

CHAPITRE 3

RECEPTION ET PILOTAGE

Rédigé avec la collaboration de Monsieur André BERGES

1	CONCEPTION GÉNÉRALE.....	2
1.1	RÉCEPTION NON COHÉRENTE ASSOCIÉE À UN OSCILLATEUR DE PUISSANCE	2
1.2	RÉCEPTION COHÉRENTE ASSOCIÉE À UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE.....	3
1.3	RÉCEPTION COHÉRENTE ASSOCIÉE A UN OSCILLATEUR DE PUISSANCE.....	5
1.4	CAS LIMITE DE LA RÉCEPTION COHÉRENTE : RÉCEPTEUR SYNCHRONE	5
2	LES AMPLIFICATEURS HYPERFRÉQUENCES.....	6
2.1	CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS UTILISES	6
2.2	ORGANISATION TYPES DES AMPLIFICATEURS.....	7
2.3	PERFORMANCES DES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS	8
3	AMPLIFICATEURS MOYENNE FRÉQUENCE	9
4	DÉTECTEURS ET MÉLANGEURS	9
4.1	DÉTECTEURS.....	9
4.1.1	Détecteur d'amplitude, principe.....	9
4.1.2	Estimation du rapport de conversion du détecteur d'amplitude	10
4.1.3	Détecteur amplitude phase.....	12
4.2	LES MÉLANGEURS	13
4.2.1	Détecteur amplitude phase utilisé en mélangeur	13
4.2.2	Mélangeur utilisant des détections non linéaires.....	14
4.2.3	Principe du mélangeur hyperfréquence.....	14
4.2.4	Signaux recueillis par les mélangeurs	19
4.2.5	Elimination du bruit d'OL – Mélangeurs symétriques	20
4.2.6	Principe de l'élimination de la fréquence image.....	21
4.2.7	Mélangeur bande latérale unique à faible bruit (BLU).....	22
5	OSCILLATEURS STANDARDS DE FRÉQUENCES.....	23
5.1	PRINCIPE DE BASE	23
5.2	STABILITÉ DES OSCILLATEURS	24
5.3	OSCILLATEURS À QUARTZ.....	25
5.4	OSCILLATEURS À RÉSONATEUR DIÉLECTRIQUE	26
5.5	OSCILLATEURS A ACCORD VARIABLE.....	27
5.6	MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE	28
5.6.1	Multiplificateur à diodes de commutation (principe)	28
5.6.2	Multiplificateurs à varactors.....	30
5.7	OSCILLATEURS À BOUCLE DE PHASE – SYNTHÉTISEURS.....	31
5.8	OSCILLATEURS SYNCHRONISÉS PAR INJECTION.....	32
5.9	STANDARD DE FRÉQUENCES.....	33
6	PARTIE HISTORIQUE : LES ANCIENS AMPLIFICATEURS HYPERFREQUENCES.....	36
6.1	TUBES À ONDES PROGRESSIVES FAIBLE BRUIT.....	36
6.2	AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES	36
6.2.1	Principe.....	36
6.2.2	Equation de Manley-Rowe application aux amplificateurs paramétriques.....	37
6.3	AMPLIFICATEURS À DIODES.....	39
6.3.1	Caractéristiques des diodes utilisées	39
6.3.2	Amplificateur en transmission	39
6.3.3	Amplificateur en réflexion.....	41
6.3.4	Schémas types ; performances	42

1 CONCEPTION GÉNÉRALE

L'organisation des chaînes de réception et pilotage est liée à la nature de l'émetteur associé qui peut être un amplificateur de puissance ou un oscillateur de puissance.

Néanmoins, les récepteurs radar possèdent tout ou partie des éléments caractéristiques suivants :

- **Amplificateurs hyperfréquences**, qui permettent de fixer les caractéristiques de bruit interne du récepteur.
- **Changeurs de fréquences** ou **mélangeurs**, ils permettent de séparer la chaîne d'amplification en plusieurs étages travaillant sur des fréquences porteuses différentes, de façon à obtenir de grands gains sans couplage des chaînes haut niveau aux étages bas niveau. Cet agencement est connu sous le nom de **réception superhétérodyne**.
- **Amplificateurs moyenne fréquence**, que sont les différents étages d'amplification avant détection du signal, les derniers étages remplissent en outre, une fonction de filtrage.
- **Les détecteurs** qui opèrent le passage du signal moyenne fréquence au signal vidéo-fréquence et sont, suivant les cas, détecteurs d'amplitude, détecteurs de phase ou détecteurs amplitude phase (que l'on classe également en détecteurs non cohérents et détecteurs cohérents).
- **Amplificateurs vidéo fréquence**, qui après détection, amènent le signal à un niveau suffisant pour les traitements dans les étages terminaux (visualisation, extraction...).
- **Les oscillateurs** qui fournissent les fréquences de référence nécessaires aux différentes fonctions de changement de fréquence et de détection cohérente.

Le but du présent chapitre n'est pas de reprendre par le détail l'étude de chacun de ces éléments, mais simplement de mettre en valeur les propriétés caractéristiques de ceux-ci dans le cadre de l'organisation générale du récepteur radar.

Nous nous contenterons par le fait, de nous limiter à des descriptions de principe imaginées par quelques exemples de réalisation.

Auparavant, nous allons situer ces éléments dans les quatre schémas fonctionnels caractéristiques.

1.1 RÉCEPTION NON COHÉRENTE ASSOCIÉE À UN OSCILLATEUR DE PUISSANCE

Le signal perçu par le radar, de fréquence F_E , après une éventuelle amplification en hyperfréquence, est transposé à la moyenne fréquence MF par battement avec la fréquence de référence (F_1) fournie par un oscillateur local.

On peut écrire par exemple :

$$MF = F_E - F_1.$$

Le signal est ensuite amplifié en moyenne fréquence puis détecté et traité en vidéo.

Dans ce type de chaîne, la difficulté provient des dérives de fréquence de l'oscillateur de puissance, qui peuvent amener le signal moyenne fréquence hors de sa bande d'amplification.

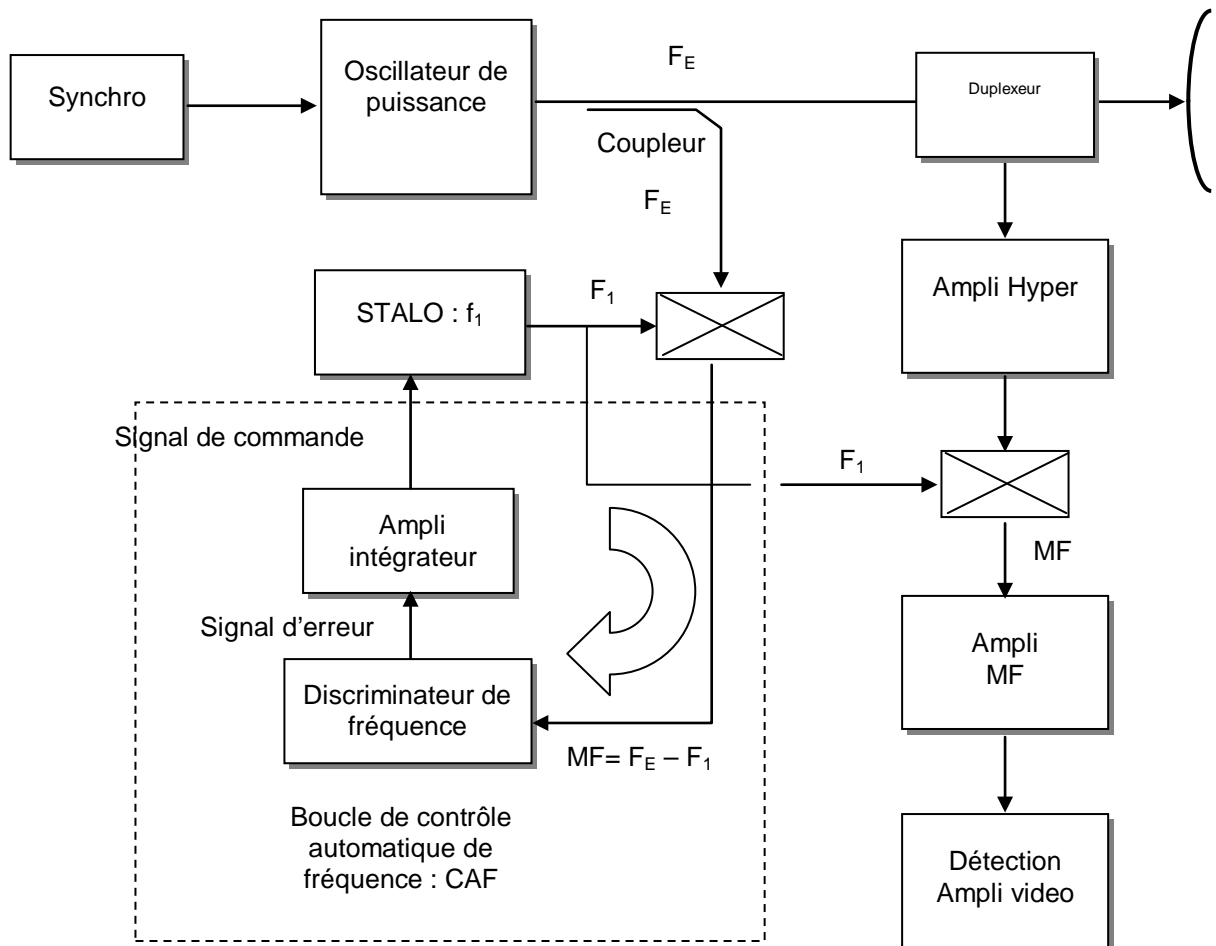
On est donc amené à compenser cette dérive par un contrôle de la fréquence de l'oscillateur local.

A cet effet, une fraction du signal émis est prélevée par un coupleur et subit par un battement avec le signal de l'oscillateur local, la même transposition de fréquence que le signal reçu.

La fréquence (MF) ainsi obtenue est analysée dans un discriminateur de fréquence et le signal de sortie de ce discriminateur est amené sous la forme d'une tension d'erreur (*proportionnelle à l'écart mesuré entre la MF théorique et la MF mesurée*) dans l'amplificateur de commande qui joue en outre le rôle d'intégrateur (*moyennage*).

La tension d'erreur ainsi obtenue permet d'agir sur la fréquence F_1 de l'oscillateur local.

La boucle d'asservissement ainsi constituée porte le nom de « contrôle automatique de fréquence : CAF ».



1.2 RÉCEPTION COHÉRENTE ASSOCIÉE À UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

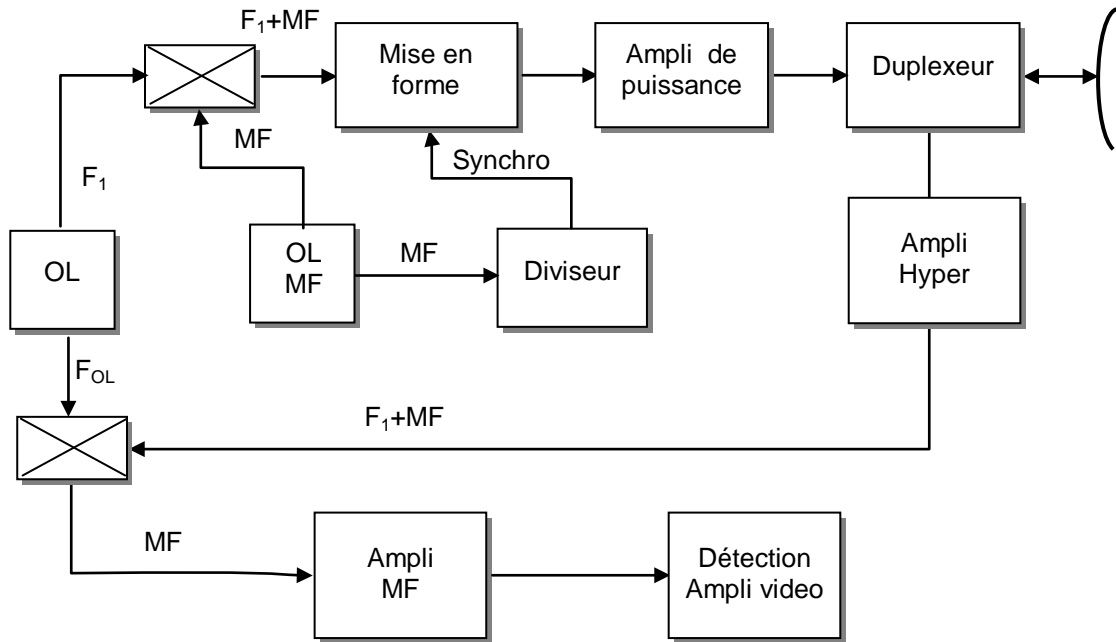
Dans ce cas, c'est le signal émis qui est stabilisé. Il résulte du battement supérieur d'un signal moyenne fréquence convenablement mis en forme et du signal issu d'un oscillateur local.

De cette manière, la stabilité de fréquence de l'ensemble est en principe uniquement liée à celle des deux oscillateurs.

On aboutit ainsi à une génération du signal dont la fréquence et la phase sont maîtrisées. D'où la nom de chaîne d'émission cohérente donnée à ce type de dispositif.

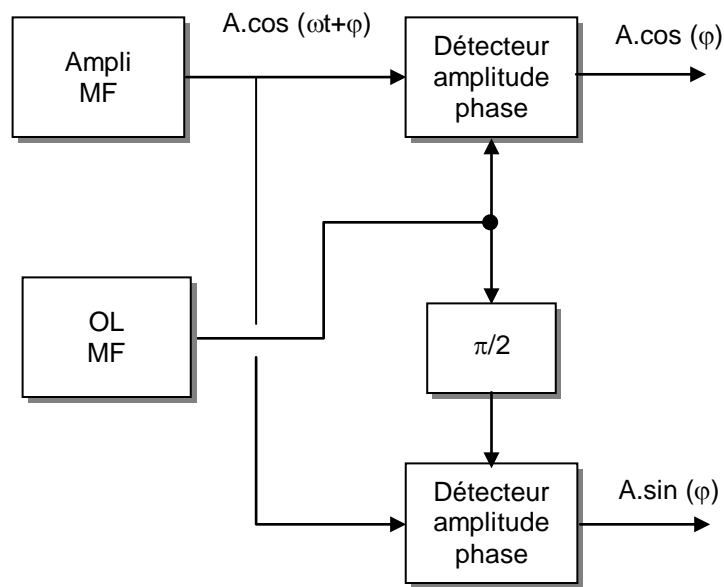
En outre, si la synchronisation du radar est obtenue par division de la fréquence de l'oscillateur local fournissant la MF, la chaîne d'émission est alors synchrone (Cf. &1.4).

LA RECEPTION



Dans le schéma précédent, la cohérence n'est concernée que jusqu'au détecteur, au-delà duquel la connaissance de la phase du signal est perdue.

Si on désire conserver la connaissance de la phase du signal après sa détection en vue de traitements ultérieurs, il sera nécessaire de remplacer ce détecteur par un double démodulateur amplitude-phase, comme sur le schéma ci-après.



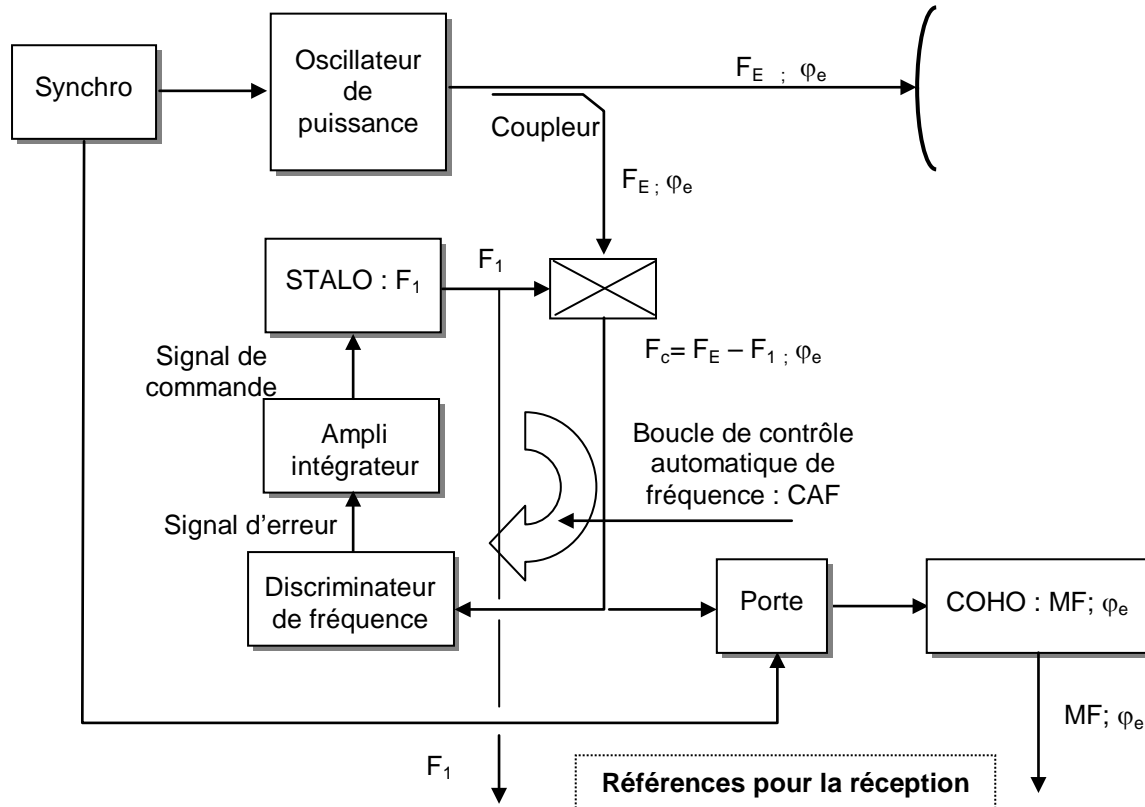
Le signal émis subit une double démodulation amplitude-phase (cf. paragraphe 4.1.2), dont l'action est équivalente à une transposition à la fréquence zéro, ce qui permet de restituer les deux composantes :

$$A.\cos(\varphi) \text{ et } A.\sin(\varphi)$$

où A est l'amplitude du signal reçu et φ l'écart de phase entre le signal reçu et la référence conservée dans l'oscillateur moyenne fréquence. L'amplitude et la phase du signal reçu sont alors caractérisés dans le signal détecté, ce qui est par définition, la propriété fondamentale d'une chaîne de réception cohérente.

