet du compteur P le diviseur d'entrée doit diviser B fois par N_1 et $(P-B)$ fois par N_2

Le BRM est un circuit qui permet P impulsions d'un cycle en isole un nombre fixe B. Une variante de ce montage peut fournir un signal dont la durée est le B/P ième d'un cycle de P
Prenons un exemple avec $P = 10$ (une décade)

Etat	Q_1	Q_2	Q_3	Q_4
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

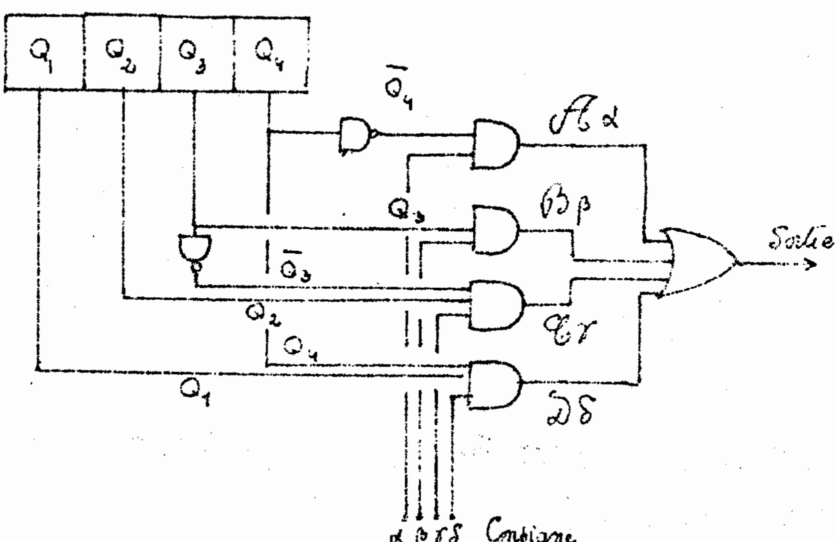
$\mathcal{A}$ $\mathcal{B}$ $\mathcal{C}$ $\mathcal{D}$

Sur 10 intervalles de temps l'état
$\overline{Q}_4 = 1$ dure 8
$Q_3 = 1$ 4
$Q_2 \overline{Q}_3$ dure 2
$Q_1 Q_4 = 1$ dure 1

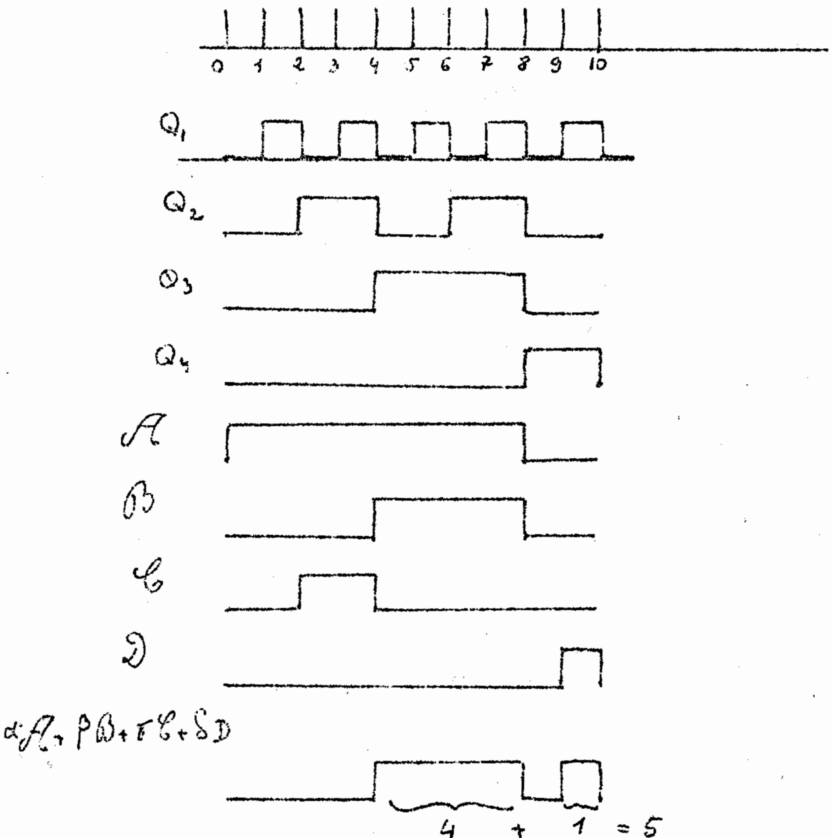
Il est donc aisé de fabriquer des durées 1 2 4 8. Pour des temps qui ne sont pas multiples de 2 on peut effectuer une combinaison des temps précédents à condition qu'ils ne se chevauchent pas

On prendra par exemple :
$\mathcal{A}$ durée 8 par $\overline{Q}_4 = 1$
$\mathcal{B}$ durée 4 par $Q_3 = 1$
$\mathcal{A}$ et $\mathcal{B}$ se chevauchent dans le temps mais ils ne seront jamais utilisés simultanément car leur somme est supérieure à 10
$\mathcal{C}$ durée 2 par $Q_2 \overline{Q}_3$
$\mathcal{D}$ durée 1 par $Q_1 Q_4$ par exemple (la combinaison $\overline{Q}_1 Q_4$ convient également car elle ne se chevauche dans le temps avec aucune autre

En ajoutant des portes de sortie permettant d'introduire la consigne B sous forme binaire $[\alpha \beta \gamma \delta]$ on obtient le circuit ci-dessous



Affichons par exemple $\alpha\beta\gamma\delta = 0101$ (5) on obtient le diagramme de fonctionnement suivant :



Nous donnerons plus loin un exemple de compteur à taux variable utilisant un circuit de ce type

3. 3 Exemples

a) Soit à réaliser un diviseur fixe par 79, on peut faire appel à une structure classique avec des JK associés à des portes que l'on détermine en traçant les diagrammes de Karnaugh en fonction du cycle de fonctionnement désiré.
C'est une méthode lourde qui nécessitera au moins 7 bascules ($2^7 = 128 > 79$) et de nombreux "nand" à plusieurs entrées.
Il est plus élégant de remarquer que

$$79 = 80 - 1$$

ou

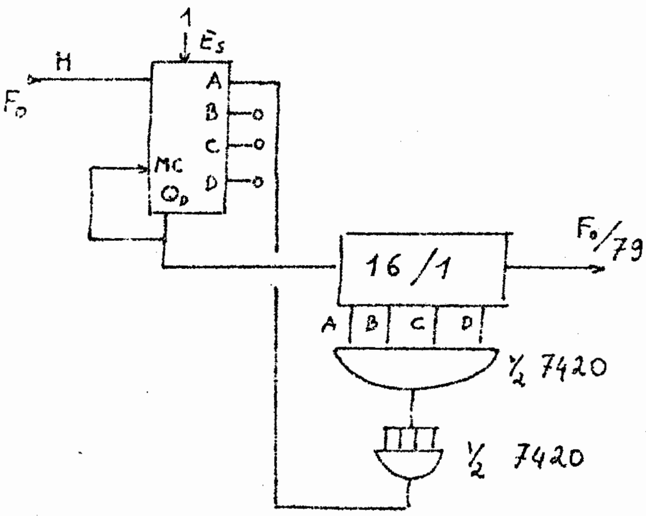
$$79 = 16 \times 4 - 1 = (15 \times 5) + (1 \times 4)$$

On utilisera donc un diviseur de tête par 4 ou 5 suivi d'un diviseur par 16 et on fera en sorte que pour une position et une seule du diviseur par 16 l'étage de tête divise par 4 au lieu de 5.

On pourra utiliser en tête un registre 7495 monté comme il a été indiqué plus haut pour A = 0 il divise par 5
pour A = 1 il divise par 4

Le diviseur par 16 sera le plus banal 7493 et il faut choisir l'un de ses états pour amener à 1 le A du registre. En vertu de ce qui a été signalé plus haut il ne faut pas choisir le niveau 0000 qui n'apparaît qu'après 4 retards individuels mais par exemple le 1111 obtenu par le basculement d'un seul étage

D'où le schéma très simple n'utilisant que 3 boîtiers TTL



En modifiant les liaisons au niveau de la comparaison ou sur le registre on peut obtenir d'autres taux de division. Par exemple en reliant la sortie des ET à A et B du 7495 et non au A seul, le diviseur de tête divise par 5 ou 3 et

$R = 15 \times 5 + 1 \times 3 = 78$

b) diviseur par 30 à 39 lorsque la consigne passe de 0 à 9

On veut $R = 30 + B$

que l'on peut écrire $R = 4B + 3(10 - B)$

Il faut utiliser un diviseur par 3 ou 4 suivi d'un diviseur par 10 qui lui commandera de diviser B fois par 4 et $(10 - B)$ fois par 3

– Pour le diviseur par 3 et 4 on utilisera par exemple le montage à 2 bascules cité plus haut (p. 42)

Il divise par 3 si $W = 1$
4 si $W = 0$

– le circuit de commande associé à une décade sera du type BRM :

Il nous faut fabriquer un signal qui pendant un cycle de 10 impulsions arrivant à l'entrée de la décade vaudra [0] B fois et [1] (10 – B) fois. Ce signal attaquera alors l'entrée de commande W du diviseur variable décrit plus haut.

Naturellement la consigne B doit être appliquée sous forme digitale c'est à dire en quelque sorte d'une tétrade $[\alpha\beta\gamma\delta]$ pouvant prendre toutes les valeurs entre [0000] et [1001].(9). Il est naturel d'essayer de fabriquer les signaux valant 0 pendant des durées 8 – 4 – 2 – 1 que nous combinerons ensuite.

On considérons la table de fonctionnement d'une décade

– le signal le plus simple valant 0 pendant 8 cycles d'horloge est $\mathcal{A} = D$
– le signal le plus simple valant 0 pendant 4 " " $\mathcal{B} = \overline{C}$
– " " " " " 2 $\mathcal{C} = \overline{BC}$
– " " " " 1 $\mathcal{D} = \overline{DA}$ ou $\overline{D}\overline{A}$

Ces signaux sont fabriqués aisément avec des "Nand"

Table de fonctionnement d'une décade

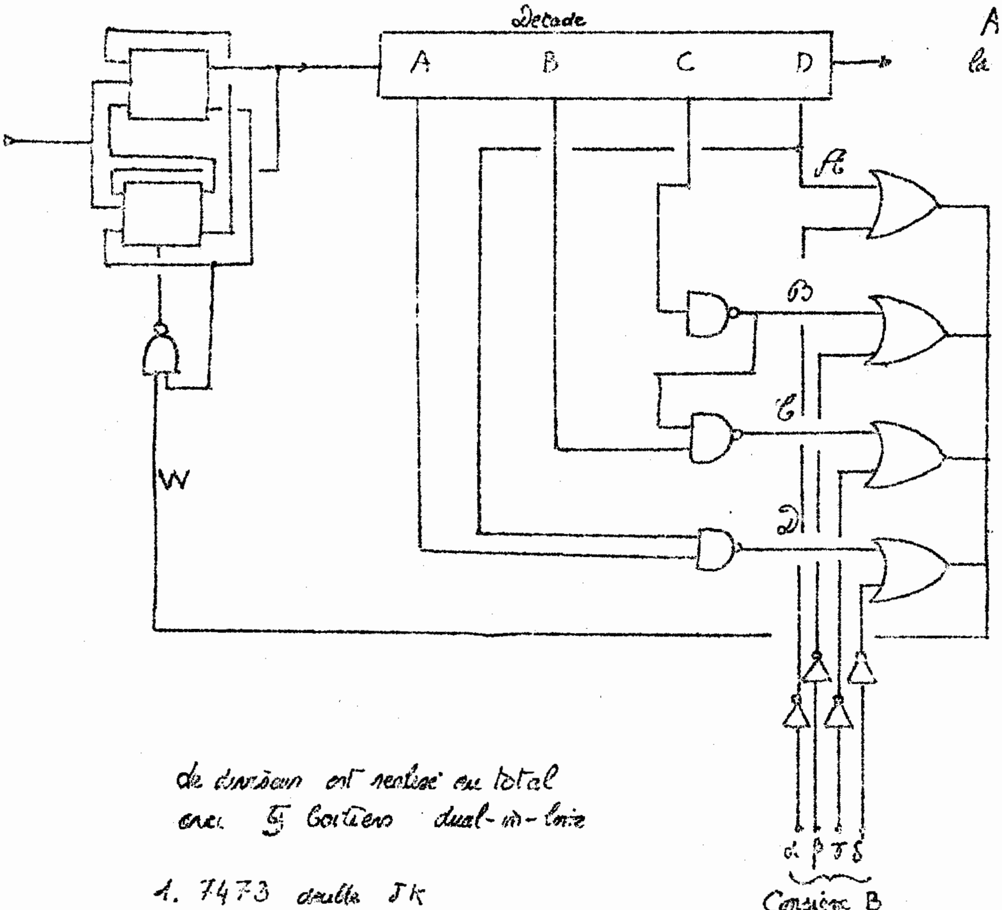
n	A	B	C	D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

Si l'on désire que l'addition dans un "ou" d'un signal de durée 2^m (1-2-4 ou 8) et d'un autre de durée 2^n dure au total $2^m + 2^n$ il faut que ces 2 signaux soient disjoints dans le temps donc ne se produisent pas pour les mêmes états n de la décade, c'est le cas des signaux $\mathcal{B}$ $\mathcal{C}$ et $\mathcal{D}$ ou $\mathcal{A}$ et $\mathcal{D}$ mais non $\mathcal{A}$ et $\mathcal{B}$ ou $\mathcal{C}$, cette dernière coïncidence n'a pas d'importance car le signal $\mathcal{A}$ n'est jamais associé à $\mathcal{B}$ ou $\mathcal{C}$, en effet 8+2 ou 8+4 sont supérieurs à 9 et ne sont donc jamais utilisés.

Pour combiner les signaux sur commande d'une consigne B il faut prévoir 4 portes bloquant ou non les 4 signaux précédents et commandées par les digits $\alpha\beta\gamma\delta$ de B

Dans ce qui précède c'est le niveau 0 qui est utile, on l'obtiendra en injectant un 1 sur la 2e entrée d'un "or"

D'où le circuit:



Avec des "or" à "collecteur ouvert" la liaison en parallèle des 4 sorties réalise la fonction "et" elle vaut 0 si l'une des sorties de porte vaut 0 ("et" câblé)

Le diviseur est réalisé au total avec 5 boitiers dual-in-line

1. 7473 double JK
1 7490 décade
2. 7400 quadruple nand
1 quadruple ou .

III 3.3 Utilisation du contenu harmonique des formes d'ondes logiques

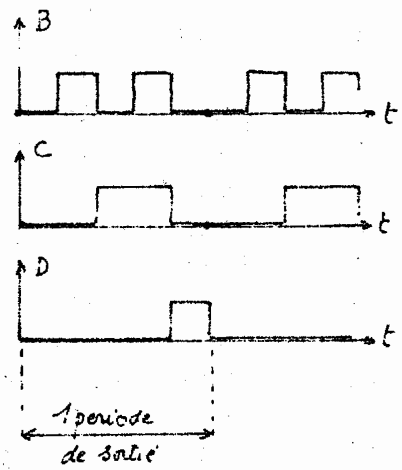
On peut utiliser les formes d'ondes produites par les circuits logiques non pas seulement comme transitions 0 − 1 c'est à dire information binaire mais comme signal de forme particulière dont la composition harmonique peut être importante pour réaliser telle ou telle fonction.

Pour générer par exemple un signal de fréquence $\frac{a}{b} f_0$ on peut diviser d'abord le signal d'entrée de fréquence f_0 par un compteur de rapport b et sélectionner dans le résultat l'harmonique de rang a. Pour certaines valeurs de b et a cet harmonique a peut avoir un niveau plus élevé que celui des autres et être ainsi très facile à filtrer.

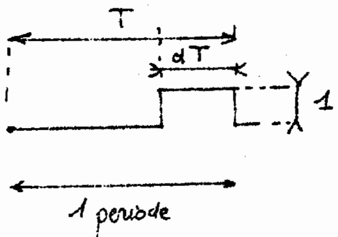
Considérons le cas important d'une décade, elle est constituée par la mise en série d'un diviseur par 5 et d'un diviseur par 2. La table de vérité du diviseur par 5 est la suivante :

	B	C	D
0	0	0	0
1	1	0	0
2	0	1	0
3	1	1	0
4	0	0	1
5	0	0	0

D'où les signaux correspondants :



Pour calculer la transformée de Fourier le plus simple est de remarquer qu'une onde définie par le paramètre α (figure ci-dessous)



a pour décomposition

$$\frac{2}{\pi}\left[\sin\alpha\pi\cos x + \frac{1}{2}\sin 2\alpha\pi\cos 2x + \dots + \frac{1}{n}\sin n\alpha\pi\cos nx + \dots\right]$$

Remarque importante

Les signaux prélevés dans un circuit de division par k ne comportent pas d'harmoniques nk (n entier)

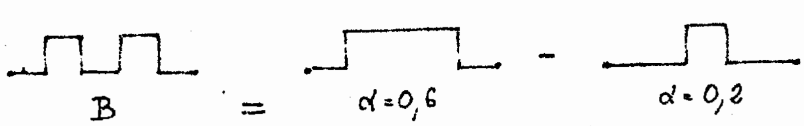
En effet dans un diviseur par k les α qui interviennent sont toujours de la forme $\alpha = \frac{P}{k}$ où P est un entier $(0 < P < k)$

le $nk^{ième}$ harmonique a comme amplitude

$$\frac{1}{nk}\sin nk\cdot\frac{P}{k}\pi = \frac{1}{nk}\sin nP\pi$$

Or nP est un entier, $\sin (nP)\pi = 0$

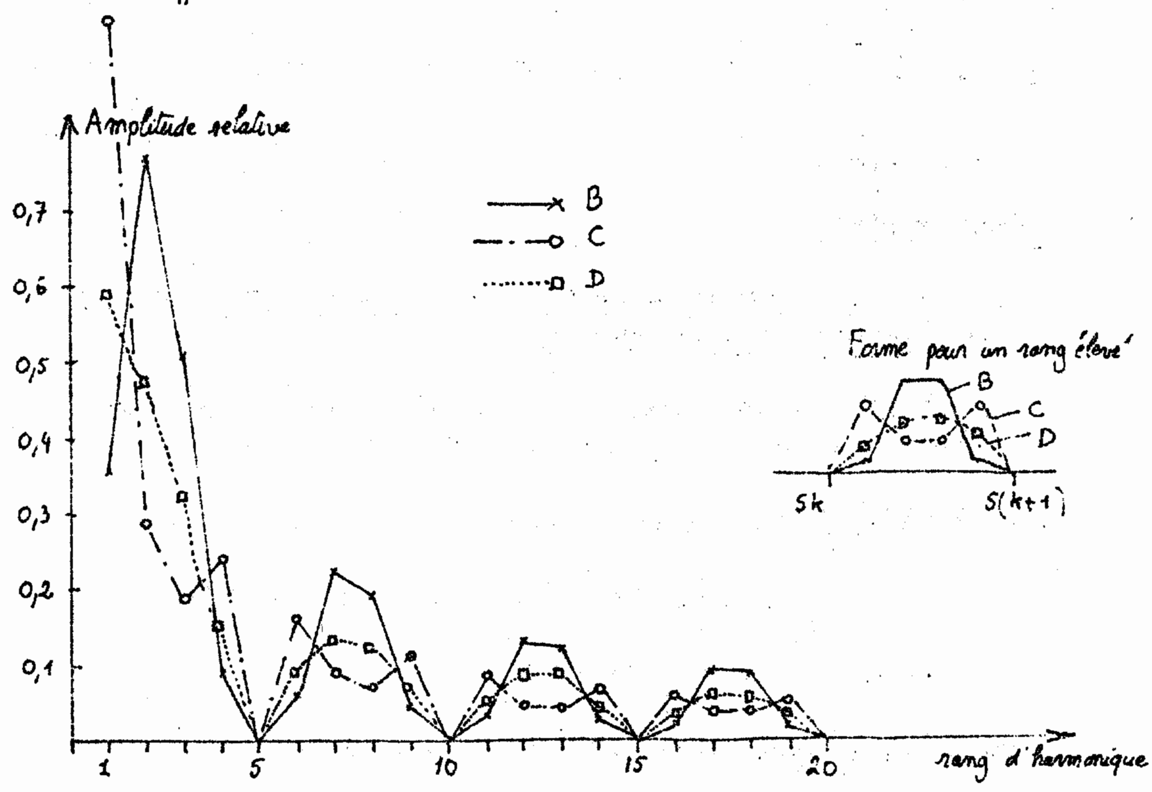
Pour calculer la décomposition du signal B nous écrivons :



$$(B) = \frac{2}{\pi}\left[(\sin 0{,}6\pi - \sin 0{,}2\pi)\cos x + \frac{1}{2}(\sin 1{,}2\pi - \sin 0{,}4\pi)\cos 2x + \frac{1}{3}(\sin 1{,}8\pi - \sin 0{,}6\pi)\cos 3x + \frac{1}{4}(\sin 2{,}4\pi - \sin 0{,}8\pi)\cos 4x + \frac{1}{5}(\sin 3\pi - \sin \pi)\cos 5x + \dots\right]$$

On obtient les résultats numériques suivants

Rang de l'harmonique	Amplitude relative (unité $2/\pi$)					
	B	dB	C	dB	D	dB
1	0,36	−8,9	0,95	−0,44	0,59	−4,6
2	0,77	−2,3	0,29	−10,6	0,475	−6,4
3	0,51	−5,8	0,19	−14	0,317	−10
4	0,09	−20,9	0,24	−12,5	0,147	−16,6
6	0,06	−24	0,158	−16	0,098	−20,2
7	0,22	−13	0,084	−21,5	0,135	−17,3
8	0,19	−14	0,073	−22,7	0,119	−18,5
9	0,04	−28	0,105	−19,6	0,065	−23,7
11	0,033	−29,6	0,086	−21,3	0,053	−25,4
12	0,128	−17,8	0,049	−26	0,079	−22
13	0,118	−18,6	0,045	−27	0,073	−22,7
14	0,025	−32	0,068	−23	0,042	−27,5
16	0,022	−33	0,059	−24,6	0,037	−28,7
17	0,090	−21	0,034	−29,4	0,056	−25
18	0,085	−21,4	0,0326	−29,7	0,052	−25,5
19	0,019	−34,4	0,050	−26	0,031	−30,2

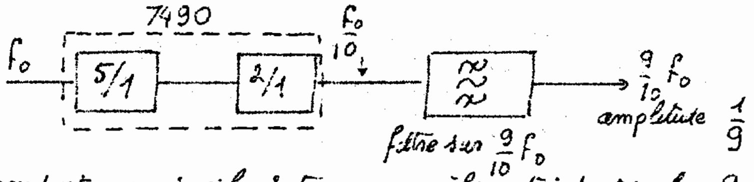


- Dans le signal B les harmoniques de rang $5n \pm 2$ sont favorisés par rapport à $5n \pm 1$
- Pour C au contraire ce sont les harmoniques de rang $5n \pm 1$ qui sont les plus importants

Exemples

1°) Soit d'abord à réaliser $\frac{9}{10} f_0$

On peut penser à diviser d'abord par 10 puis à prendre le 9e harmonique du résultat. Il faudra bien sur isoler ce 9e harmonique parmi le 8e et le 10e. Il est donc fondamental pour effectuer cette division par 10 de diviser d'abord par 5 et ensuite par 2 de façon à obtenir un signal dépourvu d'harmoniques pairs car symétrique. De toute façon on isolera une amplitude de 1/9 d'harmonique 9.



Cependant on a à la sortie une information toutes les 9, si on a un bruit de phase à la sortie du diviseur par 10, ce bruit se trouve multiplié par 9.
Il vaut mieux utiliser le 2e procédé qui consiste à écrire

$$9 = 10 - 1$$

et à soustraire de f_0 son dixième $f_0 - \frac{f_0}{10} = \frac{9}{10} f_0$

Les 2 fréquences à soustraire étant multiples l'une de l'autre on peut faire appel à un ou exclusif, en effet :

La table de vérité du circuit identité qui est le complément du ou exclusif est

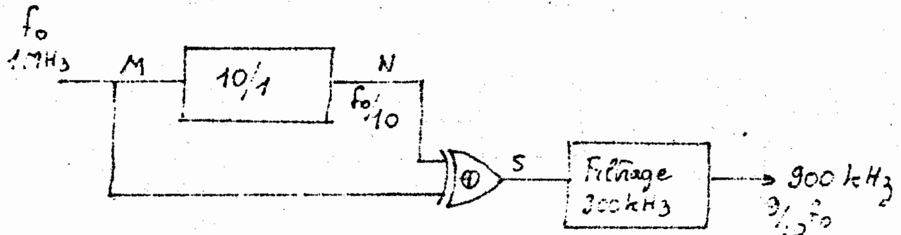
A	B	$S = A \odot B = \overline{A \oplus B}$
0	0	1
1	1	1
1	0	0
0	1	0

En associant le 1 logique à une tension +1v et le 0 à une tension −1v on obtient une nouvelle table qui est la règle des signes pour la multiplication

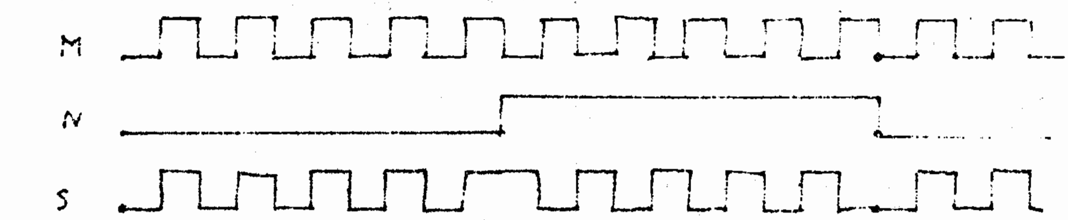
V_A	V_B	V_S
−	−	+
+	+	+
−	+	−
+	−	−

de Ou exclusif (ou son complément) est donc un multiplicateur, on pourra l'utiliser pour effectuer des sommes ou différences de fréquences

Le circuit est :



ses formes d'onde sont les suivantes :



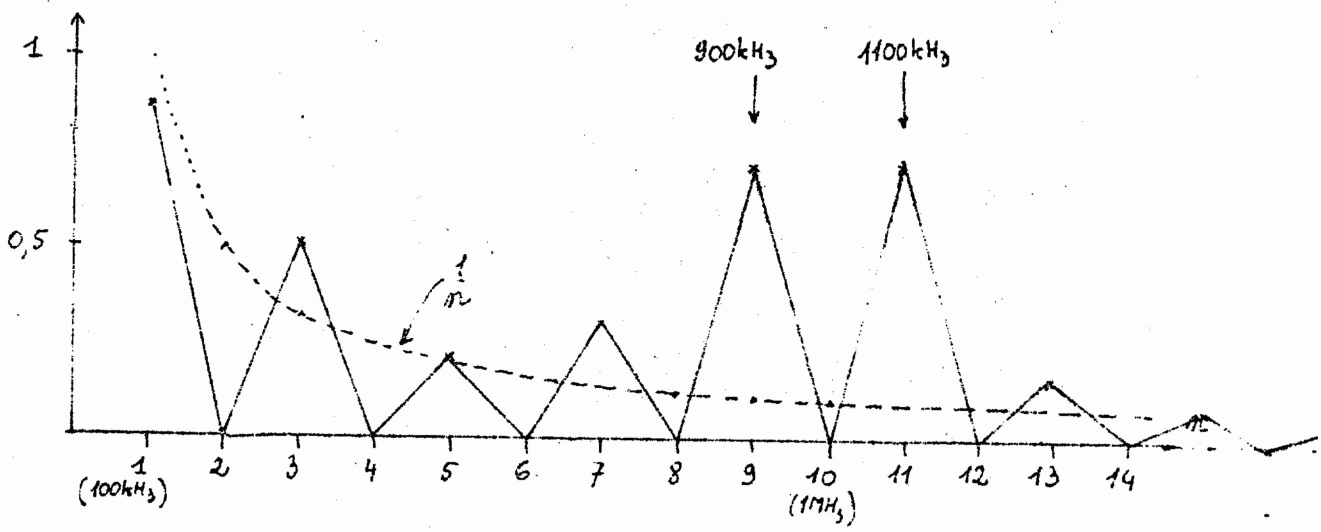
La méthode d'analyse spectrale décrite plus haut est encore utilisable
il faut combiner 9 signaux ayant des α variant de 0,9 à 0,1
Symboliquement

$$(0,9)-(0,8)+(0,7)-(0,6)+(0,5)-(0,4)+(0,3)-(0,2)+(0,1)$$

on obtient :

Fréquence	100k	200	300	400	500	600	700	800	900	1MHz	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	.6	.7
Amplitude relative	0,84	0	0,50	0	0,20	0	0,28	0	0,70	0	0,70	0	0,15	0	0,07	0	0,03

D'où le spectre



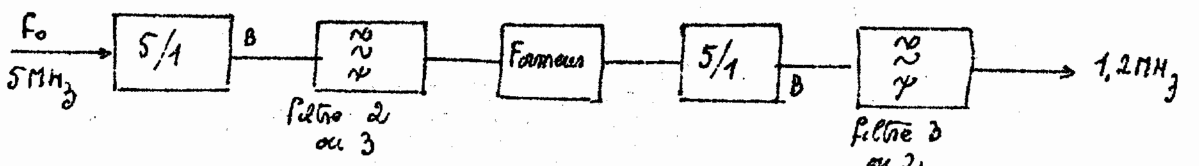
On voit apparaître les raies prédominantes à 900 - 1100 kHz que l'on peut isoler facilement par filtrage
L'énergie recueillie sur l'harmonique intéressant est bien plus grande qu'avec le procédé précédent 0,70 au lieu de 1/9

2e exemple

Soit à réaliser $\frac{6}{25} f_0$ (1,2 MHz à partir du 5 MHz)

Il faut faire $f = \frac{2}{5} \times \frac{3}{5} f_0$

D'où le système utilisant la propriété de la sortie B d'avoir beaucoup d'harmoniques 2 et 3

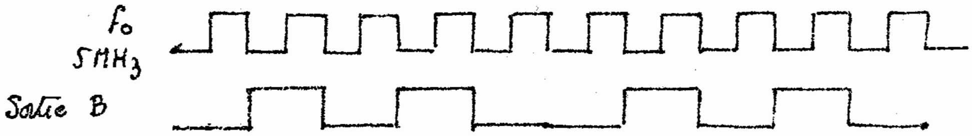


Il y avait 2 possibilités de filtrage possible :

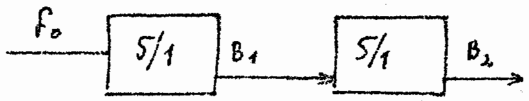
$$5\,MHz \to 5/1 \to \text{filtre par } 2 \to 2\,MHz \xrightarrow{5/1} 400\,kHz \xrightarrow[3]{\text{filtre}} 1,2\,MHz$$

ou $\to (5/1) \to (\times 3) \to 3\,MHz\ (5/1) \to 600\,kHz\ (\times 2) \to 1,2\,MHz$

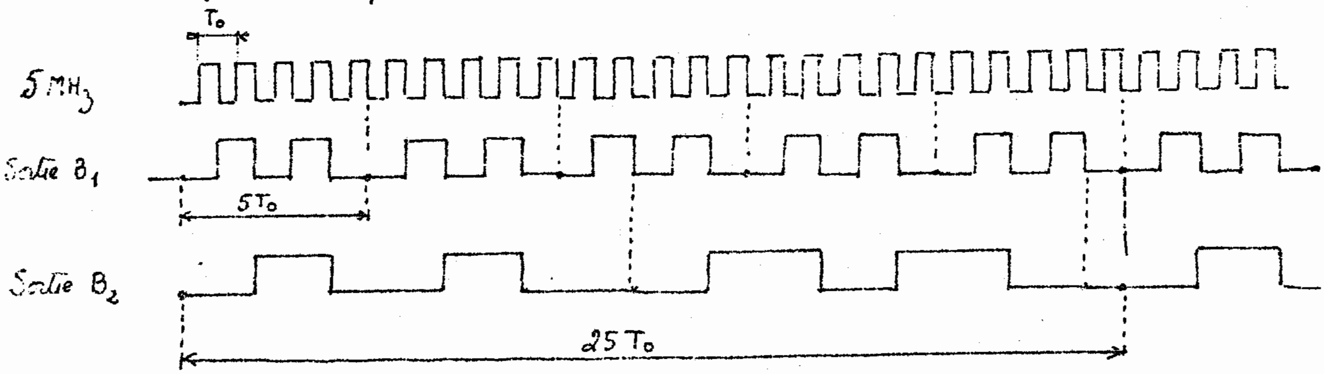
Mais un raccourci est possible, si on a le choix lors du 1er filtrage de choisir le 2e ou le 3e harmonique, en nombre de transitions par unité de temps de la sortie B il y en a 2 par période (du signal de sortie B)



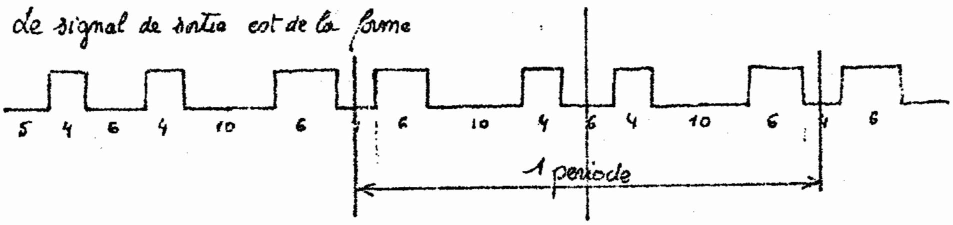
on peut donc être tenté de supprimer le filtrage et le formeur et entrer directement la sortie B_1 précédente sur l'entrée du second diviseur.
Cela marche fort bien comme le montre le calcul complet fait ci-dessous



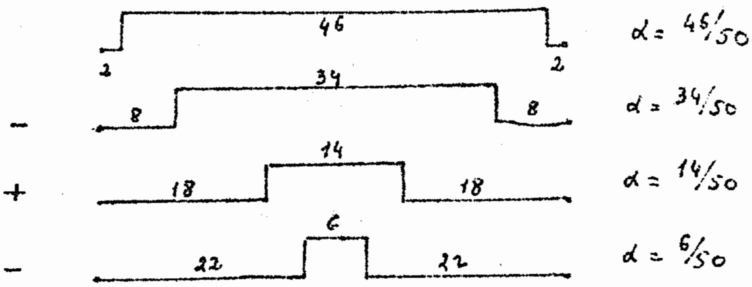
Les signaux ont la forme suivante :



Le signal de sortie est de la forme



on peut le décomposer en



On a donc

Amplitude du 1er harmonique $\left(\sin \frac{46}{50}.180° - \sin \frac{34}{50}.180° + \sin \frac{14}{50}.180° - \sin \frac{6}{50}\,180°\right)$

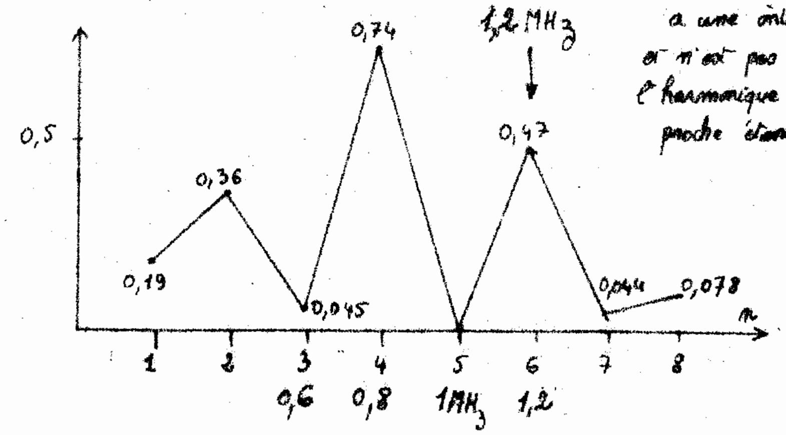
2e harmonique $\frac{1}{2}\left(\sin \frac{46}{25}\,180° - \sin \frac{36}{25}\,180° + \sin \frac{14}{25}\,180° - \sin \frac{6}{25}\,180°\right)$

3e harmonique $\frac{1}{3}\left(\sin 3.\frac{46}{50}.180° - \sin 3.\frac{34}{50}\,180° + \sin 3.\frac{14}{50}.180° - \sin 3.\frac{6}{50}\,180°\right)$

4e harmonique $\frac{1}{4}\left(\sin 4.\frac{46}{50}.180° - \sin 4\,\frac{34}{50}\,180° + \sin 4.\frac{14}{50}\,180° - \sin 4.\frac{6}{50}.180°\right)$

etc...