1.3 RÉCEPTION COHÉRENTE ASSOCIÉE A UN OSCILLATEUR DE PUISSANCE

La partie hyper et MF de la chaîne est celle décrite en 1.1 et l'oscillateur local est supposé asservi en fréquence à l'oscillateur de puissance par l'intermédiaire du CAF.



L'oscillateur de puissance engendre à chaque récurrence une impulsion de phase quelconque. Le problème posé est de déterminer la différence de phase entre le signal reçu et le signal émis : il faut donc mettre en mémoire la phase du signal émis.

Cette opération est ici faite en utilisant un oscillateur dit cohérent qui à chaque émission est asservi en phase au battement entre l'OL et l'oscillateur de puissance. Cet asservissement réalisé, l'oscillateur cohérent joue le même rôle que l'oscillateur MF du cas précédent.

1.4 CAS LIMITE DE LA RÉCEPTION COHÉRENTE : RÉCEPTEUR SYNCHRONE

Dans certains types de traitement, le signal pris en compte est un train d'impulsions. Le traitement se fait en moyenne fréquence ou après détection cohérente.

Dans ce cas, pour que des signaux reçus dont la phase n'a pas varié, soient vus sous une phase constante, il faut que la phase de la porteuse soit la même d'une impulsion à la suivante. Cette condition n'est respectée que si la fréquence de la porteuse est un multiple de la fréquence de répétition du signal.

De tels récepteurs sont bâtis à partir d'un standard de fréquences, dans lequel, à partir d'un oscillateur local très stable, sont engendrés par multiplication ou division de fréquences, tous les signaux de commande du radar, depuis les signaux de commande de l'émetteur, jusqu'à toutes les fréquences nécessaires aux divers mélangeurs.

2 LES AMPLIFICATEURS HYPERFRÉQUENCES

Ils sont utilisés en réception comme amplificateurs à faible bruit ou dans les chaînes de pilotage en amont des amplificateurs de puissance comme amplificateurs bas niveau. Les notions de facteur de bruit et température de bruit sont reprises au chapitre 6, leurs applications comme amplificateurs de puissance au chapitre 4.

L'emploi des transistors pour l'amplification hyperfréquence est maintenant généralisé du fait des progrès technologiques réalisés tant sur la fréquence de coupure des transistors qui peut atteindre 200 GHz, que sur les puissances réalisables.

2.1 CARACTERISTIQUES DES TRANSISTORS UTILISES

Deux grandes familles de transistors sont utilisées, comme résumé ci après de manière non limitative:

Les transistors à jonction ou bipolaires :

Bipolar Jonction Transistors (BJTs) sur substrat Silicium.

Bipolar Transistor (HBTs) sur substrat Arséniure de Gallium (GaAs) pour les applications hyperfréquences.

Les transistors unipolaires à effet de champ :

Field Effect Transistor (FETs) dont la famille des MEtal Semiconductor FETs (MESFETs)

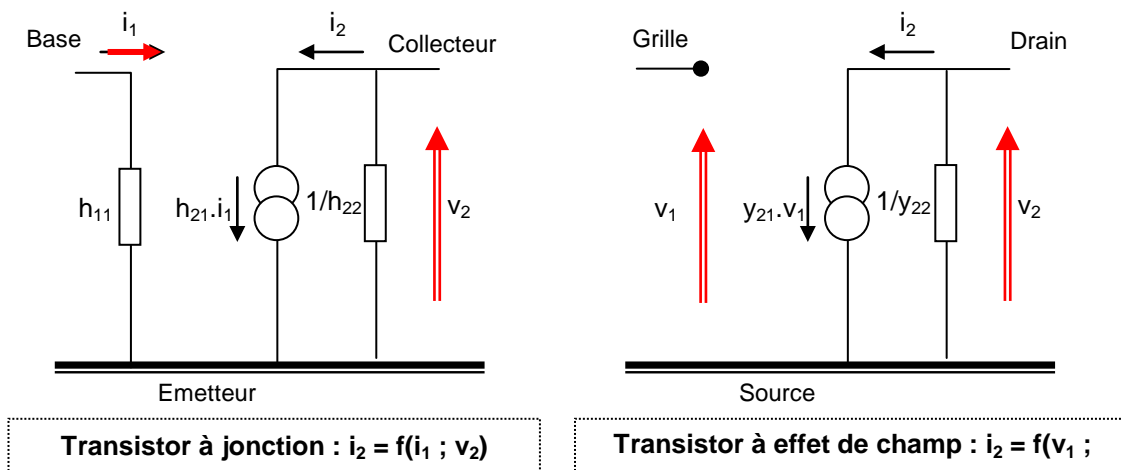
High Electron Mobility Transistors (HEMTs)

Field Effect Transistors (HFETs), sur substrat Arséniure de Gallium.

Metal Insulator Semiconductor FETs, (MISFETs) sur substrat Phosphore d'Indium

Schémas électriques équivalents

En basse fréquence, les schémas équivalents des transistors sont les suivants :



h_{11} = impédance d'entrée : R_e ($\approx 1 \text{ k}\Omega$)

h_{21} = gain en courant : β (≈ 50)

$1/h_{22}$ = impédance de sortie : R_s ($\approx 1 \text{ k}\Omega$)

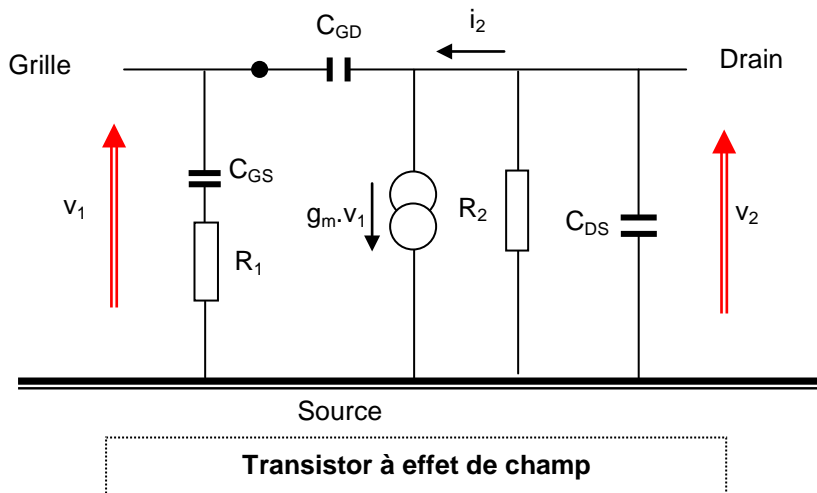
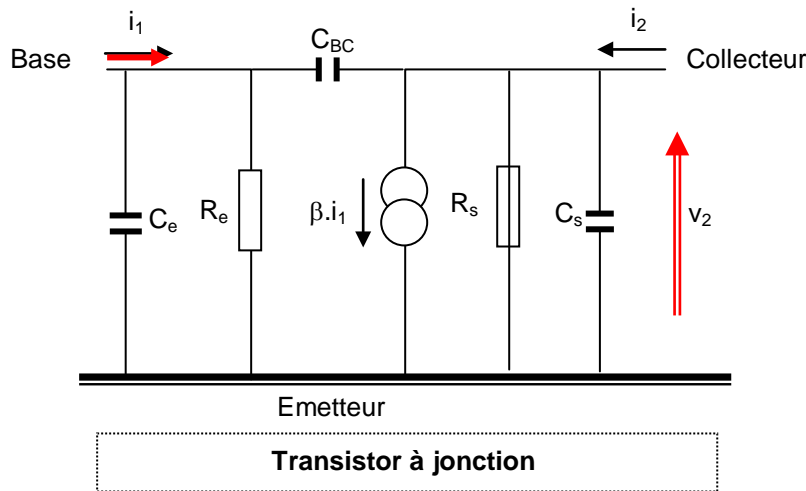
y_{21} = pente du transistor g_m ($\approx 50 \text{ }\Omega^{-1}$)

$1/y_{22}$ = impédance de sortie ($\approx 500 \text{ }\Omega$)

y_{22} = conductance de drain : g_d

On remarque sur ces schémas que les transistors à jonction se commandent en courant, alors que les transistors à effet de champ se commandent en tension.

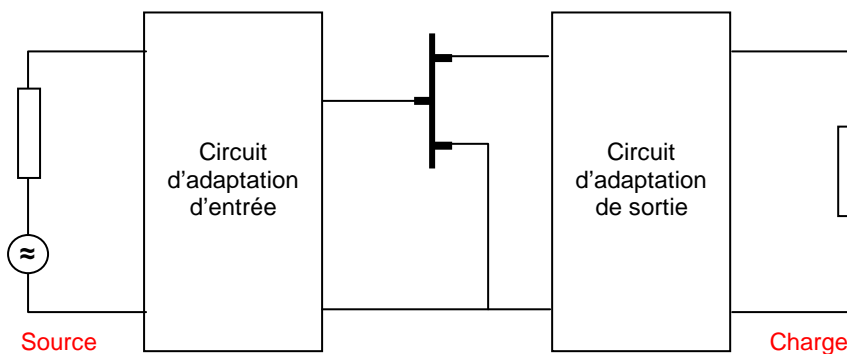
En hautes fréquences, il convient d'ajouter les capacités parasites entre les différents éléments pour aboutir aux schémas types très simplifiés suivants :



2.2 ORGANISATION TYPES DES AMPLIFICATEURS

Quoique les capacités parasites soient très faibles (inférieures à 0,1 pF), elles viennent modifier les paramètres des transistors en introduisant un couplage entre l'entrée et la sortie et en venant diminuer les impédances d'entrée et de sortie des montages.

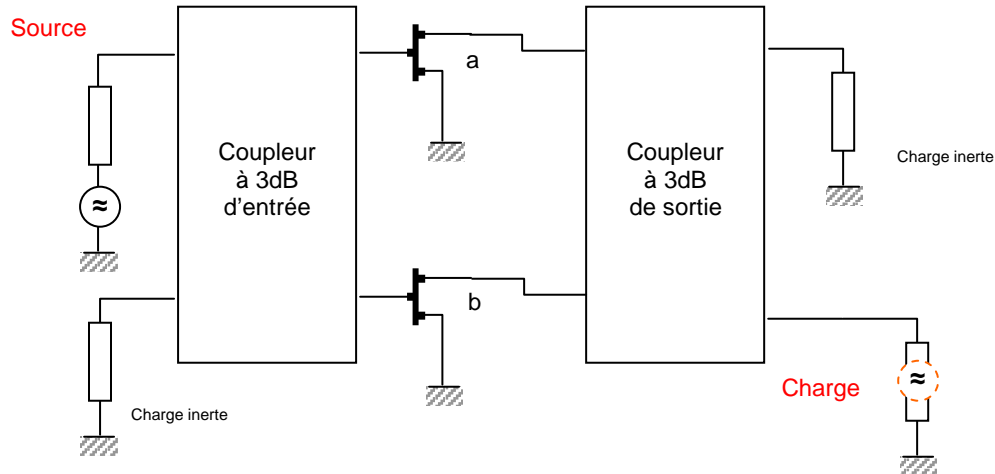
Il sera donc nécessaire de placer des circuits d'adaptation d'entrée et de sortie au niveau de chaque étage d'amplification comme sur le schéma suivant :



Si plusieurs étages sont réalisés, les circuits d'adaptation intermédiaires, entre deux étages contribuent à l'obtention de la bande passante finale, les circuits d'entrée et de sortie réalisant

les adaptations sur la source et la charge, généralement à 50 Ω. Des isolateurs pourront être nécessaires entre étages pour absorber les ondes réfléchies compte tenu des TOS importants rencontrés.

Une autre solution, dans le cas de la recherche de très larges bandes, consiste en l'utilisation d'étages équilibrés utilisant des coupleurs à 3 dB.



Dans ce cas, l'adaptation entrée et sortie est réalisée par les coupleurs (ondes réfléchies dissipées dans les voies chargées). Les performances obtenues dépendent de l'équilibrage des deux étages (gain et déphasages) approximativement :

gain :

$$G = \frac{G_a + G_b + 2\sqrt{G_a G_b} \cos(\varphi_a - \varphi_b)}{4}$$

facteur de bruit :

$$F = \frac{F_a + F_b}{2}$$

Les éléments des circuits d'adaptation sont des réactances pures (selfs ou capacité) en constantes réparties, des éléments de lignes hyperfréquences, associées à des lignes couplées et à des transformateurs quart d'onde pour les adaptations finales entrées/sorties.

Pour les FETs GaAs, l'utilisateur des techniques MMIC (Microwaves Monolithic Integrated Circuits, voir chapitre 2) permet la réalisation de modules amplificateurs complets sur un seul circuit intégré.

2.3 PERFORMANCES DES AMPLIFICATEURS A TRANSISTORS

En dehors des amplificateurs de puissance qui seront examinés au chapitre 4, les amplificateurs à transistor sont couramment utilisés comme amplificateur de réception et de pilotage.

En réception faible bruit, des gains de 25 à 30 dB (10 à 15 dB par étage) pour des largeurs de bande de 1 à 3 octaves sont couramment réalisés, des gains supérieurs pouvant être obtenus en bandes plus étroites (40 dB dans 30 % de bande).

Les composants GaAs-Fet commercialisés aux fréquences de 2 à 20 GHz présentent un facteur de bruit inférieur à 1 dB pour un gain supérieur à 10 dB.

Des valeurs du même ordre ont été obtenues à 60 MHz avec des transistors MISFET

Certains circuits commercialisés intègrent en outre un étage mélangeur et présentent un facteur de bruit global (voir chapitre 6) de 1 à 3 dB.

3 AMPLIFICATEURS MOYENNE FRÉQUENCE

Les amplificateurs moyenne fréquence de radar doivent avoir des gains très élevés. En effet, les signaux d'entrée ont un niveau très faible (jusqu'à 10^{-12} watts), et les signaux de sortie doivent être suffisants pour attaquer l'étage détecteur (environ 0,5 à 1 V sur 50 à 100 Ω , soit en moyenne 10^{-2} watts).

Pour cela, on dispose de plusieurs étages d'amplification isolés lorsque cela est nécessaire, par des changements de fréquence qui évitent les couplages entre étages.

Les amplificateurs sont des étages sélectifs (comportant des filtres à cavité ou des circuits oscillants), dont le gain est important et qui facilitent le filtrage des signaux parasites.

On peut obtenir par série d'étages des gains de 30 à 60 dB avec des bandes passantes de 15 à 30 %.

La bande passante de chaque étage élémentaire doit être très large car la bande de l'ensemble est le « produit » des bandes élémentaires.

Les fréquences intermédiaires utilisées varient entre 10 et 60 MHz, voire 400 MHz ou plus dans certains cas particuliers, une bonne protection contre le brouillage consistant à prendre une première fréquence intermédiaire supérieure à la bande du radar.

La tendance actuelle est de réaliser ces amplificateurs sur des circuits intégrés type ASIC (Application Specific Integrated Circuits) en technologie bipolaire Silicium, qui peuvent également contenir des fonctions mélange, blanking, filtrage, distribution et multiplexage.

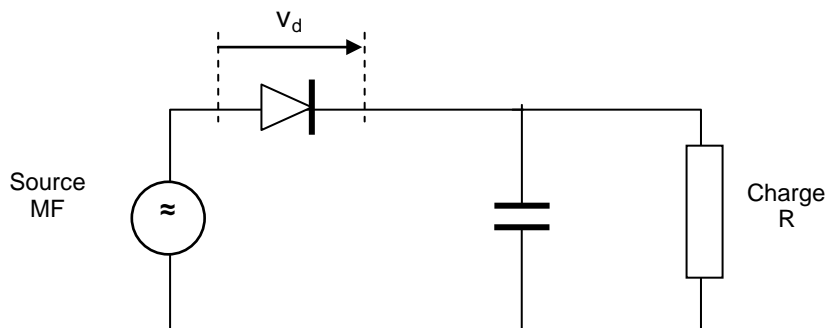
L'emploi de circuits prédiffusés contenant des réseaux de transistors, capacités, résistances, prêts à être reliés, facilite la conception de ces circuits.

4 DÉTECTEURS ET MÉLANGEURS

4.1 DÉTECTEURS

4.1.1 Détecteur d'amplitude, principe

La détection d'amplitude a pour fonction de restituer l'enveloppe de signaux moyenne fréquence d'amplitude crête variable. On utilise pour ce faire, la propriété des diodes de ne laisser passer le courant que dans un sens ; le montage utilisé est le suivant :

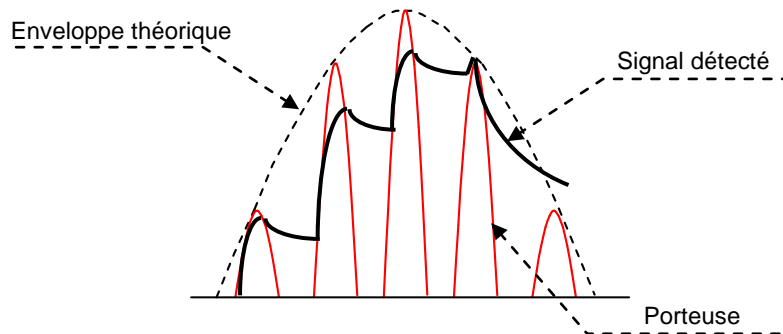


Lorsque $v_d > 0$, la diode est équivalente à sa résistance interne r_d et si R est suffisamment grand, tout se passe comme si la capacité se chargeait à travers la résistance r_d avec une constante de temps faible $\tau = r_d.C$.

Lorsque $v_d < 0$, la diode est équivalente à un circuit ouvert, la capacité se décharge dans la résistance R avec une constante de temps forte $T = RC$.

La détection déforme le signal ; certaines irrégularités seront supprimées par un filtrage ultérieur. En ce qui concerne le circuit de détection, il faut :

- $r_d.C \ll 1 / f$ (f fréquence porteuse) pour que la charge de C suive au mieux l'évolution de la porteuse,
- $R.C \ll 1 / \Delta F$ (ΔF bande du signal) pour que la décharge de C soit plus rapide que le front de descente du signal,
- $R/r_d \gg 1$ pour que l'amplitude du signal détecté soit aussi proche que possible de celle de la modulation.



Ce compromis est réalisable si $f \gg \Delta f$; il amène néanmoins une perte d'amplitude du signal à la détection. Le rendement de la détection est toujours inférieur à 1. En général, il sera, avec de bons composants, assez proche de l'unité (*de l'ordre de 0,9 en amplitude*).

Le signal détecté sera ensuite amplifié à un niveau convenable dans un amplificateur vidéo-fréquence (*bruit en absence de signal $\cong 0,3 V$; signal maximum 2 à 3 volts*).