Le spectre calculé est le suivant :



On voit que le 6e harmonique a une intensité importante et n'est pas difficile à séparer l'harmonique intense le plus proche étant le 4 à 800 kHz.

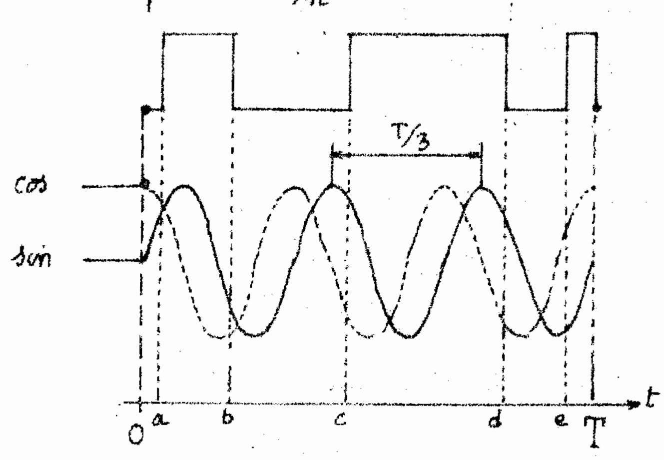
Note :

Méthode graphique de détermination du contenu harmonique d'une forme d'onde logique

Dans le cas général il n'est pas possible de supprimer les termes en sinus (ou en cosinus) du développement, le terme harmonique n est de la forme

$$a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t$$

Dessinons alors une période de la forme d'onde logique et une sinusoïde et une cosinusoïde de période T/n.



Il vient :

$$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos n\omega t\,dt$$

$$a_n = \frac{1}{n\pi}\Big[\sin n\omega t\Big]_{a\ c\ e}^{b\ d\ T}$$

Soit

$$a_n = \frac{1}{n\pi}\Big[\sin n\omega b - \sin n\omega a + \sin n\omega d - \sin n\omega c + \sin n\omega T - \sin n\omega e\Big]$$

qui peut se mettre sous la forme

$$a_n = \frac{-2}{\pi} \frac{\sum_j \begin{pmatrix} \text{Valeur relevée sur la sinusoïde} \\ \text{au moment de la transition } j \end{pmatrix} \times \text{signe de la transition}}{2n}$$

le signe de la transition étant un + pour 0 → 1
un − " 1 → 0

De même

$$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t) \sin n\omega t \, dt = \frac{1}{n\pi}\left[-\cos n\omega t\right]_{a\ c\ e}^{b\ d\ T}$$

$$b_n = \frac{1}{n\pi}\left[\cos n\omega a - \cos n\omega b + \cos n\omega c - \cos n\omega d + \cos n\omega e - \cos n\omega T\right]$$

soit

$$b_n = +\frac{2}{\pi} \frac{\sum_j \begin{pmatrix} \text{valeur relevée sur la cosinusoïde} \\ \text{au moment de la transition } j \end{pmatrix} \times \text{signe de la transition}}{2n}$$

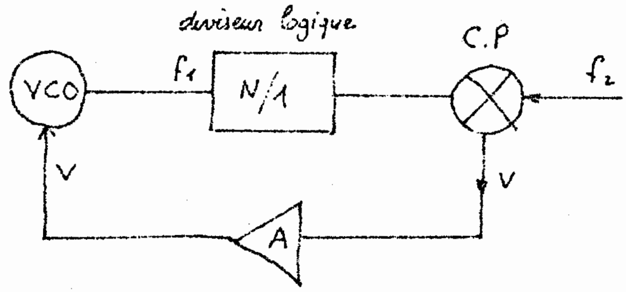
IV Boucles d'Asservissement de Phase (Phase lock loop PLL)

C'est un domaine très important, base de tout un domaine d'instrumentation. Les PLL servent à beaucoup de chose, en particulier on utilise beaucoup cette technique pour améliorer un signal entaché de bruit. par exemple le système d'asservissement de la fréquence ligne ou trame d'un recepteur de télévision : on compare la phase entre un signal issu de l'information vidéo (signaux de synchronisation) et d'un autre signal fourni par le relaxateur de balayage ligne (ou image). Le signal d'erreur est alors utilisé pour piloter la fréquence du relaxateur, cette commande se faisant par l'intermédiaire d'une forte constante de temps de façon que l'image ne décroche pas si quelques tops sont perdus à cause du bruit. Cela revient en quelque sorte à améliorer le rapport signal/bruit des tops de synchro.

La boucle d'asservissement de phase à division numérique dont nous parlerons surtout ici permet de faire l'inverse du diviseur Decaux ; multiplier les fréquences à l'aide d'une division.

IV_1 Structure de base d'une boucle d'asservissement de phase. Propriétés

Une boucle dans sa généralité comprend un oscillateur commandé par une tension (VCO ou voltage control oscillator) dont le signal traverse (ou non) un diviseur de fréquence de rapport n avant d'être appliqué à un comparateur de phase qui reçoit par ailleurs une fréquence f_2. Ce comparateur fournit une tension qui par l'intermédiaire d'un amplificateur ayant une certaine fonction de transfert $A(p)$ agit sur la fréquence f_1 délivrée par le VCO



- Souvent le rapport N vaut 1 c'est le cas par exemple en télécommunications il existe des récepteurs FM qui utilisent une telle technique, le signal utile est alors prélevé à la sortie du comparateur de phase
- Si on utilise un diviseur n on a lorsque la boucle est accrochée $f_1/n = f_2$ le système se comporte comme un multiplicateur de fréquence

$$f_1 = n f_2$$

Essayons d'évaluer la constante de temps d'une telle boucle :

Supposons que l'amplificateur est apériodique $A(p) \equiv A$.

On peut écrire

$$f_1 = aV \qquad V \text{ étant la tension de commande du VCO}$$

de même

$$V = b\,\phi' \qquad \text{caractérise le comparateur de phase, } \phi \text{ étant exprimé en radians}$$

Si ϕ est la phase à la sortie du VCO, la phase de commande du CP est $\phi' = \dfrac{\phi}{N}$ donc lorsque la boucle est accrochée

$$\omega_1 = 2\pi f_1 = 2\pi a V = 2\pi a b \frac{\phi}{N}$$

mais $\omega_1 = \frac{d\phi}{dt}$

donc $\frac{d\phi}{dt} = 2\pi a b \frac{\phi}{N}$

dont la solution est $\phi = \phi_0 \exp \frac{2\pi ab}{N} t$

La constante de temps du système est donc $\tau = \frac{N}{2\pi ab}$

Ce qui correspond à une fréquence de coupure de la boucle

$$F_c = \frac{ab}{N}$$

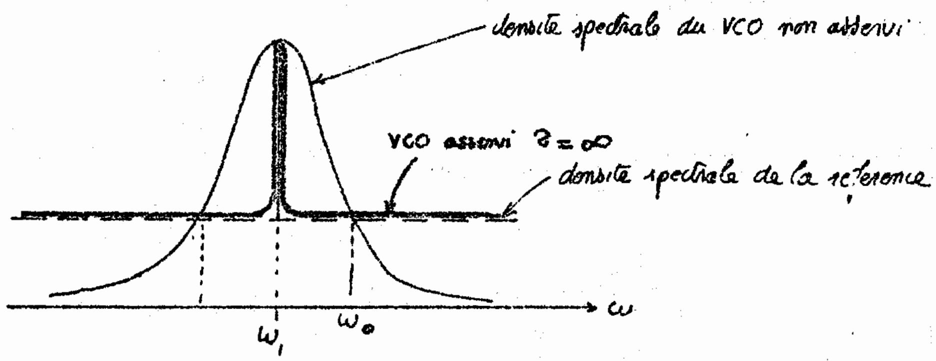
Lorsque la phase au niveau du comparateur de phase varie de 360° la tension délivrée correspond à une variation Δf_1 du VCO (valeur calculée en utilisant les coefficients

$$(\Delta f_1)_{360} = a \cdot b \times 2\pi$$

On notera :

$$\tau = \frac{1}{\frac{(\Delta f_1)_{360}}{N}}$$

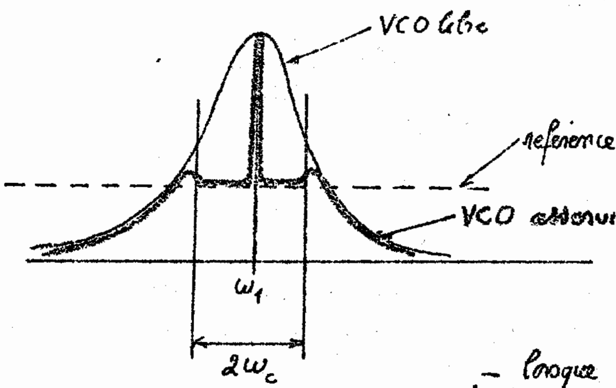
Le point important est l'existence d'une fréquence de coupure qui va nous conduire à définir les deux domaines distincts de fonctionnement.
Considérons en effet la représentation spectrale du VCO non asservi et de la référence. Nous supposerons que cette dernière est entachée d'un bruit blanc (autour d'une fonction de dirac centrée sur ω_1)



Si l'on ne tient pas compte de la fréquence de coupure de la boucle la fréquence f_1 du VCO est rendue à chaque instant identique à la référence f_2, la densité spectrale du VCO asservi est alors confondue avec la densité spectrale de la référence (courbe en trait fort)
Au voisinage de la porteuse ω_1 le VCO asservi est meilleur (densité spectrale plus faible) que la référence. On dira que l'oscillateur f_1 est débruité par la référence.
Par contre au delà de ω_0 le VCO asservi est moins bon que le VCO libre.
On voit que dans ces conditions le VCO asservi ne peut pas être meilleur que la référence.
La situation change si l'on tient compte de la fréquence de coupure de la boucle

- au voisinage de la fréquence centrale ω_1 la boucle fonctionne et l'oscillateur f_1 est débruité par la référence
- pour une fréquence éloignée telle que $\omega - \omega_1 > \omega_c$ la boucle est inefficace et le bruit restant est celui du VCO libre qui dans notre exemple est alors plus faible que celui de la référence

on obtient la courbe en trait fort de la figure ci-dessous



$\tau = \dfrac{2\pi}{\omega_c}$

Au voisinage de ω_1 l'oscillateur f_1 est débruité par la référence
loin de ω_1 c'est la référence qui est débruitée par l'oscillateur

Ceci définit les 2 domaines annoncés plus haut

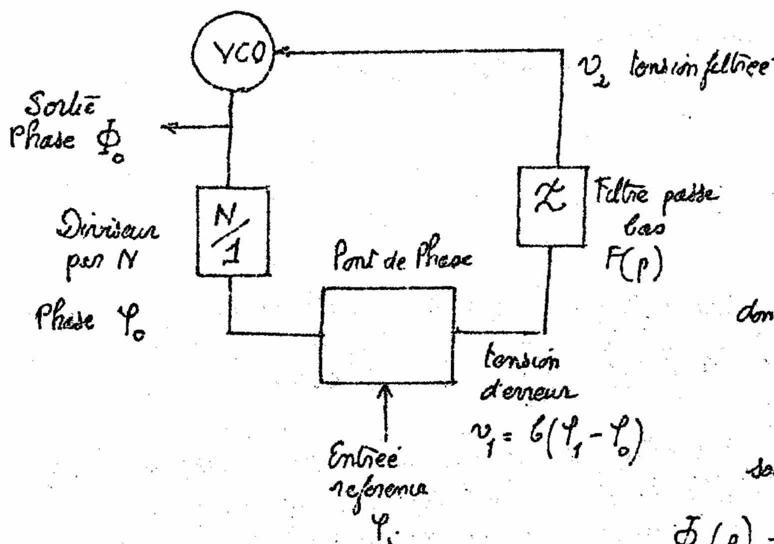
– lorsque l'on a une référence qui est très bruitée on cherche à l'améliorer par la PLL c'est le cas de la synchronisation de ligne en TV ou des récepteurs de télémesure FM

– Au contraire lorsque l'on a une référence de très bonne qualité et ce sera le cas des synthétiseurs de fréquence où l'on part d'un quartz on cherche à améliorer les caractéristiques spectrales d'un oscillateur en l'asservissant à une référence meilleure que lui.

Ces propriétés peuvent être démontrées avec plus de rigueur par le calcul suivant

IV_2 Description mathématique du comportement d'une PLL *

Pour étudier l'influence de la boucle sur le bruit nous allons formellement introduire dans le schéma le bruit de la référence et celui du VCO
Le schéma initial est le suivant :



Il est décrit par les équations

$$v_1(p) = b\left[\varphi_i(p) - \varphi_0(p)\right] \qquad (1)$$

$$v_2(p) = F(p)\, v_1(p) \qquad (2)$$

L'écart de fréquence du VCO est

$$\Delta\omega = a_0 v_2$$

donc la phase

$$\Phi_0 = \int \Delta\omega = \frac{a_0 v_2}{p} = \Phi_0(p)$$

soit

$$\Phi_0(p) = \frac{a_0 b F(p)\left[\varphi_i(p) - \varphi_0(p)\right]}{p}$$

et enfin si le diviseur introduit un retard t_0

$$\varphi_0(p) = \frac{\Phi_0(p)}{N} e^{-pt_0}$$

* Phase lock techniques
Floyd. M. Gardner
J. Wiley and Sons New York 1966

Pour simplifier nous supposerons que le retard t_o est nul
On en deduit alors l'equation fondamentale de la boucle

$$\frac{\Phi_o(p)}{\varphi_i(p)} = \frac{N\,a_o\,b\,F(p)}{Np + a_o b\,F(p)\,e^{-pt_o}} = H(p)$$

1°)- Influence du bruit de phase de la reference

La phase φ_i de la reference est entachee d'un bruit $\Delta\varphi_i$ que l'on peut caracteriser par sa densite spectrale de puissance

$$S_{\Delta\varphi_i}(f)$$

Or la phase de sortie est reliee a celle de la reference par

$$\Phi_o(p) = H(p) \cdot \varphi_i(p)$$

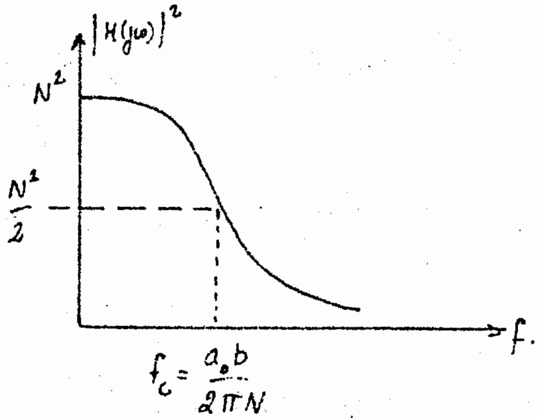
D'apres les proprietes de la densite spectrale de puissance

$$S_{\Delta\Phi_o}(f) = \left|H(j\omega)\right|^2 \cdot S_{\Delta\varphi_i}(f)$$

Considerons le cas simple d'une boucle du 1er ordre $\quad F(p) \equiv 1$

$$H(p) = \frac{N a_o b}{Np + a_o b}$$

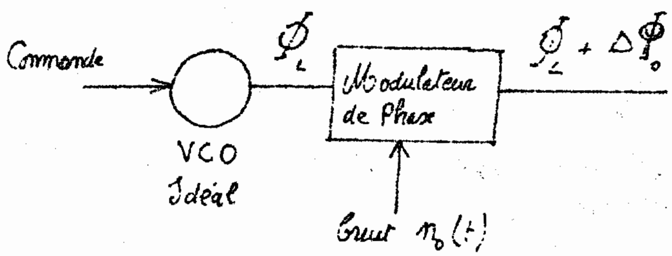
$$\left|H(j\omega)\right|^2 = \frac{N^2 a_o^2 b^2}{a_o^2 b^2 + N^2 \omega^2}$$



Le bruit introduit au niveau de la reference subit un filtrage passe bas
Les fluctuations lentes de la phase de la reference (bruit a long terme de la reference) se retrouvent integralement dans le signal de sortie, par contre le bruit a court terme (composantes de frequence elevée) est elimine

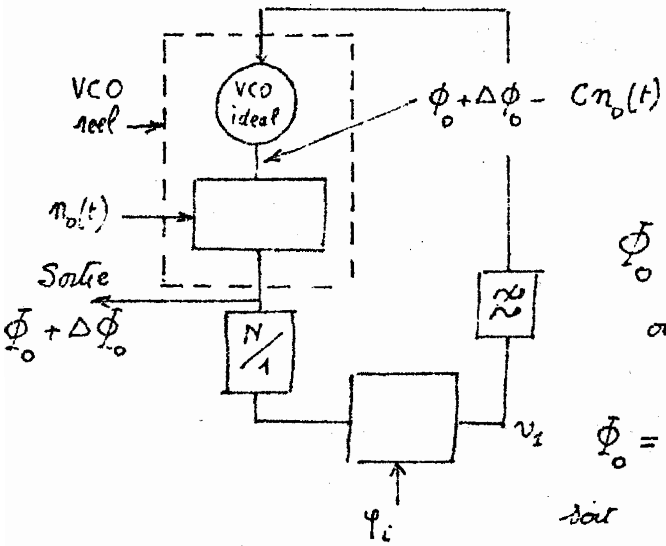
2°) Influence du bruit du VCO

Le bruit du VCO est symbolise par l'introduction d'un modulateur de phase attaqué par un bruit $n_o(t)$



avec $\Delta\Phi_o = C\,n_o(t)$

Le schema devient



Et les equations

$$v_1(p) = b\left[\varphi_i(p) - \frac{\Phi_o + \Delta\Phi_o}{N}\right]$$

$$v_2(p) = F(p)\, v_1(p)$$

$$\Phi_o = \phi_o + \Delta\phi_o - C\, n_o(p) = \frac{a_o v_2(p)}{p}$$

ou

$$\Phi_o = \frac{F a_o b}{p}\left[\varphi_i(p) - \frac{\phi_o + \Delta\phi_o}{N}\right]$$

soit

$$\Phi_o = \frac{Fa_o b/p\ \varphi_i(p)}{1 + \frac{F a_o b}{Np}} - \frac{Fa_o b/Np}{1 + \frac{Fa_o b}{Np}}\Delta\phi_o$$

La phase du signal de sortie est $\phi_o + \Delta\phi_o$ soit

$$\phi_o + \Delta\phi_o = \frac{Fa_o b/p}{1 + \frac{Fa_o p}{Np}}\varphi_i(p) + \frac{1}{1 + \frac{Fa_o b}{Np}}\Delta\phi_o \quad = \text{Partie constante + bruit}$$

La fluctuation de phase que nous designerons par $\Delta\varphi_o$ vaut

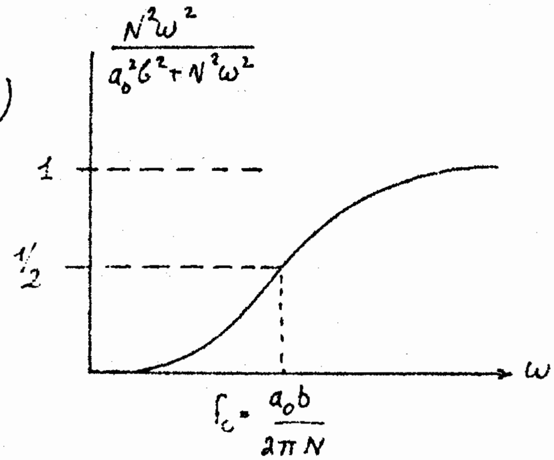
$$\Delta\varphi_o = \frac{1}{1 + \frac{Fa_o b}{Np}}\Delta\Phi_o$$

Sa densite spectrale vaut

$$S_{\Delta\varphi_o}(f) = \left|\frac{1}{1 + \frac{a_o b\, F(j\omega)}{jN\omega}}\right|^2 S_{\Delta\phi_o}(f)$$

Si la boucle est du 1er ordre $F \equiv 1$

$$S_{\Delta\varphi_o}(f) = \frac{N^2\omega^2}{a_o^2 b^2 + N^2\omega^2}$$

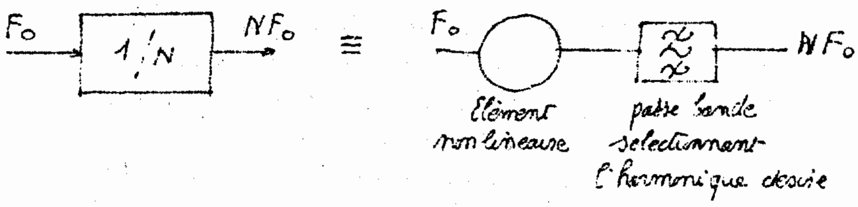


Les fluctuations lentes sont eliminees, seul le bruit a court terme du VCO persistent

C'est bien ce qui a été annoncé plus haut.

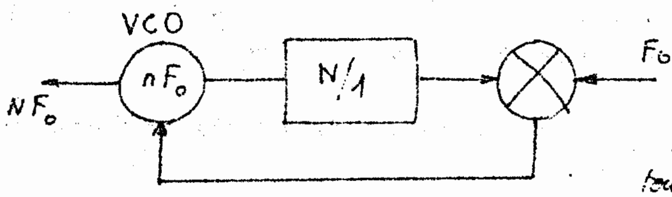
Utilisation d'une PLL en multiplicateur de fréquence

Pour réaliser une multiplication de fréquence directe on doit utiliser un élément non linéaire et un filtrage



La qualité du signal de sortie dépend essentiellement du Q du filtre qui peut difficilement dépasser la centaine

Une boucle d'asservissement de phase utilisant un diviseur par N peut être équivalente à un multiplicateur, mais la bande passante est celle de l'asservissement



la constante de temps de la boucle peut être ajustée à volonté
Pour $\tau = 10^{-1}$ sec
avec $NF_0 = 1\,MHz$
tout se passe comme si on utilisait un filtre ayant un Q de 10^5

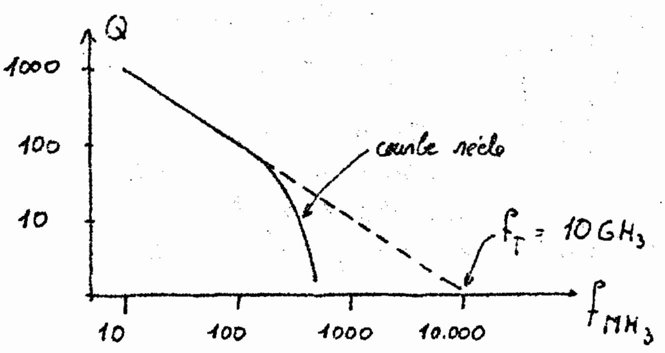
Ce filtre étant bien sûr irréalisable directement, il est d'autre part automatiquement accordé sur la bonne fréquence

IV_3 Les éléments d'une boucle d'asservissement de phase

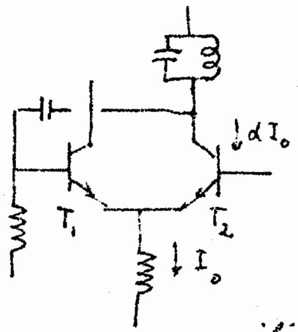
A) Les VCO

Ils utilisent des composants dépendant de la tension et commandent une fréquence. On trouve en version intégrée des VCO constitués par des multivibrateurs dont on fait varier la tension base, ils n'ont pas les qualités suffisantes pour être retenus ici car ils sont très bruyants n'étant pas munis d'un circuit de fort Q jouant le rôle de volant de régulation.

L'élément le plus souvent utilisé est la diode à capacité variable (varicap marque déposée), leur fréquence de coupure (pour laquelle le Q tomberait à 1) atteint couramment 10 GHz, soit un Q de 100 à 100 MHz
Les valeurs courantes sont de quelques picofarad ou dizaines de pF, en basse fréquence il faut mieux diviser une fréquence plus élevée que d'utiliser des varicaps de forte valeur de mauvaise qualité.

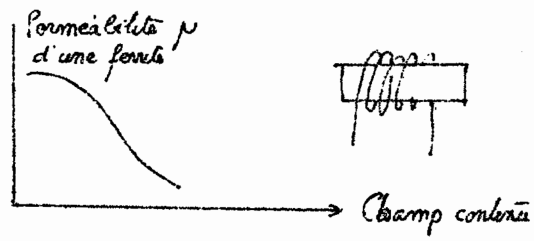


Il faut insister ici sur l'intérêt des procédés paramétriques :
Il y a dans les oscillateurs des éléments actifs et réactifs. Pour faire osciller un CO on le boucle sur un circuit actif qui le désamortit en compensant le terme réactif du circuit oscillant. Le bruit provient des variations des composants du circuit LC self ou capacité mais surtout du circuit actif fournissant l'énergie, d'où l'intérêt d'utiliser un oscillateur du type classe C plutôt qu'un système à commutation de courant entre 2 émetteurs.
En classe C l'élément actif n'intervient que pendant le temps minimum nécessaire pour compenser les pertes du circuit qui sont d'autant plus faibles que le Q est élevé, dans un oscillateur du type Franklin (ci-dessous)



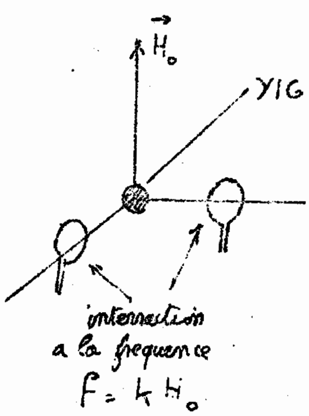
le transistor T_2 débite pendant un temps long et par suite des fluctuations de son α introduit ainsi un bruit important, son spectre de bruit est bien plus mauvais que celui du classe C.
Pour faire varier la fréquence on peut agir sur L ou C mais aussi introduire un élément actif agissant sur le déphasage entrée-sortie (lampe à réactance) c'est une très mauvaise solution car ce second élément actif introduit son bruit. Seule l'action paramétrique directe sur L ou C peut n'introduire qu'un bruit faible, d'où l'intérêt des diodes "varicap"

- En basse fréquence on peut agir sur la self en utilisant des self saturables (le μ varie avec le champ, on agit sur L en jouant sur le courant continu circulant dans le bobinage, la variation peut être très importante)

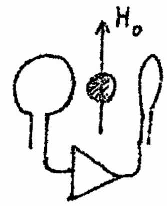


L'ennui est l'existence d'une hystérésis, le sens de variation de H intervient

- En UHF on utilise des oscillateurs à billes de grenat d'Yttrium (YIG)
Une sphère de grenat d'Yttrium étant placée dans un champ continu $\vec{H}$ il y a interaction entre 2 bobines créant des champs orthogonaux entre eux et à $\vec{H}_0$ pour une fréquence bien déterminée dépendant linéairement de $\vec{H}_0$

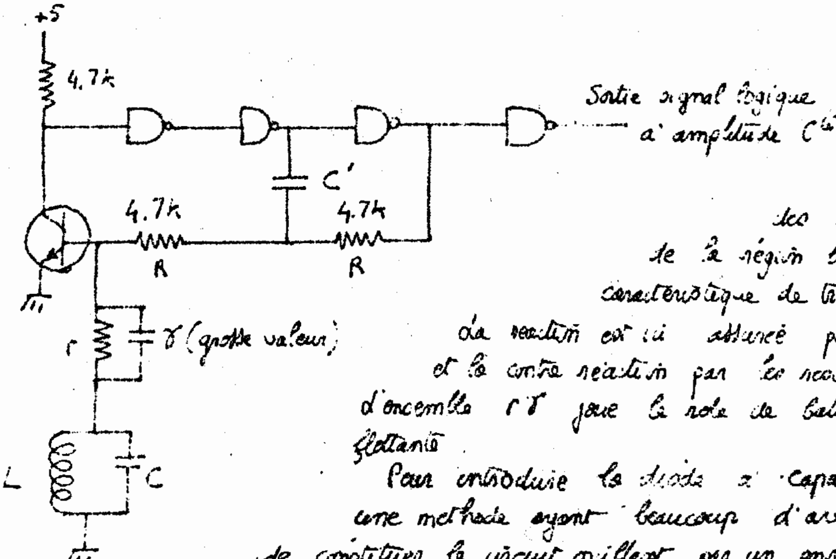


En reliant les 2 spires orthogonales aux entrée et sortie d'un amplificateur il y aura oscillation à la fréquence pour laquelle il y a couplage
Cette fréquence peut être commandée linéairement grâce à H_0

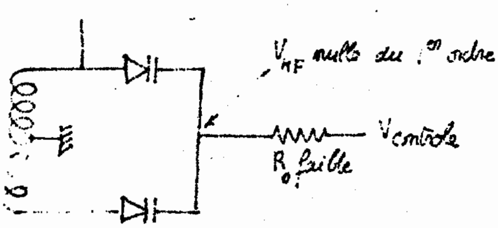


On réalise ainsi des oscillateurs de 1 à 20 GHz
C'est là encore un oscillateur paramétrique, son bruit décroît en $1/f^3$ d'où une très grande pureté. Le Q équivalent croît avec f il atteint 10^4 à 10 GHz

Dans les montages qui nous intéressent les signaux sont utilisés le plus souvent sous forme logique, nous décrirons surtout ici des oscillateurs VCO utilisant comme éléments actifs des circuits logiques.
En logique TTL le montage suivant est l'un des meilleurs :
— Il faut réaliser un circuit à résistance négative que l'on placera aux bornes du circuit oscillant. On remarquera dans le schéma ci-dessus le transistor T permettant d'extraire du courant de l'entrée de la porte TTL. Le fonctionnement en oscillateur est obtenu en effectuant une réaction HF et une contre-réaction en continu assurant l'auto polarisation des diodes au milieu de la région linéaire de leur caractéristique de transfert.



La réaction est ici assurée par C'
et la contre réaction par les résistances R
L'ensemble rγ joue le rôle de batterie de polarisation flottante.
Pour introduire la diode à capacité variable une méthode ayant beaucoup d'avantages est de constituer le circuit oscillant par un enroulement symétrique relié à 2 diodes montées tête-bêche ; les diodes ayant un terme du second ordre ($C \sim C_0/\sqrt{V}$) le montage symétrique réduit le taux d'harmoniques pairs, de plus le point commun des deux diodes est soumis au 1er ordre à une tension HF nulle, la résistance d'alimentation R_0 peut donc être faible sans amortir le circuit, son bruit thermique est donc ainsi faible (Avec une résistance de 100 ou 200 kΩ comme on le voit souvent le bruit de fréquence introduit est considérable)



On peut atteindre $\frac{f_{max}}{f_{min}} \sim 1,7$
il vaut mieux ne pas dépasser 1,4 (rapport 2 en capacité)

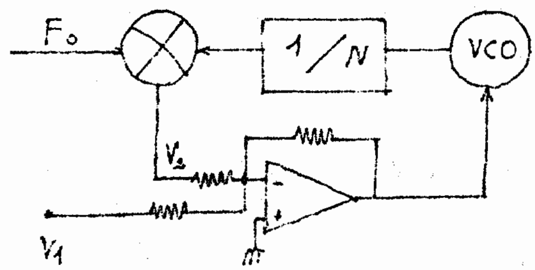
Lorsque l'on monte en fréquence il est bon d'utiliser des transistors à effet de champ dont le bruit est inférieur à celui des bi-polaires.

B) Les Comparateurs de phase

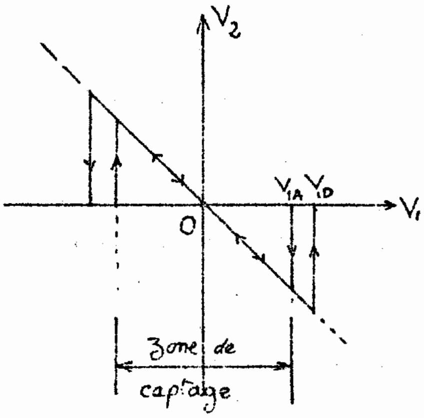
B1) Notion de captage d'une PLL

Soit f_c la fréquence de coupure d'une boucle
Appliquons brutalement un signal F_0, la fréquence d'oscillation libre du VCO étant à cet instant $F_1 \neq NF_0$
Le circuit comparateur de phase va délivrer le battement $F_1 - F_0$
Si cette fréquence de battement est supérieure à f_c l'accrochage de la boucle ne s'effectue pas.

Experimentalement l'étude du "captage" d'une boucle peut être étudiée en ajoutant un sommateur : En faisant varier V_1, V_2 varie en sens inverse si la boucle est accrochée. Naturellement V_1 ne peut varier qu'entre 2 limites précises. On remarque que lorsque la boucle est accrochée et que l'on augmente V_1 le décrochage se produit pour $V_1 = V_{1D}$; il faut ensuite pour obtenir le réaccrochage descendre V_1 jusqu'à $V_{1A} < V_{1D}$

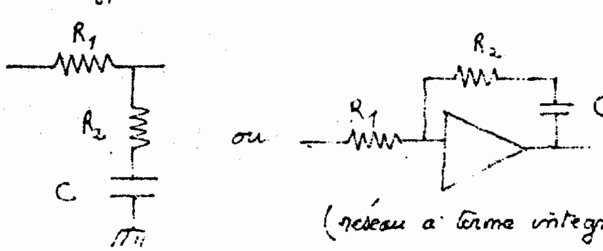


où "zone de captage" est plus étroite que la zone de tracking.



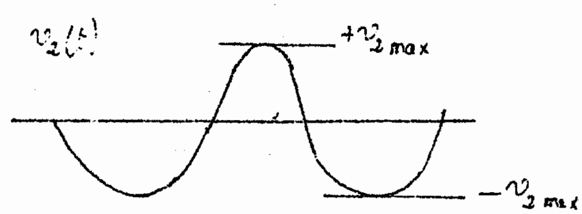
Lorsque V_1 est trop élevé le comparateur de phase délivre une tension alternative ne contenant plus de composante continue (fréquence de battement)

Il est intéressant de noter que dans une boucle du second ordre où le circuit de filtrage est du type ci-dessous :



(réseau à terme intégral)

la boucle peut accrocher malgré la fréquence de coupure très basse déterminée par un condensateur C qui peut être très important. Lorsque l'on supprime la perturbation sur la boucle le terme du 1er ordre même si la boucle n'est pas accrochée module en phase (ou en fréquence) la fréquence f_1 à une fréquence qui est le battement $f_0 - f_1/N$. Il apparaît alors si l'on regarde la tension v_2 qui sort du comparateur de phase un terme de distorsion d'ordre pair donc une tension continue qui charge peu à peu la capacité C et amène lentement le système dans sa zone de captage. On constate que la boucle se verrouille au bout de quelques périodes seulement. Le calcul théorique de ce système est très difficile



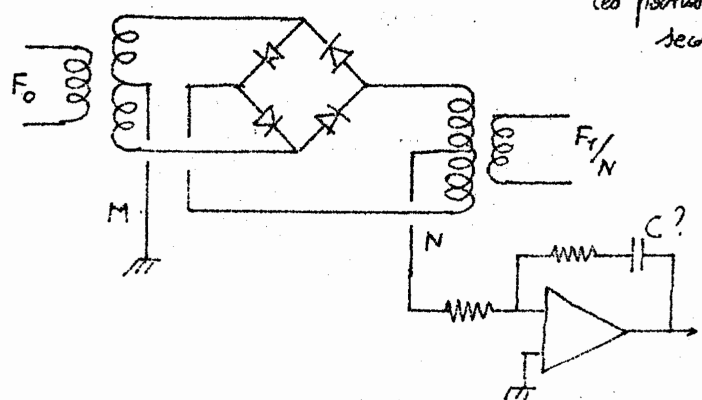
<u>Remarque</u>: Il n'existe pas de système qui soit réellement du 1er ordre car le comparateur de phase ne fournit l'information qu'une fois par période, les points permettant le repérage d'une onde par rapport à l'autre n'existent en effet qu'une fois par période. Tout se passe donc comme s'il existait un retard moyen de $1/2f_0$ (½ période) dont il faut tenir compte dans la boucle, une boucle apparaissant du 1er ordre est donc en fait du second au moins

Ce terme de retard parasite permet de comprendre pourquoi des oscillations parasites peuvent se produire pour une boucle du 1er ordre lorsque l'on augmente le gain

B2 Les comparateurs de phase

Un comparateur de phase n'est pas autre chose qu'un modulateur effectuant la difference entre deux frequences ; dans ce cas egales. On retrouve les schemas cites plus haut

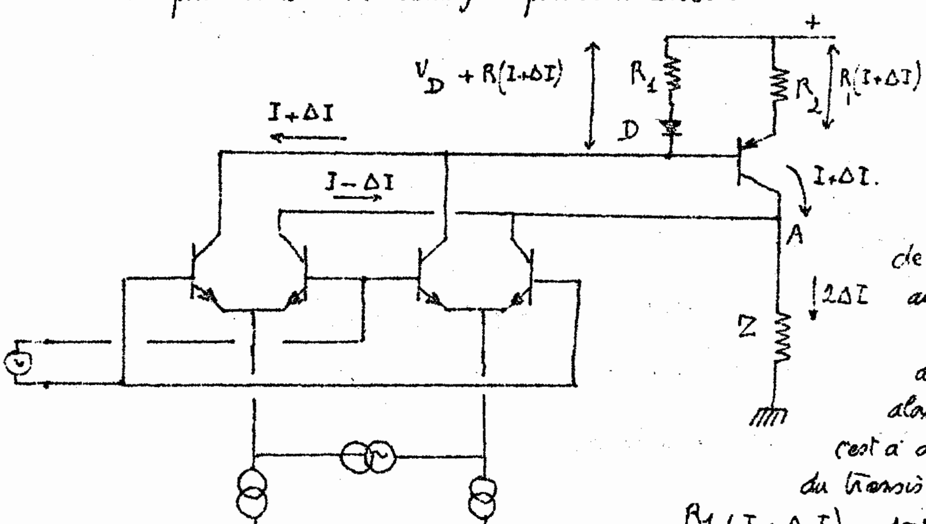
1°) Le modulateur à 4 diodes



La tension de commande apparait entre les points milieu des deux enroulements secondaires des transformateurs, elle peut être facilement amplifiée par un ampli op comprenant ou non un condensateur si l'on desire faire une boucle du 2e ordre

2°) Le modulateur à 4 transistors

C'est plus compliqué car le signal de sortie est une difference de courant. On peut utiliser un montage "poulié à courant"

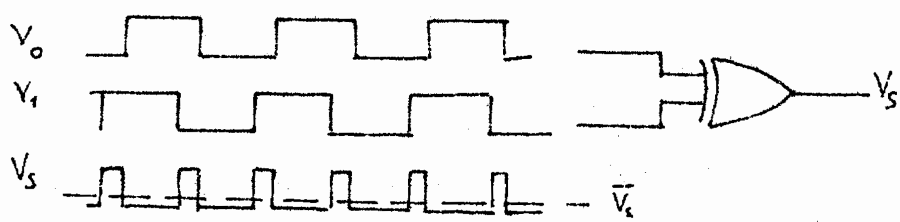


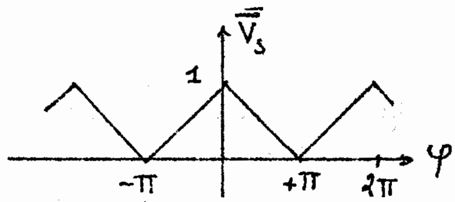
Le courant $I+\Delta I$ traverse une resistance R_1 et une diode D qui a pour but de compenser le V_{BE}. Le potentiel aux bornes de la resistance R d'emetteur du transistor est alors $R_1(I+\Delta I)$ c'est à dire que le courant $I_E \# I_c$ du transistor vaut $\frac{R_1}{R_2}(I+\Delta I)$ soit $I+\Delta I$ si $R_1 = R_2$

Ce courant se combine au point A avec $I-\Delta I$ venant de l'autre paire de transistors du modulateur, la charge Z se trouve ainsi parcourue par $2\Delta I$. Le potentiel en A est donc la tension de commande cherchée

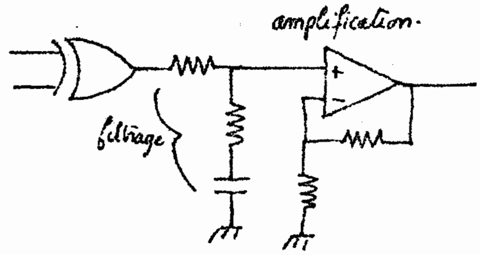
C) Le Ou exclusif

Si les 2 signaux de frequences F_0 et F_1/N sont sous forme de signaux logiques si possible de rapport cyclique $1/2$ la tension de sortie du ou exclusif a une composante continue comprise entre 0 et 1 lorsque la phase des signaux d'entrée varie entre 0 et π



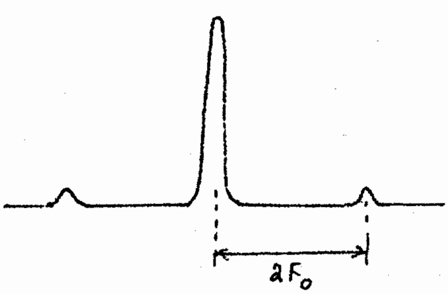


Il suffit de filtrer puis d'amplifier le resultat V_s par exemple :



Mais de même que dans le cas précédent il existe une composante à 2ω qu'il faut filtrer.
Si l'on utilise un filtre trop énergique la boucle a du mal à s'accrocher
si au contraire on a un filtre trop large il y a accrochage mais le terme en $2F_0$ est mal éliminé par la boucle et des raies latérales apparaissent sur le spectre du signal de sortie

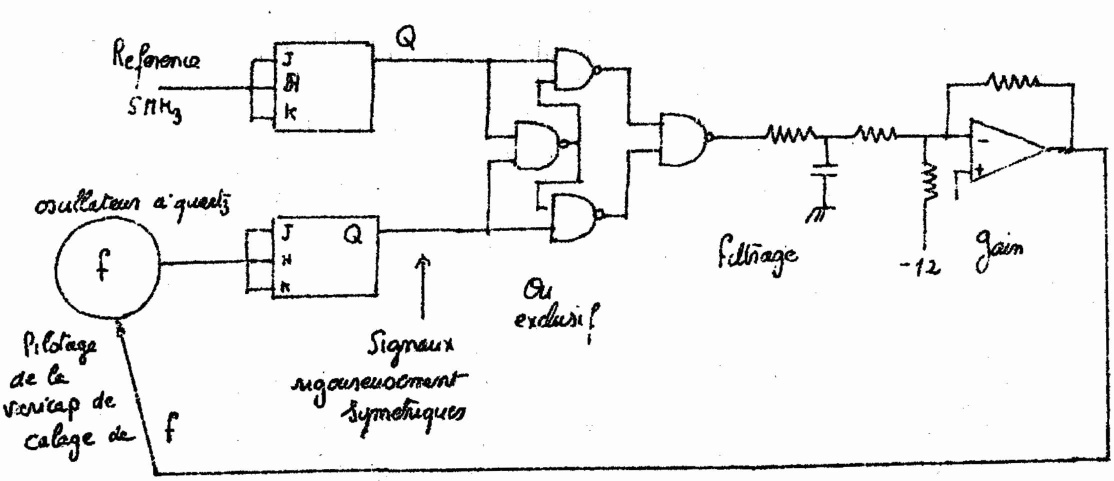
Ce système est utilisé dans le cas où l'excursion de fréquence nécessaire est la plus faible



Les montages suivants par nature même ne fournissent pas de terme en $2f_0$

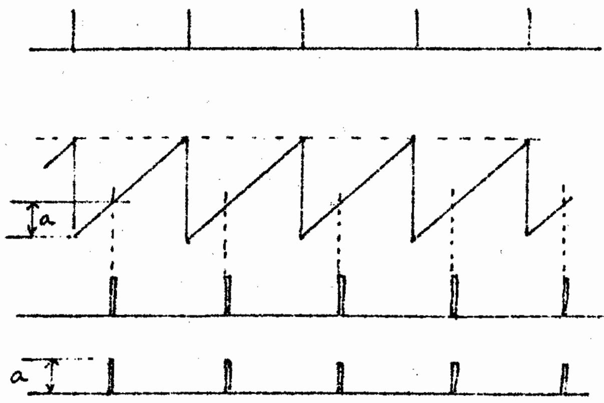
Exemple d'application du Ou exclusif : asservissement d'un pilote à quartz sur une référence

Le schéma complet est reproduit ci dessous

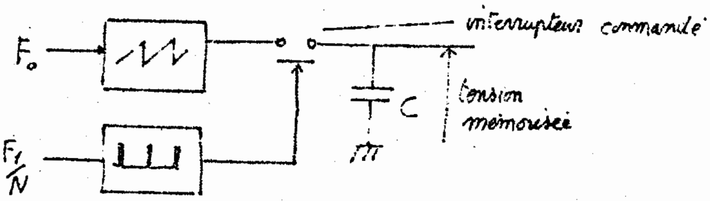


D) le comparateur à rampe

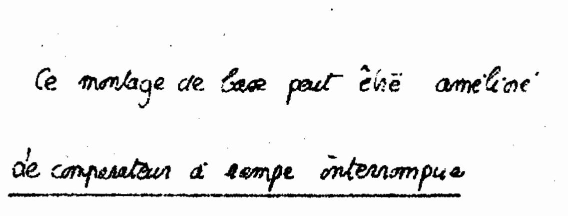
F_0 est mis sous forme d'une rampe linéaire. F_1/N est sous forme d'impulsions brèves qui vont mémoriser la tension de la rampe

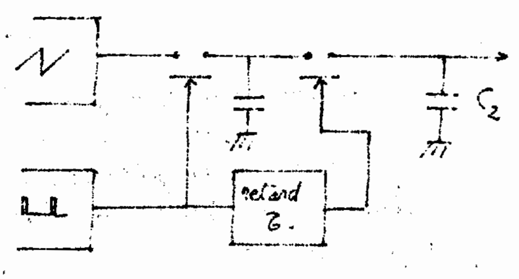


Les impulsions F_1/N peuvent par exemple commander une porte serie placée devant une capacité C mémorisant la valeur instantannée de la rampe à l'instant l'echantillonnage. Cette tension mémorisée depend naturellement de la phase relative de F_0 et F_1/N



L'inconvénient est que les tops d'echantillonnages ne sont pas de largeur nulle, alors les impédances internes de la porte et du générateur de rampe n'étant pas nulles la tension aux bornes de C presentera de petites impulsions négatives parasites pendant l'echantillonnage. On peut y remedier en pratiquant un second echantillonnage retardé par rapport au 1er, la tension memorisée aux bornes de C_2 est à peu près parfaite

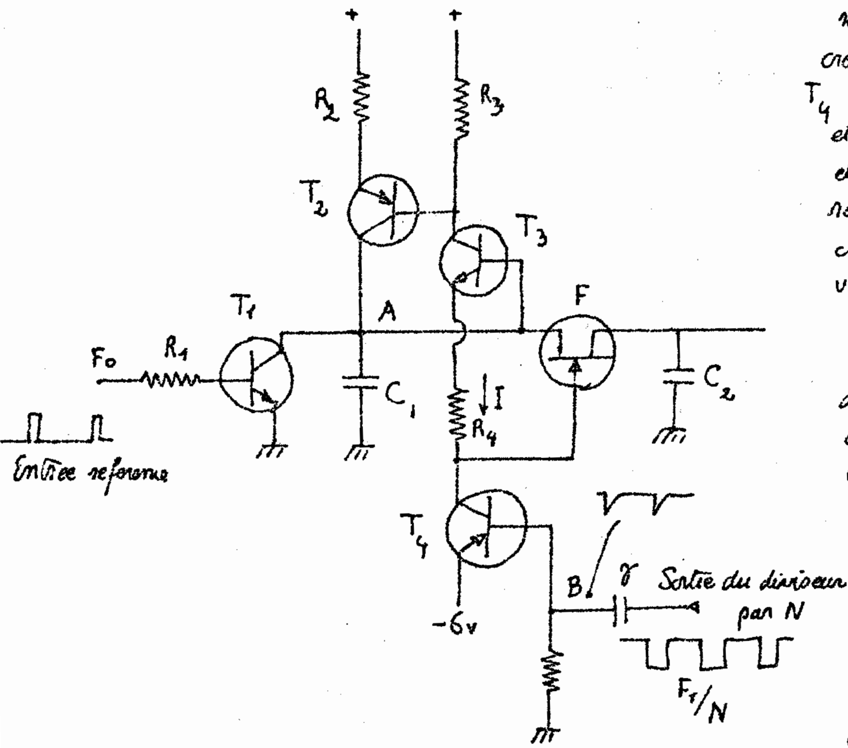




Ce montage de base peut être amelioré

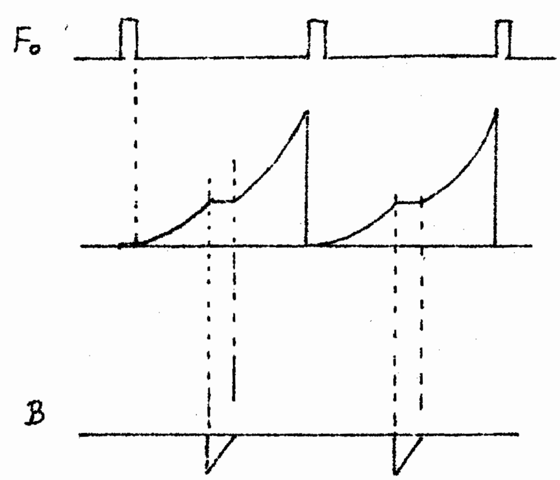
E) le comparateur à rampe interrompue

On aurait pas de signal parasite si pendant la periode ou la porte est ouverte la rampe avait une pente nulle, on va donc chercher à interrompre la croissance de la rampe au moment ou elle va être mise en memoire. Pour y parvenir le schema peut être le suivant



de créneau F_0 décharge C_1 en rendant T_1 conducteur, à la fin du créneau la tension en A est donc nulle.
T_4 est à ce moment saturé et son courant collecteur I traversant R_4 et R_3 est recopié par T_2 jouant le rôle de miroir à courant. C_1 se charge donc mais de plus en plus vite car au fur et à mesure que C_1 se charge la tension en A étant transmise par T_3 aux bornes de R_4, cette résistance voit sa tension aux bornes croître donc I augmente. La tension en C est source d'une exponentielle croissante.

A un moment donné la tension de sortie du diviseur, différentiée par γ vient bloquer T_4, I s'annule, C_1 ne se charge plus mais en même temps le transistor à effet de champ F se trouve débloqué (V_{GS} = 0,6 v + tension sur R_4 ~ 0,6 v). La valeur de la tension aux bornes de C, qui à ce moment ne varie plus se trouve transférée à la capacité de mémoire C_2.
Lorsque T_4 redevient conducteur C_1 continue à se charger jusqu'au créneau F_0 suivant



Avantages

- La tension sur C_1 est mise en mémoire à un moment où elle ne varie pas, il n'y a donc pas de signal parasite
- En jouant sur R_3 R_2 et l'alimentation de T_4 on arrive à tordre la forme de la rampe de façon à compenser la non linéarité des varicaps et rendre à peu près Cte la constante de temps $N/2\pi ab$

Il y a toujours un léger parasite aux bornes de C_2 au moment de la prise de mémoire à cause de la résistance de F à l'état passant et des capacités parasites
Sur C_2 on observe un petit créneau provenant du signal de commande de grille du TEC (~ 2mV) : le transistor à effet de champ le plus intéressant est celui qui a le plus petit produit

$$r_{on} \times C_{GD}$$

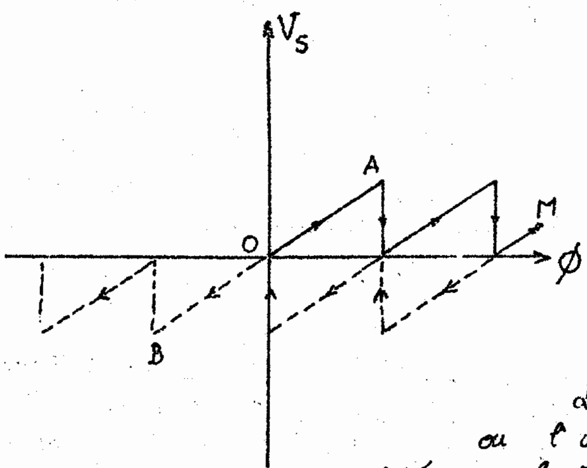
le 2N4416 convient parfaitement à cet usage (FET type ampli HF)
($r_{on} \sim 300\,\Omega$ $C_{GD} \sim 1,2\,pF$)

Dans une boucle du 1er ordre la tension aux bornes de C_2 peut être envoyée directement sur les varicaps et on observe un fonctionnement parfait pour $N_2/N_1 \leq 1,4$

E) Le Comparateur Phase-fréquence (CPF)

Ce qui serait idéal ce serait que la zone de captage d'une PLL soit aussi grande que l'on veut bien que la fréquence de coupure F_c soit aussi faible que l'on veut. Cela permettrait de faire des multiplicateurs reflétant parfaitement le bruit de la référence ou le bruit multiplié d'une source dont on veut analyser le bruit avec une bande passante très faible.

Il faudrait avoir un comparateur de phase dont la tension de sortie V_s varie linéairement de 0 au maximum lorsque ϕ varie de 0 à 360° puis de nouveau de 0 au même maximum de 360° à 720° etc... A chaque fois que la phase tourne de 360° c'est à dire que les 2 fréquences diffèrent de 1 Hz de plus l'une des branches de dent de scie est décrite.



Il faudrait en plus que cette courbe ait un sens ; lorsque la phase varie dans l'autre sens par exemple à partir du point M on décrirait une autre courbe représentée ci-contre en pointillé.

La courbe en trait plein correspond au cas où l'une des fréquences par exemple F_0 est supérieure à l'autre ($F_{1/N}$) puisque la phase est toujours croissante, au contraire la courbe en pointillé correspond à la situation inverse $F_0 < F_{1/N}$. Ainsi la tension moyenne délivrée par le comparateur de phase est toujours positive si $F_0 > F_{1/N}$ et toujours négative dans le cas contraire. Si cette tension est appliquée à un circuit comprenant une capacité C (boucle du second ordre), cette capacité se charge toujours dans le bon sens pour amener la PLL dans sa zone de captage. Il n'y a plus de zone de captage proprement dite la boucle s'accroche toujours. Dès qu'elle est accrochée on travaille sur un segment de droite passant par l'origine (AOB), le montage se comporte comme un comparateur de phase normal

- loin de l'accrochage il joue le rôle de comparateur de fréquence
- à l'accrochage c'est un comparateur de phase

d'où le nom de comparateur phase-fréquence

Remarquons en plus que V_s est nulle pour une différence de phase nulle, il n'y a plus quadrature comme dans les comparateurs précédents, cela signifie que le terme à $2F_0$ a disparu.

Le circuit sort une information sur la phase relative des 2 signaux non associée avec un signal à fréquence double. Le filtrage est donc très facile

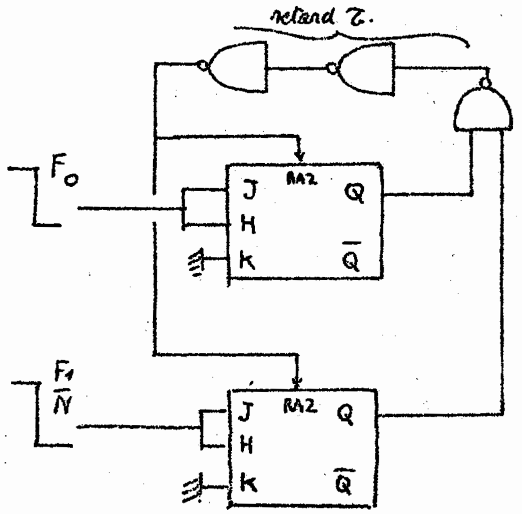
Il existe des circuits intégrés qui réalisent cette fonction par exemple le MC 4044 mais on peut utiliser des circuits très simples :

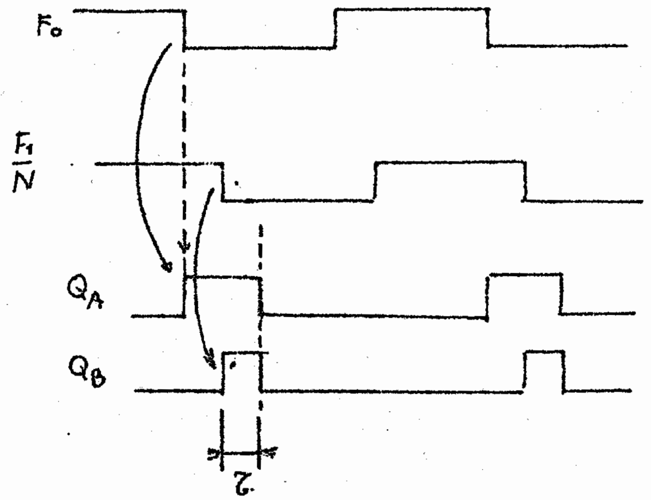
Soient 2 bascules JK maître-esclave recevant sur leur entrée horloge ainsi que l'entrée J des fronts négatifs correspondant respectivement à F_0 et $F_{1/N}$

des K sont au zéro

Faisons une coïncidence entre les 2 sorties Q des 2 bascules et appliquons le signal obtenu après passage dans un retard (obtenu par 3 "nand" mis en série) aux entrées clear des 2 bascules

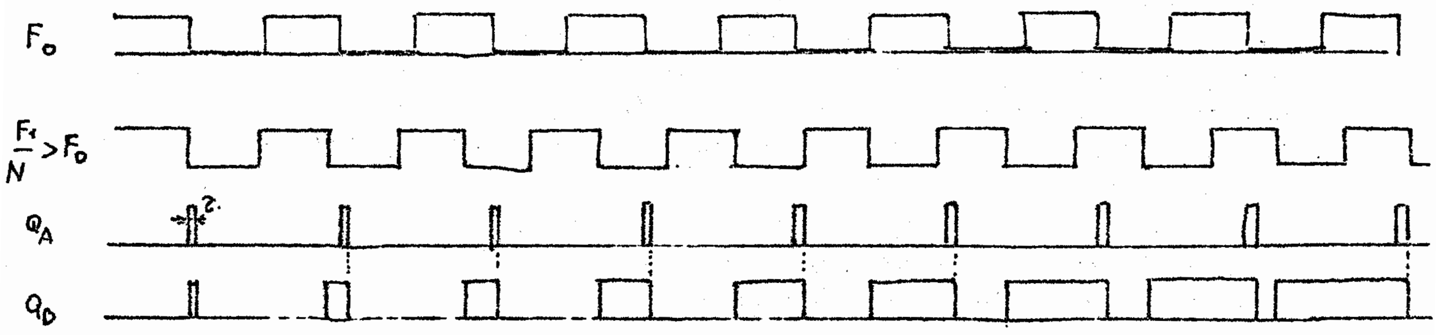
Le diagramme de fonctionnement est reproduit ci-dessous



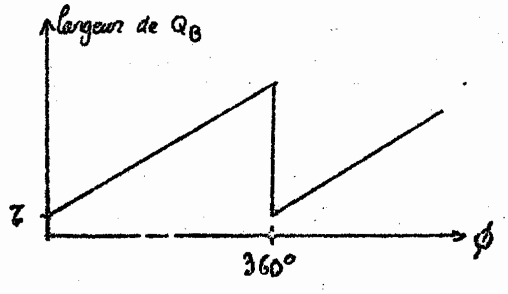


Si F_0 augmente $\left(F_0 > \frac{F_1}{N}\right)$ c'est-à-dire que le signal F_0 prend de l'avance de phase sur F_1/N le signal Q_A s'élargit alors que Q_B dure toujours τ

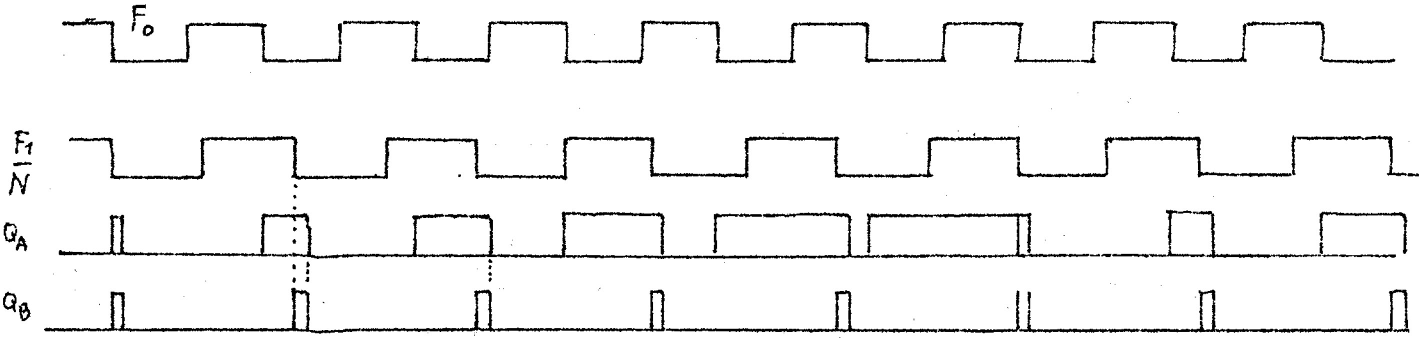
Si au contraire F_1/N prend de l'avance par rapport à F_0 c'est Q_B qui s'élargit Q_A ayant une largeur fixe τ.

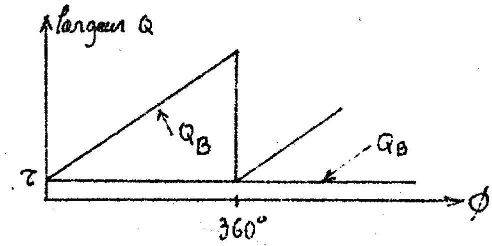


$\frac{F_1}{N} > F_0$ Q_A reste fixe de largeur τ. Q_B voit sa largeur croître proportionnellement au déphasage ϕ



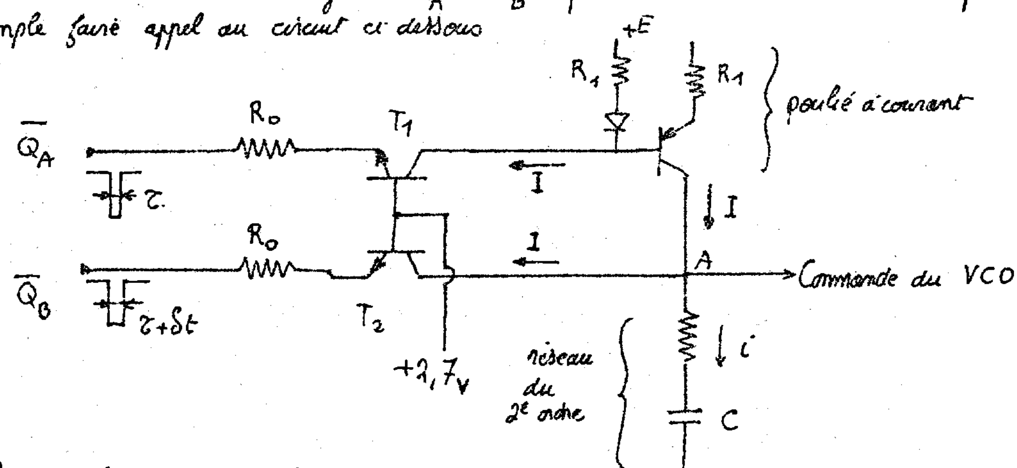
Si au contraire $F_0 > \frac{F_1}{N}$ on a la figure ci dessous





Lorsque la boucle est asservie les 2 fréquences sont égales, les impulsions sur Q_A et Q_B ont la largeur τ. Si F_0 tend à prendre de l'avance de phase Q_A s'élargit c'est au contraire Q_B qui s'élargit si F_0 tend à prendre du retard. On dispose ainsi de la tension de commande pour agir dans un sens ou l'autre sur le VCO. <u>On obtiendra un asservissement non pas en quadrature mais en coïncidence de phase entre F_0 et F_1/N</u>, c'est le seul comparateur de phase ayant cette propriété.

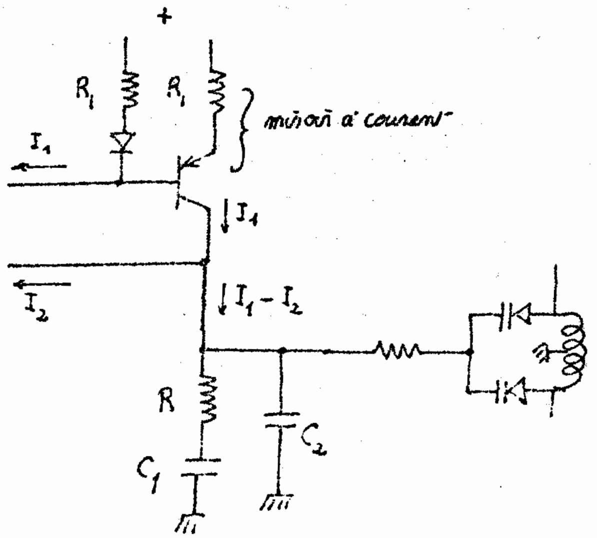
Reste à utiliser les signaux Q_A et Q_B pour commander le VCO. On peut par exemple faire appel au circuit ci dessous



Pendant le temps des créneaux
T_1 et T_2 conduisent, les courants se compensent au point A.
Pendant l'intervalle de temps où $Q_B = 0$ alors que $Q_A = 1$ (largeur de Q_B > largeur de Q_A) seul T_2 conduit la compensation ne se fait plus et la capacité C perd des charges elle en gagnerait au contraire si T_1 conduisait seul ce qui se produit lorsque Q_A est plus large que Q_B. La tension au point A varie bien dans un sens ou l'autre suivant que $F_0 \gtrless F_1/N$

Ce circuit renseigne donc directement sur le sens de l'écart de 2 fréquences, on a réalisé dans le domaine des fréquences ce qui est très facile à obtenir pour des tensions

Calcul des éléments RC du filtre de sortie d'un comparateur phase-fréquence



La boucle est caractérisée par un coefficient a du VCO

$$a = \frac{\Delta F}{\Delta V}$$

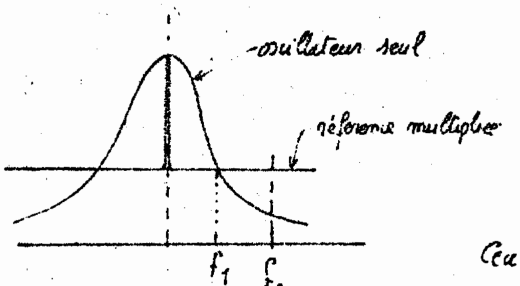
et un coefficient b du comparateur de phase

$$b = \frac{\Delta V_{sortie}}{\Delta \varphi}$$

la C^{te} de temps de la boucle étant nous l'avons vu (1er ordre)

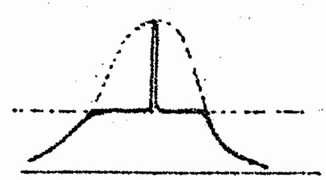
$$\tau = \frac{N}{2\pi a b}$$

d'où une fréquence de coupure $F_c = \frac{ab}{N}$



Pour obtenir le bruit le plus faible possible il faut que pour $F < f_1$ (figure ci-contre) le bruit soit celui de la référence multipliée mais soit au contraire celui de l'oscillateur seul pour $F > f_1$

Ceci est obtenu pour une fréquence de coupure de la boucle de l'ordre de $2f_1$



La méthode à suivre est alors la suivante :

On considère d'abord la boucle du 1er ordre obtenue avec R seule (sans C_1 et C_2)
le coefficient b peut être calculé puisque pour $\Delta\varphi = 360°$ le courant passe toujours dans l'une des voies (par exemple $I_2 = 0$). En utilisant l'expression ci-dessus on calcule R pour avoir $F_c = a\, b(R)/N \sim 2f_1$

Ensuite pour atténuer plus rapidement l'action de la boucle au delà de f_1 on ajoute un pôle par C_2 en prenant par exemple $RC_2\omega = 1$ pour $\omega = 2\pi f_2$ (voir figure) avec $f_2 \sim 3$ ou $4 f_1$

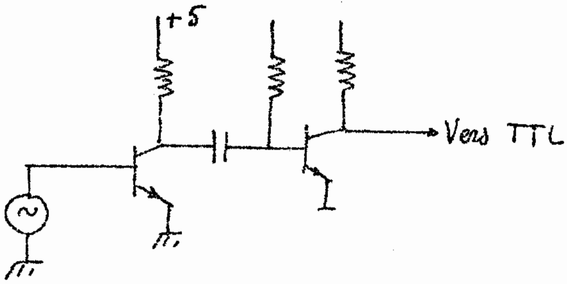
Vers la raie centrale au contraire on augmente le gain grâce au terme intégral obtenu par C_1 en prenant $RC_1\omega = 1$ pour $\omega \sim 1/3$ ou $1/5$ de f_1

C'est une méthode approchée fournissant des résultats très voisins de ceux fournis par le calcul rigoureux très long.