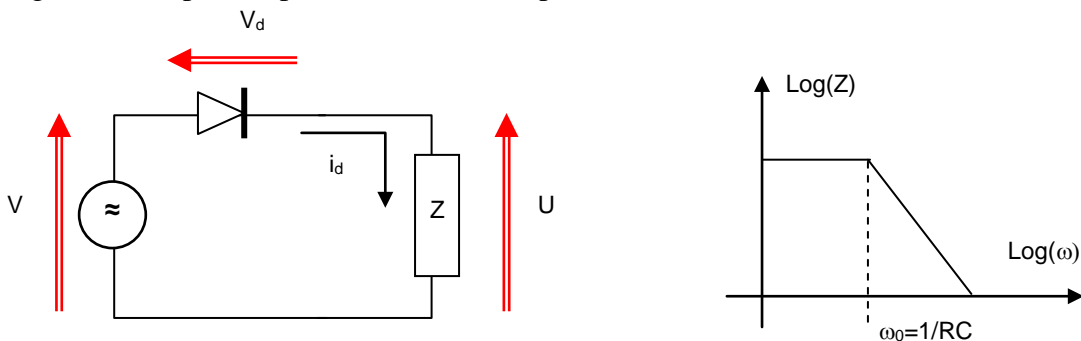
4.1.2 Estimation du rapport de conversion du détecteur d'amplitude

Le circuit de charge du détecteur est un filtre passe bas d'impédance :

$$Z = \frac{R}{1 + jRC\omega}$$

- Si $RC\omega > 1$: $Z \rightarrow 1/jC\omega \rightarrow 0$
- Si $RC\omega < 1$: $Z \rightarrow R$

d'où le diagramme amplitude pulsation donné ci-après.



Le détecteur, soumis à une onde de pulsation $\Omega > \omega_0$, se verra traversé par un courant i_d répondant aux relations :

$$\begin{aligned} v_d &= r_d i_d ; \text{ si } v_d > 0 \\ i_d &= 0 ; \text{ si } v_d < 0 \end{aligned}$$

Le circuit de charge Z , qui se comporte comme un intégrateur ne voit que la valeur moyenne I_o du courant i_d , car les autres composantes du courant i_d sont à des fréquences égales à des multiples de la fréquence porteuse, pour lesquelles l'impédance du circuit de sortie peut être considérée comme nulle.

La tension aux bornes du circuit de charge est alors : $u = R \cdot I_o$ et on connaît $v_d = v - u$

D'après ce qui précède, u est, à un coefficient de perte près, égal à l'amplitude crête de v . Nous écrivons donc :

$$v = V \cos \Omega t ; u = V \cos \theta_0 ; \Omega t = \theta$$

d'où, pour $|\theta| < |\theta_0|$

$$i_d = \frac{v_d}{r_d} = \frac{V}{r_d} (\cos \theta - \cos \theta_0)$$

$$I_o = \frac{1}{T} \int_{\Delta=T=2\pi/\Omega} i_d(t) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta_0}^{+\theta_0} i_d(\theta) d\theta$$

car limitée aux valeurs positives de I_d , soit :

$$I_o = \frac{V}{\pi r_d} \int_0^{\theta_0} (\cos \theta - \cos \theta_0) d\theta = \frac{V}{\pi r_d} [\sin \theta - \theta \cos \theta_0]_0^{\theta_0}$$

$$I_o = \frac{V}{\pi r_d} (\sin \theta_0 - \theta_0 \cos \theta_0) = \frac{u}{R} = \frac{V \cos \theta_0}{R}$$

L'angle d'ouverture de la diode θ_0 est donc donné par la relation :

$$\boxed{(\operatorname{tg} \theta_0 - \theta_0) = \frac{\pi r_d}{R}}$$

D'où le rapport de conversion en amplitude :

$$\boxed{\frac{u}{V} = \cos \theta_0}$$

On remarque ici que $\theta_0 \rightarrow 0$ avec r_d/R . Dans le cas d'un signal modulé en amplitude, les résultats précédents restent vrais tant que la fréquence de modulation reste faible devant la fréquence limite :

$$f_o = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi RC}$$

Soit, pour un signal de spectre ΔF ,

$$\Delta F < \frac{1}{2\pi RC}$$

En effet, nous avons déjà vu précédemment que :

- l'impédance du circuit de charge reste alors égale à R ,
- l'intégration, ou « moyennage » se fait alors sur un temps $T = RC$ faible devant $1/\Delta F$ durée approximative du front de descente du signal.

4.1.3 Détecteur amplitude phase

Il est souvent nécessaire de connaître l'amplitude et la phase des signaux perçus par le radar, en vue d'un traitement ultérieur. Les détecteurs permettant cette opération sont dits détecteurs cohérents ou démodulateurs. Leur conception dépend, en pratique, de la forme sous laquelle on désire recueillir l'amplitude et la phase du signal.

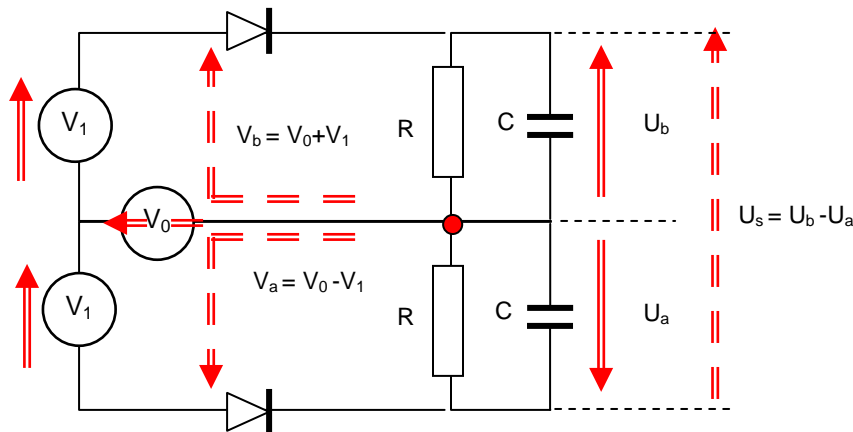
Sans entrer dans le détail de réalisation de ces circuits qui constituent des cas d'espèce, nous allons montrer sur un exemple simple de détecteur dit « *amplitude phase* », la possibilité d'obtenir un signal caractéristique de l'amplitude et de la phase du signal moyenne fréquence traité :

$$v_1(t) = V(t) \cos (\Omega t + \phi)$$

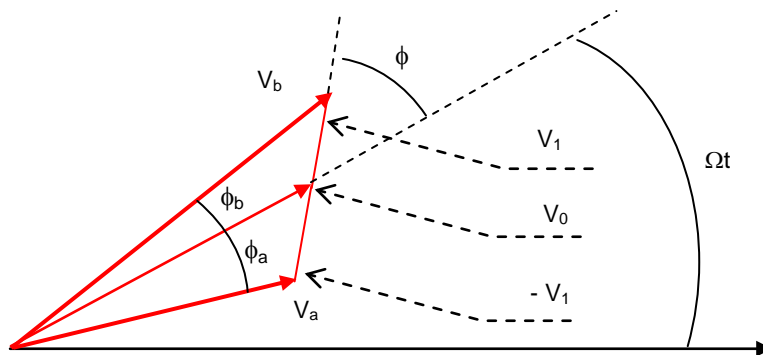
Pour ce faire, il faut disposer d'un oscillateur de référence à partir duquel sera comptée la phase du signal. Nous écrivons le signal de l'oscillateur local sous la forme :

$$v_o(t) = V_o \cos \Omega t$$

Un schéma possible de détecteur amplitude phase est le suivant :



La représentation de Fresnel des différentes tensions est donnée page suivante :



On peut donc écrire, si $V_o \gg V_1$

$$|v_b|^2 = V_o^2 + V_1^2 + 2 V_o V_1 \cos \phi$$

$$|v_b| \cong V_o \left(1 + \frac{V_1}{V_o} \cos \phi\right)$$

$$|v_a|^2 = V_o^2 + V_1^2 - 2 V_o V_1 \cos \phi$$

$$|v_a| \cong V_o \left(1 - \frac{V_1}{V_o} \cos \phi\right)$$

D'où les tensions appliquées à chacune des diodes :

$$v_b = V_0 \left(1 + \frac{V_1}{V_0} \cos \phi\right) \cdot \cos (\Omega t + \phi_b)$$

$$v_a = V_0 \left(1 - \frac{V_1}{V_0} \cos \phi\right) \cdot \cos (\Omega t + \phi_a)$$

Et les tensions après détection (cf. paragraphe 4.1.1)

$$U_a = V_0 \cos \theta_0 \left(1 + \frac{V_1}{V_0} \cos \phi\right)$$

$$U_b = V_0 \cos \theta_0 \left(1 - \frac{V_1}{V_0} \cos \phi\right)$$

$$U_s = U_b - U_a = 2 \cos \theta_0 \cdot V_1 \cos \phi$$

On obtient donc, à un coefficient près, un terme de la forme : $V_s(t) = V_1 \cdot \cos \phi$, contenant l'amplitude et la phase du signal moyenne fréquence.

Pour obtenir le terme complémentaire $V_s(t) = V_1 \cdot \sin \phi$, il suffit de disposer d'un signal oscillateur local en quadrature avec le précédent, appliqué à un circuit identique.

Il faut noter en outre, que le résultat précédent n'est valable que si les circuits utilisés sont parfaitement symétriques, ce qui pose un problème d'appairage des diodes de détection.

4.2 LES MÉLANGEURS

Les mélangeurs ont pour but de transférer un signal à une fréquence f_1 en un signal à une fréquence $|f_1 - f_0|$ où f_0 est une référence fournie par un oscillateur local.

Ils peuvent utiliser des éléments à caractéristique de transfert non linéaire, qui ont comme propriété générale de pouvoir délivrer des signaux aux fréquences $nf_0 + mf_1$, s'ils sont reliés à des sources de fréquences f_0 et f_1 . Le « *taux d'harmonique* » présent sur chaque fréquence de recombinaison dépendra des caractéristiques du circuit utilisé, ainsi que de celles des circuits d'entrée et de sortie.

Il existe un très grand nombre de types de mélangeurs, dont le principe et la technologie varient suivant les fréquences en présence. Nous examinerons ci après quelques cas types

4.2.1 Détecteur amplitude phase utilisé en mélangeur

Par exemple, le détecteur amplitude phase étudié en 4.1.3 peut servir de mélangeur, son signal s'écrivant :

$$V_s = V_1 \cos (\phi)$$

où ϕ est le déphasage entre le signal de l'oscillateur local et l'onde reçue. En utilisation comme mélangeur on soumettra le DAP aux signaux suivants :

$$v_o = V_o \cos (\Omega_o t)$$

$$v_1 = V_1 \cos (\Omega_1 t + \psi)$$

$$\phi = (\Omega_1 - \Omega_o) t + \psi$$

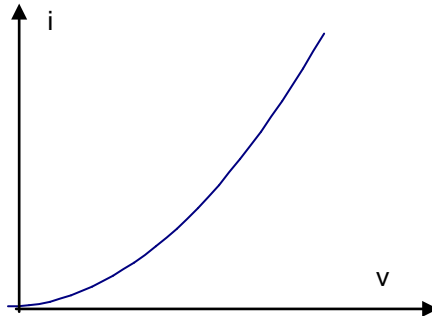
Ce qui se traduit en sortie par :

$$V_s = V_1 \cos [(\Omega_1 - \Omega_o) t + \psi]$$

Le circuit de sortie sera ici un circuit accordé sur $(\Omega_1 - \Omega_o)$.

4.2.2 Mélangeur utilisant des détections non linéaires

On peut également utiliser la courbure des caractéristiques d'un élément de détection (*convenablement polarisé*) pour obtenir l'effet désiré, les signaux à la fréquence f_0 et f_1 étant présentés à l'entrée de l'élément de détection.



Le courant de sortie (*autour du point de polarisation*) a pour expression générale :

$$i = av + bv^2 + \dots$$

$$v = v_0 + v_1$$

$$v_0 = V_0 \cos(\Omega_0 t + \phi_0) = V_0 \cos \Phi_0$$

$$v_1 = V_1 \cos(\Omega_1 t + \phi_1) = V_1 \cos \Phi_1$$

$$i(v_0 + v_1) = a(v_0 + v_1) + b(v_0 + v_1)^2 + \dots$$

$$i = av_0 + av_1 + bv_0^2 + bv_1^2 + 2bv_0 v_1 + \dots$$

D'où apparition de termes aux pulsations :

$$0, \Omega_0, \Omega_1, 2\Omega_0, 2\Omega_1, \Omega_0 - \Omega_1, \Omega_0 + \Omega_1 \dots$$

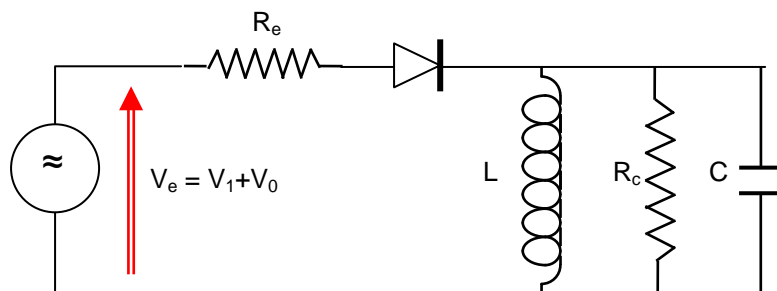
On peut vérifier que la transformation donnant le terme $\Omega_0 - \Omega_1$ conserve les phases relatives OL et signal. Un filtre accordé à la fréquence différence permet alors de sélectionner le signal transposé.

En hyperfréquences, les éléments non linéaires utilisés sont des cristaux détecteurs ou des diodes hyperfréquences branchés en série entre une ligne hyperfréquence et une ligne moyenne fréquence, avec les éléments d'adaptation convenables. Nous allons étudier plus en détail ce type de mélangeurs.

4.2.3 Principe du mélangeur hyperfréquence

Les problèmes d'adaptation étant supposés résolus, le mélangeur se comporte comme une ligne d'impédance d'entrée Z_e et d'impédance de charge Z_c contenant l'élément détecteur.

En outre, pour sélectionner le signal moyenne fréquence, on disposera un filtre accordé, sur le circuit de sortie. Le schéma équivalent du mélangeur est donc le suivant (Z_e et Z_c supposées réelles).



$$V_0 = V_0 \cos (\Omega_0 t + \phi_0) = V_0 \cos \Phi_0$$

$$v_1 = V_1 \cos (\Omega_1 t + \phi_1) = V_1 \cos \Phi_1$$

Un mélangeur hyperfréquence est caractérisé par

- sa perte de conversion L_c
- son facteur de bruit F .

a Estimation de la perte de conversion

Nous nous placerons dans le cas simple où l'on peut considérer que $V_0 \gg V_1$.

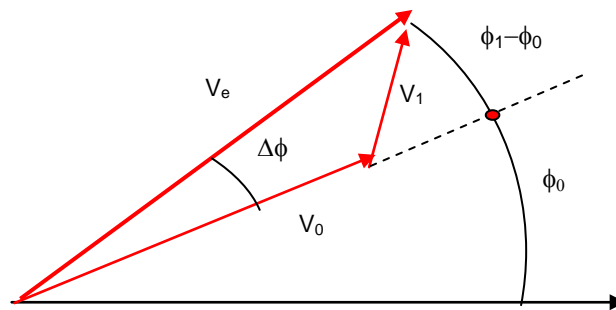
On peut alors écrire :

$$|v_e|^2 = V_0^2 + V_1^2 + 2V_0 V_1 \cos (\Phi_1 - \Phi_0)$$

$$|v_e| \cong V_0 \left[1 + \frac{V_1}{V_0} \cos (\Phi_1 - \Phi_0) \right]$$

$$v_e \cong V_0 \left[1 + \frac{V_1}{V_0} \cos (\Phi_1 - \Phi_0) \right] \cdot \cos \Phi$$

$$\Phi = \Phi_0 + \Delta\Phi(t)$$



Le mélangeur voit donc à son entrée un signal de fréquence Ω_0 , modulé en amplitude à la pulsation $\Omega_1 - \Omega_0$, et modulé en phase à cette même pulsation. Seule la modulation d'amplitude est prise en compte dans ce type de mélangeur.

Le circuit de sortie présente une impédance dépendant de la fréquence du signal. On peut, en première approximation, la prendre égale à R_c à la pulsation $\Omega_1 - \Omega_0$ et nulle à toutes les autres.

Dans un but de simplification, nous supposons, en outre, la diode se réduisant à sa résistance r_d , et de caractéristique linéaire pour $v_d > 0$, soit :

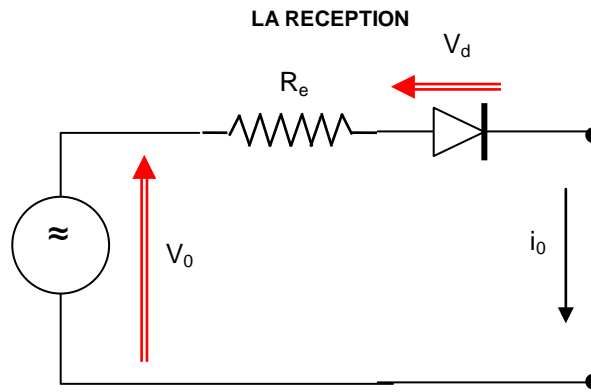
$$i_d = v_d / r_d, \text{ pour } v_d > 0$$

$$i_d = 0, \text{ pour } v_d < 0$$

Effet de la seule tension d'OL

Dans ce cas, le circuit de sortie présente, en première approximation, une impédance nulle, et $v_d = v_0 - R_e i_0$. La diode redresse donc la tension d'OL pour former un courant moyen dit courant de polarisation :

$$I_0 = \frac{\overline{i_0}}{r_d + R_e} = \frac{V_0}{\pi (r_d + R_e)}$$



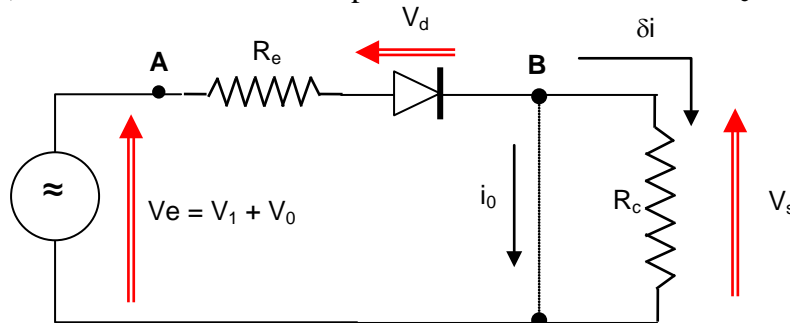
On remarquera qu'à une variation de tension ΔV de la tension OL correspond une variation :

$$\Delta I_0 = \frac{\Delta V}{\pi (r_d + R_e)}$$

Addition de la tension signal

V_0 est alors modulé en amplitude par le terme $V_1 \cdot \cos (\Phi_1 - \Phi_0)$.