C Le Formeur

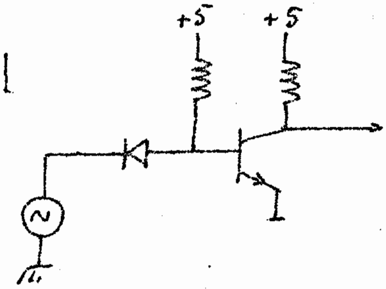
Pour utiliser les circuits précédents on a souvent besoin de fabriquer à partir d'un signal sinusoïdal une tension acceptable par de la logique, TTL par exemple.

En TTL on sait qu'en dessous de 1,4 volt d'entrée il faut extraire du courant au circuit dans ces conditions pour des fréquences pas trop élevées on peut faire appel aux montages suivants

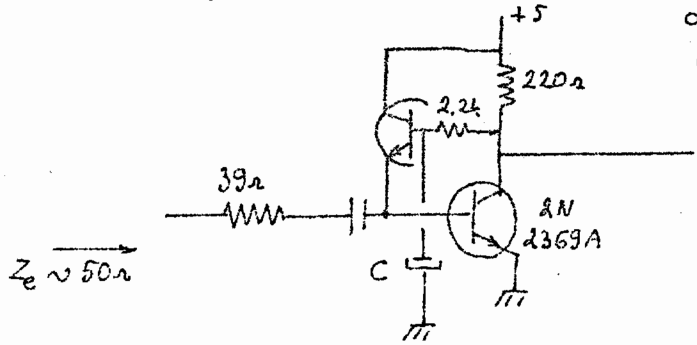


T_2 doit fonctionner en saturation

Le circuit ci dessous est encore plus simple



Pour des fréquences plus élevées on utilise un circuit autocentreur sur 1,4 volt



La charge moyenne du condensateur C est de 2 tensions de diode (1,4V) et la tension de sortie reste centrée autour de cette valeur

<u>D Le diviseur programmable</u>

Voir chapitre précédent.

V Comparaison des fréquences

Il s'agit de comparer deux fréquences voisines ou dans un rapport simple. Cette opération fondamentale se rencontre très souvent dans les instruments ou les systèmes de télécommunications.
Plus précisément si les 2 fréquences sont F et F + ε on désire mesurer ε en un temps le plus court possible.
Les fréquences de comparaison les plus souvent rencontrées sont 100 kHz 1 MHz et 5 MHz.
Avec les progrès réalisés dans la fabrication des quartz le 10 MHz commence à être utilisé.
Le 1 kHz qui était la fréquence de référence transmise par les PTT est peu à peu abandonné car trop bas, pour 2 fréquences à 1 kHz distinctes de quelques 10^{-8} le temps de mesure serait trop long.
La fréquence la plus souvent rencontrée est le 5 MHz

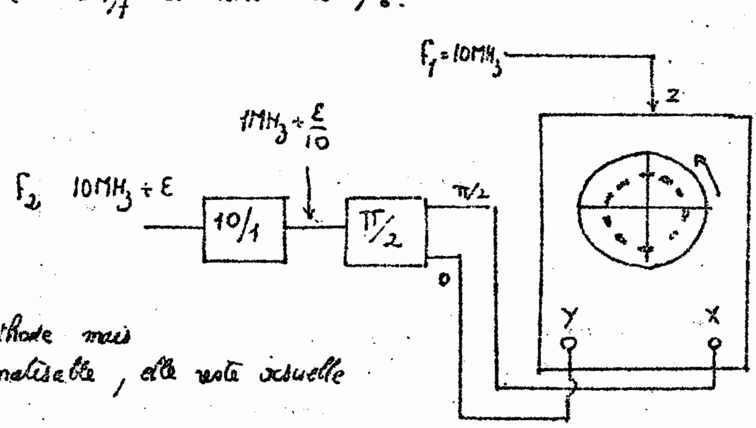
V_I Comparaisons directes

V_{I1} Méthode de Lissajous

C'est une méthode de comparaison visuelle simple, pour 2 fréquences voisines l'ellipse observée sur l'écran tourne à la fréquence Δf différence entre les 2 fréquences incidentes, mais il n'est pas facile de déterminer le signe du Δf

V_{I2} Méthode par ponctuation

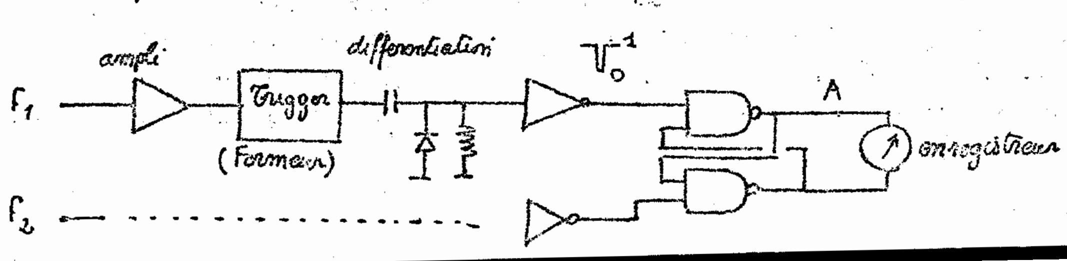
On utilise la modulation Wehnelt d'un oscilloscope (entrée Z)
L'une des fréquences est appliquée sur cette entrée Z, l'autre après division par 10 est utilisée pour fabriquer deux signaux en quadrature permettant de dessiner sur l'écran d'un oscilloscope un cercle. Le signal appliqué à l'entrée Z module la luminosité et fait apparaître sur le cercle précédent 10 zones de surbrillance. Ces zones sont fixes si les 2 fréquences sont égales sinon elles tournent dans un sens ou l'autre suivant le signe du Δf.
Soit τ l'intervalle de temps mis par une zone pour défiler sous le réticule pour $f_1 = 10\,MHz$ le $\Delta f/f$ est alors $10^{-7}/\tau$.



C'est une bonne méthode mais difficilement automatisable, elle reste visuelle

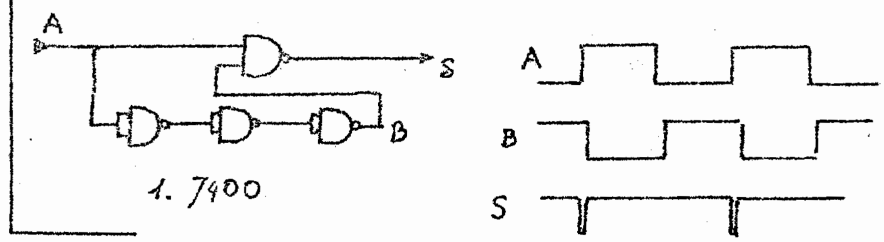
V_{I3} Enregistrement de la phase entre les deux fréquences d'entrée

Le phasemètre utilisé peut être purement digital
- les 2 fréquences sont mise en forme puis transformées en impulsions régulières attaquant les deux entrées d'une bascule RS

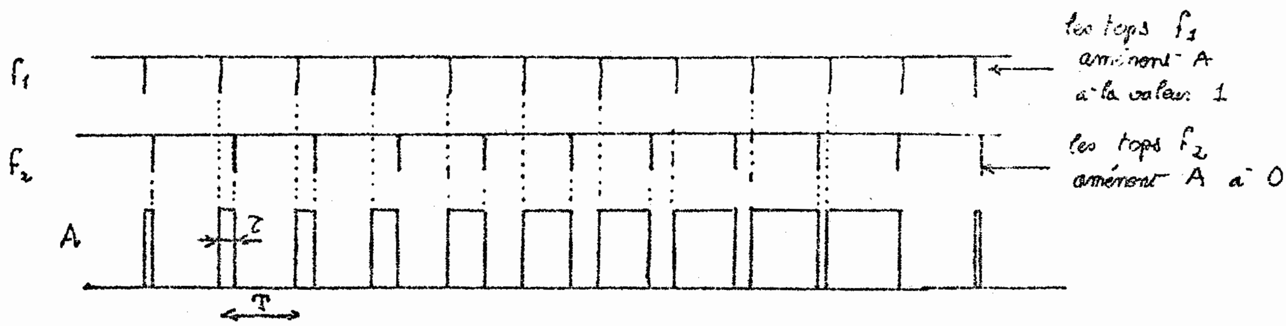


Remarque :

Il est souvent préférable de fabriquer les tops brefs sans utiliser de condensateur moins fiable que les circuits intégrés. On peut faire appel au circuit suivant mettant à profit le temps de transit des portes



Il est facile de voir que la largeur relative du créneau positif recueilli en A augmente linéairement avec la différence de phase entre les 2 signaux



Il suffit de prendre la valeur moyenne de A par intégration

$$\overline{A} = V_1 \cdot \frac{t}{T}$$

En pratique il suffit de relier A à un enregistreur dont le temps de réponse assure l'intégration cherchée

C'est une méthode précise et simple mais demandant un temps de dépouillement important

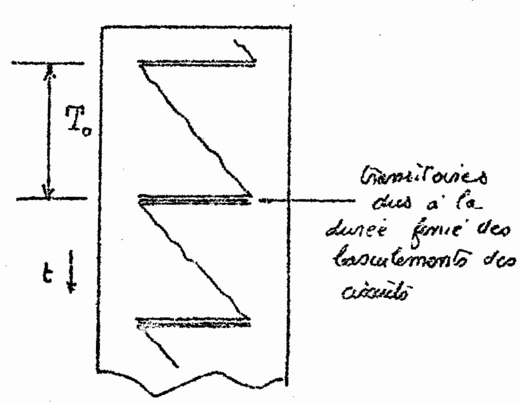
Pour $f_1 = 1MH_3$

$f_2 = 1MH_3 + \varepsilon$

avec $\varepsilon = 10^{-9}$

il faut 10^9 périodes soit 10^4 secondes pour que la phase relative varie de 2π

(soit $T_0 = 10^4$ sec)

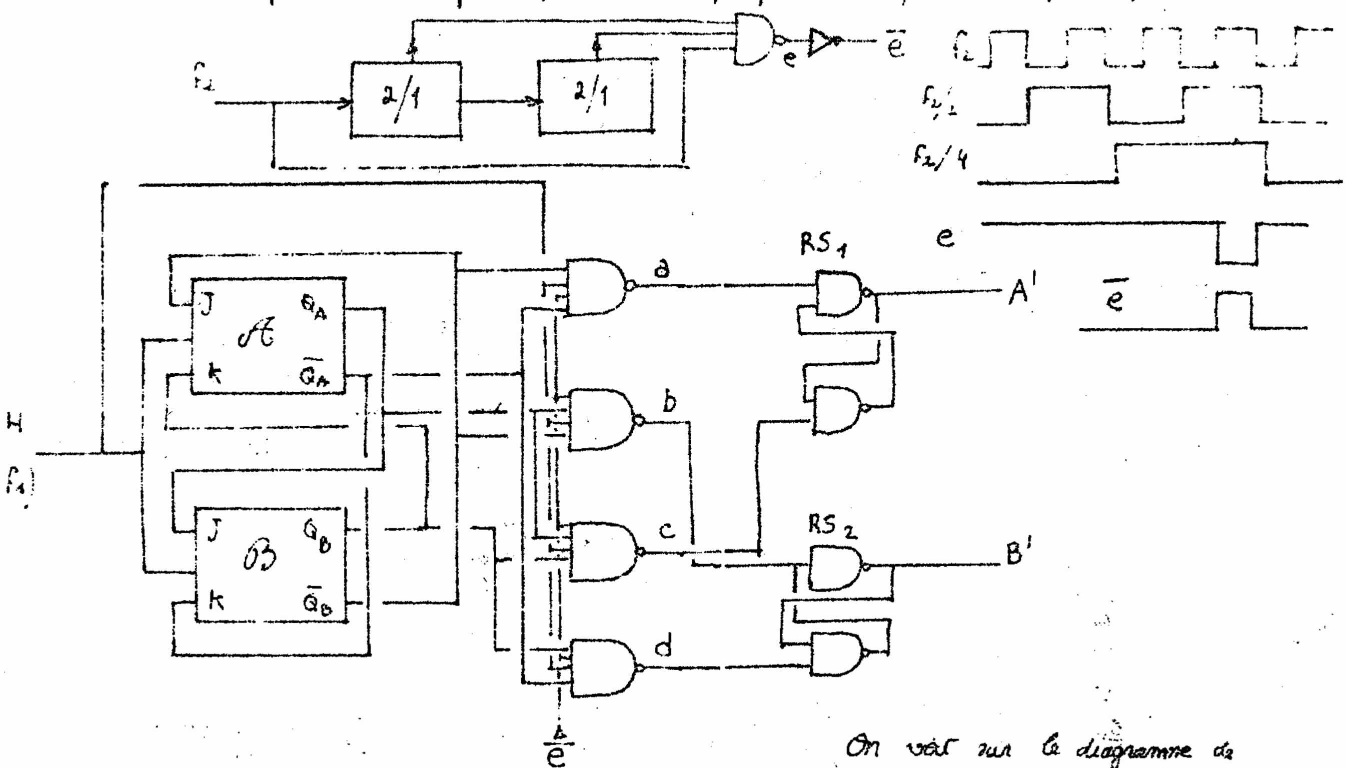


La forme de la courbe enregistrée entre 2 passages par $\phi = 0$ donne des renseignements précieux sur le comportement des oscillateurs mais qui ne sont pas toujours nécessaires. On a besoin seulement de savoir combien de fois par 24 heures, et dans quel sens, la phase relative a varié de 360°. Dans ces conditions l'enregistreur est inutile et peut être remplacé par un système logique

Remarquons tout d'abord que pour observer dans quel sens évolue un système sinusoïdal il faut faire appel à un circuit polyphasé. Un terme en cos ωt est la projection d'un mouvement circulaire pouvant s'effectuer dans un sens ou dans l'autre, si l'on ne dispose pas d'une observation suivant

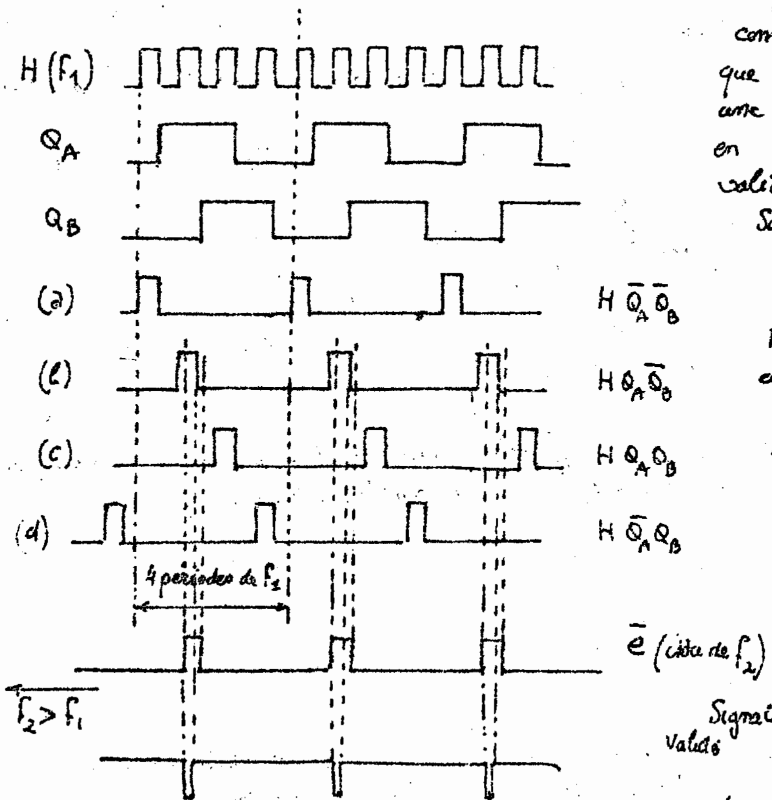
2 axes la détermination du sens n'est pas possible.
Nous allons donc d'abord fabriquer un signal polyphasé à partir de l'une des 2 fréquences à comparer, pour cela une double bascule JK maître esclave convient parfaitement.
Le montage ci-dessous délivre 4 impulsions se succédant sur 4 voies différentes :

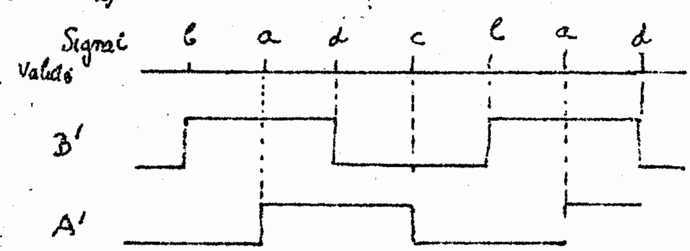
A partir de la fréquence f_2 on fabrique de même un signal bref e dont la phase relative par rapport aux tops précédents peut être quelconque



On voit sur le diagramme de fonctionnement ci-joint dont la construction ne nécessite aucun commentaire que les 4 tops successifs de largeur une demi période de f_1 qui coexisteraient en a b c d sont en fait en partie validés par le signal $\bar{e}$.
Sur la figure la phase du top $\bar{e}$ par rapport au signal H est telle que seul le signal $H Q_A \bar{Q}_B$ = b parvient en sortie et amène donc RS_2 en position B' = 1

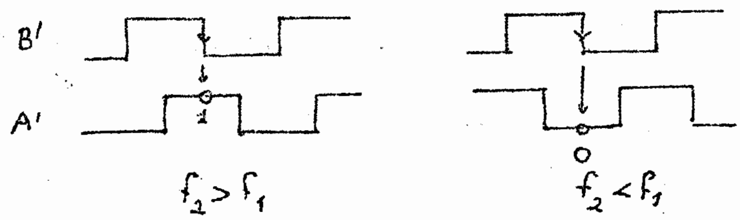
Si la fréquence f_2 est plus élevée que f_1 le signal $\bar{e}$ va prendre du retard et glisser vers la gauche, il va donc valider et dans l'ordre les signaux b → a → d → c



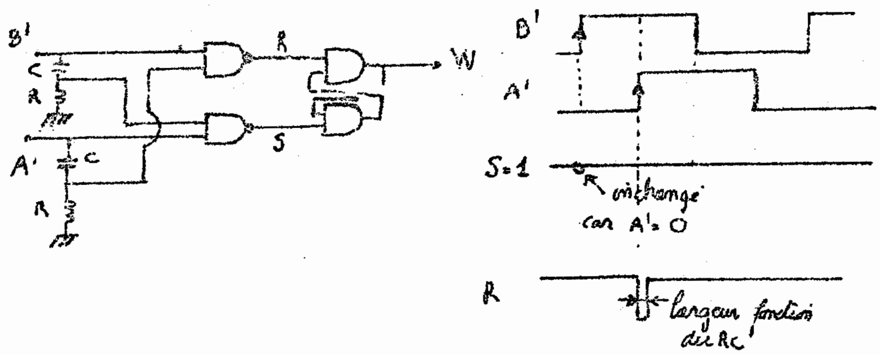


$f_2 > f_1$

A la sortie des 2 bascules RS on a un signal à la fréquence $\varepsilon = F_2 - F_1$
En tenant compte de la précession c'est à dire par exemple de l'état de A' lors d'une transition déterminée de B' on peut sans ambiguïté déterminer le signe de ε



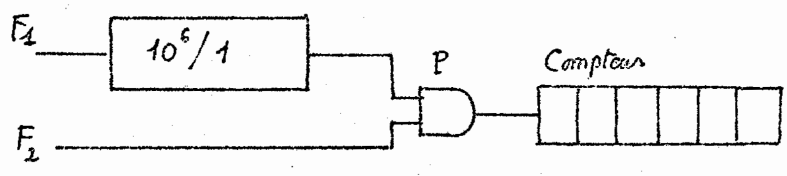
Il est facile d'imaginer un circuit affichant automatiquement ce signe
Par exemple avec un RS et 2 portes



On voit que pour $f_2 > f_1$ W passe à 1
il est à 0 dans l'autre cas

V_{I4} Comptage de fréquence direct

Cette méthode simple n'est pas intéressante pour les faibles écarts de fréquence car il faut attendre au moins le temps que met la phase relative à varier de 360° soit 1 Hertz de Δf. Pour une variation relative de 10^{-6} à 1MHz le temps de comptage doit dépasser une seconde
Le montage de base serait le suivant, la porte P laisse entrer la fréquence F_2 pendant 10^6 périodes de F_1



Si $F_1 = 1\,375\,325$ Hz
$F_2 = 1\,375\,410$ Hz
le compteur affichera

$$N = \frac{1375410}{1{,}375325} = 1000{,}061$$

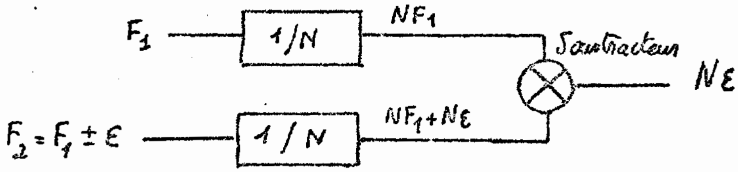
c'est à dire "on lira" l'écart relatif $61\ 10^{-6}$

Cette méthode n'est utilisable que pour de fortes différences aussi est-il intéressant de multiplier par un facteur grand connu l'écart à mesurer, c'est l'opération effectuée par les multiplicateurs d'erreur

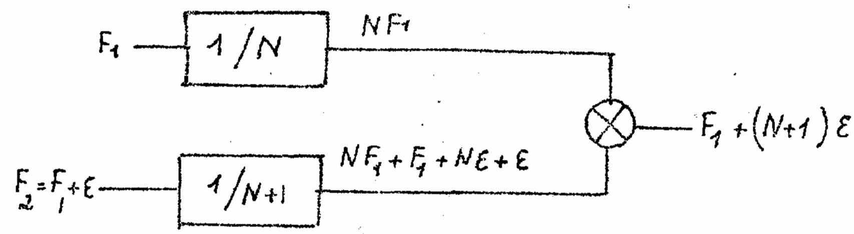
V_2 des multiplicateurs d'erreur

$V_{2.1}$ Multiplication directe

On multiplie tout simplement les 2 fréquences à comparer, l'écart absolu est évidemment multiplié dans le même rapport. Il suffit ensuite d'utiliser un soustracteur



Le 1er inconvénient de la méthode est que le signe de l'erreur ε n'est pas connu. On peut remédier à cela en faisant différer d'une unité les taux de multiplication. La fréquence de sortie se trouve ainsi composée d'un terme constant auquel s'ajoute ε avec son signe

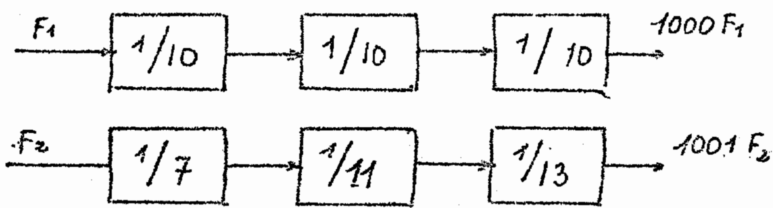


La réalisation de multiplicateurs de ce type n'est pas facile, remarquons toutefois que

$99 = 9 \times 11$

$1001 = 7 \times 11 \times 13$

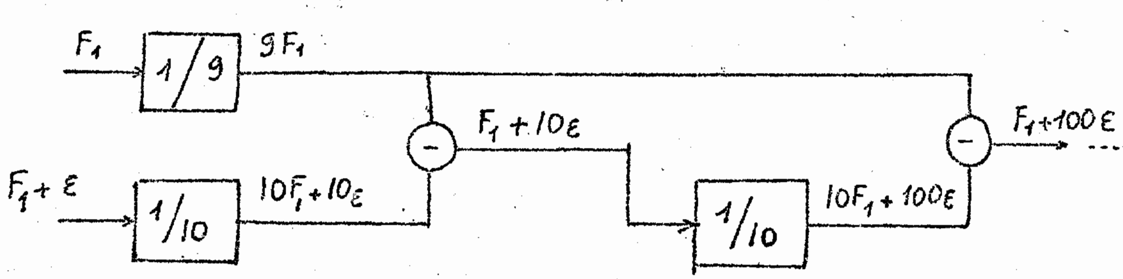
D'où une structure possible



De toute façon cette méthode n'est applicable qu'à des taux de multiplication faibles et des fréquences faibles par suite de la fréquence élevée à laquelle on aboutit à la sortie des multiplicateurs

$V_{2.2}$ Multiplicateur d'erreur de Parzon

C'est l'ancêtre des montages multiplicateurs d'écart de fréquence.
Soient F_1 et $F_1 + \varepsilon$ les 2 fréquences.
L'une est multipliée par 9 l'autre par 10. Le battement soustractif des 2 fréquences multipliées conduit à $F_1 + 10\,\varepsilon$ c'est à dire une fréquence pour laquelle l'écart de fréquence avec F_1 est multiplié par 10

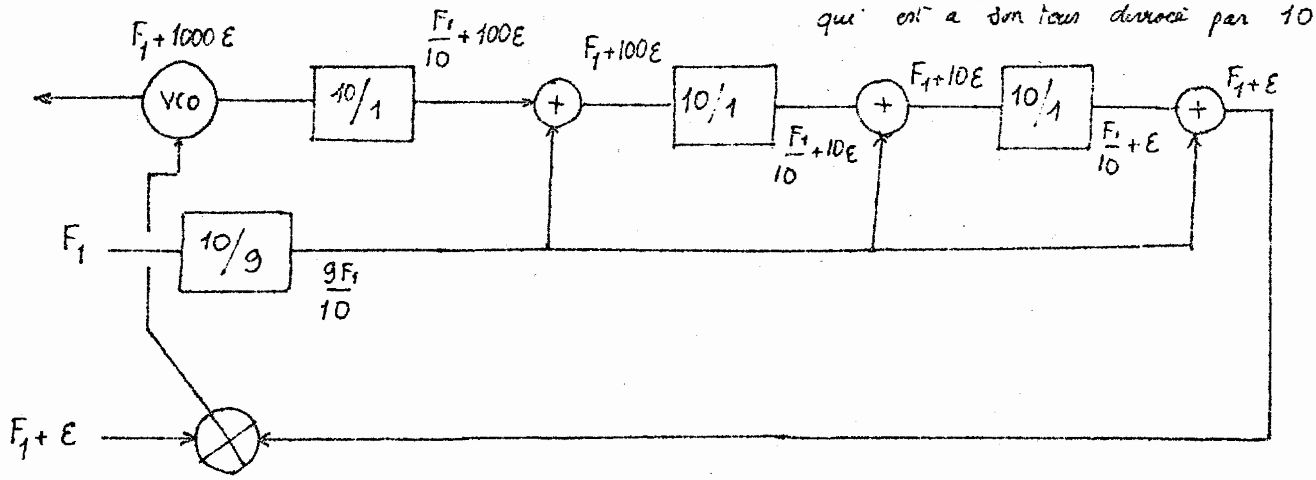


On peut recommencer l'opération de la même façon.
En pratique il est difficile de dépasser 2 ou 3 étages en effet
- les fréquences multipliées $10F_1$ ou $9F_1$ ne doivent pas contenir du tout de fondamental F_1 ce qui nécessite des filtres de très bonne qualité
- les bruits sont multipliés également, il est impossible de réaliser des filtres sélectifs assez étroits pour amener le bruit à un niveau acceptable au delà de 3 étages. Cet inconvénient est le plus grave, le montage suivant est pratiquement exempt de ce défaut.

$V_{2.3}$ Multiplicateur d'erreur à boucle d'asservissement de phase

On utilise en fait un diviseur d'erreur placé dans une boucle d'asservissement. Un oscillateur VCO oscillant sur $F_1 + 1000\,\varepsilon$ est asservi en phase sur la fréquence d'entrée $F_1 + \varepsilon$ après division de l'erreur par 1000
de montage est donné ci dessous

Un additionneur reçoit d'une part la fréquence $\left(\frac{F_1}{10} + 100\,\varepsilon\right)$ provenant du VCO par division par 10 et la fréquence de référence F_1 multipliée par $9/10$, il en sort après filtrage $F_1 + 100\,\varepsilon$ qui est à son tour divisé par 10



puis comparé au même $9F_1/10$ ce qui donne un battement à $F_1 + 10\,\varepsilon$, une nouvelle division amène de la même façon à $F_1 + \varepsilon$ qui est appliqué au comparateur de phase recevant le 2e signal $(F_1 + \varepsilon)$ et pilotant le VCO

Ce circuit présente de nombreux avantages
- un diviseur est plus facile à faire qu'un multiplicateur
- la constante de temps (donc la bande passante) peut être choisie à volonté. Une grande C^{te} de temps joue le rôle du filtre de très haute sélectivité automatiquement accordé sur la fréquence utile qui était irréalisable dans le cas du montage de Parzon

Un taux de multiplication d'erreur de 10^6 est facilement réalisable

- Soit par exemple une VCO qui à 1 MHz a une sensibilité de 1 kHz pour 1 radian de variation de phase. La constante de temps dans le cas d'une boucle du 1er ordre est pour un taux de 1000

$$\tau = N/2\pi a b = 0,16 \text{ sec}$$

soit une fréquence de coupure

$$F_c = 6,28 \text{ Hz}$$

Au point de vue du bruit le résultat est le même que celui que l'on obtiendrait avec le montage de Parzen associé à un filtre ayant une largeur de bande relative de

$$\frac{6,28}{10^6} = \frac{1}{160.000}$$

ce qui est irréalisable

- Soit à comparer deux fréquences voisines de 1 MHz (1 MHz et 1 MHz + ε) on utilisant 6 étages on obtient $1\,\text{MHz} + 10^6\,\varepsilon$ par comptage direct pendant une seconde comme il a été dit plus haut (paragraphe $V_{I.4}$) le compteur affiche directement les 10^{-12} de stabilité relative

VI Synthèse des fréquences

Le synthétiseur de fréquence est un appareil qui à partir d'un signal de fréquence F_0 très stable est capable de fabriquer toute fréquence de la forme

$$F_S = \frac{N}{D} F_0$$

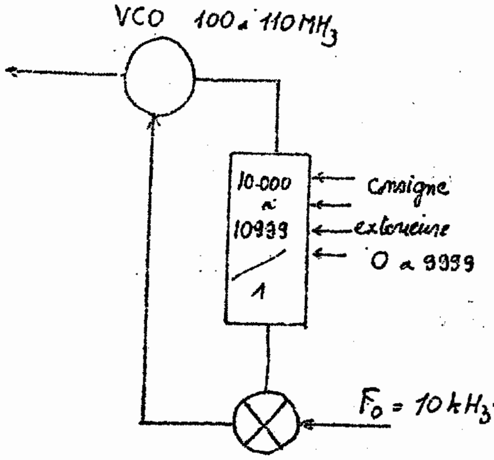
où D est généralement une fréquence entière de 10 et N un entier pouvant avoir un nombre important de chiffres significatifs que nous noterons

$$N = [m.c.d.u]$$

VI 1 Cas particuliers

Il s'agit le plus souvent de générer un nombre assez faible de fréquences discrètes pour éviter d'employer une série de quartz par exemple

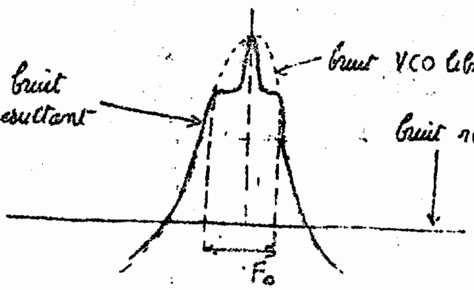
Soit par exemple à fabriquer toutes les fréquences de 100 à 110 MHz de 10 en 10 kHz. Une boucle d'asservissement de phase associée à un diviseur variable dont le taux est ajustable de 10.000 à 10999 peut être utilisée



Le résultat sera mauvais car la constante de temps sera très importante le taux de division étant grand

$$\left(\tau = \frac{N}{2\pi a b} \right)$$

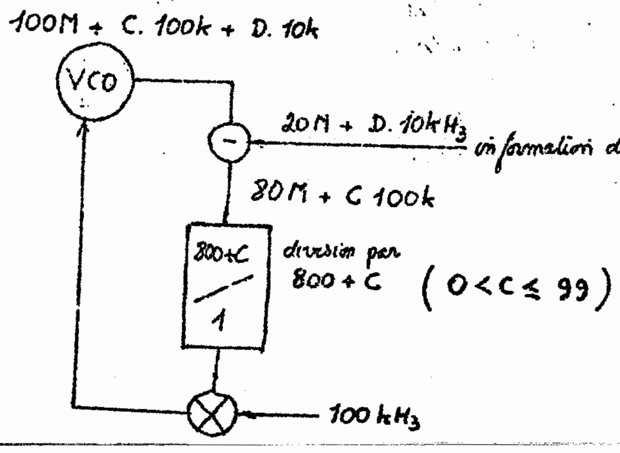
, d'où fréquence de coupure de la boucle très faible il y a un pallier à fort niveau dans la courbe de bruit résultant près de la porteuse (fig ci-jointe)



La situation peut être améliorée si l'on utilise une fréquence annexe permettant de séparer les pas de 100 kHz et ceux de 10 kHz

Soit (100 MHz + C. 100 kHz + D. 10 kHz) la fréquence donnée du VCO on introduit dans un comparateur soustractif un signal à fréquence voisine de 20 MHz porteur de l'information D, sa fréquence donc 20 MHz + D 10 kHz avec $0 < D < 10$

Le résultat du battement est divisé par un rapport variant seulement de 800 à 899

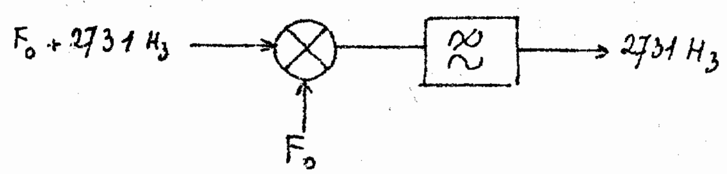


la comparaison finale se fait cette fois à 100 kHz et le diviseur a un taux de division 10 fois plus faible mais un circuit auxilliaire doit générer le 20 + D 10

VI.2 Principe du synthétiseur itératif

Il s'agit de réaliser une structure dans laquelle les chiffres successifs de la fréquence à synthétiser sont introduits l'un après l'autre. Chaque introduction est faite par un circuit appelé unité d'insertion digitale (UID) ou plus simplement décade.

Remarquons d'abord que l'opération se fait toujours avec l'aide d'une porteuse F_0 de fréquence plus haute que la plus grande des fréquences à synthétiser, pour fabriquer 2731 Hz on réalise d'abord $F_0 + 2731$ Hz que l'on fait battre ensuite dans un mélangeur soustractif avec F_0 pour isoler par filtrage les 2731 Hz désirés.



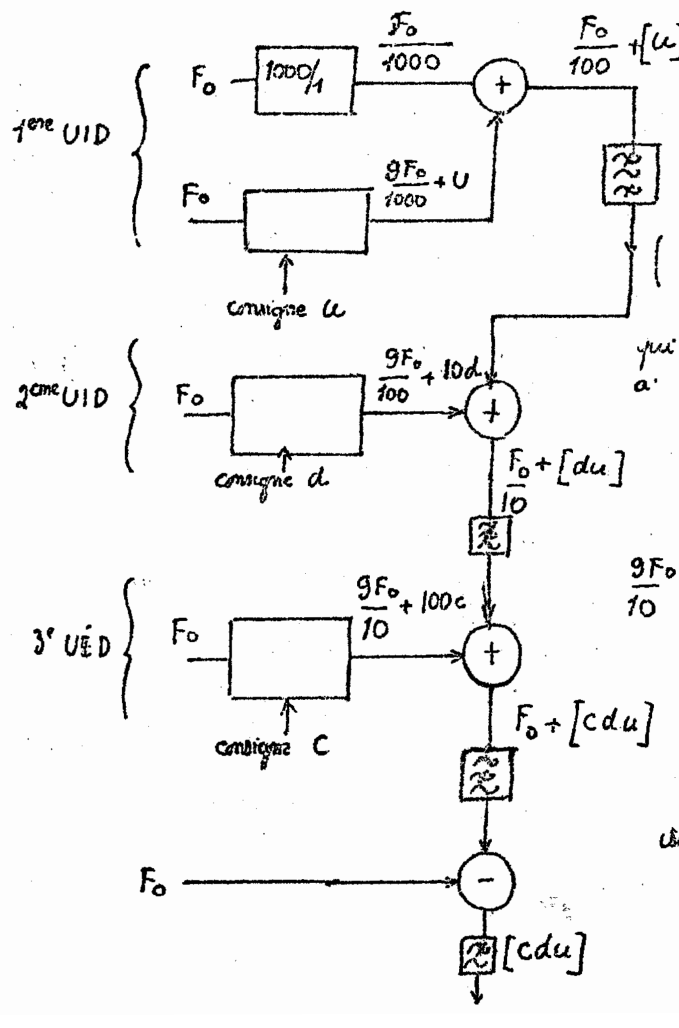
Soit donc à synthétiser une fréquence qui s'écrit en système décimal [cdu] (centaines c, dizaines d, unités u)

Une 1ère méthode dans laquelle les chiffres u, d, et c sont introduits successivement peut être la suivante.

Par un procédé sur lequel nous reviendrons plus haut on réalise la fréquence $\frac{9F_0}{1000} + u$ (soit au total 10 fréquences discrètes $\frac{9F_0}{1000}$ à $\frac{9F_0}{1000} + 9$ Hz)

par battement additif avec $\frac{F_0}{1000}$ on obtient

$\frac{F_0}{100} + u$



Ceci constitue la 1ère décade

On fabrique alors $\frac{9F_0}{100} + 10d$

soit 10 fréquences discrètes de

$\left(\frac{9F_0}{100} \text{ à } \frac{9F_0}{100} + 90 \text{ Hz} \right) \quad (0 \leq d \leq 9)$

qui par battement avec le résultat précédent conduit à

$\frac{F_0}{10} + [du]$

Dans la 3ème UID on fabrique enfin

$\frac{9F_0}{10} + 100c \quad (0 \leq c \leq 9)$

qui par battement avec le résultat précédent donne

$F_0 + 100c + 10d + u = F_0 + [cdu]$

Un battement soustractif final avec F_0 isole la fréquence cherchée

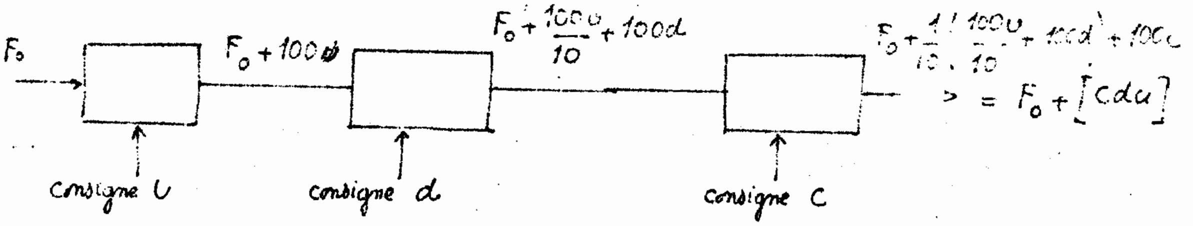
Avec ce montage théorique les chiffres sont bien introduits successivement mais :

- Nous n'avons pas décrit la façon de réaliser les diverses fonctions
- les diverses unités d'insertion digitale ne sont pas identiques

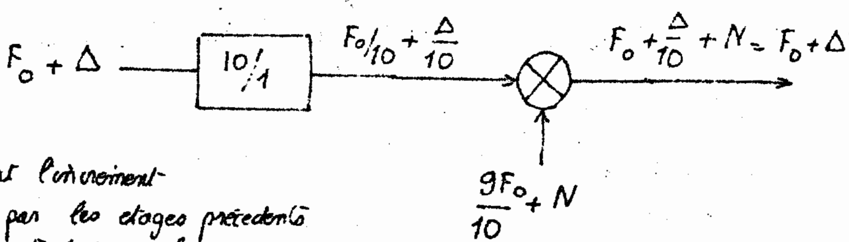
Pour résoudre cette difficulté chaque UID doit :

- ajouter sa propre contribution
- diviser par 10 la contribution de l'étage précédent

Par exemple la 1ère UID ajoutera à F_0 le terme 100 U
la seconde ajoutera à ce qui lui est injecté 100d en divisant par 10 l'incrément précédent qui devient 10 U, etc...

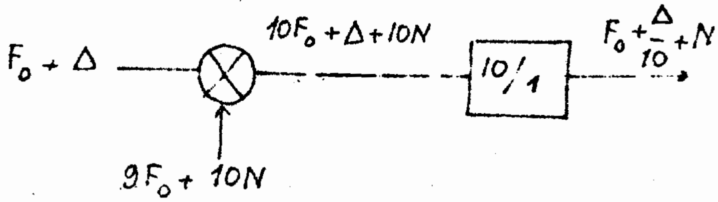


Pour effectuer la division de l'incrément précédent 2 structures sont possibles suivant que le diviseur est placé en tête ou en queue
Par exemple avec un diviseur en tête :



Δ étant l'incrément introduit par les étages précédents
N celui introduit par la décade considérée

Avec un diviseur en queue on aurait :



$0 \leq N \leq 9$

le résultat est le même mais ce montage est moins intéressant car les composants travaillent à des fréquences 10 fois plus élevées

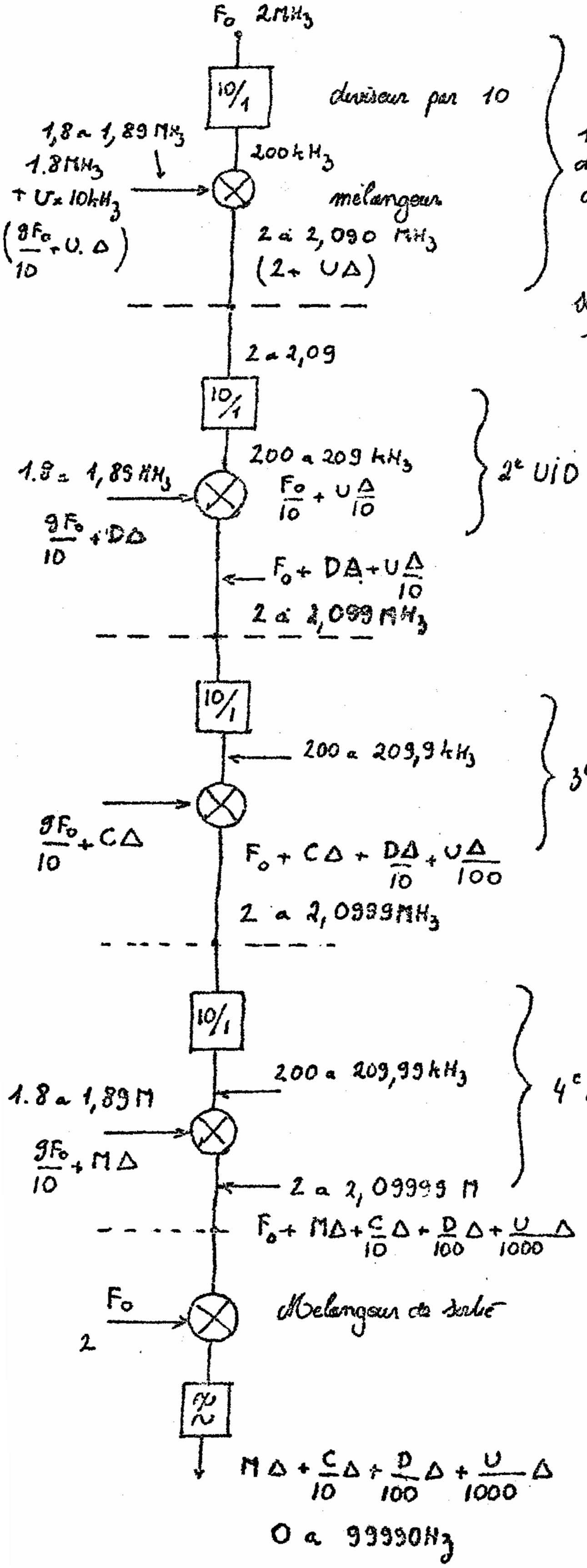
<u>Choix de F_0</u>

F_0 doit être telle que le filtrage à la sortie des mélangeurs soit toujours possible. En pratique il faut respecter la condition

$$F_0 > 10 \times [\text{Somme de tous les pas}]$$

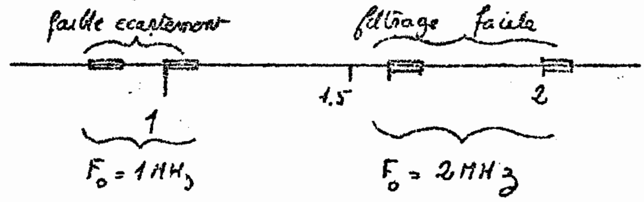
<u>Exemple</u>

Soit des pas de $\Delta = 10$ kHz, la somme des pas est de 100 kHz au maximum il faut donc $F_0 > 1$ MHz nous prendrons $F_0 = 2$ MHz
La structure est alors la suivante :



On voit la nécessité d'avoir un F_0 élevé, à la sortie du mélangeur on a à isoler une fréquence comprise en 2 et 2,090 MHz d'une autre située entre 1,8 et 1,69 MHz

Si F_0 valait 1MHz seulement les 2 bandes seraient beaucoup plus difficilement séparables
1 à 1,09 MHz contre 800 à 889 kHz



<u>Par exemple</u> pour synthétiser
87650 Hz
on injectera sur les mélangeurs des UID successifs

- 1,85 MHz
  ce qui donnera à la sortie de la 1ère IUD 2,05M
- 1,86
  → sortie du 2e IUD 2,065
- 1,87
  → 2,0765
- 1,88
  → 2,08765

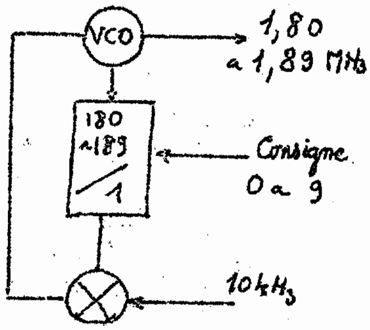
Par battement de sortie → 87650 Hz

Chaque IUD reçoit une fréquence choisie dans la série de 10
1,8 – 1,81 – 1,82 ... 1,89 MHz
On distingue 2 types de synthétiseurs suivant la manière dont ces fréquences sont fabriquées :

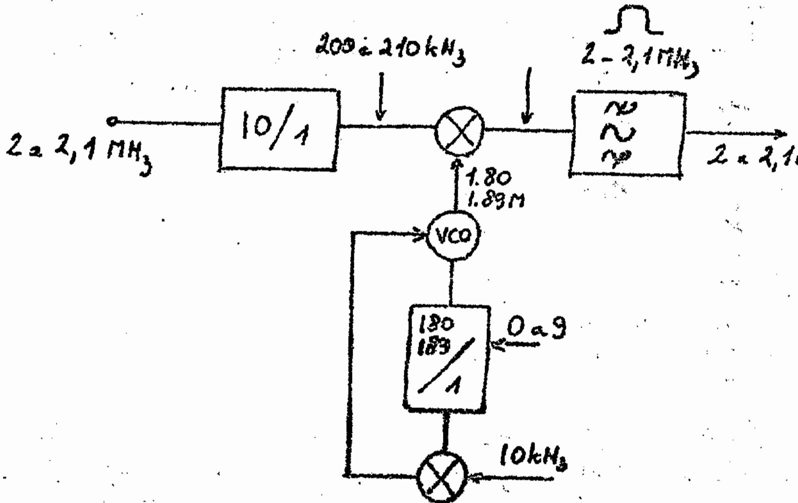
- Les 10 fréquences sont fabriquées dans l'appareil et prélevées ensuite par un commutateur pour alimenter chaque décade. C'est la synthèse qualifiée de directe.
  C'est une méthode lourde car il faut 10 oscillateurs pilotés par 10 boucles d'asservissement de phase, de plus ces 10 fréquences sont distribuées dans tout le câblage ce qui est à priori mauvais (couplages parasites) mais le temps d'acquisition peut être court, 5 à 10 µS sans difficultés.
- La synthèse directe est peu à peu abandonnée au profit de la synthèse indirecte où chaque UID est équipée d'un oscillateur séparé fabriquant la fréquence nécessaire
  . Il faut un VCO + PLL par UID soit souvent moins de 10, d'où économie de composants
  . les couplages parasites sont réduits chaque UID étant mieux isolée des autres
  . Mais en contre partie le changement de fréquence peut être plus long car il faut tenir compte du temps d'acquisition des boucles d'asservissement de phase (200 µS à 5 mS)

VI$_3$ Technologie des synthétiseurs. Structure de l'unité d'insertion digitale

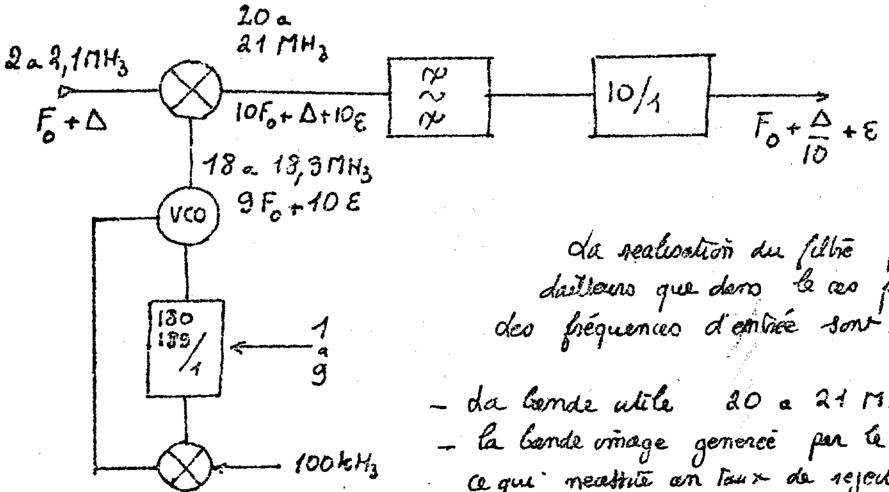
Pour fabriquer la fréquence intermédiaire 1,8 à 1,89 MHz par pas de 10 kHz la structure la plus simple est la suivante, elle utilise un diviseur programmable sur consigne de 180 à 189



Ce qui conduit à la structure suivante pour la décade complète en synthèse indirecte :



Le diviseur a été placé en tête de façon à faire travailler les circuits le plus bas possible en fréquence mais ce n'est pas une obligation. Un exemple de division de sortie est donné ci-après.

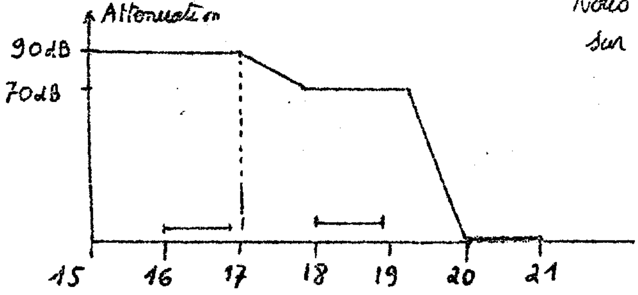


La réalisation du filtre présente toujours, de même d'ailleurs que dans le cas précédent, quelques difficultés des fréquences d'entrée sont :

- la bande utile 20 a 21 MHz
- la bande image generée par le mélangeur de niveau comparable ce qui necessite un taux de rejection de l'ordre de 90 dB (16 a 16,9 MHz)
- le residu de frequence d'entrée du mélangeur 18 a 18,9 MHz

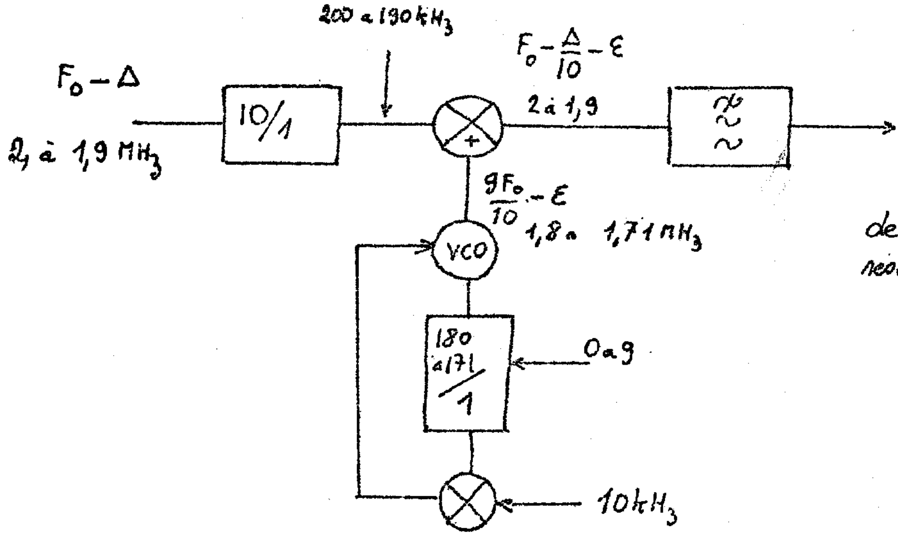
present a un niveau de l'ordre de −30 dB si le mélangeur est bien equilibré ce qui fait qu'une attenuation de −70 dB suffit pour le filtre

D'ou la courbe d'attenuation demandée pour le filtre



Nous reviendrons plus loin sur ce problème de filtrage

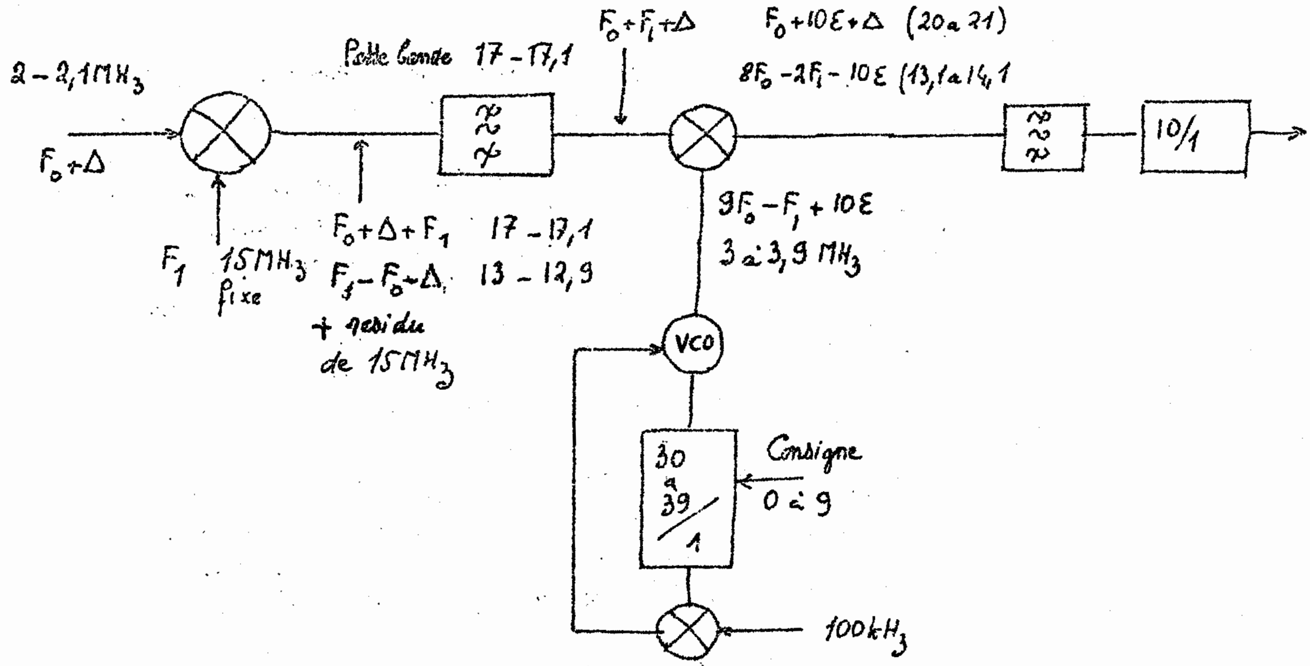
- Il est possible d'utiliser des increments négatifs. C'est ce qui est fait dans l'exemple ci-dessous. On dit que cette methode est la "methode du spectre inverse"



L'avantage peu determinant qui apparait est un taux de division plus faible 171 a 180 au lieu de 180 a 189

Le problème de filtrage reste le même.

L'augmentation de la facilité du filtrage est obtenue en même temps qu'une diminution importante du taux de division en faisant appel a un double changement de fréquence. Toujours dans le cadre de notre exemple numerique la figure suivante donne le schema bloc de l'UID a double changement de frequence et division de sortie de $9F_0 = 18\ MHz$ est coupé en deux $15 + 3\ MHz$



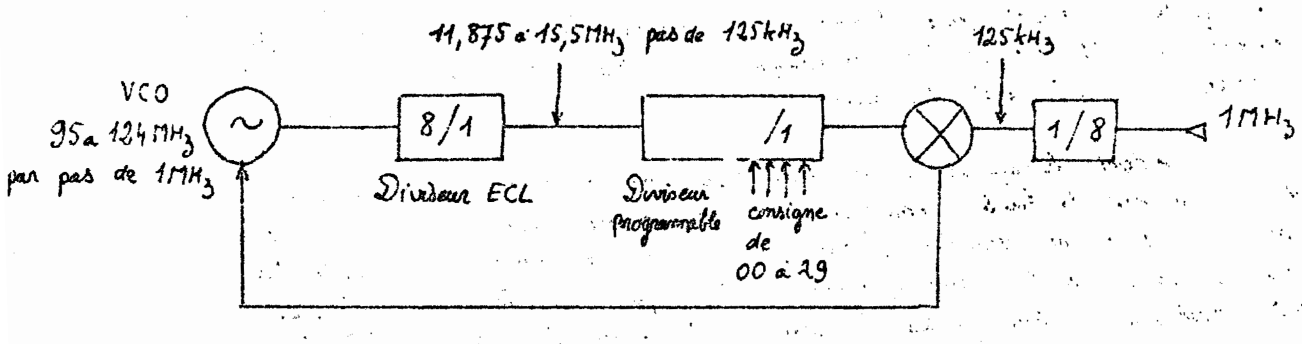
A la sortie du 2e mélangeur le signal parasite le plus proche est à 6 MHz
le diviseur est à deux plans bas (on a vu plus haut sa structure)
Bien que plus complexe cette structure n'a que des avantages

Structures plus évoluées

le but est surtout de faciliter la montée en fréquence

A) Boucle de phase triple

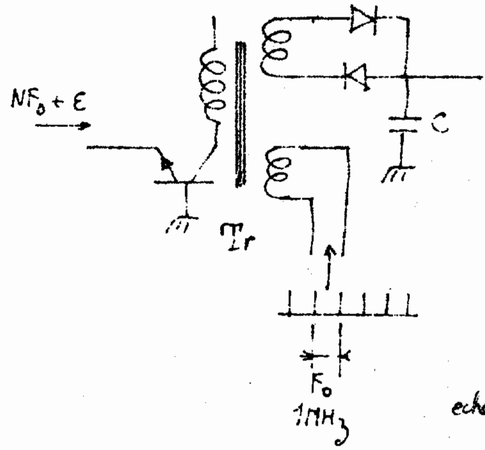
les diviseurs programmables ne sont réalisables que jusqu'à quelques dizaines de megahertz au mieux. Lorsque l'on désire synthétiser une fréquence très élevée on est amené à la division (et il existe des diviseurs ECL jusqu'à 1 GHz) avant d'attaquer le diviseur programmable. Par exemple pour réaliser un oscillateur aux environs de 100 MHz stabilisé sur les harmoniques d'un quartz à 1 MHz on fera appel au circuit ci-dessous



le pas est divisé également par 8 et le taux de division global doit varier de $95000/125 = 760$ à $124000/125 = 992$. Avec un tel taux compte tenu du Q réalisable pour les circuits de filtrage une pureté spectrale convenable ne peut pas être obtenue. Le système de la boucle triple permet de résoudre ce problème

Un système par triple boucle comporte d'abord une boucle ordinaire à fort taux de division telle qu'elle vient d'être décrite plus haut mais à laquelle on a ajouté un interrupteur commandable (un TEC) et une capacité γ capable de garder en mémoire l'ordre provenant du comparateur de phase K_1

Par ailleurs on effectue une comparaison directe par echantillonnage entre la frequence $NF_0 + \varepsilon$ du VCO et les harmoniques du 1 MHz. Le montage peut avoir la structure ci-dessous :



Le transformateur Tr est un transformateur toroïdal recevant sur son primaire le signal à NF_0 venant du VCO et sur un enroulement de commande des impulsions à F_0 (1 MHz). Ces impulsions très brèves (fabriquées avec une diode snap-off par exemple) rendent les 2 diodes D_1 et D_2 (qui sont des diodes rapides) conductrices ce qui permet au signal NF_0 d'être appliqué aux diodes. On fait en quelque sorte un echantillonnage de $NF_0 + \varepsilon$ à la frequence F_0

On sait qu'une tension continue n'apparait aux bornes de C que si la frequence echantillonnée $(NF_0 + \varepsilon)$ est un multiple entier de la frequence d'echantillonnage (F_0)

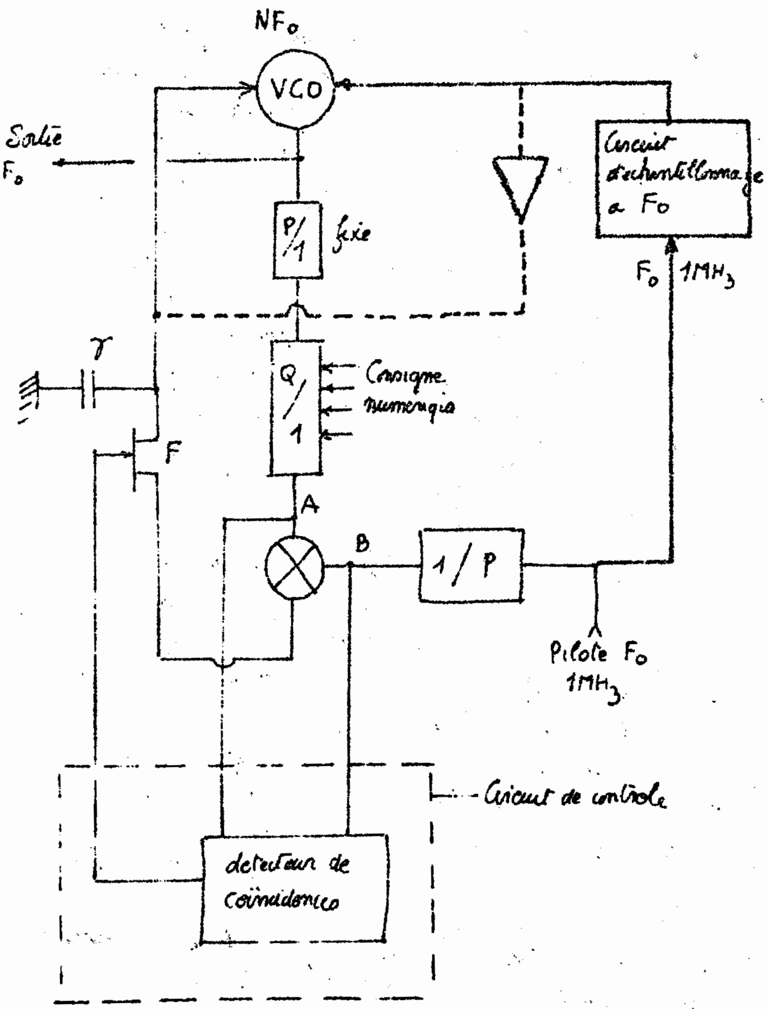
La tension continue sur C pourra servir à bloquer le VCO sur un des harmoniques de F_0. Ici il n'y a pas de diviseur de grand rapport le bruit peut être faible mais les harmoniques étant très serrés la plage d'asservissement sera très étroite

On fait alors intervenir un circuit de coïncidence. On sait en effet que pour un comparateur de phase à l'accord les 2 tensions qu'il reçoit sont en quadrature. Un detecteur de coïncidence placé entre les points A et B du montage permettra de savoir si la boucle numerique est accrochée ou non ; A l'accrochage les signaux en A et B sont en quadrature, il n'y a plus coïncidence et un signal d'ouverture est (au bout de quelques periodes) appliqué au TEC qui ouvre la boucle numerique. La boucle à echantillonnage est alors preponderante la capacité γ ayant gardé l'ordre élaboré par la boucle numerique c'est à dire amené le VCO sur le bon harmonique. Le bruit introduit par le fort taux de division n'intervient plus alors.

Cependant la capacité γ ne pourrait pas conserver longtemps la memoire et très souvent la boucle numerique serait de nouveau sollicitée la boucle à echantillonnage ayant decroché. Pour y remedier on utilise un amplificateur qui à partir de la tension d'erreur élaborée par la boucle à echantillonnage vient maintenir à son niveau d'origine la charge de γ, c'est la 3e boucle mise en oeuvre dans ce systeme. Ainsi après une periode d'acquisition au depart la boucle numerique source de bruit n'intervient plus boucle numerique

boucle a echantillonnage

3e boucle



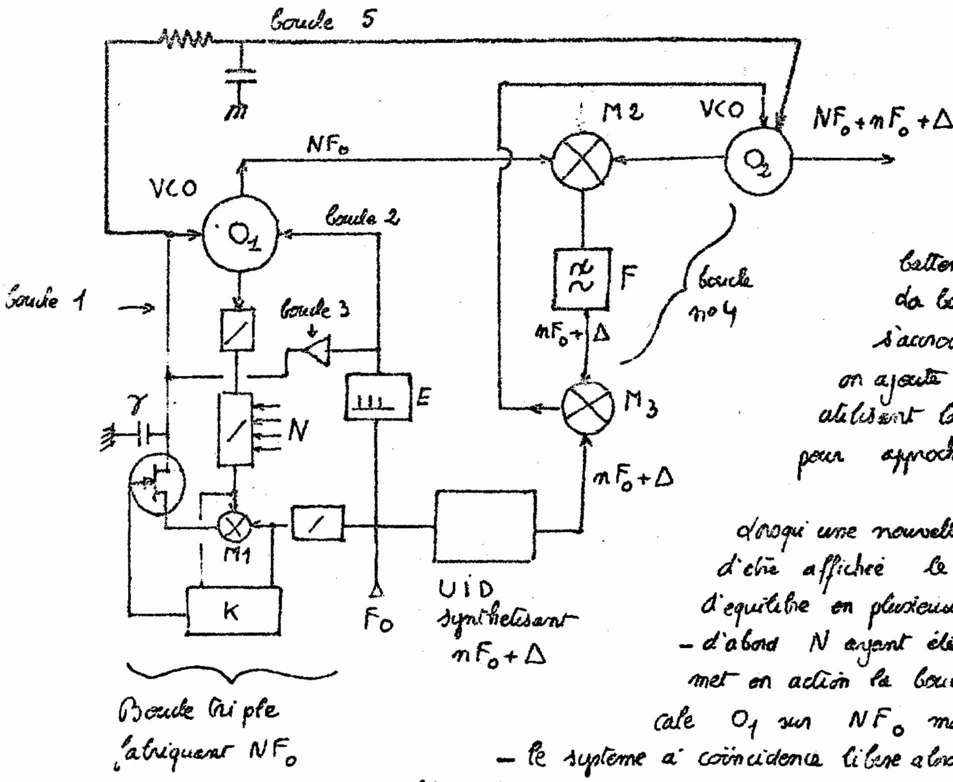
Un tel montage, compte tenu des performances actuelles des diviseurs ECL et des diodes rapides permet de depasser le gigahertz.

B) Systeme a 5 boucles

Nous venons de voir comment en faisant appel a une triple boucle d'asservissement il etait possible de synthetiser une frequence du type NF_o avec F_o = 1 ou 5 MHz et N grand de façon que NF_o soit de l'ordre de la centaine de megahertz. Pour realiser un synthetiseur complet il faut incorporer au resultat precedent les faibles increments correspondant aux chiffres de plus faible poids. Ceci peut être obtenu de la façon suivante :

- On fabrique d'abord par la methode classique decrite plus haut une frequence $nF_o + \Delta$ situee dans la gamme des 10 ou 20 MHz ($n \ll N$)
  Δ representant tous les increments de poids inferieurs a F_o
  Ceci ne presente pas de difficulte puisque n est faible

- Soit alors un VCO, note O_2 sur la figure ci dessous, qui doit osciller sur la frequence finale cherchee $NF_o + nF_o + \Delta$. On le fait battre dans un melangeur soustractif avec NF_o provenant de O_1
  le signal de battement de frequence $nF_o + \Delta$ est compare avec le $nF_o + \Delta$ fabrique par ailleurs et la tension d'erreur pilote O_2 de façon a le maintenir sur la bonne frequence



Ce système ne peut fonctionner tel quel car lors d'un changement volontaire de N les 2 oscillateurs O_1 et O_2 ont des fréquences trop différentes pour que leur battement passe dans le filtre F de la boucle 4 ne pourrait pas s'accrocher. Pour y remédier on ajoute une 5^e boucle en utilisant la tension de commande de O_1 pour approcher O_2 de sa valeur correcte

Lorsqu'une nouvelle valeur de fréquence vient d'être affichée le système atteint son régime d'équilibre en plusieurs étapes.