A cette fréquence, le circuit de sortie se comporte comme une résistance R_c .



Au courant δi de pulsation $\Omega_0 - \Omega_1$ correspond alors la tension :

$$v_s = R_c \delta i = V_s \cos (\Phi_1 - \Phi_0).$$

On peut alors écrire que :

$$V_{AB} = V_e - V_s$$

$$\delta i = \Delta I \cos (\Phi_1 - \Phi_0)$$

Il existe alors :

- un terme porteuse $V_0 \cos \Phi_0$ donnant naissance au courant de polarisation I_0 , pour lequel le circuit de sortie se comporte comme un court circuit ;
- un terme modulation à la pulsation $\Omega_0 - \Omega_1$, dû à la présence du terme $V_1 \cos (\Phi_1 - \Phi_0) \cdot \cos \Phi$, mis en opposition avec $V_s \cos (\Phi_1 - \Phi_0)$. Son amplitude crête est : $\Delta V = V_1 - V_s$.

d'où une variation du courant de polarisation à la pulsation $\Omega_0 - \Omega_1$, d'amplitude crête :

$$\Delta I = \frac{\Delta V}{\pi (r_d + R_e)} = \frac{V_1 - V_s}{\pi (r_d + R_e)}$$

Par ailleurs, on sait que, aux bornes de R_c :

$$V_s = R_c \Delta I,$$

d'où :

$$\frac{V_s}{R_c} = \frac{V_1 - V_s}{\pi (r_d + R_e)}$$

$$V_s = \frac{V_1 R_c}{R_c + \pi(r_d + R_e)}$$

La puissance fournie à la charge est alors :

$$W_s = \frac{\overline{V_s^2}}{R_c}$$

La puissance de signal utilisable étant par définition :

$$W_u = \frac{\overline{V_1^2}}{4R_e}$$

d'où la perte de conversion en puissance :

$$L_c = \frac{W_u}{W_s} = \frac{(R_c + \pi(R_e + r_d))^2}{4R_e R_c}$$

Cette expression se simplifie si on pose :

$$r_d \ll R_e \text{ et } R_c/R_e = \rho$$

et devient :

$$L_c = \frac{(\rho + \pi)^2}{4\rho}$$

L_c passe par un minimum pour :

$$2(\rho + \pi) \cdot 4\rho - 4(\rho + \pi)^2 = 0$$

$$\rho = \frac{R_c}{R_e} = \pi$$

$$L_{c.min} = \pi$$

En réalité, les phénomènes sont plus complexes, car :

- le calcul précédent est une approximation au « 1^{er} ordre » pour $V_0 \gg V_1$,
- r_d n'est pas constant, ce qui introduit une non linéarité venant diminuer L_c ,
- la diode présente une résistance de boîtier r_s et une capacité de jonction C_d qui viennent augmenter la perte de conversion L_c ,
- les impédances d'entrée et de charge ne sont pas réelles.

Nous retiendrons, en définitive, que la perte de conversion L_c dépend :

- du courant de polarisation, réglable grâce à la puissance de l'OL,
- des impédances d'entrée et de sortie du montage.

Dans les mélangeurs modernes à diodes Schottky GaAs, ces pertes de conversions varient selon la fréquence de 6 à 10 dB dans les bandes S à Ka.

b Bruit des mélangeurs

A l'état statique, un mélangeur peut être considéré comme un dipôle résistif vu par la ligne moyenne fréquence et d'impédance Z_c . Dans la mesure où la ligne MF est adaptée, la température de bruit du mélangeur est alors (cf. Chapitre VI) égale à la température T_0 .

Lorsque le mélangeur est polarisé, à ce bruit thermique viennent s'ajouter :

- le bruit dû au courant de polarisation (*effet Schottky*),
- le bruit que l'oscillateur local produit sur la fréquence du signal, et la fréquence image telles que $|\Omega - \Omega_0| = \Omega_{MF}$,
- le bruit d'entrée sur la fréquence image.

On caractérise alors le mélangeur par le rapport τ du bruit à sa sortie, ramené au bruit transmis par une charge adaptée au circuit moyenne fréquence.

Soit :

$$\tau = \frac{T_s}{T_0} = \frac{\text{Température de bruit en sortie du mélangeur}}{\text{Température de référence } T_0}$$

(cf. Chapitre VI, paragraphe 5.6).

τ croît d'une manière sensiblement linéaire avec le courant de polarisation I_0 .

Le mélangeur sera finalement caractérisé par deux paramètres L_c et τ , fonctions du courant de polarisation I_0 .

Le facteur de bruit du mélangeur (cf. Chapitre VI, paragraphe 8.7) s'écrit alors :

$$F = \tau \cdot L_c$$

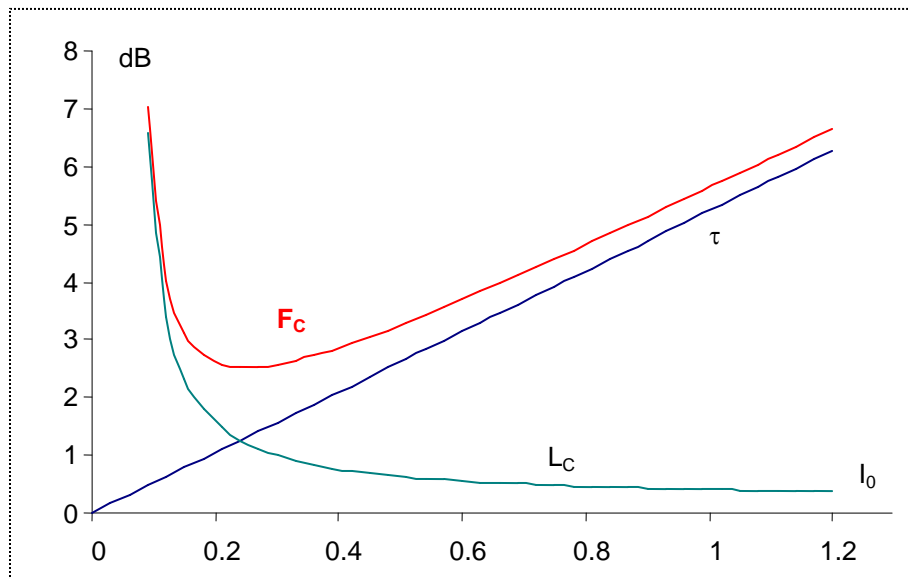
Le facteur de bruit du mélangeur passe par un minimum pour une certaine valeur du courant de polarisation I_0 . Il y a lieu de rechercher ce minimum car il correspond à la sensibilité maximale du récepteur.

Au point de facteur de bruit minimal, la valeur de τ est environ de 1,5. Pour réduire le bruit d'un mélangeur, on peut tenter :

- d'éliminer le bruit apporté par l'oscillateur local, ce qui est fait dans les mélangeurs symétriques,
- d'éliminer le bruit capté sur la fréquence image du circuit hyperfréquence, ce qui est fait dans les mélangeurs dits à bande latérale unique.

Les principes de ces deux procédés seront examinés dans les paragraphes suivants.

L'allure des courbes L_c , τ , et F en fonction de I_0 est donnée ci-après.



4.2.4 Signaux recueillis par les mélangeurs

Nous avons vu au paragraphe précédent lorsque le niveau de l'oscillateur local est suffisant, on pouvait considérer que le signal moyenne fréquence venait moduler en amplitude le signal de l'OL pour donner un terme de la forme :

$$v_e(t) \cong V_0 \left(1 + \frac{V_1}{V_0} \cos(\Phi_1 - \Phi_0) \right) \cos(\Phi_0 + \Delta\Phi)$$

- V_0 amplitude crête du signal OL
- Φ_0 phase du signal OL = $\Omega_0 t + \phi_0$
- V_1 amplitude du signal hyperfréquence
- Φ_1 phase du signal hyperfréquence = $\Omega_1 t + \phi_1$

Le terme $V_1 \cos(\Phi_1 - \Phi_0)$ donne naissance à un signal en moyenne fréquence, à la seule condition que sa pulsation : $|\Omega_0 - \Omega_1|$ soit égale à la pulsation d'accord « ω » du circuit moyenne fréquence.

Deux catégories de signaux hyperfréquences répondent à la question. Ils ont pour porteuse un signal de pulsation : $\Omega_{1a} = \Omega_0 + \omega$ et : $\Omega_{1b} = \Omega_0 - \omega$

Ainsi, le mélangeur peut prélever du signal dans deux bandes de fréquences symétriques par rapport à la fréquence de l'oscillateur local. Plaçons-nous dans le cas où le signal utile a pour pulsation :

$$\Omega_s = \Omega_0 + \omega$$

Le mélangeur pourra également percevoir des signaux à une pulsation dite « image » :

$$\Omega_i = \Omega_0 - \omega$$

$\Omega_i / 2\pi = F_i$ est dite « *fréquence image* » car elle est symétrique de $\Omega_s / 2\pi = F_s$ fréquence du signal par rapport à la fréquence F_0 de l'oscillateur local.

Si on écrit :

$$\Phi_0 = \Omega_0 t + \phi_0$$

$$\Phi_{1a} = \Phi_s = (\Omega_0 + \omega)t + \phi_s$$

$$\Phi_{1b} = \Phi_i = (\Omega_0 - \omega)t + \phi_i$$

Les signaux recueillis en moyenne fréquence se déduisent de l'expression générale:

$$v(t) = kV_1 \cos(\Phi_1 - \Phi_0) :$$

dans la bande signal :

$$v_s(t) = V_s \cos(\omega t + \phi_s - \phi_0)$$

dans la bande image :

$$v_i(t) = V_i \cos(\omega t - \phi_i + \phi_0)$$

La provenance physique des signaux n'a aucune importance car la voie oscillateur local et la voie signal sont mises en parallèle. On pourra donc recueillir :

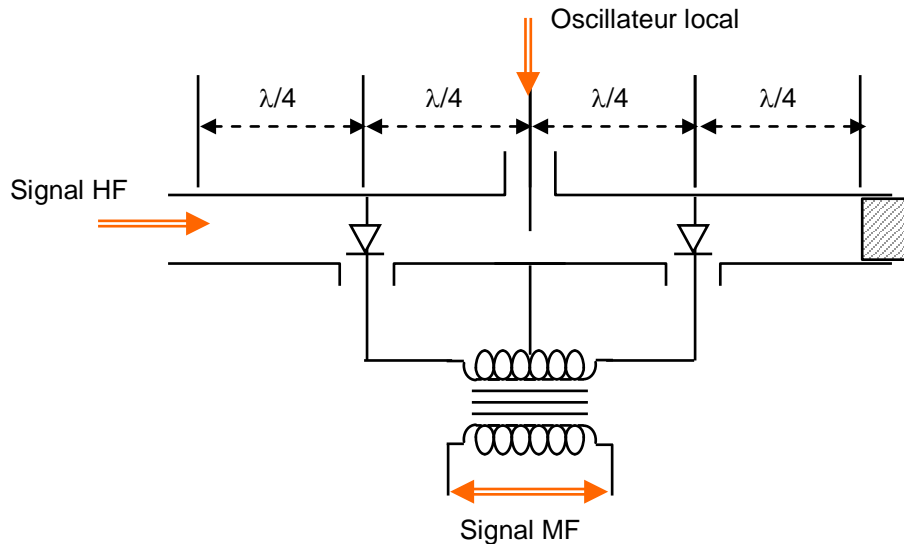
- le signal utile,
- le bruit de la voie signal porté par la fréquence signal et la fréquence image,
- le bruit de la voie OL porté par la fréquence signal et la fréquence image.

4.2.5 Elimination du bruit d'OL – Mélangeurs symétriques

L'élimination du bruit des oscillateurs locaux, utilise la propriété des mélangeurs de conserver la phase des signaux. On forme deux voies de mélange de telle manière que :

- les signaux en provenance de la voie signal se retrouvent en phase,
- les signaux en provenance de la voie OL se retrouvent en opposition de phase.

La sommation des signaux en moyenne fréquence permet alors d'éliminer les signaux en provenance de la voie OL. Le schéma de principe du procédé est le suivant :

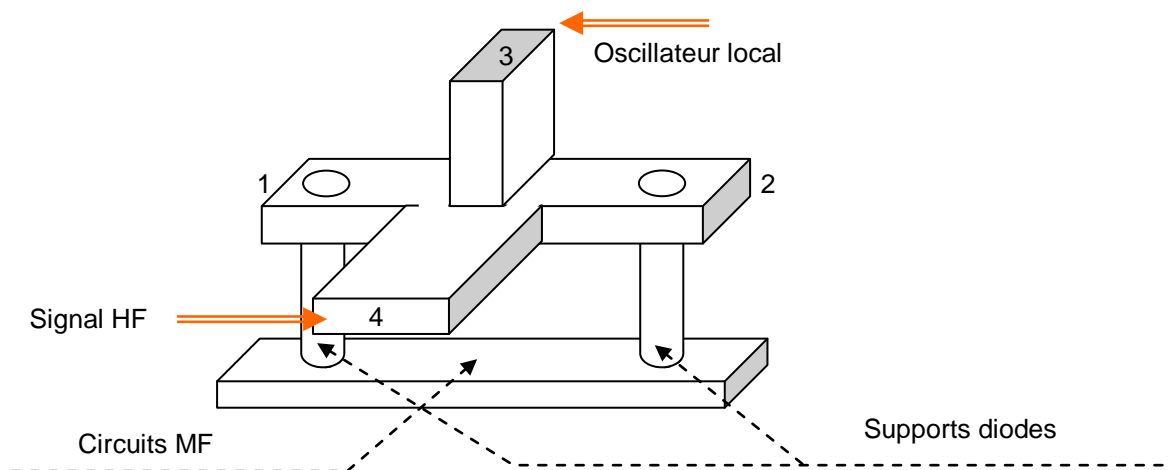


Le bruit de l'oscillateur local provient de la voie OL. Il arrive donc en phase sur les deux cristaux détecteurs. La recombinaison des signaux dans la voie moyenne fréquence (MF) correspond à une mise en opposition des courants détectés. Il en résulte donc une élimination du bruit entrant par la voie OL aussi bien à la fréquence signal qu'à la fréquence image, dans la mesure où le montage est bien symétrique.

Par contre, les ondes en provenance de la voie signal HF arrivent en opposition de phase sur les deux détecteurs et sont, en conséquence, sommées par la recombinaison moyenne fréquence.

La difficulté est ici d'obtenir un montage bien symétrique, en effet, si les deux diodes présentent des impédances différentes, la puissance de l'oscillateur local ne sera pas également répartie sur les deux voies, d'où une non-opposition parfaite des bruits d'OL.

On peut pallier à cet inconvénient en utilisant un T magique, selon le schéma suivant.



Le signal d'OL est, par exemple, dirigé sur le bras 3 et le signal radar sur le bras 4 du T magique. D'après les propriétés du T magique, les bras 3 et 4 sont parfaitement isolés, le signal radar est décomposé en deux ondes d'égales amplitudes en phase, et le signal OL en deux ondes d'égale amplitude en opposition de phase.

Il suffit alors de sommer en moyenne fréquence les signaux détectés par les deux diodes (à l'aide d'un T en anneau sur ligne triplaque par exemple pour des MF très élevées, ou tout autre type de couplage) pour conserver le signal utile et éliminer le bruit de l'OL. L'élimination n'est parfaite que si les pertes de conversion des deux diodes sont identiques. Dans le cas contraire, l'amplitude des bruits en provenance de la voie OL est proportionnelle à :

$$\sqrt{L_{c1}} - \sqrt{L_{c2}}$$

et l'amplitude des signaux en provenance de la voie signal à :

$$\sqrt{L_{c1}} + \sqrt{L_{c2}}$$

d'où le taux de suppression du bruit de l'oscillateur local :

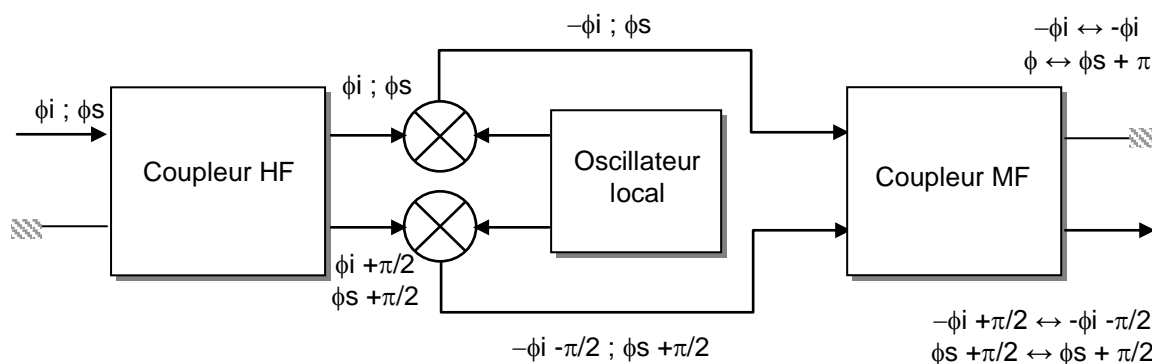
$$T_s = \left[\frac{\sqrt{L_{c1}} - \sqrt{L_{c2}}}{\sqrt{L_{c1}} + \sqrt{L_{c2}}} \right]^2$$

D'excellents résultats peuvent être obtenus avec ce procédé, T_s reste supérieur à 25 dB si la différence des pertes de conversion des deux diodes est inférieure à 1 dB (15 dB pour 3 dB).

4.2.6 Principe de l'élimination de la fréquence image

Le procédé précédent ne permet pas de filtrer le bruit de la voie signal dans la bande image. Pour réaliser ce filtrage, on utilise la propriété du mélangeur établie en 4.2.2 concernant les phases des signaux détectés, dans le cas étudié ici la phase du signal détecté est égale à $+\phi_s - \phi_o$ pour la bande signal, $-\phi_i + \phi_o$ pour la bande image.

L'élément utilisé pour mettre à profit ces déphasages est le coupleur directif, utilisé suivant le principe suivant :



La propriété du coupleur est de diviser les ondes en deux signaux de puissances égales, l'un en phase avec l'onde incidente, l'autre déphasé de $+90^\circ$. L'évolution des phases des différents signaux est donnée sur le schéma ci-avant.

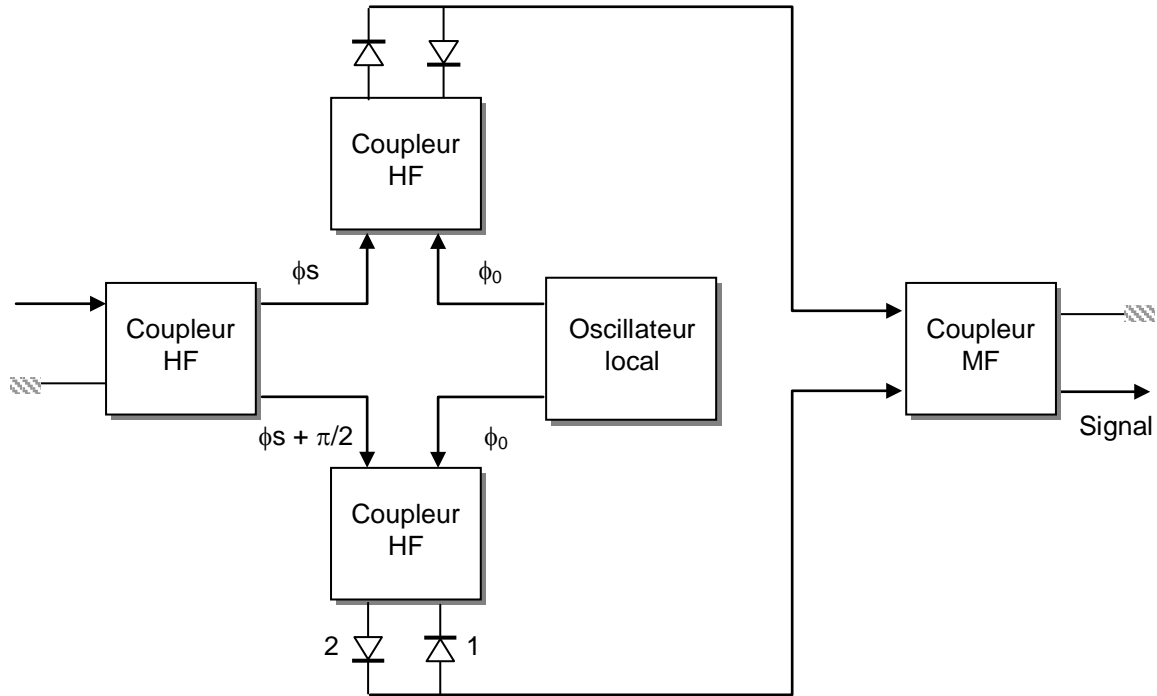
On voit que sur l'une des branches du coupleur moyenne fréquence, les signaux issus de la bande signal sont en phase et ceux issus de la bande image en opposition, alors que le phénomène inverse se produit sur l'autre voie.

La voie utile est dirigée sur l'amplificateur moyenne fréquence, l'autre sur une charge adaptée. Les conditions de symétrie sont les mêmes qu'en 4.2.5, elles concernent ici chaque mélangeur.

4.2.7 Mélangeur bande latérale unique à faible bruit (BLU)

Les mélangeurs utilisant l'élimination de la fréquence image sont connus sous le nom de mélangeurs BLU.

Le schéma de principe suivante, illustre un cas type de mélangeur cumulant l'effet BLU et l'élimination du bruit d'OL :



Signal	Bruit OL
En 1 : $\phi = (\phi_s + \pi) - \phi_0 = \phi_s - (\phi_0 + \pi)$	En 1 : $\phi_n = \phi_b - \phi_0$
En 2 : $\phi = (\phi_s + \pi/2) - (\phi_0 + \pi/2) = \phi_s - \phi_0$	En 2 : $\phi_n = (\phi_n + \pi/2) - (\phi_0 + \pi/2) = \phi_b - \phi_0$

En ce qui concerne l'élimination de la fréquence image, on retrouve le principe décrit en 4.2.6. Par contre, chaque mélangeur est un mélangeur symétrique utilisant les propriétés du coupleur hybride.

On peut vérifier sur le schéma que, étant donné le cumul des phases dans le mélange et le déphasage dû au coupleur :

- Les ondes issues de la voie signal se retrouvent en opposition de phase après détection et sont sommées dans le circuit de sortie qui contient deux diodes inversées, compensant cet effet.
- Les ondes (bruits) de la voie OL restent en phase après détection et sont annulées par ce même circuit.

Les résultats obtenus sont très liés à la symétrie des circuits (*coupleurs, diodes*), qui est délicate à obtenir dans une large bande.

Compte tenu des techniques actuellement disponibles, microélectronique hyperfréquence, hybrides et ASIC moyenne fréquence, la tendance actuelle se tourne vers des produits couvrant une large gamme de fréquence (1 à 3 octaves) avec des performances de réjection de bruit d'OL d'environ 25 à 30 dB, des taux d'élimination de la fréquence image de 20 à 25 dB et des facteurs de bruit de 6 à 8 dB.

Les techniques modernes d'intégration les font proposer associés à un amplificateur hyperfréquences à large bande et/ou un étage amplificateur moyenne fréquence.

5 OSCILLATEURS STANDARDS DE FRÉQUENCES

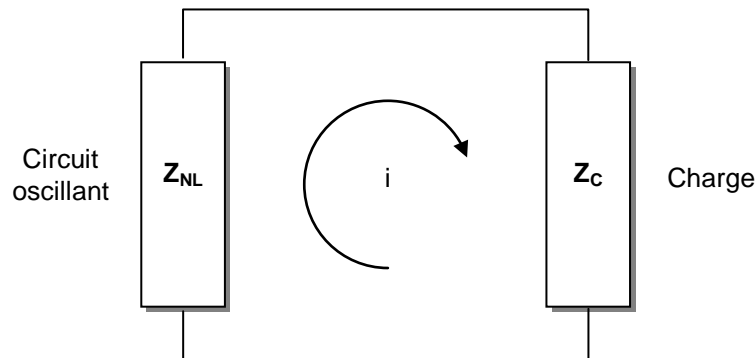
5.1 PRINCIPE DE BASE

Les oscillateurs sont des dispositifs délivrant un signal sinusoïdal de fréquence bien déterminée.

Ils utilisent la propriété des circuits oscillants qui, s'ils sont soumis à une impulsion électrique, fournissent une tension sinusoïdale de fréquence égale à la fréquence d'accord du circuit.

Suivant la fréquence, ces circuits oscillants peuvent être réalisés en constantes localisées équivalents en ligne ou sous forme de cavités hyperfréquence.

Pour fournir une énergie, ces circuits sont couplés à une charge.



Z_{NL} , impédance active du circuit oscillant, est une fonction non linéaire de la pulsation ω du signal et de l'amplitude i du courant qui la traverse, Z_C est une impédance linéaire fonction de la seule pulsation ω du courant.

L'écriture de la loi de *Kirchoff* donne comme condition d'équilibre.

$$(Z_{NL}(i, \omega) + Z_C(\omega))i = 0$$

S'il existe un courant de la forme

$$i = I_0 \cdot e^{j\omega_0 t}$$

amenant cette condition d'équilibre pour une valeur non nulle de I_0 , le circuit est l'objet d'une oscillation entretenue et fournit à la charge une puissance.

$$W = \frac{1}{2} \text{Réal} \{ Z_C \} I_0^2$$

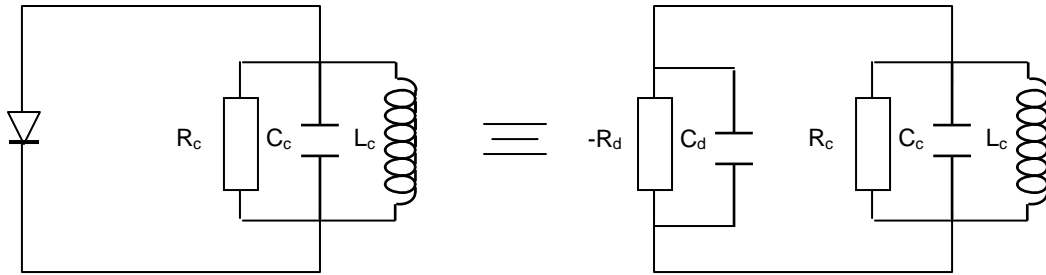
La condition d'équilibre s'écrit alors :

$$Z_{NL}(I_0, \omega_0) + Z_C(\omega_0) = 0$$

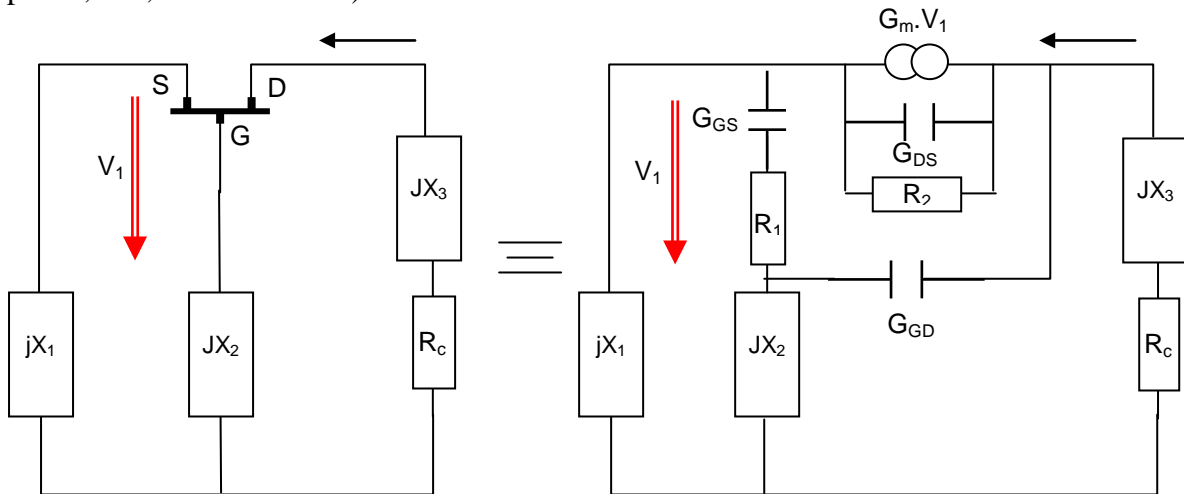
Soit en pratique :

- $X_{NL} = -X_C$, adaptation des réactances,
- $R_{NL} = -R_C$, annulation des parties résistives.

Comme R_C est par nature positif, il est donc nécessaire de compenser cette charge par une résistance négative autour du point de fonctionnement choisi, ce qui peut être réalisé en utilisant des effets de résistance négative comme ceux rencontrés dans les *diodes Gunn*, pour les faibles puissances, ou les *diodes Impatt*, la puissance étant recueillie par la charge à travers un circuit accordé selon le principe ci-après :



Une autre solution consiste à introduire un élément actif dans la boucle, *transistor FET* par exemple et en utilisant le couplage naturel entrée sortie du transistor pour réaliser une boucle de réaction comme sur l'exemple suivant ou jX est une réactance fonction de la pulsation ω (capacité, self, circuit accordé).



L'étude des conditions d'oscillations entraîne celle de la fonction de transfert du système bouclé (recherche de pôles imaginaires purs) les réactances jX_1 , jX_2 et jX_3 devant être réglées de telle manière que la charge R_c voie une impédance à partie réelle négative dans la bande d'accord.

5.2 STABILITÉ DES OSCILLATEURS

La fréquence délivrée par les oscillateurs peut varier si les caractéristiques des éléments varient au cours du temps (vieillesse, température). En outre, le bruit engendré par les éléments actifs se mélange au signal utile et vient introduire des effets d'instabilité à court terme.

Les oscillateurs sont caractérisés en bruit de phase, pour les dérives à court terme, par un terme de densité spectrale de puissance de bruit de phase par rapport à la porteuse :

$$\mu(f) \text{ en dB/Hz}$$

Les types de bruit de phase sont classifiés selon la pente de la densité de puissance du bruit de phase en fonction de l'écart de fréquence à la porteuse :

- « flicker » de modulation de fréquence : -30 dB/décade
- bruit blanc FM : -20 dB/décade
- « flicker » de bruit de phase : -10 dB/décade
- bruit de phase blanc : densité constante

Globalement le bruit de phase d'un oscillateur varie en fonction de l'écart de fréquence à la porteuse de -60 à -100 dB/Hz près de la porteuse de -120 à -160 dB/Hz en bruit blanc.

Pour ce qui concerne les radars à impulsions à traitement doppler (chapitres 13 et 17), la densité spectrale de bruit de phase en régime impulsionnel définit un taux de contraste

maximum que peut s'exprimer simplement par la relation :

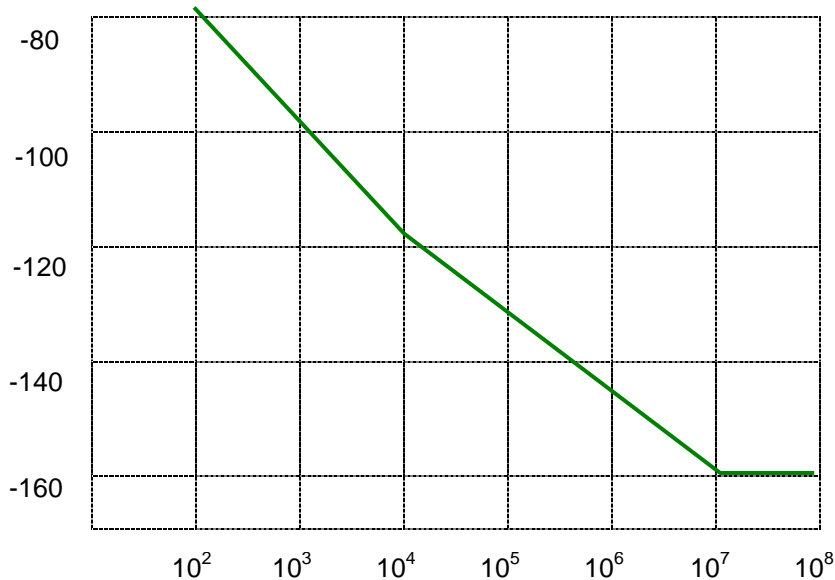
$$T_c \approx (\mu \delta f)^{-1}$$

où μ est la densité spectrale de bruit de phase et δf la bande de filtrage. Le rapport entre le bruit de phase de l'oscillateur et le bruit de phase en régime impulsionnel est assez complexe car il doit prendre en compte le recouvrement des spectres liés à la périodicité du signal, et son découpage temporel.

Compte tenu de l'ensemble de ces effets, on peut dire qu'une qualité globale de la chaîne correspondant à une densité spectrale μ de -80 dB/Hz en régime impulsionnel entraîne au niveau de l'oscillateur :

- une densité spectrale de bruit de -90 à -100 dB/Hz à quelques kHz de la porteuse,
- une densité spectrale de bruit de phase inférieure à -150 dB/Hz à quelques MHz de la porteuse.

Un gabarit type de bruit de phase répondant à ces conditions est le suivant :



Pour les instabilités à long terme, le mode de caractérisation est temporel ; on définit la dérive de la porteuse en % de F_o par jour ou par mois.

Ces instabilités à long terme sont combattues en maîtrisant les contraintes externes, fluctuation des alimentations, dérives thermiques, vieillissement des composants. En radar, compte tenu des durées de mesure cohérente, elles sont généralement négligeables.

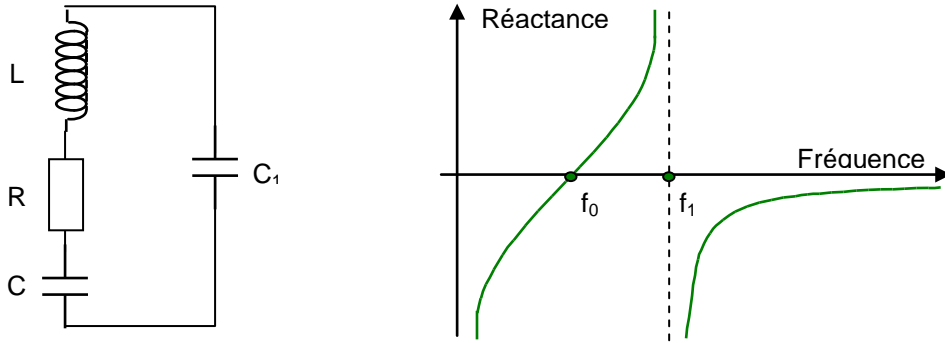
Les instabilités à court terme peuvent être minimisées par une augmentation du coefficient de surtension du circuit est un choix convenable du composant actif, ces conditions devenant de plus en plus difficile à réaliser lorsque la fréquence augmente.

On pourra donc être amenés à piloter des oscillateurs à travers des oscillateurs plus stables par différents procédés qui seront examinés ci-après.

5.3 OSCILLATEURS À QUARTZ

Ces oscillateurs utilisent les propriétés piézo-électriques des cristaux de quartz : couplage entre une déformation mécanique du cristal et une différence de potentiel appliquées suivant certains axes du cristal. Un cristal de quartz soumis à une tension sinusoïdale vibre mécaniquement.

Du point de vue électrique, son schéma équivalent est le suivant :



$$f_0 = \frac{1}{2\sqrt{LC}} ; f_1 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \frac{C \cdot C_1}{C + C_1}}}$$

À la fréquence f_0 le système est équivalent à un circuit résonnant série, à la fréquence f_1 à un circuit résonnant parallèle.

Le coefficient de surtension du quartz est très grand (10 000 à 100 000). Suivant le mode retenu, le quartz pourra être utilisé comme circuit oscillant ou cellule de couplage.

Il est possible de tailler des quartz pour des fréquences de résonance allant jusqu'à 100 MHz. Les standards courants sont 5,10 et 100 MHz.

5.4 OSCILLATEURS À RÉSONATEUR DIÉLECTRIQUE

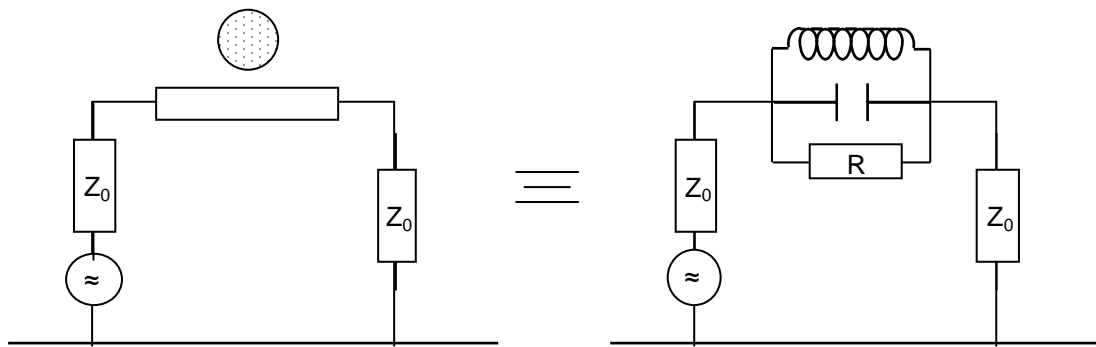
Le résonateur diélectrique est un résonateur micro-onde en céramique comparable par ses caractéristiques à une cavité métallique à fort coefficient de surtension, mais de dimensions beaucoup plus faibles qui le rendent compatible d'une utilisation sur des circuits micro-ondes en technique microstrip.