– d'abord N ayant été changé le circuit à coïncidence K met en action la boucle numérique (1) qui cale O_1 sur NF_0 mais avec beaucoup de bruit

– le système à coïncidence libère alors la boucle numérique et l'asservissement est maintenu par la boucle à échantillonnage (2) la tension de commande de O_1 étant recentrée grâce à la boucle 3. Le bruit est alors faible

– la tension aux bornes de γ sert d'approche à l'oscillateur O_2, quand il est suffisamment proche de la valeur désirée le battement issu de M_2 traverse le filtre F et le comparateur M_3 qui est par exemple du type phase-fréquence cale définitivement O_2 sur la bonne fréquence

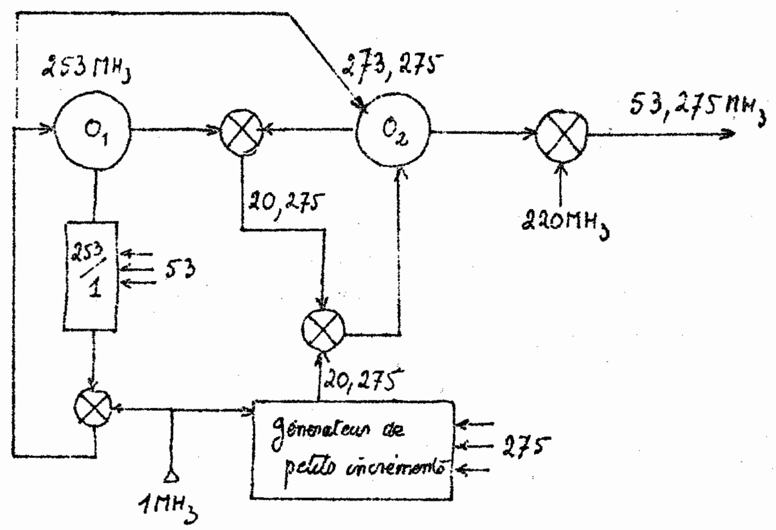
Soit par exemple à réaliser un synthétiseur 100 MHz :
On choisira $nF_0+\Delta$ de 20 à 21 MHz
et NF_0 variable de 200 à 299 MHz

$NF_0+nF_0+\Delta$ sera alors de 220 à 320 MHz
le 100 MHz de sortie sera obtenu par battement avec un oscillateur fixe à 220 MHz

Pour synthétiser 53,275 MHz on fera appel à :

NF_0 = 253 MHz obtenu en affichant comme consigne 53 au diviseur de la boucle 1
ce sont les 2 chiffres de plus fort poids (F_0 = 1 MHz)
Trois unités d'insertion digitale fabriqueront par ailleurs
$nF_0+\Delta$ = 20,275 MHz (n = 20 fixe)

A la sortie de O_2 la fréquence sera 273,275 MHz ce qui par battement avec la source de fréquence fixe 220 MHz conduit au signal désiré.



Remarque

Dans le montage precedent tous les incréments de fréquence sont portés par le même oscillateur cela correspond à la 1ère structure générale classée plus loin.

Cette structure présente 3 avantages fondamentaux

a) On peut s'arranger pour que $NF_0 + nF_0 + \Delta$ couvre l'octave

b) avec le battement soustractif en sortie on bénéficie de 2 qualités supplémentaires :

Pour obtenir le signal de sortie on soustrait à la fréquence de l'oscillateur interne O_2 une valeur fixe kF_0

alors $F_S = (N + n - k)F_0 + \Delta$

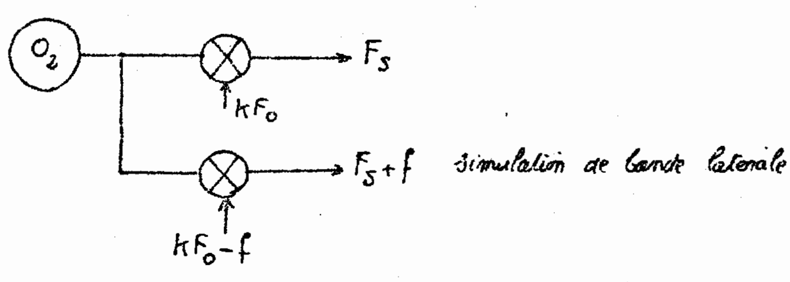
une valeur nulle peut être atteinte pour $N = k - n$

mais il est possible de doubler le système de sortie en soustrayant à O_2 $kF_0 - f$

on obtient alors

$$F'_S = (N + n - k)F_0 + f + \Delta = F_S + f$$

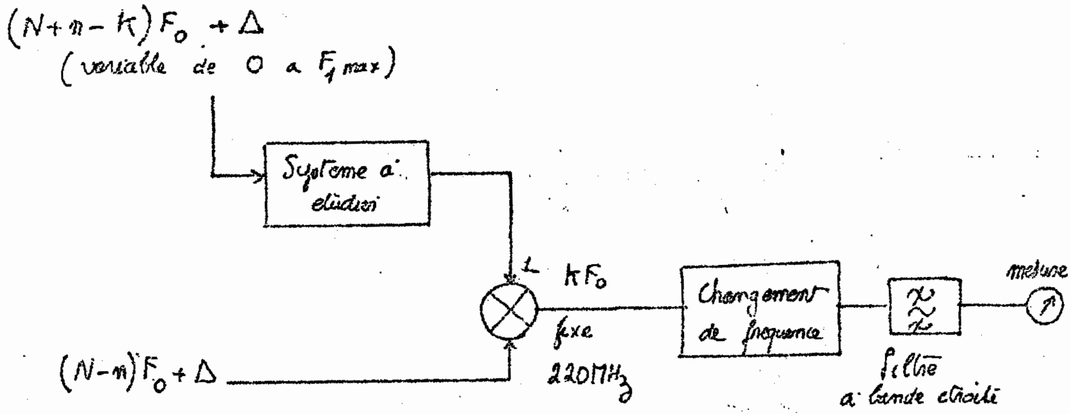
On dispose ainsi sur 2 sorties de 2 fréquences distantes de f, ceci peut être utilisé pour réaliser des simulateurs pour systèmes de transmission à bande latérale unique



c) On peut enfin piloter des voltmètres sélectifs

Au voisinage de la sortie du circuit précédent on dispose de 2 fréquences $(n+N)F_0 + \Delta$ et $(n+N-k)F_0 + \Delta$ dont la différence est constante

Utilisons alors l'une de ces fréquences par exemple la 2e pour exciter un système physique dont on veut étudier la réponse. Le signal de sortie du système est envoyé sur l'entrée linéaire d'un mélangeur équilibré dont la fréquence de sortie est fixe. Le signal obtenu peut être filtré par un filtre aussi étroit que l'on veut en faisant appel éventuellement à plusieurs changements de fréquences successifs.



La bande de mesure peut être très étroite (10 Hz) et des signaux très faibles (quelques dizaines de nanovolts) peuvent être mis en évidence.

VI$_4$ Problèmes de filtrage : réalisation des filtres

Les problèmes de filtrage conditionnent souvent comme on vient de le voir le choix d'un schéma de synthèse, nous nous proposons de donner ici quelques indications sur le calcul des filtres.

Remarquons que pour la réalisation des synthétiseurs la qualité primordiale d'un filtre est son aptitude à rejeter des fréquences parasites, des ondulations du gain dans la bande passante, dispersion du temps de propagation de groupe, sont moins importants ce qui contribue à faciliter les calculs

1°) Les filtres passe bas.

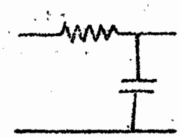
Les plus simples sont les filtres dont la fonction de transfert n'a pas de zéros finis c'est le cas des modèles de Butterworth Tchebicheff Bessel. Les filtres ayant des zéros par exemple ceux de Cauer sont plus efficaces pour rejeter une fréquence donnée mais de mise en œuvre plus difficile

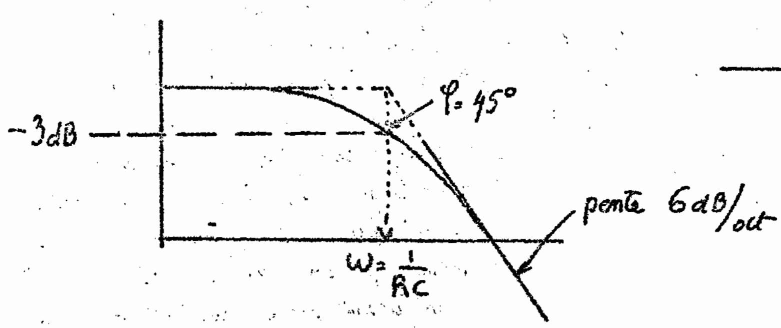
– Les filtres de Butterworth

Ce sont des filtres dont la bande est la plus plate possible à la fréquence zéro on les désigne par le qualificatif de "Maximally flat". Leur fonction de transfert est de la forme

$$|F(j\omega)|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}}$$

Le plus simple de ces filtre est le RC



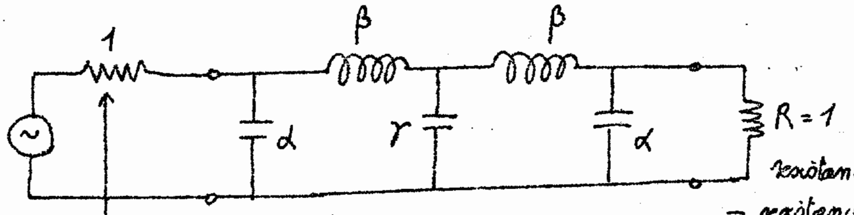


Sa courbe est reproduite ci-dessus, elle est entièrement inscrite dans un "gabarit" ayant une pente de 6 dB/oct au delà de la fréquence de coupure $\omega = 1/RC$

Il est d'usage de normaliser les impédances
- l'unité de self ou de capacité est telle que le terme $L\omega$ ou $\frac{1}{C\omega}$ est égale à l'impédance caractéristique du filtre à la fréquence de coupure ω_c

Dans ces conditions le filtre précédent sera noté $R = 1$ $C = 1$

Pour un Butterworth de degré plus élevé la structure classique est la suivante :

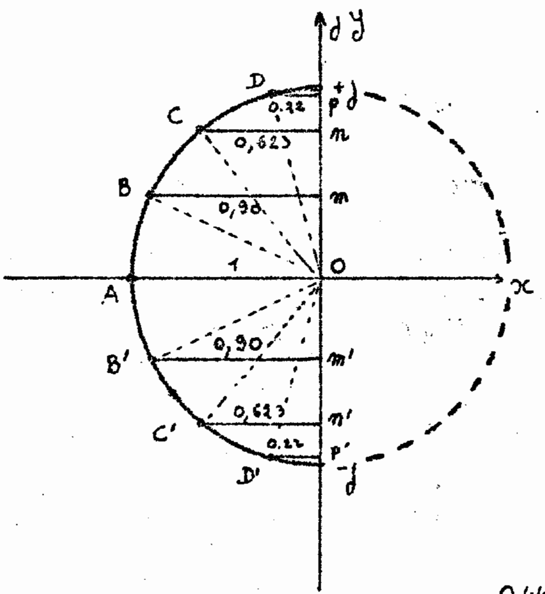


résistance de charge
= résistance de normalisation du filtre

résistance du générateur = résistance de normalisation du filtre

Il est toujours souhaitable d'utiliser des filtres d'ordre impair l'élément central est alors toujours de valeur 2
les valeurs de α β γ.. sont données par une construction géométrique

On trace alors un demi-cercle sur lequel on place les pôles de la fonction de transfert de Butterworth de degré désiré (ce sont les racines 2n ièmes de l'unité) et l'on considère les segments tels que OA Bm B'm' Cm C'm' etc..
les valeurs normalisées des composants sont alors données par (pour le 7e ordre)

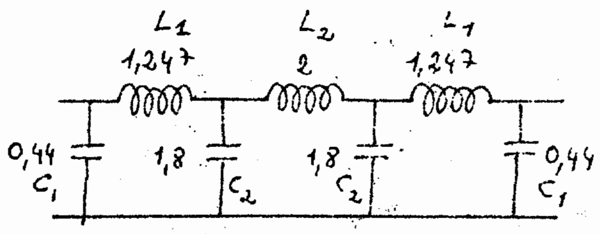


L_2 (élément central) $= 2$

$C_2 = C_3 = 2 \times \overline{Bm} = 1,8$

$L_1 = L_3 = 2 \times \overline{Cm} = 1,247$

$C_1 = C_4 = 2 \times \overline{Dp} = 0,44$

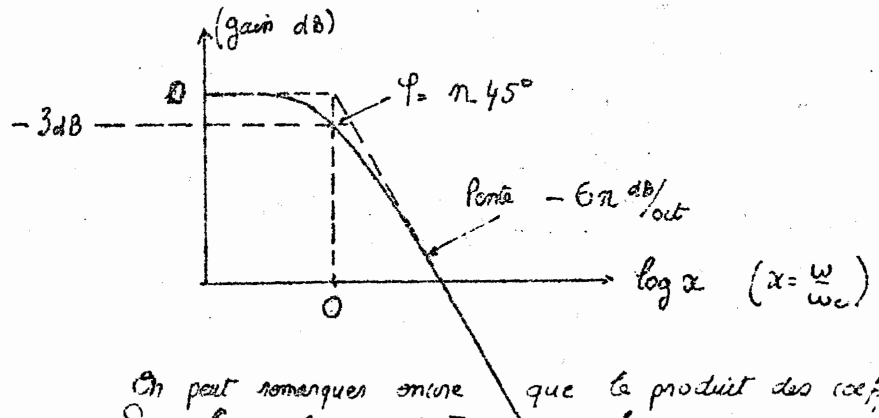


Pour une fréquence de coupure de 1 MHz et une résistance d'entrée de 1 kΩ cela conduit aux valeurs numériques suivantes :

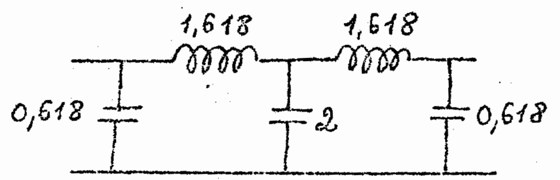
- unité de self $L = \frac{10^3 \Omega}{2\pi\, 10^6} = 159,15\,\mu H$ $\begin{cases} L_1 = 198\,\mu H \\ L_2 = 318\,\mu H \end{cases}$

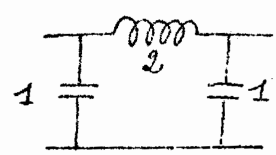
- unité de capacité $C = \frac{1}{10^3 \times 2\pi\, 10^6} = 159,15\,pF$ $\begin{cases} C_1 = 63\,pF \\ C_2 = 286\,pF \end{cases}$

La courbe d'un Butterworth d'ordre n présente les caractéristiques indiquées ci-dessous



On peut remarquer encore que le produit des coefficients est toujours égal à 2
Dans l'exemple précédent par exemple
$0{,}44 \times 1{,}247 \times 1{,}8 \times 2 \;\#\; 2$
De même pour le 5ᵉ ordre ou pour le 3ᵉ





$0{,}618 \times 1{,}618 \times 2 = 2$ $\qquad$ $1 \times 2 = 2$

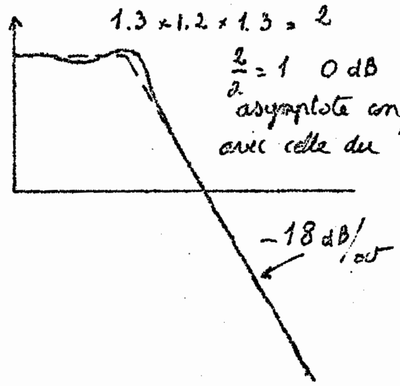
- Filtres de Tchebicheff

Ils sont pour les applications qui nous occupent meilleurs que les précédents l'atténuation plus rapide au voisinage de ω_c étant payé par une ondulation dans la bande passante. Le produit des coefficients est donné par des tables, il est supérieur à 2.
Par exemple pour 3 et 5

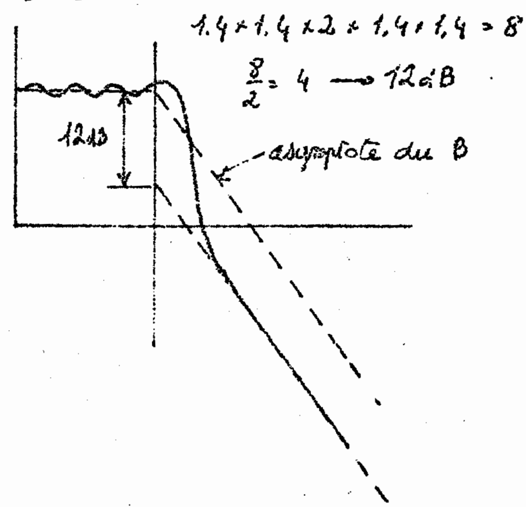
3	1,3	1,2	1,3			produit 2
5	1,4	1,4	2	1,4	1,4	produit 8

Les tables donnent les coefficients mais non l'atténuation hors de la bande, pour la calculer utiliser la méthode suivante :
On fait le produit des coefficients et on divise par 2 (qui est la valeur du produit pour le Butterworth), la courbe est asymptotique à une droite de pente $-6n$ dB/oct située en dessous de l'asymptote du Butterworth d'un nombre de dB donné par le produit précédent. Par exemple

Ordre 3 :



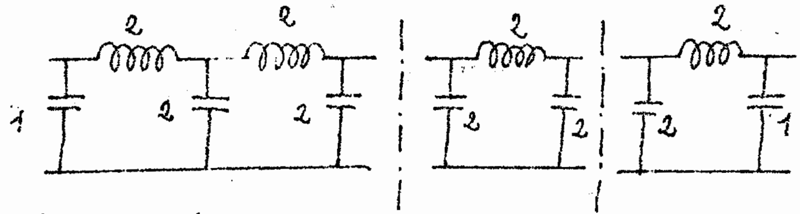
Ordre 5



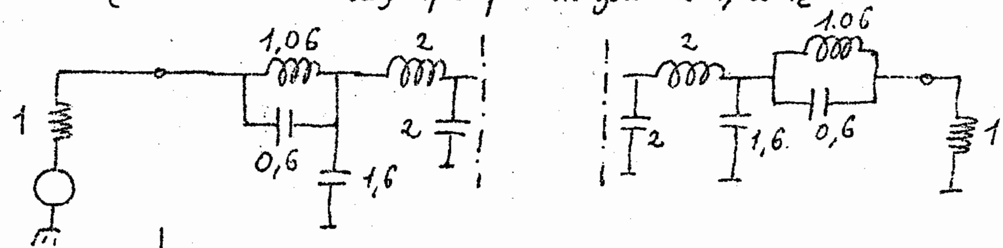
On voit l'intérêt pour rejeter une fréquence !

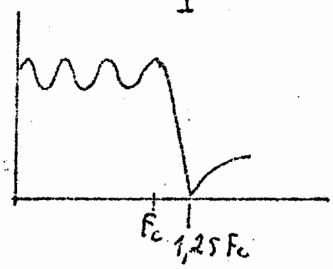
Autres filtres

Les filtres "telephoniques" ont été beaucoup utilisés mais actuellement abandonnés car ils ondulent beaucoup dans la bande. Ils ont comme avantage leur grande simplicité de calcul



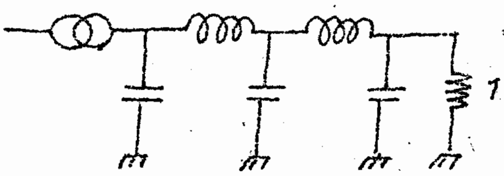
Pour les améliorer quelque peu on ajoute aux extremités une cellule differente (cellule en m derivée) qui fait un zero à $1{,}25\, f_c$





Filtres adaptés à un seul bout

C'est le cas où l'on attaque le circuit par une source de courant. Le produit des coefficients pour le Butterworth est 1 au lieu de 2



Pour les 3 elements du Butterworth les coefficients sont

$\frac{3}{2}$ $\frac{4}{3}$ et $\frac{1}{2}$

et pour un Tchebycheff :

$\sim$ 1,25 1,25 0,62 environ

2°) Les filtres passe bande

Dans les synthetiseurs on utilise essentiellement des passe-bas et des passe-bande

Soit un filtre BF formé de selfs et condensateurs (fig 1) et de caracteristique donnée, on peut en deduire un filtre passe bande en appliquant les règles suivantes.

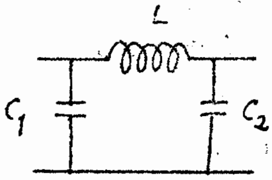
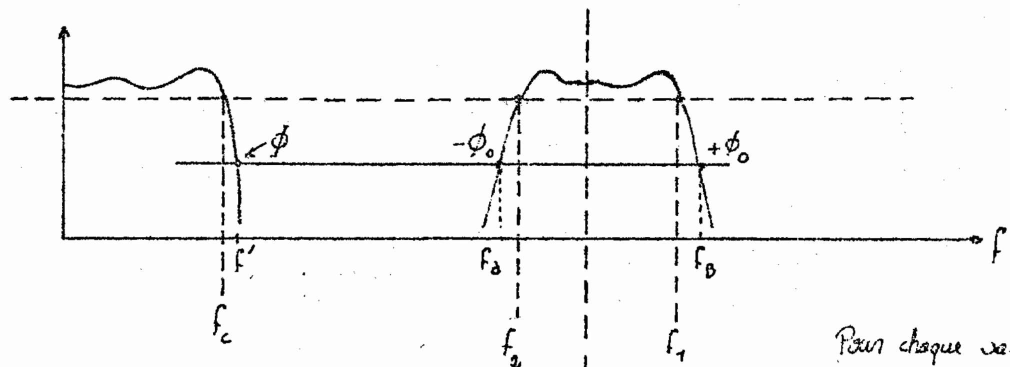


fig 1

Si le filtre doit travailler entre les frequences f_1 et f_2 on doit d'abord avoir $f_1 - f_2 = f_c$

Soit F_0 la moyenne geometrique $F_0 = \sqrt{f_1 f_2}$

On transforme le filtre BF en accordant les capacités par des selfs en parallele et les selfs par des capacités en serie de façon à former des circuits oscillants paralleles et serie calés sur F_0 (fig 2)



$f_0 = \sqrt{f_1 f_2}$

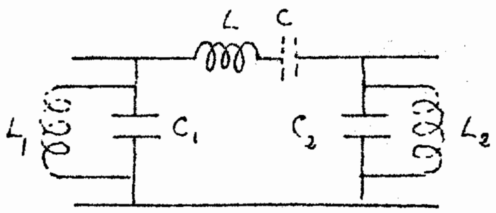


fig 2

Pour chaque valeur de l'atténuation du prototype BF correspondant à une fréquence f' le déphasage est ϕ_0, il lui correspond 2 fréquences f_A et f_B sur la caractéristique du passe bande telles que $f_B - f_A = f'$ $\quad f_A \cdot f_B = f_0^2$
les déphasages en ces 2 points étant respectivement $+\phi_0$ et $-\phi_0$

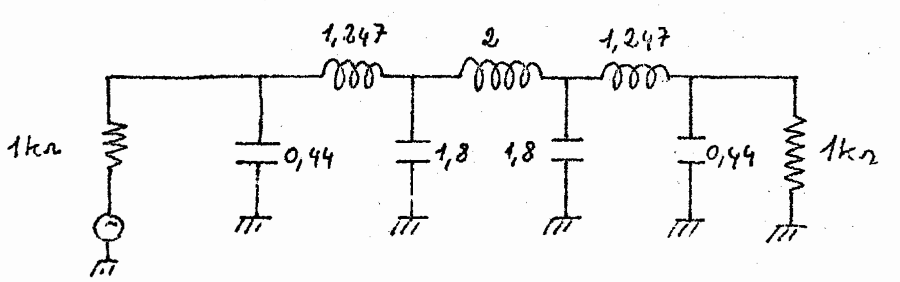
<u>Exemple de calcul</u>: Il faut toujours raisonner en fréquences symétriques de la fréquence centrale en coordonnées logarithmiques. Soit à réaliser un passe bande de 10 à 12 MHz et dont l'atténuation à 15 MHz est supérieure à 60 dB

Donc $F_2 = 12 \quad F_1 = 10$ le symétrique de 15 est $\frac{10 \times 12}{15} = 8$ MHz
soit $f_a = 8 \quad f_B = 15$

La bande passante est 2 MHz la bande rejetée $15 - 8 = 7$ MHz. Le rapport de ces 2 bandes est 3,5 ce qui correspond à

$$20 \log 3{,}5 = 10{,}88 \text{ dB}$$

Si le filtre n'était constitué que d'un seul circuit résonant c'est à dire que son prototype BF avait un seul élément réactif l'atténuation à $(15-8=7\text{ MHz})$ ne serait que de 10,88 dB (décroissance en ω^{-1}) Nous en voulons 60 il faut donc prendre au moins 6 éléments ; étant plus facile de faire des filtres symétriques ayant un nombre impair d'éléments nous prendrons 7 éléments
Dans ces conditions $60/7 = 8{,}57$ dB ce qui est obtenu par un rapport de fréquence de 2,7 seulement $(20 \log 2{,}7 = 8{,}62)$
soit une bande passante de $7/2{,}7 = 2{,}6$ MHz. Avec 7 pôles on pourrait donc élargir la bande sans perdre les performances imposées à 15 MHz ce qui est avantageux si l'un des éléments se dérègle légèrement.
On va donc calculer un prototype BF dont la bande passante sort de 2,6 MHz avec 7 bobines. En maximally-flat pour une impédance de 1000 Ω on a vu plus haut la valeur des coefficients



l'unité de self vaut

$$L = \frac{1000\,\Omega}{2{,}6\ 10^6 \times 2\pi} = 61{,}2\ \mu H$$

celle de capacité

$$C = \frac{1}{10^3 \times 2\pi 10^6 \times 2{,}6} = 61\ pF$$

d'ou les valeurs à utiliser $61,2 \times 2 = 122\ \mu H$

$\times 1,247 = 76\ \mu H$

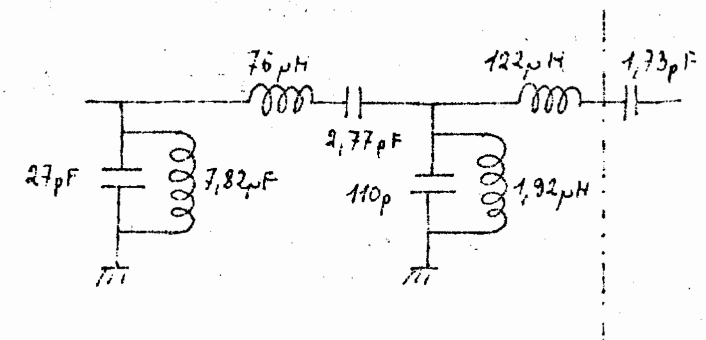
$61\ pF \times 1,8 = 110\ pF$

$\times 0,44 = 27\ pF$

Il faut maintenant pour obtenir un passe bande accorder ces éléments sur $\sqrt{10 \times 12} = 10,95\ MHz$

Pour accorder	$122\ \mu H$ il faut	$C = 1,73\ pF$
	$76\ \mu H$	$C = 2,77\ pF$
	$110\ pF$	$- = 1,92\ \mu H$
	$27\ pF$	$7,82\ \mu H$

d'ou le schéma

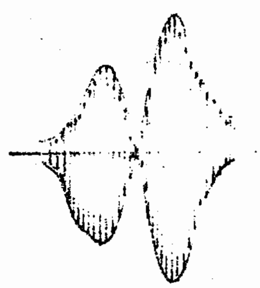


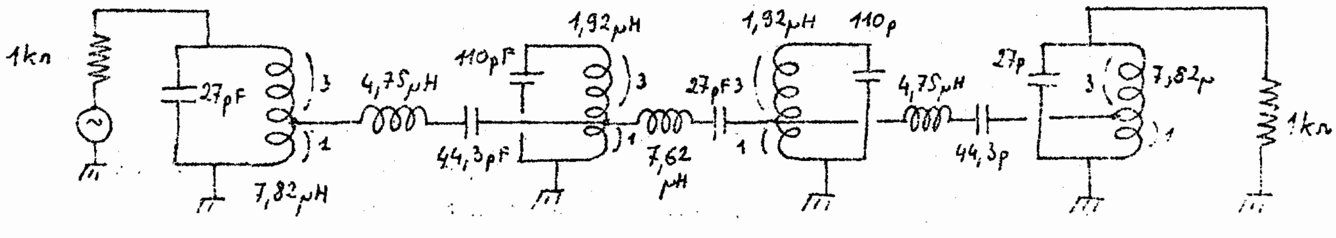
Il n'est pas réalisable par suite de la faible valeur des capacités. On y a remédié en connectant les LC série de liaison sur des prises effectuées sur les bobinages ; par exemple avec une prise au quart de l'enroulement la branche $76\ \mu H - 2,77\ pF$ devient

$\frac{76}{16} = 4,75\ \mu H$, $2,77 \times 16 = 44,3\ pF$

la branche $122\ \mu H$ $1,73\ pF \rightarrow 7,62\ \mu H$, $27,7\ pF$

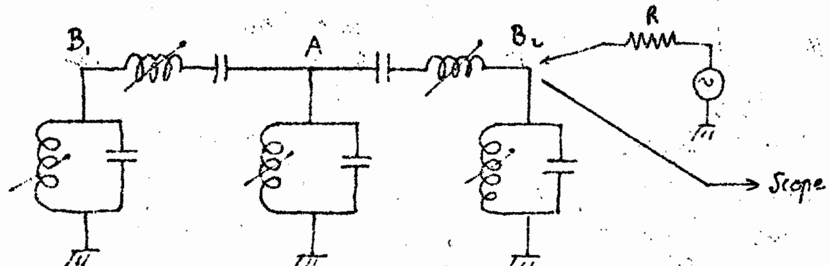
D'ou le schéma final





<u>Remarque pratique importante</u> : réglage d'un filtre

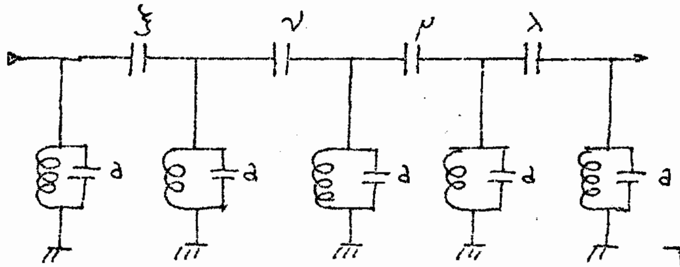
Soit A le point médian du filtre on met A à la masse, on injecte alors par l'intermédiaire d'une grande impédance R un signal wobulé en B_2 et l'on observe avec une sonde à très forte impédance le signal à ce point. On observe sur l'écran du wobuloscope une figure en forme de papillon. On ajuste la self série pour placer le creux à f_0 et la self parallèle pour symétriser la figure. On recommence de la même façon en B_1 en décourt-circuitant enfin A il ne reste plus qu'à ajuster la self médiane pour obtenir la bande passante correcte.



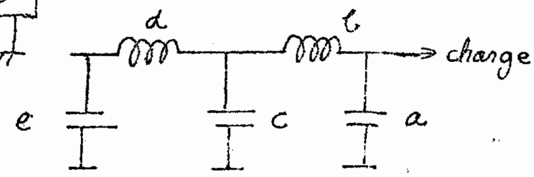
Filtres à couplage capacitif en tête

Les filtres ayant la structure précédente ne sont en pratique utilisables que pour des bandes passantes relativement larges. Pour les bandes étroites il vaut mieux utiliser la structure suivante dans laquelle tous les circuits accordés sont du type parallèle et ont un point à la masse.

Il faut autant de circuits oscillants que de pôles dans le prototype BF



Pour calculer les éléments on part d'un prototype BF de coefficients a b c d e



a étant le coefficient du condensateur situé à l'extrême droite côté charge
Tous les condensateurs d'accord les circuits LC seront pris égaux à a
Si α est la bande passante relative

$$\alpha = \frac{\Delta f}{f_0}$$

on calcule $C_0 = a\alpha$

les condensateurs de couplage sont alors donnés par les expressions approchées :

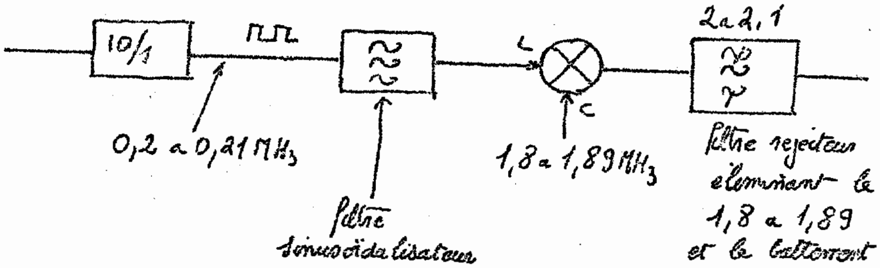
$$\lambda = \frac{C_0}{\sqrt{ab}} \qquad \mu = \frac{C_0}{\sqrt{bc}} \qquad \nu = \frac{C_0}{\sqrt{cd}} \qquad \xi = \frac{C_0}{\sqrt{de}} \quad \text{etc..}$$

Tous les circuits LC parallèle étant accordés sur f_0
ces expressions données sont approximatives mais très proches de la réalité.

Filtres rencontrés dans une unité d'insertion digitale

1°) filtre sinusoïdalisateur

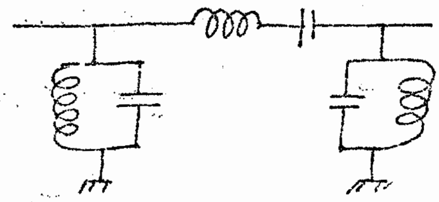
Dans la structure d'une UID l'un des éléments n'a pas été décrit car supposé connu c'est le filtre qui à la suite du diviseur met en forme le signal avant attaque du mélangeur. Le schéma était le suivant :



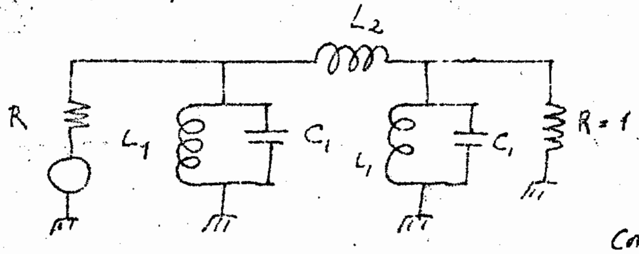
filtre rejecteur éliminant le résidu de porteuse 1,8 à 1,89 et le battement image

de 2 MHz que l'on cherche à filtrer peut aussi être obtenu par battement du 1,8-1,89 avec une fréquence voisine de 3,8 MHz qui peut provenir de l'harmonique 19 du signal carré du diviseur. Le filtre sinusoïdalisateur doit donc éliminer cet harmonique 19 dont le niveau naturel n'est que 1/19 soit (−25 dB seulement)

Pour réaliser ce filtrage on peut utiliser un filtre du 3^e ordre transposé à 200 kHz c'est à dire



En réalité ce filtre est inutilement efficace et le circuit LC série peut sans inconvénient être remplacé par une simple bobine ce qui conduit à une structure très utilisée et dont il est bon de connaître le mode de calcul.