Leur gamme typique d'utilisation s'étend jusqu'à 100 GHz. Leur coefficient de surtension est très élevé, de l'ordre de 50 000 à 10 GHz, il décroît cependant avec la fréquence. Sa dimension est de l'ordre de la longueur d'onde guidée :

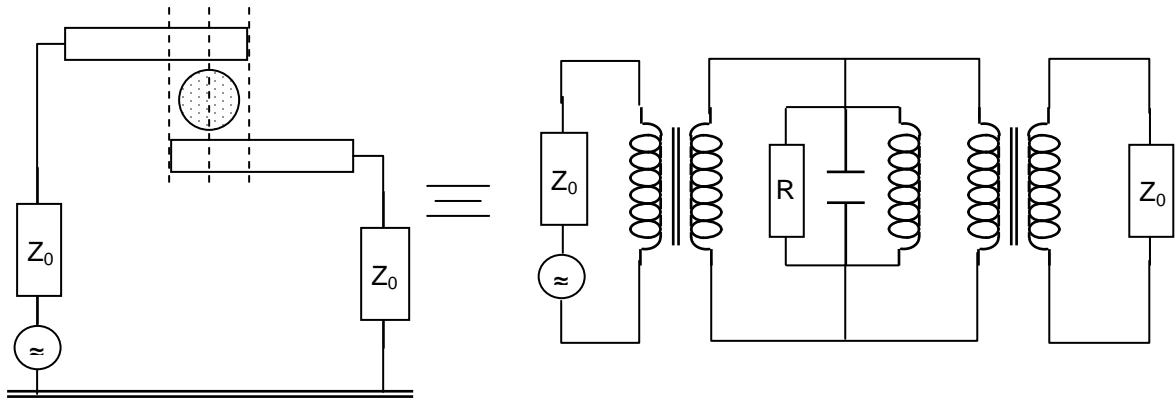
$$\lambda_g \approx \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_r}$$

avec un ϵ_r de l'ordre de 40.

Dans les circuits microstrip, les résonateurs diélectriques peuvent être couplés à une ligne en ruban ou entre deux lignes en ruban et ramènent alors sur les circuits des équivalents de circuits résonnants dont les caractéristiques précises dépendent des coefficients de couplage. Les deux schémas ci-après explicitent deux cas typiques :

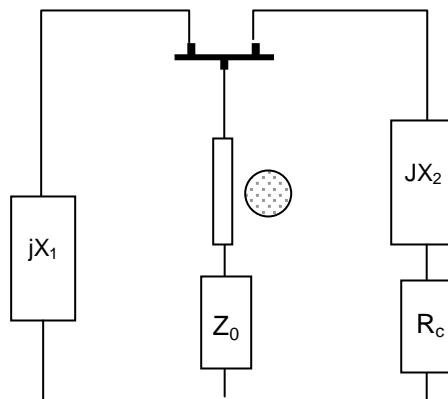


Couplage à une ligne, filtre « stop bande »

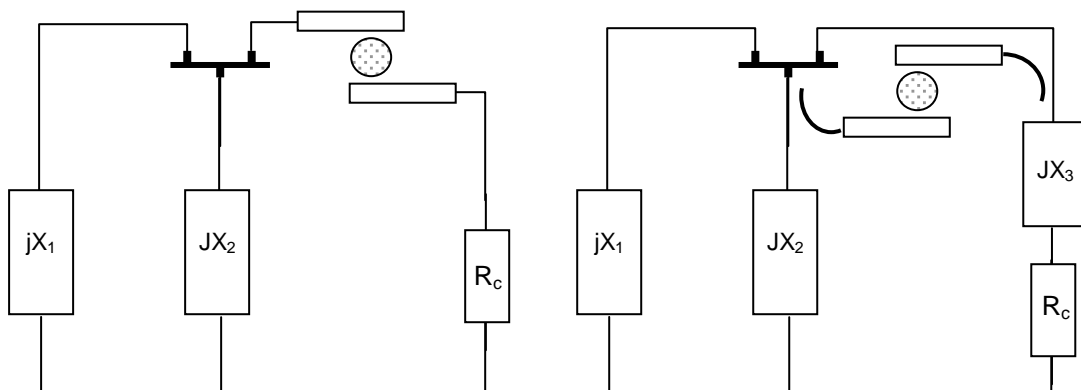


Couplage entre deux lignes, filtre « passe bande »

Les propriétés stop bande peuvent être utilisées pour intervenir sur les éléments de réaction série de l'oscillateur comme sur le schéma suivant :



Les propriétés passe bande peuvent être utilisées pour adapter le circuit de sortie ou engendrer une réaction sélective selon les deux schémas ci-après.



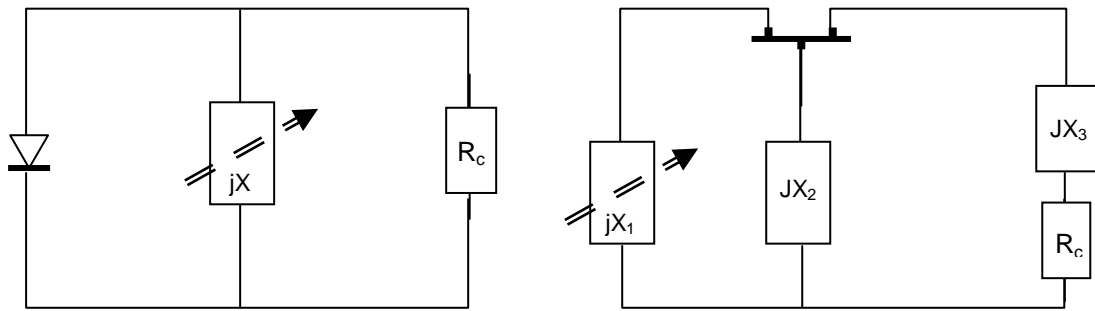
Adaptation de sortie

Réaction sélective

5.5 OSCILLATEURS A ACCORD VARIABLE

Pour rendre variable la fréquence d'accord d'un oscillateur, il suffit de pouvoir rendre variable l'une des réactances qui participent à son accord, déplaçant ainsi son point d'équilibre.

La réactance variable peut être obtenue par exemple par une *sphère de YIG* couplée à une ligne, l'ensemble se comportant comme un circuit résonnant parallèle en série avec une self inductance. La fréquence de résonance d'un tel circuit est approximativement une fonction linéaire du champ magnétique appliqué sur la sphère de YIG.



Des bandes d'accord d'un octave ont été obtenues avec une sphère de YIG placée dans le circuit de source comme sur le schéma de principe ci-avant. Des bandes plus importantes sont réalisables en plaçant une seconde sphère de YIG dans le circuit de grille.

Un second type d'accord électronique utilise des *varactors* dont la propriété est de se conduire comme une capacité variable en fonction d'une tension de polarisations, réalisant ainsi des VCO (Voltage Controlled Oscillator) accordables. Des bandes de l'ordre d'un octave peuvent être également obtenues.

En radar ou les qualités de bruit de phase exigées entraînent l'utilisation de forts coefficients de surtension les bandes d'accord seront de :

- quelques 10 % pour les VCO classiques,
- quelques % pour les VCO associés à des résonateurs diélectriques ou DRO (Dielectric Resonator Oscillator),
- quelques % pour les VCO associés à des résonateurs à quartz ou VCXO.

Une autre caractéristique des VCO est leur variation de pulsation d'oscillation en fonction de la commande ou K_v (en radian/sec par volt) 10^5 à 10^8 pour un VCO, 10^3 à 10^4 pour un VCXO. Notons enfin qu'il est possible de réaliser des VCO dans les oscillateurs à diode, en jouant directement sur la tension de polarisation de la diode avec des K_v de l'ordre de 10^9 . Une autre propriété des VCO est leur rapidité de commande qui permet de les commander de manière quasi instantanée, propriété qui sera utilisée dans les boucles de phase examinées au paragraphe 5.7.

5.6 MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE

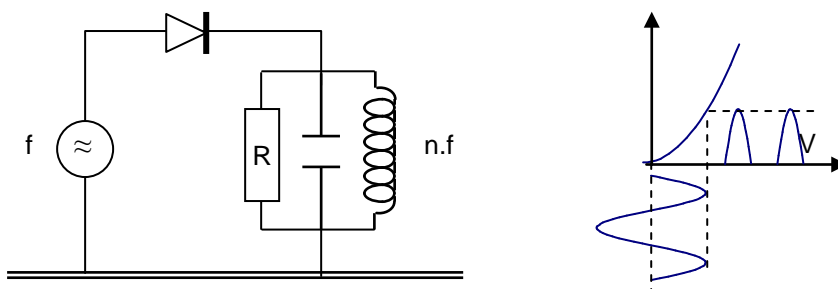
Les multiplicateurs de fréquence sont couramment utilisés associés à des oscillateurs à quartz lorsque l'on recherche de grandes stabilités de fréquence.

Le rapport de multiplication n sera cependant limité car la multiplication détériore le bruit de phase de l'oscillateur dans un rapport égal à n^2 en puissance et peut entraîner l'apparition de raies parasites gênantes, le processus étant non linéaire.

Nous allons citer ici deux types de multiplicateurs :

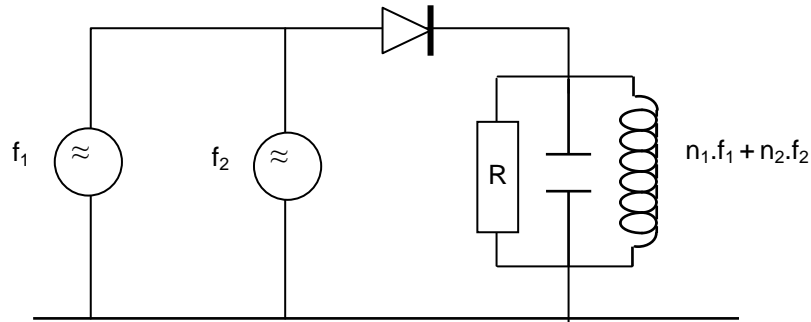
5.6.1 Multiplicateur à diodes de commutation (principe)

Une diode placée en série entre une source de tension alternative de fréquence f et une charge ne laisse passer que les alternances positives du signal.



Il en résulte un signal producteurs d'harmoniques diverses, dont le taux dépend en outre de la caractéristique de conduction de la diode utilisée.

Le même résultat peut être attendu d'un *mélangeur harmonique* où on récupère le battement entre la fréquence d'une des sources et un des harmoniques de la fréquence de l'autre source :



Le résultat obtenu dépend des caractéristiques de la diode, le tableau suivant résume les amplitudes des harmoniques dans le cas de caractéristiques linéaires et quadratiques du détecteur.

	Linéaire	Quadratique
Composante continue	$\frac{1}{\pi}$	$\frac{1}{4}$
fréquence f	$\frac{1}{2}$	$\frac{4}{3\pi}$
fréquence 2f	$\frac{2}{3\pi}$	$\frac{1}{4}$
fréquence nf (pair)	$\frac{2}{\pi \cdot (n^2 - 1)}$	–
fréquence nf (impair)	–	$\frac{4}{\pi \cdot n \cdot (n^2 - 4)}$

On remarquera que plus la caractéristique de la diode est « courbée », plus les harmoniques d'ordre supérieur sont d'amplitude élevée (*1/4 contre 1/5 à la fréquence 2f dans l'exemple simple précédemment cité*). On a donc intérêt dans ce type de multiplicateur à utiliser des diodes très peu linéaires. En outre, il faudra disposer de diodes de temps de commutation suffisamment court, pour laisser passer une énergie suffisante au moment du passage de la tension d'entrée par les valeurs positives.

Les diodes utilisées peuvent être de différents types :

Diodes schottky :

qui possèdent une caractéristique très courbée, de la forme : $Av + Bv^2 + Cv^3 + Dv^4 \dots$

Diodes snap-off :

qui possèdent la propriété de stocker une partie de l'énergie du signal pendant l'alternance positive du signal et de la restituer à la coupure sous la forme d'une impulsion de très courte durée.

Diodes avalanches :

pour lesquelles on utilise l'effet avalanche aux tensions très négatives pour provoquer les pointes de courant.

Le multiplicateur pourra comporter un ou plusieurs étages de multiplication, séparés par des amplificateurs compensant les pertes introduites par la multiplication. Le circuit de sortie sera accordé sur la fréquence de l'harmonique à sélectionner et permettra ainsi le filtrage des signaux parasites.

5.6.2 Multiplicateurs à varactors

Ils fonctionnent sur le même principe général que les amplificateurs paramétriques (Cf. § 6.2) et comme tels utilisent la variation de capacité d'une diode type varactors en fonction de la tension appliquée à ses bornes.

Les équations de Manley et Rowe s'appliquent aux multiplicateurs de fréquence à varactors, dans le cas particulier où seule une entrée est active.

Elles se réduisent à :

$$\sum_{n=0}^{n=\infty} \frac{n W_{(n)}}{nf} = 0$$

En outre, si seulement deux circuits sont présents, l'un actif à la fréquence f, l'autre passif à la fréquence nf : on aboutit à la relation :

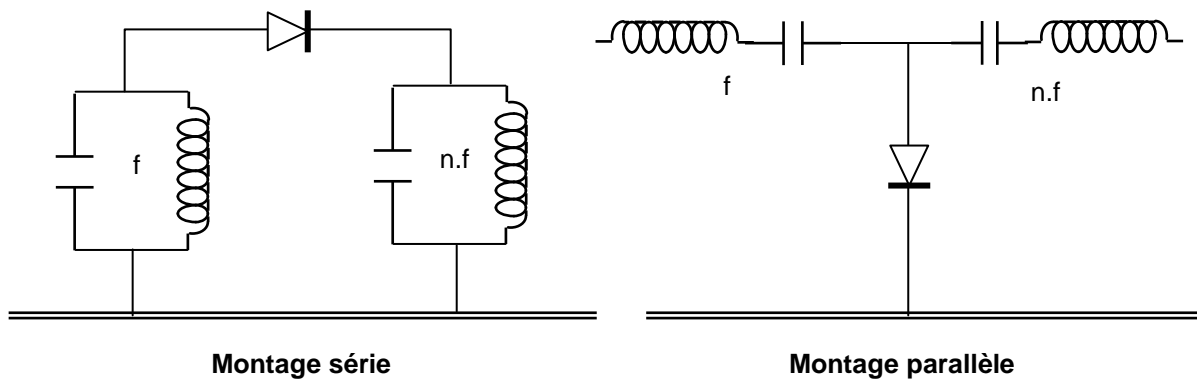
$$\frac{W_{(1)}}{f} + \frac{n W_{(n)}}{nf} = 0 \quad \text{soit} \quad W_{(n)} = -W_1$$

ce qui conduirait théoriquement à un générateur d'harmoniques dont le rendement serait égal à l'unité, à condition que l'échange d'énergie se fasse uniquement entre f et nf.

En réalité, le phénomène est plus complexe et il faut en particulier, tenir compte de la résistance de la diode utilisée et du fait que la variation de capacité n'est pas une fonction linéaire de la tension appliquée.

En pratique, le rendement de la multiplication dépend de l'harmonique recueillie et de la fréquence de fonctionnement du circuit, on peut obtenir des puissances utiles de l'ordre du watt à des fréquences de 1 000 à 3 000 MHz, 0,1 à 0,2 watt à des fréquences de 5 000 à 10 000 MHz.

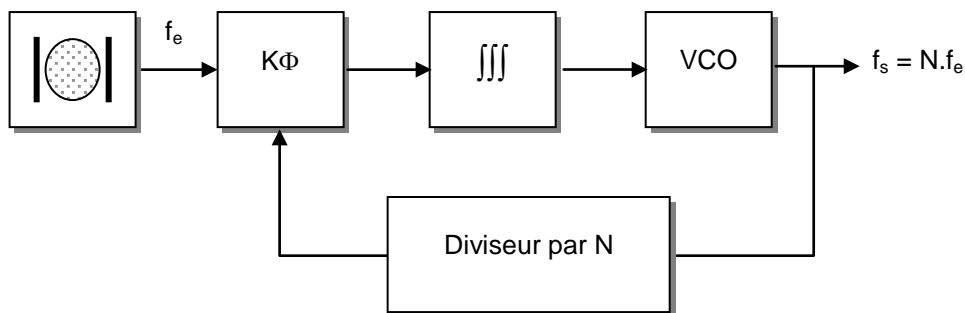
Les schémas de principe des montages sont les suivants :



5.7 OSCILLATEURS À BOUCLE DE PHASE – SYNTHÉTISEURS

Une boucle de phase est constituée de :

- un comparateur de phase analogique (type mélangeur) pour les fréquences élevées, ou logique (comparateurs phase fréquence) ;
- un diviseur numérique de fréquence ; en-dessous de 1 GHz ;
- un oscillateur contrôlé en tension (VCO) ;
- un filtre B.F. type passe bas, qui peut être intégrateur ;
- une source de référence, oscillateur ou autre source très stable de fréquence.

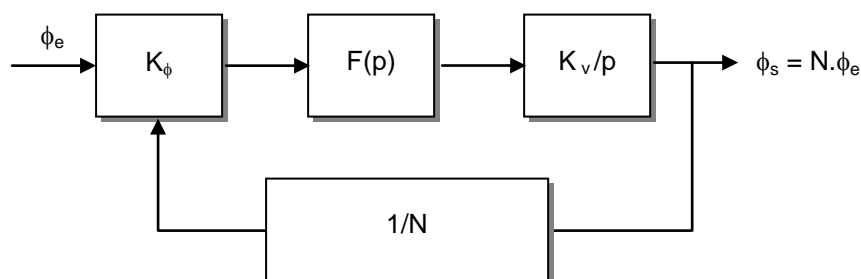


Si, à partir d'une situation stable, la phase du signal évolue, cette évolution sera détectée par le comparateur de phase et une action correctrice sera appliquée au VCO via le filtre B.F. Lorsque la boucle est « accrochée » on a $f_s = N.f_e$

Dans le cas où le diviseur est programmable, on peut faire évoluer la fréquence de sortie qui s'incrémentera de f_e pour chaque unité de rang de division.

Il est possible également d'insérer dans la boucle d'autres éléments tels que mélangeurs, diviseurs numérique... boucles de phase. Le principe général reste le même.

Une boucle de phase se comporte donc comme un asservissement linéaire de phase de transmittance Φ_s / Φ_e .



- K_ϕ est le gain tension/phase du comparateur,
- K_v est le coefficient fréquence/tension du VCO
- K_v/p est la fonction de transfert phase/tension du VCO,
- $F(p)$ est la transmittance du filtre.

$$\frac{\Phi_s}{\Phi_e} = \frac{K_\phi \cdot F(p) \cdot K_v / p}{1 + K_\phi \cdot F(p) \cdot K_v / p \cdot 1/N}$$

$$\frac{\Phi_s}{\Phi_e} = N \frac{K_\phi \cdot F(p) \cdot K_v / p \cdot 1/N}{1 + K_\phi \cdot F(p) \cdot K_v / p \cdot 1/N}$$

Le comportement de la boucle est lié à sa fonction de transfert en boucle ouverte

$$G(p) \cdot H(p) = \frac{1}{N} \cdot K_\phi \cdot \frac{K_v}{p} \cdot F(p)$$

tant que le gain en boucle ouverte est grand devant 1, on peut poser $\Phi_s = N\Phi_e$, le VCO est alors asservi en phase à l'oscillateur de référence au coefficient N près (bruit de phase de la référence multipliée par N^2 en puissance). Quand ce gain est inférieur à 1 l'asservissement ne se fait plus ($\Phi_s / \Phi_e \rightarrow 0$) et le VCO passe en mode libre.

Si f_c est la fréquence de coupure de la fonction de transfert en boucle ouverte, on peut écrire en première approximation :

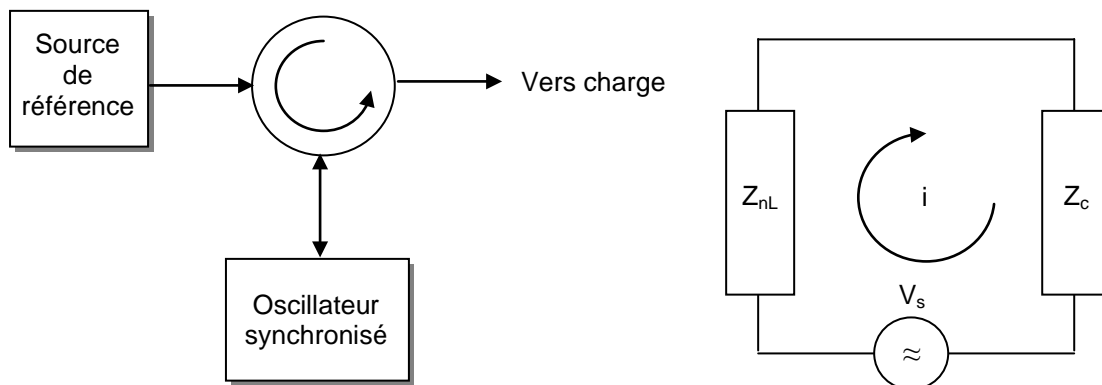
$f < f_c$ asservissement sur la référence
$f > f_c$ oscillation libre

Le VCO d'une boucle de phase devra donc avoir un bruit propre loin de la porteuse peu élevé, pour assurer un bon résultat d'ensemble.

5.8 OSCILLATEURS SYNCHRONISÉS PAR INJECTION

Une autre méthode utilisée en micro-ondes pour maîtriser le bruit de phase d'un oscillateur près de la porteuse, est de le synchroniser par injection d'une source extérieure stable.

Cette synchronisation peut se faire à travers un circulateur, comme dans le cas de l'amplificateur en réflexion traité au paragraphe 2.3.3. L'ensemble se comporte alors comme l'oscillateur libre du paragraphe 5.1 auquel on ajoute une tension de synchronisation V_s :



Z_{nL} représente l'impédance de l'élément actif (diode transistor).

Les courant et tension en présence s'écrivent :

$$i = I_0 e^{j\omega t + \varphi}$$

$$V_s = V_s e^{j\omega_s t}$$

L'équation d'équilibre devient alors :

$$(Z_{nL}(i, \omega) + Z_c(\omega)) i = v_s$$

lorsque $v_s = 0$, il existe une position d'équilibre (I_0, ω_0) définie par la relation.

$$Z_t(\omega_0, I_0) = Z_{nL}(\omega_0, I_0) + Z_c(\omega_0) = 0$$

lorsque $v_s \neq 0$, il se crée un régime d'oscillations forcées $(I_0 + \Delta I, \omega_0 + \Delta\omega)$ tel qu'il existe une différence de phase constante ϕ_0 entre le courant i dans l'oscillateur et la tension de synchronisation v_s , soit une équation d'équilibre de la forme

$$\frac{\partial Z_T}{\partial \omega} \delta\omega + \frac{\partial Z_T}{\partial I_0} \delta I_0 \approx \frac{V_s}{I_0} e^{-j\phi_0}$$

établie en développant l'équation d'équilibre générale autour de (ω_0, I_0) .

L'étude détaillée du phénomène montre qu'il existe alors une bande maximale de synchronisation $\Delta\omega = 2 \delta\omega$ (de $-\delta\omega$ à $+\delta\omega$) telle que $(\omega = 2\pi F)$.

$$\Delta F_{\max} = \frac{2F_0}{Q_{\text{ext}}} \sqrt{\frac{P_e}{P_s}}$$

où :

- P_e est la puissance de synchronisation fournie en entrée,
- P_s est la puissance de sortie fournie à la charge,
- $Q_{\text{ext}} = \frac{\omega_0 \partial X_T}{2R_c \partial \omega}$

Dans la bande de synchronisation, il existe une correspondance directe entre la fréquence de la source de référence f_e et la fréquence émise f_s , la différence de phase entre les deux ondes variant de $-\pi/2$ à $\pi/2$.

Comme les oscillateurs à boucle de phase, les oscillateurs synchronisés verront le bruit de la source de référence dans la bande de synchronisation, et en dehors de cette bande de synchronisation leur bruit propre.

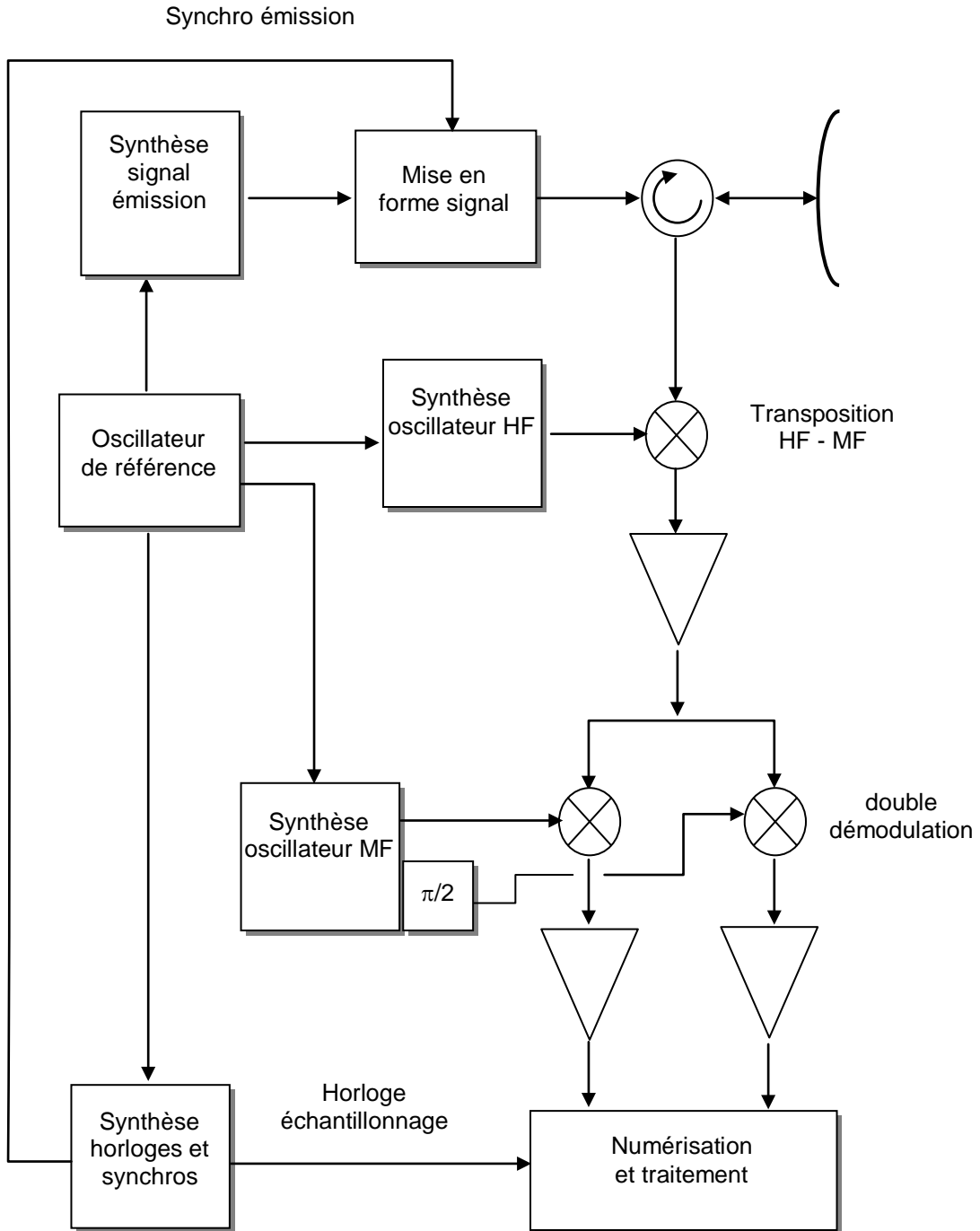
Pour des rapports P_s/P_e de 10 à 20 dB, on peut obtenir une synchronisation complète du signal de sortie sur le signal d'entrée.

Pour des niveaux de synchronisation plus faibles, tant que le signal injecté reste au-dessus du niveau du bruit de pré-oscillation de l'oscillateur, il est également possible de contrôler la phase de démarrage de l'oscillateur, le rendant ainsi cohérent par rapport à une source, l'oscillation se poursuivant ensuite librement à la pulsation ω_0 .

On retrouve ici le principe des oscillateurs cohérents ou COHO utilisés dans les récepteurs cohérents associés à un oscillateur de puissance (cf. paragraphe 1.3).

5.9 STANDARD DE FRÉQUENCES

L'association à un oscillateur de référence de multiplicateurs et diviseurs de fréquence et de VCO à boucle de phase permet de réaliser des chaînes synchrones où toutes les fréquences utilisées sont des multiples ou des sous multiples de la fréquence d'un oscillateur stable unique, comme sur le schéma général ci-après :



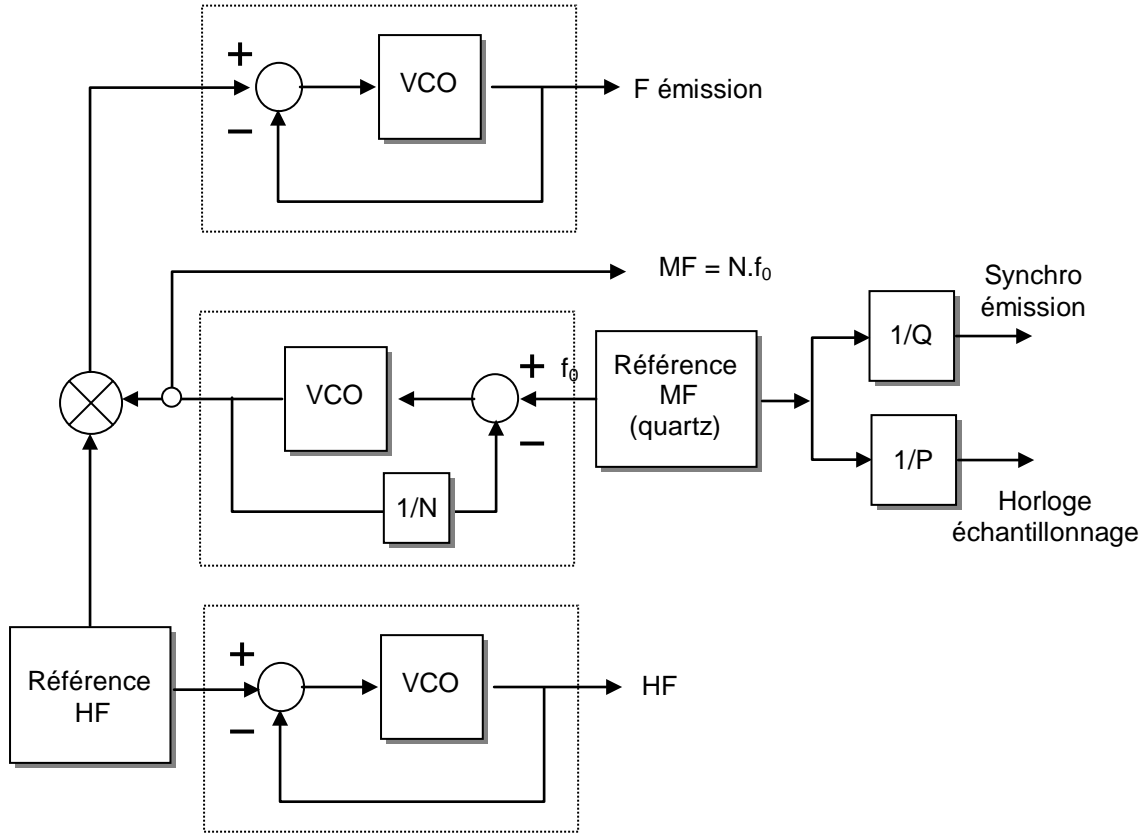
Standard de fréquence synchronisé

La synthèse peut être directe comme sur le schéma précédent, ou indirecte. Par exemple : $F_e = F_{OLH} + F_{OLFI}$ peut être obtenue par mélange de ces deux signaux.

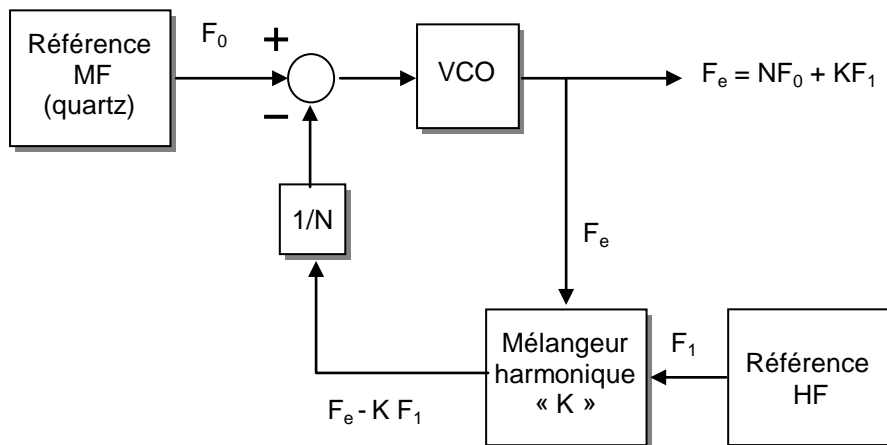
Dans le cas de fréquences d'émission élevées, la synthèse de l'oscillateur local peut faire appel à un second oscillateur stable.

Le schéma ci après présente une configuration où tous les signaux utiles sont à des fréquences synchrones de la fréquence intermédiaire, la référence HF étant séparée :

LA RECEPTION



L'utilisation de mélangeurs harmoniques permet une synthèse à une fréquence multiple de l'oscillateur de référence f_H selon le principe suivant :



Ces systèmes permettent d'obtenir de très hautes stabilités. Au plan technologique, ils font l'objet d'une intégration de plus en plus poussée par l'emploi d'ASIC (en fréquences intermédiaires) et de MMIC (en hyperfréquences).

6 PARTIE HISTORIQUE : LES ANCIENS AMPLIFICATEURS HYPERFREQUENCES

Détrônés par les amplificateurs à transistors, ces dispositifs furent couramment utilisés en réception radar dans les années 1950 à 1970

6.1 TUBES À ONDES PROGRESSIVES FAIBLE BRUIT

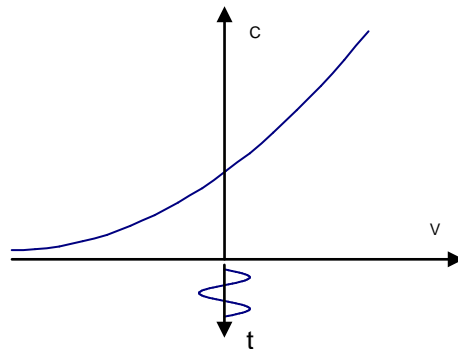
Leur utilisation en réception se justifiait par leur gain très important (30 dB) leur large bande et leur particularité de limiter naturellement leur signal de sortie à quelques milliwatts même pour des signaux d'entrée très importants. Par contre leur bruit additionnel est un peu élevé ce qui conduisait à un facteur de bruit de l'ordre de 5 dB.

6.2 AMPLIFICATEURS PARAMÉTRIQUES

Longtemps amplificateurs faible bruit par excellence, les amplificateurs paramétriques ne sont plus utilisés en radar. Pour mémoire, leurs principes et réalisations sont résumés ci-après.

6.2.1 Principe

Ils utilisent la propriété de certaines jonctions semi-conductrices, les varactors, de se comporter comme des capacités variables en fonction de la tension appliquée à leurs bornes.



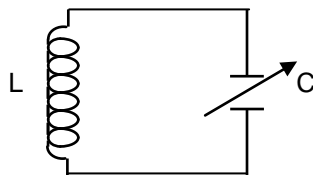
Soumise à un signal sinusoïdal, la capacité du varactor s'écrit en première approximation :

$$C = C_0 + C_1 \cos \omega t$$

avec :

$$\frac{C_1}{C_0} \cong 0,1 \text{ à } 0,2 ; C_0 \cong 1 \text{ picofarad.}$$

On peut illustrer le principe de fonctionnement d'un amplificateur paramétrique à l'aide de l'exemple suivant.