— Les condensateurs C_1 sont choisis de façon qu'avec la résistance 1 ils constituent un passe bas RC ayant la bande désirée (ici 10 kHz)

donc en normalisation $C_1 = 1$

Ensuite on accorde les condensateurs C_1 par des selfs L_1 sur la frontière basse de la bande (200 kHz)

On choisit L_2 de telle façon que $L_2\omega = R$ à la fréquence moyenne arithmétique de la bande

Soit en résumé dans notre cas précis pour $R = 10^3\,\Omega$ et une bande désirée de 10 kHz autour de 205 kHz

$$\frac{1}{2\pi RC} = 10^4\ \text{Hz} \quad \text{soit} \quad C = \frac{1}{2\pi\, 10^7} = 15{,}9\ \text{nF}$$

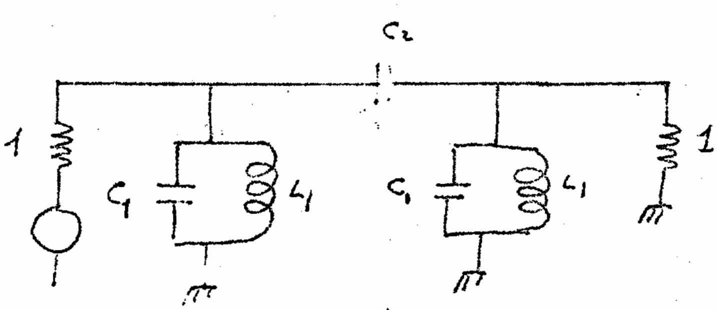
ensuite $\quad LC\,(200\,\text{kHz})^2 = 1 \quad$ soit

$$L_1 = \frac{1}{15{,}9.10^{-9} \times (2\pi \times 2\,10^5)^2} = 39{,}8\ \mu H$$

et $\quad L_2\omega = 10^3$ au milieu de la bande soit

$$L_2 = \frac{10^3}{2\pi \times 205\,10^3} = 776\ \mu H$$

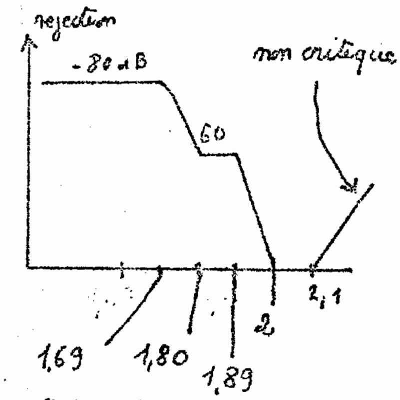
On peut également utiliser une structure avec couplage par un condensateur



Dans notre cas ce n'est pas intéressant car la self L_2 du 1er montage placée en série favorise le filtrage des fréquences élevées ce qui est ici le but recherché de calcul est du même type

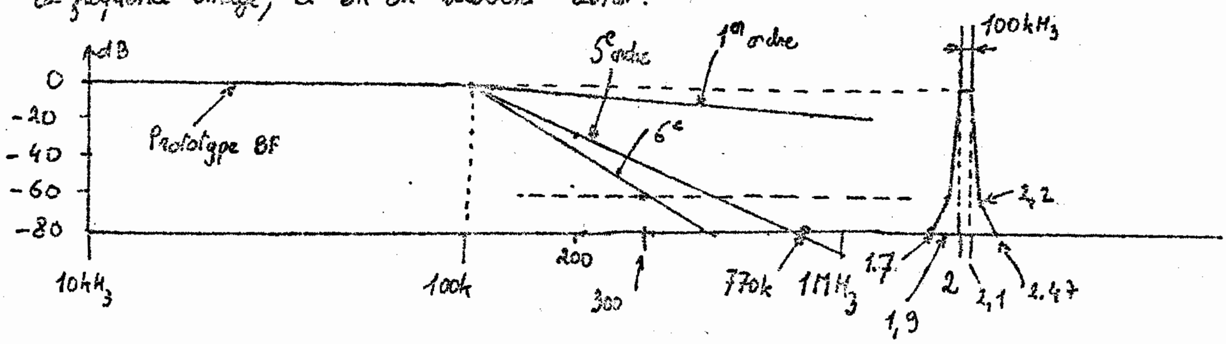
- On choisit $C_1 = 1$ pour la bande passante
- On l'accorde avec L_1 à la frontière haute de la bande
- On choisit C_2 de façon qu'il ait une impédence égale à 1 au milieu de la bande

2°) Filtre réjecteur



Il doit laisser passer de 2 à 2,1 en rejetant
- le résidu de porteuse du modulateur, d'au moins 60 dB
- le battement image 1,6 à 1,69 MHz " 80 dB

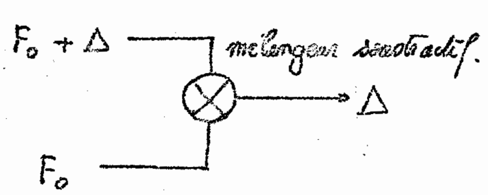
ce qui définit le calibre du filtre.
Pour calculer le nombre d'éléments nécessaires il suffit de revenir au prototype Basse fréquence.
Par rapport à la fréquence centrale le symétrique de 1,9 MHz est environ 2,2 MHz, la fréquence reproduite équivalente sur le PB est donc 2,2 - 1,9 = 300 kHz alors que la fréquence de coupure est 100 kHz. Pour un filtre du 1er ordre l'atténuation à 3 fois la fréquence de coupure est environ $6 \times (\log_2 3) \sim 10$ dB pour 60 dB il faut donc un filtre d'ordre 6.
On peut refaire le calcul pour les 80 dB à 1,7 MHz : le symétrique de 1,7 est $2 \times 2,1 / 1,7 = 2,47$, sur le prototype passe bas la fréquence équivalente est donc $2,47 - 1,7 = 770$ kHz soit 7,7 fois la longueur de bande. Pour un simple RC l'atténuation est $6 \times (\log_2 7,7) = 17,7$ dB, on veut 80 il suffit donc de 5 pôles. On voit qu'il est plus difficile de rejeter le résidu de porteuse que la fréquence image, il en est souvent ainsi.



VI₅ Classification des synthétiseurs

Indépendamment du choix de la synthèse directe ou indirecte dont nous avons parlé plus haut on peut classer les synthétiseurs en 5 types principaux

1°) Par battement de 2 fréquences dont l'une est une porteuse fixe F_0 et l'autre contient tous les incréments



Si $\Delta > 0$ spectre direct
$\Delta < 0$ spectre inverse

La valeur de F_0 n'est pas quelconque, on a déjà indiqué plus haut qu'il fallait prendre F_0 supérieur à 2 ou 3 Δ_{max}, de plus le $(F_0 + \Delta)$ doit-il être envoyé sur l'entrée linéaire ou l'entrée commutation du mélangeur ?

Supposons par exemple $F_0 > 2\Delta_{max}$ et $F_0 = 1$ et $\Delta_{max} = 0,5 - \varepsilon$

Regardons l'influence des divers harmoniques

F_0	$F_0 + \Delta$	Sortie
1	$1{,}5 - \varepsilon$	$0{,}5 - \varepsilon$ signal cherché
2	$3 - 2\varepsilon$	
3	$4{,}5 - 3\varepsilon$	
4	$6 - 4\varepsilon$	

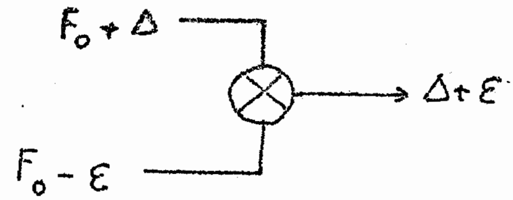
terme $0{,}5 + \varepsilon$ non séparable du précédent
le 2e harmonique de F_0 doit donc être sévèrement exclu, ce qui impose d'envoyer F_0 sur la voie linéaire du mélangeur

$0{,}5 - 3\varepsilon$
on n'y peut rien sinon atténuer les harmoniques de F_0

battement à 2ε auquel on ne peut rien sinon atténuer les harmoniques de F_0 ce qui impose de nouveau de rentrer F_0 sur la voie linéaire. De plus l'harmonique gênant de $F_0 + \Delta$ est ici le pair (2e) qui n'existe pas si cette fréquence est envoyée sur la voie commutation sous forme de signaux carrés symétriques

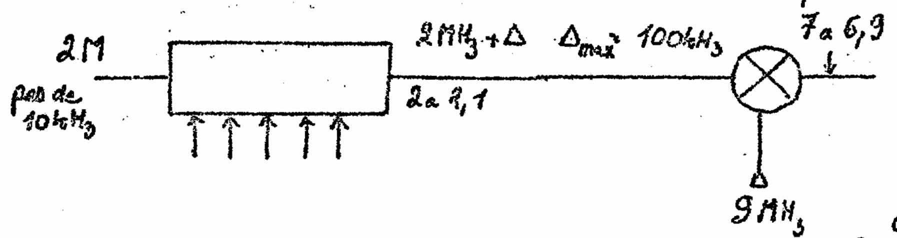
On voit que F_0 doit être appliqué parfaitement pure sur l'entrée linéaire du mélangeur

2°) Par battement de 2 fréquences variables. C'est la méthode des incréments partagés

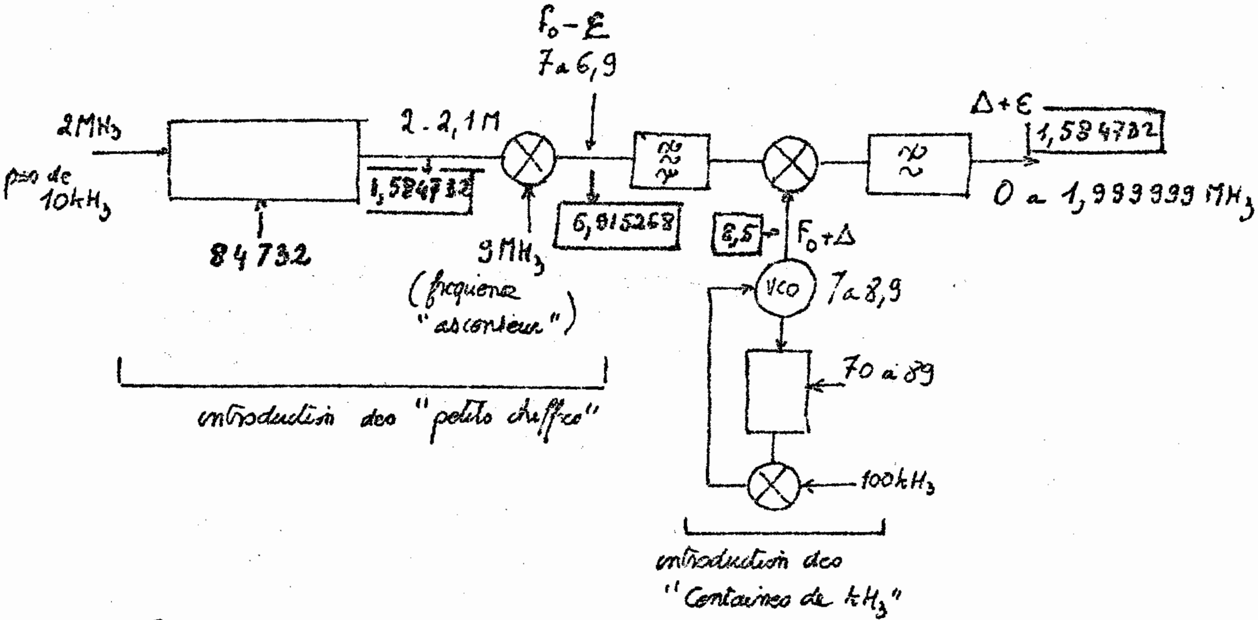


C'est une méthode souvent rencontrée dans les synthétiseurs de laboratoire conçus pour descendre à des fréquences très basses (le millihertz)
Δ représente les forts chiffres et ε les chiffres de faible poids

Exemple : Soit une chaîne de synthèse fournissant $2\,MHz + \Delta$ $\Delta_{max} = 100\,kHz$ (2 à $2{,}1\,MHz$) de hertz en hertz par exemple. On désire réaliser la synthèse de 0 à $1{,}999999\,MHz$. Pour respecter la condition $\Delta_{max} = 3F_0$ citée plus haut il faudra sur le mélangeur de sortie choisir une fréquence porteuse d'au moins $7\,MHz$, par exemple on utilisant un oscillateur auxiliaire à $9\,MHz$ on obtiendra des signaux de 7 à $6{,}9\,MHz$ Spectre inversé contenant l'information "petits chiffres" de la fréquence de sortie



Pour introduire les "gros chiffres" on fera battre le signal précédent avec une fréquence allant de 7 à $8{,}9\,MHz$ par pas de $100\,kHz$ ce qui est réalisé ci-dessous.



Si on veut obtenir

1,584732 MHz

la portion "petits chiffres" fournira 2,084732 MHz qui est remonté à 6,915268 MHz par l'oscillateur ascenseur et bat dans le mélangeur soustractif de sortie avec du 8,5 MHz

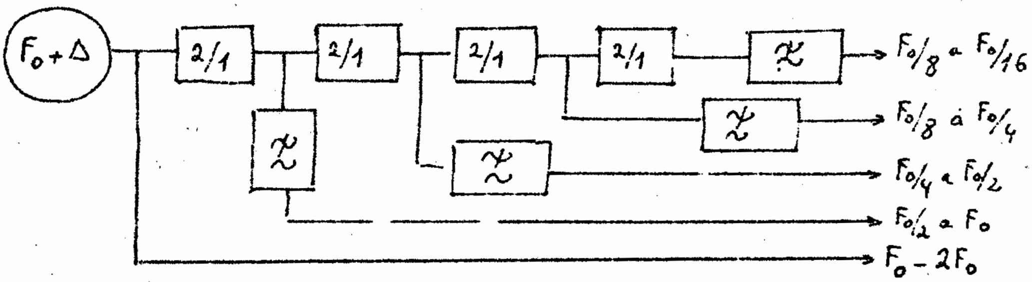
$$8,5 - 6,915268 = 1,584732 \quad \text{valeur cherchée}$$

3°) Synthétiseurs couvrant une bande limitée autour de F_0

C'est le cas des pilotes d'oscillateurs utilisés en aéronautique, on remplace ainsi un jeu de quartz

4) Synthétiseurs couvrant une octave suivis de diviseurs

Si $F_0 + \Delta$ peut varier d'une octave (de F_0 à $2F_0$) n'importe quelle fréquence inférieure à $2F_0$ peut être obtenue par division



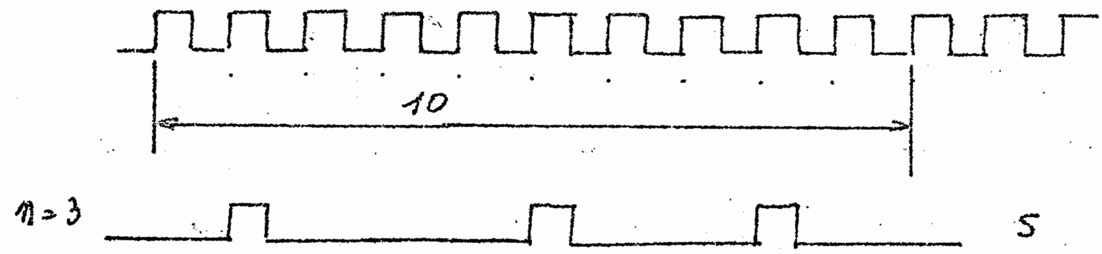
A la sortie des diviseurs les signaux carrés sont faciles à filtrer car ils ne contiennent pas d'harmonique 2. De plus à cause de la division la qualité des fréquences de sortie est d'autant meilleure que la fréquence est plus basse

5°) Synthèse logique

Ce sont des procédés complètement différents des précédents, il s'agit non pas d'une synthèse de fréquence mais plutôt d'une synthèse de forme d'onde à partir d'une horloge. Plusieurs procédés ont été proposés, le plus simple fait appel aux multiplicateurs de rythmes digitaux (BRM = binary rate multiplier)

Nous avons déjà rencontré un BRM dans le schéma du diviseur 30 à 39 sur 10 états logiques on avait un 1 n fois et un 0 $(10-n)$ fois. Un BRM est un compteur, ici décimal, mais tel que si on lui applique une consigne n (0 à 9) il délivre pour chaque tour du compteur n signaux logiques qui reproduisent le signal d'horloge

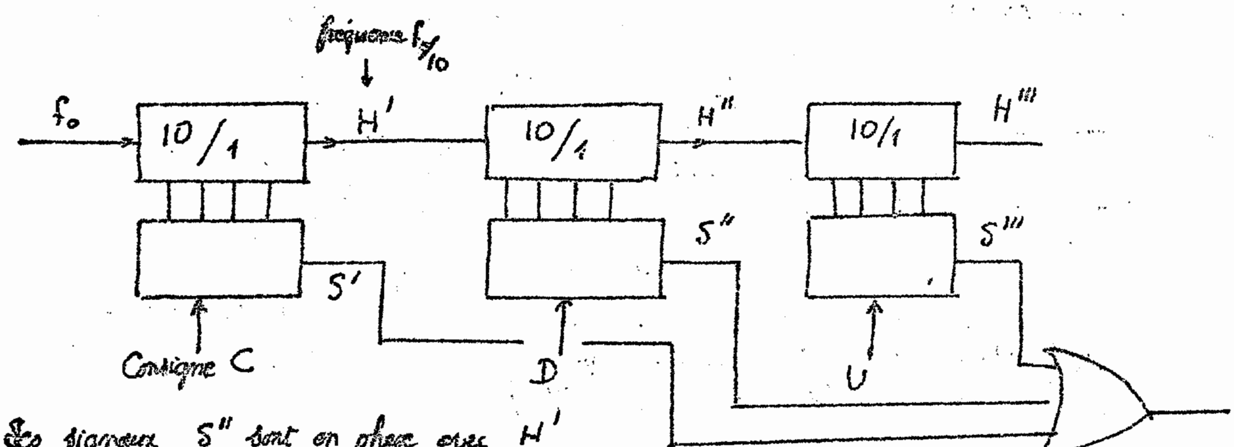
Exemple



ces impulsions étant les mieux réparties possible dans la période totale

n ne pouvant jamais dépasser 9 il existe l'une des impulsions d'horloge qui est disponible, soit H' par exemple la dernière. Il ne peut jamais y avoir coïncidence temporelle entre l'un des signaux d'horloge constituant le signal de sortie S et ce signal H'

Si on place en aval de ce dispositif un second identique comptant lui aussi sa consigne etc..



Les signaux S'' sont en phase avec H' donc ne se chevauchent jamais avec les signaux S'

Dans S' il y a C tops par cycle soit chaque seconde

$$\frac{C f_0}{10} \text{ tops}$$

Dans S'' D tops en phase avec H' par cycle du 2e compteur, soit chaque seconde

$$D\left(\frac{f_0}{10}\right)\cdot\frac{1}{10} \text{ tops } H'$$

Les signaux S ne se chevauchent jamais on peut les ajouter par un simple ou à la sortie duquel on trouvera par seconde

$$\frac{C f_0}{10} + \frac{D f_0}{100} + U \frac{f_0}{1000} \text{ tops.}$$

Soit une <u>fréquence moyenne</u> $\frac{f_0}{1000}[CDU]$

On peut mettre bout à bout autant de circuits de ce type que l'on veut sans avoir à se préoccuper du synchronisme qui est réalisé automatiquement (Exemple dans la série TTL le 74167)

<u>Le spectre est évidemment catastrophique</u> car on a toutes les raies multiples de $f_0/1000$ mais la qualité s'améliore par division.
En divisant par 1000 on atteint -40 dB pour le niveau des raies latérales
(Exemple commande de vitesse pour un moteur pas à pas)

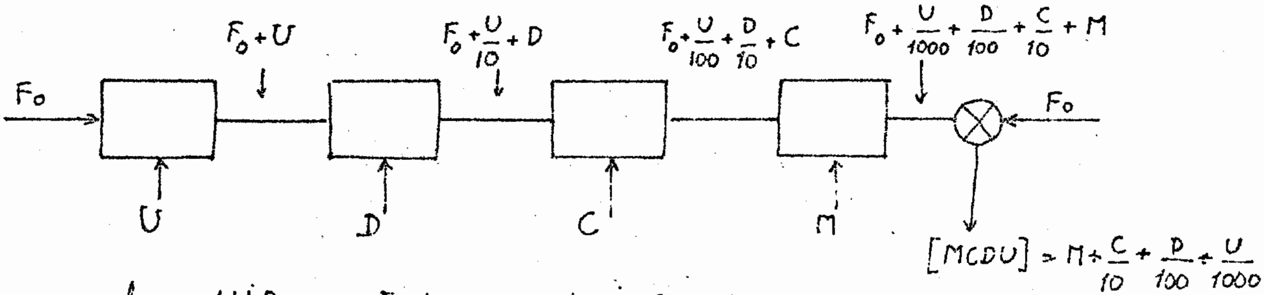
Ceci n'est naturellement possible que pour des fréquences basses, au plus 10 kHz

Il existe des méthodes beaucoup plus sophistiquées (Dana-Rockland) dans lesquelles on fabrique point par point la sinusoïde grâce à un convertisseur D→A.

VI$_6$ Méthodes de mesure mettant en oeuvre des synthétiseurs. Utilisation de l'<u>Oscillateur d'extrapolation</u>

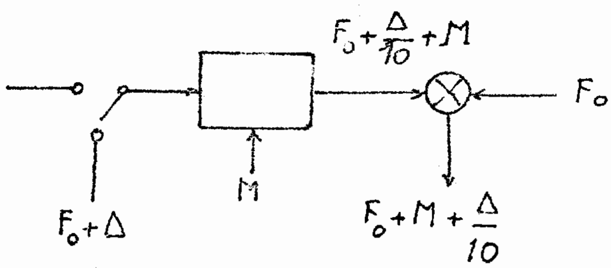
<u>1°) Fonction recherche</u> (Wobulation de haute précision)

La fréquence de sortie MCDU d'un synthétiseur est obtenue en ajoutant successivement à une porteuse F_0 des incréments définissant les différents chiffres

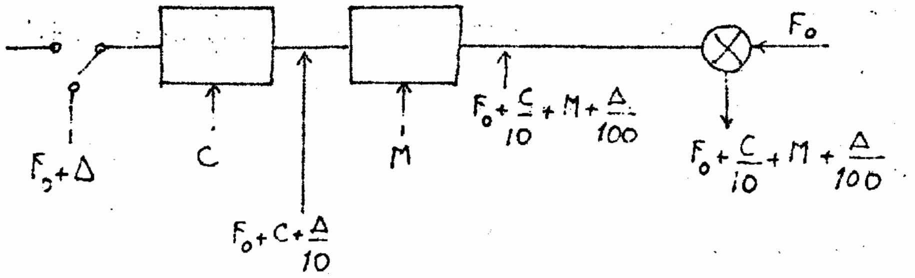


chaque UID ajoute son propre incrément
mais divise par 10 les incréments des UID précédentes

Supposons qu'à l'aide d'inverseurs on substitue à l'entrée d'une décade une fréquence $F_0+\Delta$ à la place de la fréquence normalement appliquée
Si cette substitution est effectuée à l'entrée de la décade des mille la fréquence de sortie est modifiée de $\frac{\Delta}{10}$



Si la substitution est effectuée à l'entrée de la décade des centaines à C et M fixes la fréquence de sortie n'est modifiée que de $\frac{\Delta}{100}$



Si la substitution est effectuée sur la décade des unités la variation Δ se retrouve en sortie divisée par 1000. Ainsi une variation notable d'une fréquence injectée en tête agit de façon très fine sur la fréquence de sortie, c'est ce que l'on appelle fonction recherche (search)

De façon générale

$$\text{Variation de sortie } (\delta) = 10^{-n} \text{ Variation d'entrée } (\Delta)$$

n étant le nombre de décades situées en aval

Le qualificatif de "recherche" a été choisi pour la raison suivante :

Soit à comparer 2 fréquences par la méthode de Lissajous, il faudrait essayer toutes les combinaisons possibles de MCDU. On fait appel à un oscillateur d'extrapolation Δ variable que l'on introduit d'abord tout près de la sortie ($n = 0$ ou 1)

En faisant varier continuement Δ on passe rapidement sur le battement nul ce qui donne une valeur approchée de M ou C. On affiche cette valeur puis l'on fait l'injection un cran plus à gauche. La variation de Δ se répercute alors en sortie sous forme d'une variation 10 fois plus faible qui permet de connaître le chiffre suivant (D), on affiche ce chiffre et on décale l'injection de nouveau. La recherche de la fréquence correcte est ainsi très rapide.

Cette méthode de recherche (ou méthode de l'oscillateur d'extrapolation) est très précieuse car on dispose en quelque sorte d'un démultiplicateur d'incrément permettant en wobulant Δ de réaliser une wobulation sur une bande extrêmement faible de fréquence. Avec 6 décades 1 hertz de variation sur F_0 correspond à un microhertz en sortie. La courbe de réponse d'un quartz de Q très grand peut ainsi être visualisée

Pour un tel wobulateur les marqueurs seront obtenus en mélangeant à $F_0+\Delta$ des impulsions dont les harmoniques seront visibles sur l'oscilloscope. Avec $n = 6$ et des impulsions à 100 kHz les marqueurs en sortie délimiteront des écarts de fréquence de 0,1 Hz ce qui est absolument irréalisable par toute autre méthode

Les synthétiseurs de fréquence permettent donc l'analyse extrêmement fine du comportement en fréquence des circuits à très forte surtension (quartz, surtensions de systèmes mécaniques)

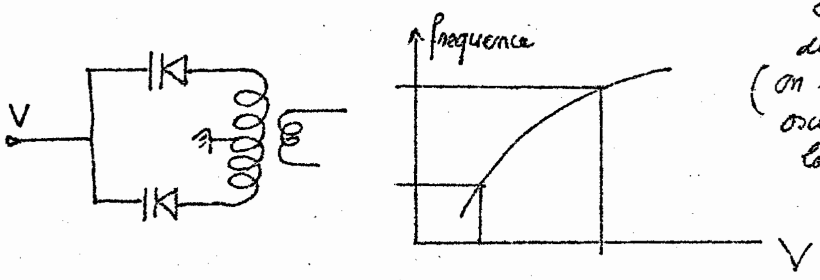
Remarque :

On a vu que pour diminuer le taux de division dans une décade on utilise parfois une fréquence intermédiaire dite d'ascenseur (voir page)
Si l'une de ces fréquences ascenseur est remplacée par une fréquence wobulée on obtient en sortie une excursion de fréquence :
- dont la longueur dépend du rang de la décade où s'est faite la substitution
- mais autour d'une fréquence qui est la fréquence numériquement affichée (avec tous ses chiffres)

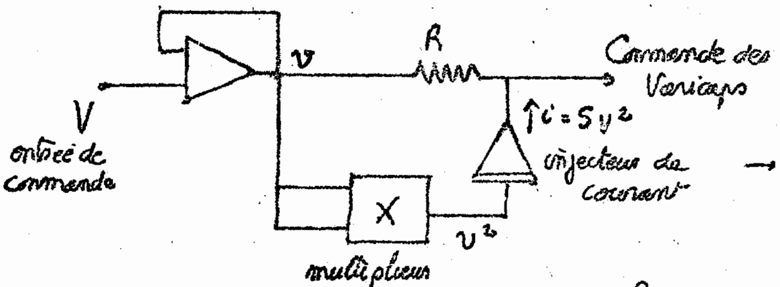
A la différence de la méthode classique décrite plus haut les décades en aval de la décade d'injection ne sont pas neutralisées

Réalisation de l'oscillateur d'extrapolation

Pour obtenir une wobulation linéaire en fonction d'une tension de commande il faut réaliser un VCO dont la fréquence varie le plus linéairement possible avec V. Or la loi de variation des varicaps est peu linéaire, il existe un terme du 2e ordre (On sait réaliser des oscillateurs dont la fréquence est une fonction très linéaire d'une tension ce sont les multivibrateurs mais ils sont très bruyants)

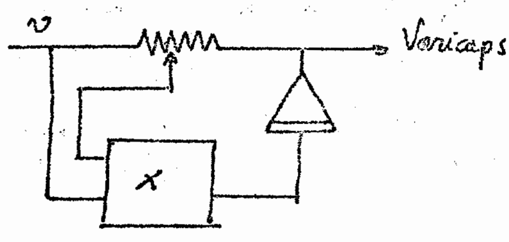


Pour linéariser le système à VCO on peut compenser le terme du 2e ordre en utilisant un multiplieur qui déforme la tension de commande comme dans le circuit ci dessous par exemple :



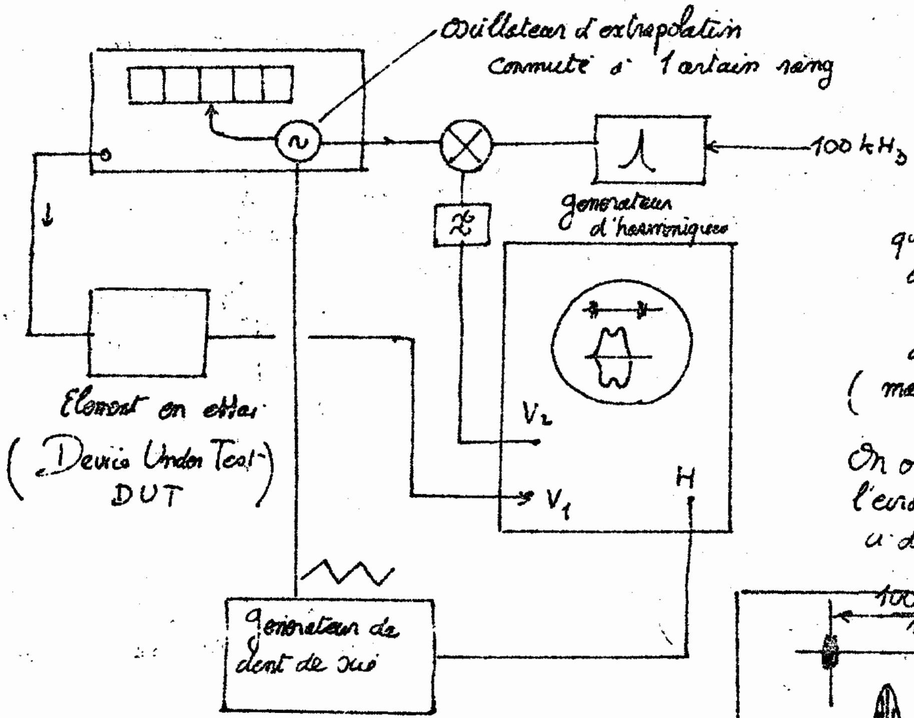
→ En réglant la valeur du coefficient S on compense le terme du 2e ordre

Par une faible modification (ci-dessous) on peut également compenser le terme du 3e ordre et obtenir par exemple entre 14 et 16 MHz une linéarité meilleure que 10^{-3}



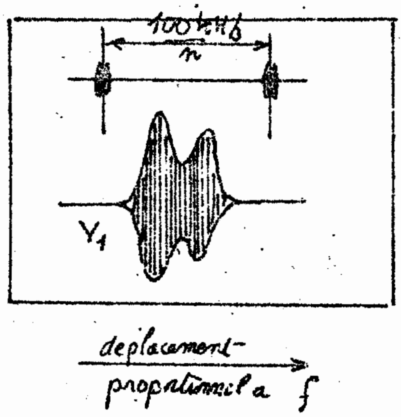
– autre avantage : <u>réalisation de marqueurs</u>

Soit le montage ci-dessous permettant d'étudier la bande passante d'un élément quelconque.



Chaque fois que la fréquence de l'oscillateur d'extrapolation passe par un multiple de 100 kHz il y a un battement qui filtré est envoyé sur la 2e voie verticale du scope (marqueur papillon)

On observe alors sur l'écran la figure ci-dessous



L'écart en fréquence entre marqueurs est de 100 kHz au niveau de l'oscillateur d'extrapolation ce qui correspond en sortie à 1 écart de $100\ kHz/10^p$

On peut ainsi générer des marqueurs tous les 0,1 Hz. On a réalisé un <u>superwobulateur</u>

– la fréquence de sortie est d'autant plus stable que l'étendue de wobulation est plus étroite, c'est évident puisque le taux de division est plus élevé (c'est le contraire pour un wobulateur ordinaire)
– les marqueurs sont générés par un circuit unique

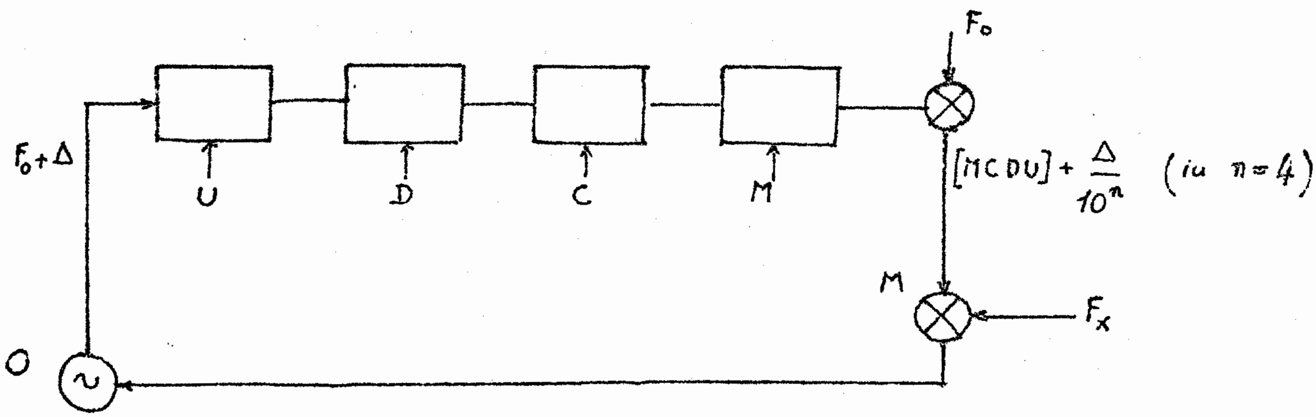
– en introduisant l'oscillateur d'extrapolation comme on l'a vu plus haut au niveau d'une fréquence intermédiaire les marqueurs deviennent relatifs, ils indiquent l'écart par rapport à la fréquence centrale connue avec tous ses chiffres. Le marqueur central indique par exemple 127327 Hz et les autres marqueurs sont à n Hz de part et d'autre

Un synthétiseur utilisé de cette façon permet de tracer la bande passante d'un quartz 5 MHz partiel 5 ayant $2,5\ 10^6$ de surtension ; aucun autre procédé n'atteint ces performances.

2°) Fréquencemètre de haute précision.

Nous verrons dans le chapitre suivant quelle est la structure classique des fréquencemètres mais le synthétiseur associé à un oscillateur d'extrapolation permet d'atteindre des performances infiniment supérieures !

Il suffit de boucler le système précédent pour le transformer en fréquencemètre de hautes performances. Le montage est représenté ci-dessous



Soit MCDU la valeur affichée sur le synthétiseur recevant à son entrée le signal à la fréquence $F_0 + \Delta$ issue d'un oscillateur d'extrapolation O. La fréquence de sortie du synthétiseur qui vaut

$$F_0 + \frac{\Delta}{10^n}$$

où n est le nombre de décades est mélangée dans un mélangeur M (qui peut être un comparateur phase-fréquence) avec la fréquence à mesurer F_x. Le signal issu de ce mélangeur est utilisé pour commander l'oscillateur d'extrapolation O.
Lorsque le système est bouclé on a

$$F_x = F_0 + \frac{\Delta}{10^n}$$

Or Δ peut être mesuré avec un fréquencemètre classique

Chaque hertz mesuré sur Δ correspond à 10^{-n} Hertz sur F_x par rapport à la valeur affichée MCDU.
Par exemple si MCDU = 1725 Hz et que le Δ obtenu lorsque la boucle est accrochée soit 343 Hz la fréquence F_x vaut 1725,0343 Hz. On atteint ainsi le dix millième de hertz.