Soit un circuit oscillant composé d'une inductance fixe L et d'une capacité C qui peut être rendue variable par une action extérieure. Soit ω la fréquence de résonance du circuit LC , la période du signal oscillant sera :

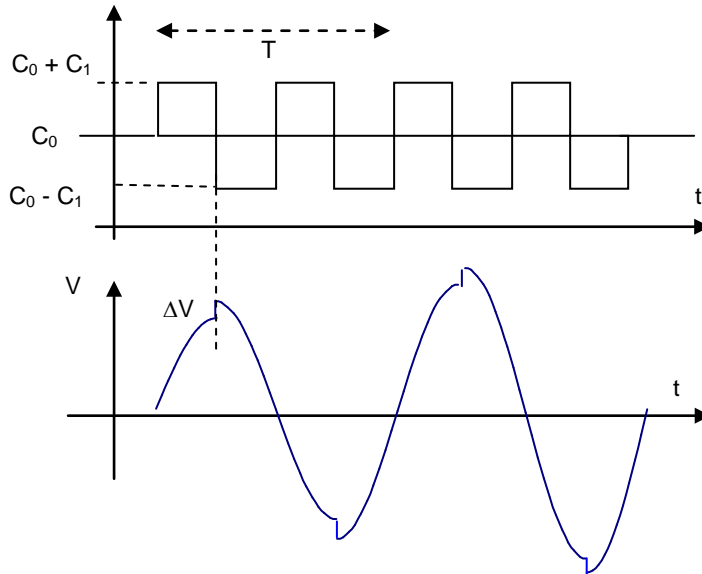
$$T = 2\pi / \omega \text{ pour la valeur moyenne } C_0 \text{ de } C.$$

Supposons maintenant que l'on diminue instantanément la capacité C , chaque fois que la tension à ses bornes passe par un extrema, et qu'on l'augmente instantanément lorsque cette

tension passe par zéro. C varie alors de $C_0 + C_1$ à $C_0 - C_1$ à une fréquence double de celle du signal oscillant.

Il ne se passe rien aux instants où le signal est nul, la capacité n'étant pas chargée. Par contre aux instants où le signal est maximum ou minimum, la capacité a stocké une charge $\pm Q$; la variation de C provoque donc une variation de la tension à ses bornes puisque $Q = CV$. Dans le cas présent une diminution de C entraîne une augmentation de la valeur absolue de V .

On aboutit à la variation suivante de la tension aux bornes de C au cours du temps.



La tension v subit à chaque passage par un extrema un incrément ΔV . L'énergie du signal oscillant croît avec le temps, l'apport d'énergie étant fourni par le circuit de commande de la capacité C .

6.2.2 Equation de Manley-Rowe application aux amplificateurs paramétriques

Manley et Rowe ont montré qu'il y a transfert d'énergie entre des signaux à des fréquences $mf_s + nf_p$ et que ce transfert d'énergie satisfait deux relations :

$$\sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \frac{m W_{mn}}{mf_s + nf_p} = 0$$

$$\sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \frac{n W_{mn}}{mf_s + nf_p} = 0$$

qui, pour éviter l'apparition des couples symétriques $(-m, -n)$ des couples (m, n) peuvent être limitées aux fréquences positives : $mf_s + nf_p > 0$.

$W_{m,n}$ représente l'énergie disponible à la fréquence $mf_s + nf_p$, positive si elle est envoyée vers la capacité, négative si elle est cédée par la capacité.

Dans le cas des amplificateurs paramétriques, trois fréquences seulement sont sélectionnées à l'aide de circuits appropriés :

- f_s fréquence du signal d'entrée,
- f_p fréquence du signal de pompe,
- $f_i = mf_s + nf_p$ fréquence composite, déterminée pour un seul couple de valeur de m et n (souvent appelée fréquence idler).

Trois cas d'application sont à considérer :

a Amplificateur à bande latérale supérieure

On pose :

$$n = m = 1, \text{ soit : } f_i = f_s + f_p$$

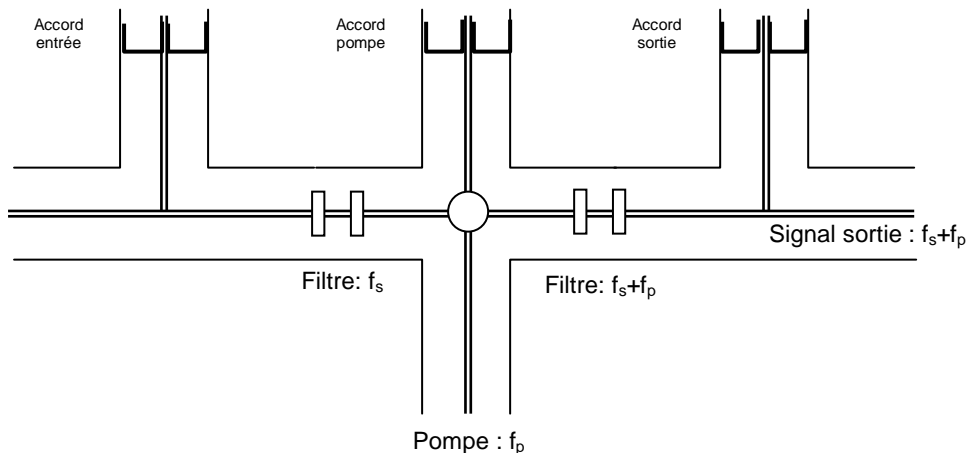
d'où le cas d'application des équations :

$$\frac{W_s}{f_s} + \frac{W_i}{f_s + f_p} = 0, \quad \frac{W_p}{f_p} + \frac{W_i}{f_p + f_s} = 0$$

W_s et W_p sont positifs et W_i négatif, il y a donc transfert d'énergie à la fréquence $f_p + f_s$ avec un gain.

$$G = \frac{-W_i}{W_s} = \frac{f_s + f_p}{f_s}$$

Le facteur de bruit d'un tel étage est compris entre 1 et 2 dB. Son schéma de principe est le suivant :



b Amplificateur à bande latérale inférieure

On pose dans ce cas

$$m = -1 \text{ et } n = 1 \text{ soit } f_i = f_p - f_s$$

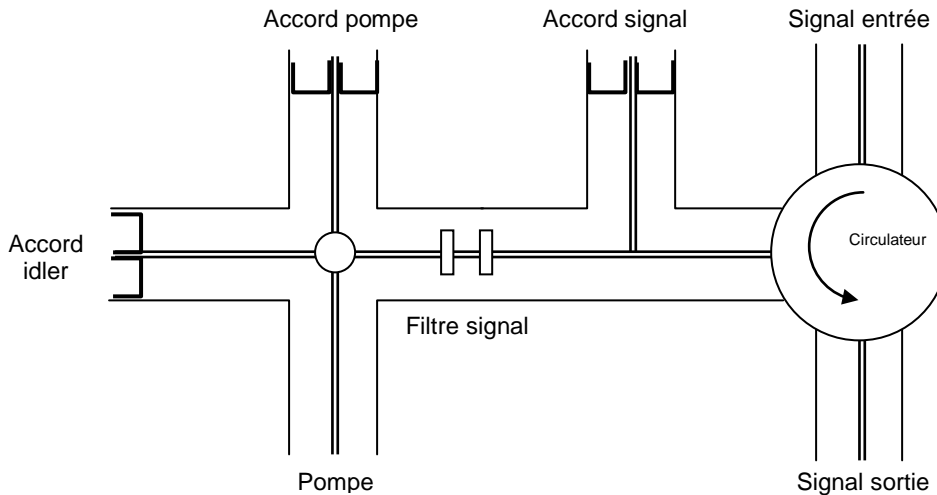
On a alors :

$$\frac{W_p}{f_p} = \frac{-W_i}{f_p - f_s}, \quad \frac{W_s}{f_s} = \frac{W_i}{f_p - f_s}$$

Il faut $f_p > f_s$ car W_i ne peut être que négatif. Par contre, la deuxième équation montre que, l'énergie est transférée à la fréquence source et à la fréquence idler.

Lorsque le signal amplifié est récupéré à la fréquence idler, le système fonctionne en convertisseur, lorsqu'il est récupéré à la fréquence signal, le système fonctionne en amplificateur.

Dans ce dernier cas, la séparation des signaux d'entrée et de sortie à la fréquence f_s peut être faite à l'aide d'un circulateur. La pompe agit sur la capacité variable C du varactor. Le schéma équivalent de l'ensemble est le suivant :



Le gain de tels amplificateurs est alors lié au fait que l'action de la pompe sur le varactor se traduit par un effet de résistance négative, dont le principe sera repris au paragraphe suivant. Des gains de 10 à 20 dB ont ainsi été obtenus avec des facteurs de bruit de 1 à 3 dB.

6.3 AMPLIFICATEURS À DIODES

6.3.1 Caractéristiques des diodes utilisées

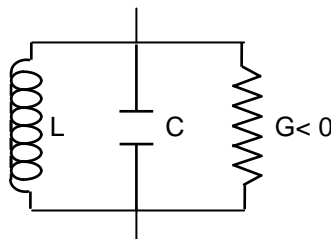
Les diodes utilisées en amplification ou en oscillation présentent toutes une résistance dynamique négative pour certaines conditions de fonctionnement.

Dans les *diodes tunnel* c'est la caractéristique statique de la diode qui présente une portion à pente négative du fait de la superposition du courant de jonction et du courant dû à l'effet tunnel (traversée d'une barrière de potentiel d'épaisseur très faible par des porteurs ayant une énergie cinétique suffisante).

Dans les *diodes Gunn* c'est la variation de la mobilité des porteurs en fonction du champ appliqué qui pour certains matériaux (A_sG_a , I_nP) présente une pente négative, ce qui favorise un groupement des charges par paquets dans les conditions de phase convenable.

Dans les *diodes à avalanche*, ou *Impatt* on joue sur le phénomène d'avalanche pour provoquer une accumulation des charges dans la jonction pendant les alternances positives de la tension et leur écoulement pendant les alternances négatives.

Ces phénomènes sont obtenus pour un point de polarisation précis de la diode imposant son alimentation continue. Le schéma équivalent de la diode à ce point de polarisation est le suivant :

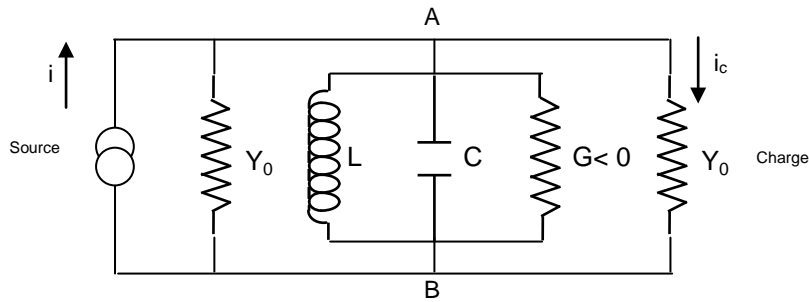


L , C et G dépendent de la pulsation ω et G est négatif tant que ω reste inférieur à une valeur limite ω_0 .

6.3.2 Amplificateur en transmission

La diode est montée en parallèle sur une ligne d'admittance Y_0 supposée adaptée. Le schéma équivalent de ce montage est le suivant :

LA RECEPTION



A la résonance, la diode se réduit à sa conductance G , la puissance transmise à la charge est alors :

$$W_c = \frac{i_c^2}{Y_0} \text{ avec : } \frac{i_c}{Y_0} = \frac{i}{2Y_0 + G}$$

soit :

$$W_c = \frac{i^2 \cdot Y_0}{(2Y_0 + G)^2}$$

La puissance maximale transmissible pour la source est par ailleurs :

$$W = \frac{i^2}{4Y_0}$$

Le gain en puissance de l'amplificateur est donc (cf. chapitre 6 paragraphe 5) :

$$g_p = \frac{i^2 \cdot Y_0}{(2Y_0 + G)^2} \cdot \frac{4Y_0}{i^2}$$

$$g_p = \frac{4Y_0^2}{(2Y_0 + G)^2}$$

On peut retrouver ce gain à partir de l'équation des ondes. En effet :

- l'admittance d'entrée en AB est :

$$Y = Y_0 + G$$

- le coefficient de transmission :

$$T = \frac{2Y_0}{Y_0 + Y} = \frac{2Y_0}{2Y_0 + G}$$

D'où le gain en puissance, ici égal à T^2 , puisque les impédances d'entrée et de sortie sont identiques.

$$g_p = \frac{4Y_0^2}{(2Y_0 + G)^2}$$

La présence d'une conductance négative entraîne un gain supérieur à 1. A la limite, si $G = -2Y_0$, l'ensemble se comporte comme un circuit résonnant sans perte, et fonctionne en oscillateur.

Du point de vue de la bande passante, le schéma précédent est équivalent à un circuit oscillant chargé par une résistance :

$$R = \frac{1}{2Y_0 + G}$$

Son coefficient de surtension est donc :

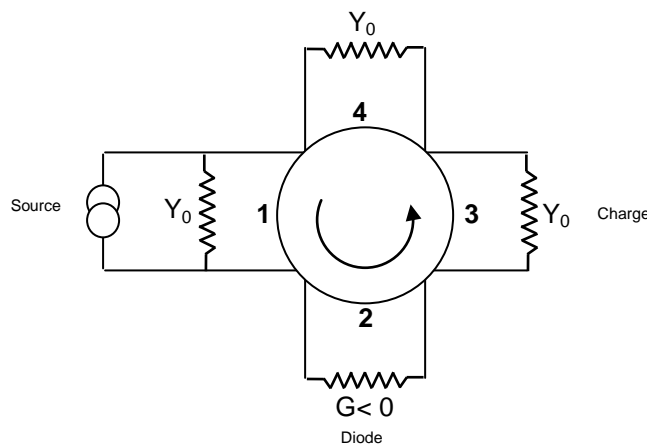
$$Q = RC\omega = \frac{2\pi f \cdot C}{2Y_0 + G}$$

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{Q}$$

$$\Delta f = \frac{2Y_0 + G}{2\pi C}$$

6.3.3 Amplificateur en réflexion

La diode est montée sur un bras d'un circulateur à quatre voies ; les circuits d'entrée et de sortie occupent les deux bras adjacents. Pour éviter des réflexions parasites, le quatrième bras est fermé sur une charge adaptée. Le schéma équivalent du montage est le suivant :



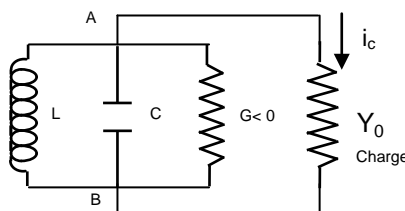
Vu de l'entrée, le circuit est équivalent à une ligne d'admittance Y_0 chargée par l'admittance G . Le coefficient de réflexion est donc :

$$R = \frac{Y_0 - G}{Y_0 + G}$$

L'onde réfléchie est aiguillée dans le sens $2 \rightarrow 3$ vers la charge adaptée Y_0 et est donc entièrement absorbée par celle-ci. Dans ce montage, le gain en puissance est alors :

$$g_p = \left(\frac{Y_0 - G}{Y_0 + G} \right)^2$$

La diode d'admittance Y n'est ici chargée que par Y_0 puisque l'entrée et la sortie sont isolées par le circulateur. Du point de vue de la bande passante le schéma équivalent du montage est :



LA RECEPTION

Soit un circuit oscillant chargé par une résistance :

$$R = \frac{1}{Y_0 + G}$$

on en déduit :

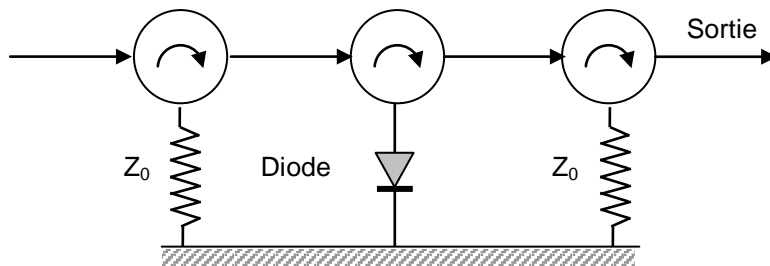
$$Q = \frac{2\pi f C}{Y_0 + G}$$

et :

$$\Delta f = \frac{Y_0 + G}{2\pi C}$$

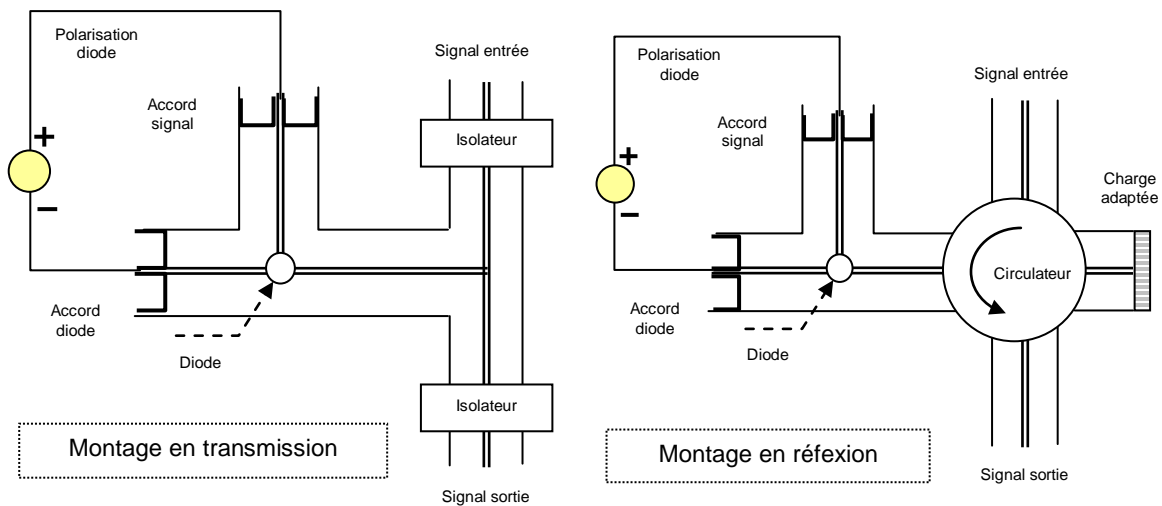
NOTA :

- Comme dans le cas précédent, on peut remarquer que si $G = -Y_0$ le système se comporte comme un oscillateur.
- Le même type de fonctionnement est obtenu à partir du schéma de principe suivant comportant 3 circulateurs à 3 portes.



6.3.4 Schémas types ; performances

Les schémas types en hyperfréquence des deux montages sont les suivants :



Dans les réalisations pratiques, la diode pourra être montée sur support microstrip, guide d'ondes ou cavité selon la fréquence d'utilisation.

Utilisées (diodes tunnel) pour l'amplification à faible bruit puis détrônées par les transistors dans ce domaine, les diodes sont encore utilisées aux fréquences élevées comme oscillateurs locaux (diodes Gunn) et comme sources de puissance (diodes Impatt).