La constante de temps de la boucle est nécessairement grande puisque le taux de division introduit est important ($N = 10^n$) et on en est maître en ajustant les coefficients de commande du VCO, oscillateur d'extrapolation et du mélangeur M.
Alors les composantes de bruit à fréquences élevées de F_x se trouvent filtrées.

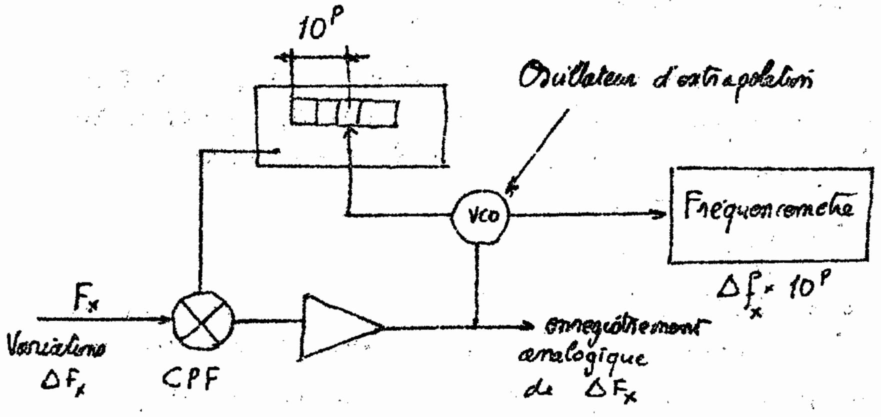
Une telle structure appellée <u>fréquencemètre actif</u> permet de mesurer du 100 MHz au millihertz près en 2 secondes

Un frequencemètre actif peut être automatisé, la mesure se fait en plusieurs temps
- d'abord mesure de F_x au hertz près
- la valeur trouvée est affichée comme consigne MCDU
- on ferme la boucle
- on mesure Δ et $\Delta/10^n$ est ajouté à l'affichage MCDU

A 100 MHz le millihertz peut être mesuré 10 fois par seconde après une 1ère mesure dont la durée totale est de l'ordre de 2 secondes
(voir plus bas)

Si l'oscillateur d'extrapolation a une fonction de transfert linéaire $\Delta = k v$ sa tension de commande v est proportionnelle à $\Delta/10^p$, elle peut être envoyée sur un enregistreur qui enregistrera ainsi les très faibles fluctuations de F_x par rapport à MCDU valeur nominale. On peut utiliser ce procédé pour étudier la dérive thermique d'un oscillateur ou les irrégularités de vitesse d'un enregistreur magnétique (pleurage)

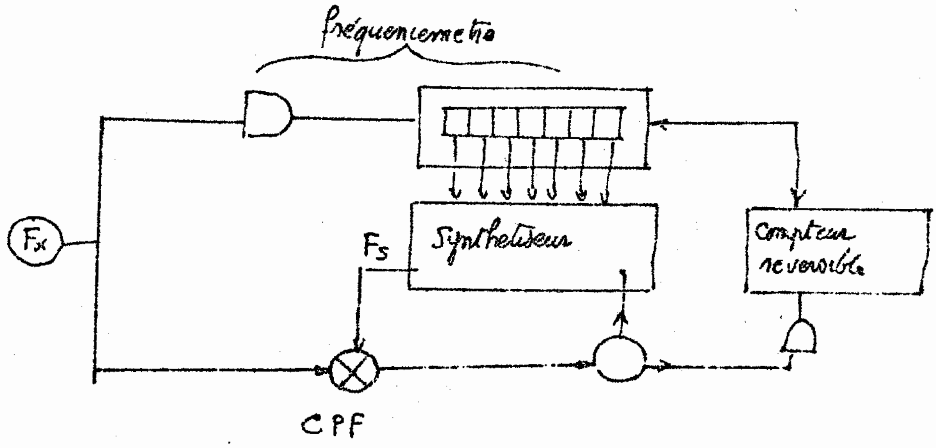
de montage complet est le suivant :



Circuit de comptage automatique

On laisse pendant 1/10 de seconde ou 1 seconde passer la fréquence F_x inconnue à mesurer dans une porte connectée à l'entrée d'un compteur à n décades (On a ainsi réalisé un compteur).
On se sert de la valeur mémorisée ainsi dans le compteur pour programmer un synthétiseur. La fréquence F_s de ce dernier est alors une valeur approchée de F_x à l'erreur de quantification près du fréquencemètre

Un comparateur de phase reçoit F_x et F_s et sa tension de sortie vient commander l'oscillateur d'extrapolation qui se compte dans un fréquencemètre auxilliaire qui est réversible et qui on fait dans cette seconde phase effectue un dé-comptage. La retenue est alors retransmise au compteur principal.
On affiche ainsi la vraie valeur de F_x avec la précision que l'on veut
Un montage d'essai a permis à 100 MHz d'afficher le mHz 10 fois par seconde



Le seul inconvénient est que l'on mesure la variation absolue de fréquence ; la précision relative est donc meilleure aux fréquences élevées.

3°) Fréquencemètre actif relatif

La structure précédente permet d'afficher, de mesurer, d'enregistrer, une variation absolue de fréquence ; il serait intéressant de mesurer dans certains cas une variation relative. Pour y parvenir il suffit d'agir sur la fréquence pilote du synthétiseur.

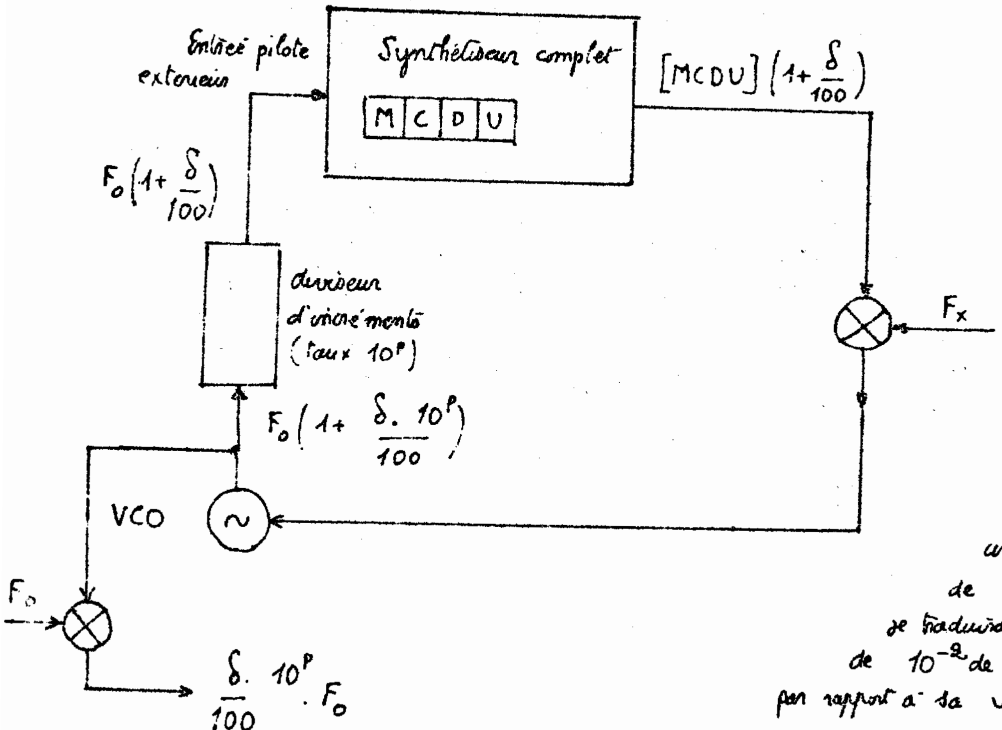
Si F_o est la fréquence pilote d'un synthétiseur affichant la consigne MCDU la fréquence de sortie vaut exactement avec la même précision que F_x [MCDU] Hertz. Si F_o est remplacé par $F_o\left(1+\frac{\delta}{100}\right)$ (δ en %) la fréquence de sortie devient naturellement

$$F_S = [MCDU]\left(1+\frac{\delta}{100}\right)$$

Imaginons que la fréquence d'entrée $F_o\left(1+\frac{\delta}{100}\right)$ soit issue d'un diviseur d'incréments de rapport 10^p, ce diviseur d'incréments reçoit à son entrée $F_o\left(1+\frac{\delta \cdot 10^p}{100}\right)$. Cette dernière fréquence peut être fabriquée par un oscillateur piloté par la tension d'erreur issue d'un mélangeur comparant F_x fréquence à étudier et F_S. Lorsque la boucle sera accrochée on aura

$$[MCDU]\left(1+\frac{\delta}{100}\right) = F_x$$

Le VCO travaille alors à $F_o\left(1+\frac{\delta}{100}10^p\right)$



En comptant avec un compteur banal l'écart de fréquence $\frac{\delta}{100} \cdot 10^p \cdot F_o$ on pourra si p est grand atteindre des variations relatives très faibles de F_x.

Par exemple si $p = 6$ une variation relative de 10^{-8} sur F_x se traduira par une variation de 10^{-2} de la fréquence du VCO par rapport à sa valeur nominale F_o

Naturellement - plus la fréquence F_x est basse plus le temps nécessaire à l'acquisition d'une mesure avec une précision donnée sera grande, la constante de temps de la boucle étant de la forme :

$$\tau = K \cdot \underbrace{10^p}_{\text{taux de division au diviseur d'incréments}} \times \frac{F_0}{\underbrace{[MCDU]}_{\text{taux de division global du synthétiseur}}}$$

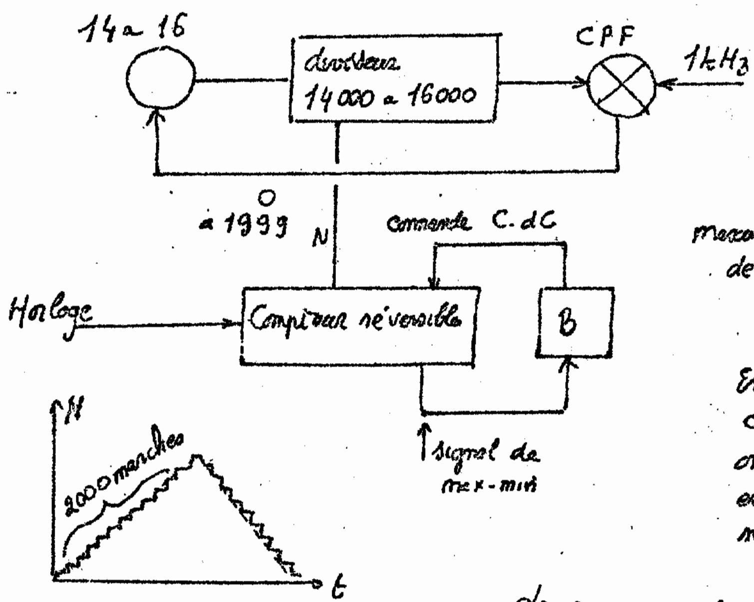
inversement proportionnel à $MCDU \# F_x$

On peut cependant afficher 10^{-12} de variation relative en une seconde pour une fréquence voisine de 10 MHz (la limite technologique étant de quelques 10^{-12})

<u>Remarque</u> : le temps de mesure doit toujours être un multiple de 20 mS période du secteur car la fréquence que l'on mesure est toujours légèrement modulée par le 50 Hz

VI$_7$ Méthodes numériques

C'est une méthode d'avenir pour réaliser des oscillateurs d'interpolation de haute linéarité.
Soit à réaliser un oscillateur 15 ± 1 MHz, 2000 points de définition suffisent on aura pas mieux avec un potentiomètre
On peut utiliser le montage suivant



Pour faire varier le programme imaginons que nous utilisons des bascules couplées en compteur réversible (de capacité 2000)
Certains montages de ce type disposent de signaux de minimum et maximum (74190) ; lorsque l'on décompte on a une information lorsque l'on arrive à zéro et lorsque l'on compte une information à 1999
En couplant ces sorties à une bascule commandant le comptage ou décomptage on peut sous l'influence d'une horloge extérieure avoir une dent de scie numérique symétrique

Le marqueur se réduit à une coïncidence logique sur le contenu du compteur réversible qui donne la consigne au diviseur.

De nombreuses variantes sont possibles, on peut par exemple utiliser le compteur réversible en simple mémoire et y injecter une consigne numérique de variation de fréquence Δf c'est ce qui est fait en modulation télégraphique d'un émetteur OC
(la fréquence de l'émetteur est changée périodiquement de f_- à f_+ avec une vitesse de transition imposée)

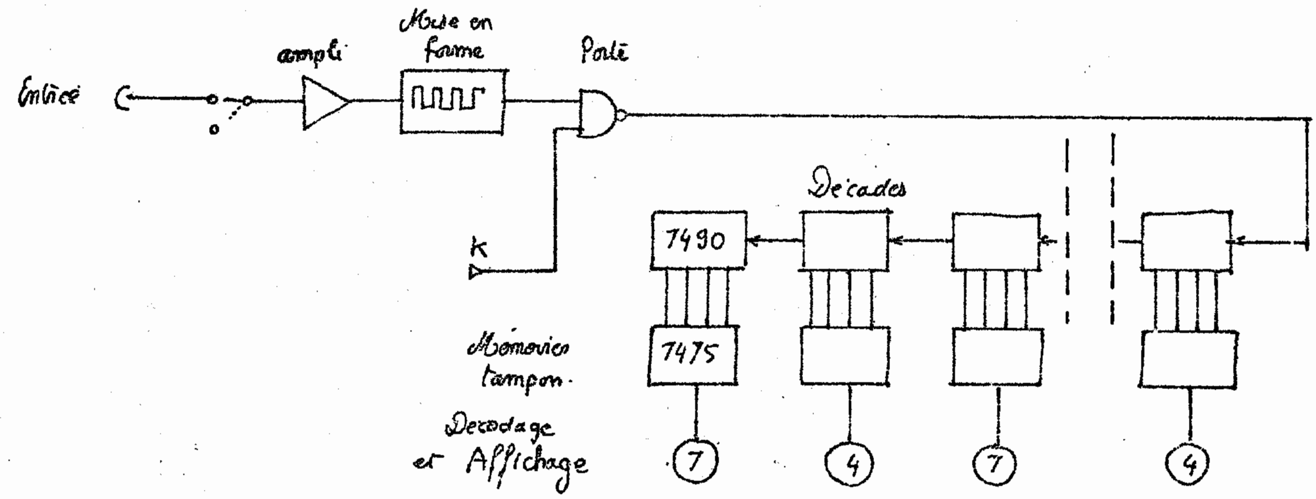
VII Les Fréquencemètres

Les fréquencemètres ont été historiquement les premiers instruments de mesure numérique et de très nombreux articles ont été écrits sur la question

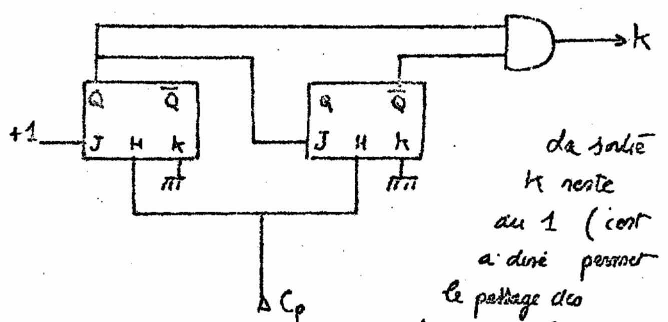
VII.1 Principe

Il s'agit de mesurer le nombre d'événements par unité de temps
Un fréquencemètre classique est constitué de la façon suivante :

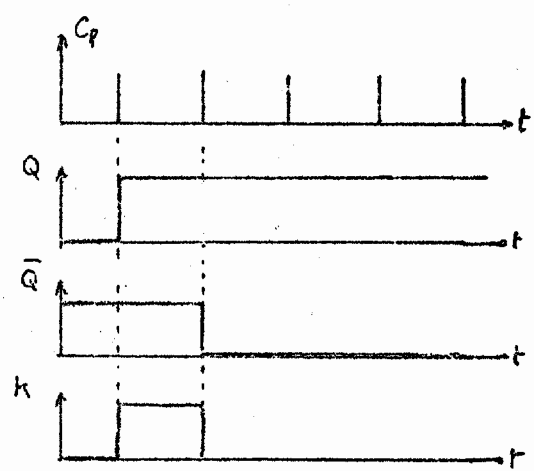
- une entrée signal pouvant être commutée vers un oscillateur de fréquence connue pour réaliser la fonction périodemètre
- un amplificateur suivi d'un formeur transformant le signal en signal à front raide pouvant être introduit dans une logique
- une porte laissant passer le signal pendant une durée fixée vers un compteur constitué de décades successives associées à des mémoires tampon (7475) et un système d'affichage (Nixie-tubes à 7 segments électroluminescents ou cristaux liquides)
  Les mémoires tampon évitent que le défilement des chiffres soit visualisé, le résultat du comptage précédent étant gardé en mémoire sur les tubes d'affichage pendant la période de mesure.



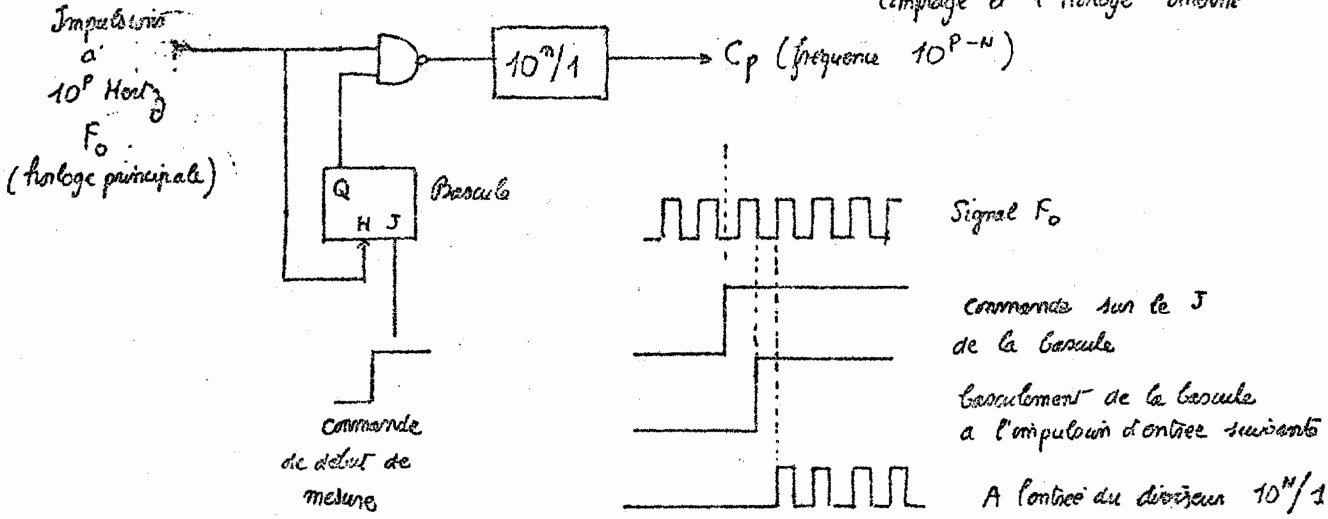
La commande de la porte peut être obtenue avec une logique à 2 bascules dont le diagramme de fonctionnement est représenté ci-dessous:



La sortie K reste au 1 (c'est à dire permet le passage des impulsions vers le compteur pendant 1 intervalle de temps entre deux tops d'horloge C_p



Ces tops sont fabriqués à partir du circuit ci-dessous : la bascule et la porte permettent de remettre en synchronisme la commande de début de comptage et l'horloge interne



Le signal d'entrée de fréquence F_x est compté pendant une période de C_p soit 10^{-P+N} secondes, le compteur affiche donc un nombre qui est

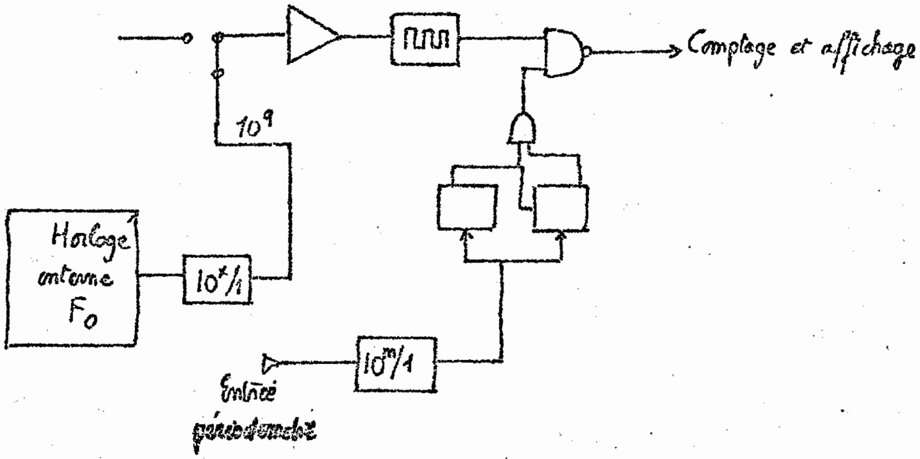
$$N = F_x \cdot 10^{N-P}$$

en jouant sur N on ajuste la durée de mesure et aussi la valeur de l'unité présente sur l'élément d'affichage le plus à droite (si le temps de mesure est 1 mS le dernier chiffre indique des kilohertz)

Periodemètre

On envoie à l'entrée comptage précédente une fréquence du type 10^9 issue de l'horloge interne et les impulsions dont l'intervalle doit être mesuré viennent à la place de C_p sur les 2 bascules de commande de porte. Le compteur affiche alors la période.

En introduisant un diviseur supplémentaire de rapport 10^m sur la nouvelle entrée on affiche le nombre de périodes du 10^9 pendant 10^m périodes du signal d'entrée, on moyenne en quelque sorte la mesure de période sur 10^m périodes du signal.



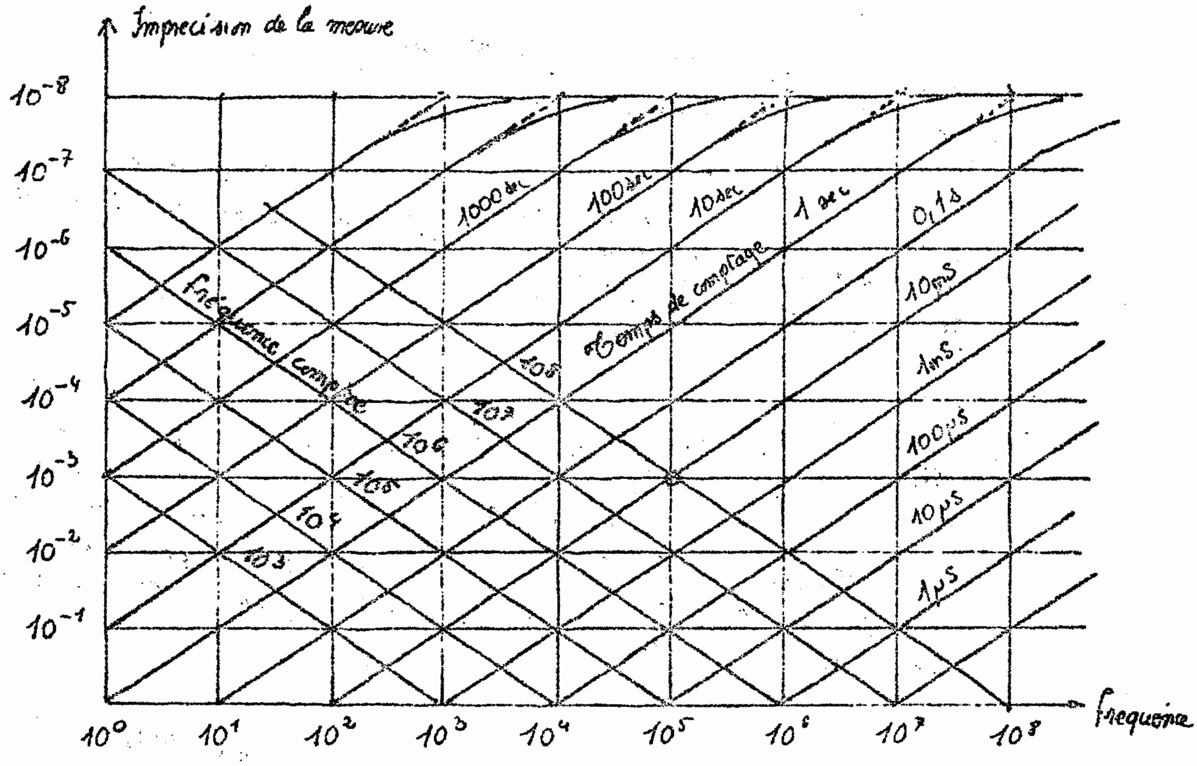
VII$_2$ Methode a utiliser pour mesurer une frequence : Imprecision.

Pour mesurer la frequence d'un signal on peut operer de 2 façons
- compter ce signal pendant 10^n secondes
- compter un oscillateur a 10^p pendant 10^m periodes du signal (utilisation en periodemetre)

La precision de la mesure est differente suivant la methode choisie et il est important de savoir quelle solution adopter pour etudier un signal donné

La precision est limitée par 2 phenomenes
- imprecision de la base de temps generale (horloge principale qui est un oscillateur a quartz)
- en periodemetre bruit de declenchement du signal qui forme le signal a la frequence F_x pour determiner l'intervalle de comptage

On peut tracer le diagramme ci dessous



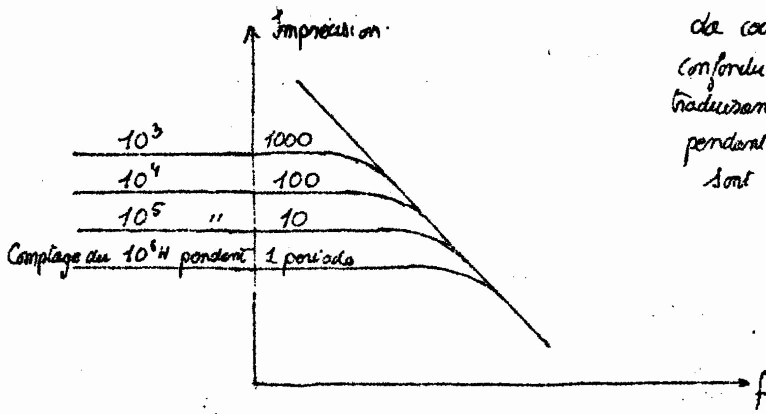
__En frequencemetre__ l'erreur commise est de ± 1 periode, soit une precision relative de
10^{-6} si l'on compte du 1 MH$_z$ pendant 1 sec
10^{-5} " 0,1 sec etc..
La precision étant par exemple limitée a 10^{-8} par l'oscillateur pilote
Ceci est traduit par un 1er reseau de courbes sur lequel on peut lire par exemple qu'avec une durée de mesure de 10 mS l'erreur commise sur le comptage d'une frequence de 100 kH$_z$ est de 10^{-3}

__En periodemetre__

Pour chaque droite on indique comme parametre la frequence qui est comptée. Pendant une periode du 10^3 H$_z$ par exemple on compte 10^3 periodes d'un signal a 1 MH$_z$, l'imprecision (± 1) est donc de 10^{-3}

En toute rigueur il faudrait tenir compte du cas où l'on compte plusieurs périodes
la précision est de 10^{-6} si l'on compte du 100 MHz pendant 1 période d'un signal à 100 Hz
10^{-6} 100 MHz 10 — 1 kHz
10^{-6} " 100 " 10 kHz etc.

En réalité les courbes sont théoriques car l'imprécision n'est pas déterminée par la fréquence que l'on mesure mais par celle du dispositif qui détermine le temps de comptage à partir du signal, c'est à dire par le "jitter" du formeur. On conçoit que l'erreur est plus faible si le comptage est effectué pendant plusieurs périodes du signal d'entrée.



La courbe tracée pour 10^6 Hz n'est plus confondue sur toute sa longueur avec celle traduisant l'erreur obtenue en comptant du 10^5 Hz pendant 10 périodes etc.., les asymptotes sont différentes

Le graphique précédent permet donc pour chaque valeur de fréquence de choisir la méthode de mesure la plus précise ou la plus courte

Il faut remarquer qu'en périodemètre il faudra inverser le chiffre affiché

VII$_3$ Perfectionnements des fréquencemètres classiques

1. Fréquencemètre réciproque (ou calculateur)

On fonctionne en périodemètre en mesurant la durée de n périodes du signal d'entrée et on calcule ensuite l'inverse, d'où le qualificatif de "calculateur" attribué parfois à de tels appareils. En pratique ce système n'est valable que jusqu'à 20 kHz

2 Mesure des fréquences élevées

Il y a 2 grands procédés
- division aveugle
- méthodes de battement

a) Par division (préscaler)

La fréquence F_x à mesurer est d'abord divisée par N grâce à un diviseur de fréquence et le résultat est compté pendant $N.10^p$ secondes
Actuellement on sait faire N = 10 jusqu'à 600 MHz
$N = 2^a$ (diviseurs binaires) jusqu'à 1,2 GHz
(les technologies utilisées sont les ECL, la logique la plus rapide actuellement est la P.ECL III de Plessey, il existe un diviseur binaire 600 MHz qui ne consomme que 10 mW contre 160 MHz pour du matériel concurrent en particulier américain)

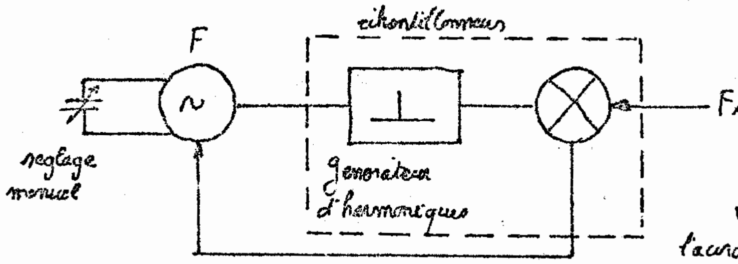
Ce système de division a le gros avantage d'être entièrement automatique, mais à précision égale le temps de mesure est augmenté dans le rapport N

b) par battement

Il y a plusieurs solutions :

6.1 Mesure d'un sous-harmonique

On utilise un oscillateur variable travaillant dans une bande de fréquences assimilables par le fréquencemètre de base ; pour un fréquencemètre 100 MHz on prendra par exemple un oscillateur couvrant 50 à 100 MHz.
L'onde issue de cet oscillateur est envoyée dans un système non linéaire fabriquant de nombreux harmoniques et mélangée à la fréquence F_x à mesurer (l'ensemble de l'élément non linéaire générateur d'harmoniques et du mélangeur est en fait un système d'échantillonnage, voir page 81). La tension de sortie du mélangeur est utilisée pour asservir l'oscillateur sur l'un des harmoniques de F_x ; cet asservissement se boucle lorsque l'oscillateur est "approché" manuellement de l'un des sous-harmoniques de F_x. Pour déterminer le rang de ce sous harmonique on cherche 2 valeurs successives de F permettant l'accrochage. Alors



$$F_x = (N+1)\,F_1 = N F_2$$

d'où

$$N = \frac{F_1}{F_2 - F_1}$$

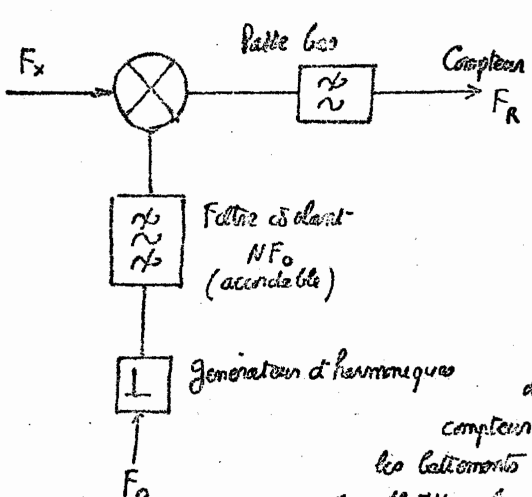
valeur facile à calculer si l'on a mesuré les 2 valeurs successives de F. Il ne reste ensuite qu'à calculer $F_x = N F_2$

Ce procédé qui a été automatisé permet de monter très haut en fréquence, jusqu'à 18 GHz, il présente l'avantage de permettre la mesure de fréquence pour un signal F_x bruyant, accompagné de raies voisines de niveau important, ceci par suite de la propriété de filtrage possédée par la boucle d'asservissement de phase. Avec pour cette boucle une constante de temps suffisante on peut même mesurer la fréquence de trains d'impulsions cohérents (radar)

6.2 Battement avec harmonique

C'est la méthode la plus courante.

On fait battre la fréquence F_x à mesurer avec une fréquence filtrée NF_0, F_0 étant la fréquence d'un oscillateur interne. Le battement est filtré en passe bas avant d'attaquer un compteur classique.



On a $F_x = NF_0 + F_R$

la connaissance de F_R permet de calculer F_x si le taux N est connu. Or ce taux est déterminé par le filtre qui est le plus souvent une cavité accordable étalonnée en fréquences.

Pour éviter toute ambiguïté sur N on cherche le battement en faisant croître N, on peut d'ailleurs vérifier qu'en augmentant N on aurait une autre solution possible telle que $F_x = (N+1)F_0 - F'_R$

Le problème essentiel est celui de la 1ère gamme. Si le compteur peut compter seulement jusqu'à 10 MHz et que l'on fait les battements avec les harmoniques de 10 lors d'une mesure autour de 12 MHz il reste non du 2 MHz (12 - 10 = 2), or le 10 MHz passera lui aussi dans le filtre. On doit donc faire en sorte que la fréquence maximale que l'on peut compter dans le compteur soit beaucoup plus grande que le pas F_0 (Par exemple avec $F_{max} = 50$ MHz on utilisera des pas de 10 MHz et le système ne sera utilisé que pour compter F_x supérieur à 50 MHz)

Avec des transistors et une génération d'harmoniques par snap-off on atteint 500 MHz par pas de 10 avec une cavité de sélection on a pu faire 3 GHz avec des pas de 50 MHz et enfin avec des filtres à haute surtension à YIG 18 GHz avec des pas de 100 MHz (grenats d'Yttrium accordés par champ magnétique.)

3°) <u>Utilisation d'un synthétiseur de fréquence</u>

On peut mesurer la valeur absolue avec une précision prodigieuse en utilisant un oscillateur d'extrapolation ou en valeur relative en agissant sur la fréquence pilote du synthétiseur.
Voir chapitre précédent.

Texte rédigé d'après notes et enregistrement pris au cours de Mr Charbonnier en 1973 et 1974

Rédaction terminée le 19 novembre 1974

J. AUVRAY