

TP S4 : 6 TP tournants de 2h00

Électronique hyperfréquence
et des télécommunication

Séance zero : introduction et validations expérimentales des préparations

1. Composants passifs en RF
2. Propagation dans un câble
3. Fibre optique
4. modulation/démodulation AM
5. Filtrage numérique
6. Boucle à verrouillage de phase

Sous-système
télécommunication

TD S4 : 6 thématiques (9 x 2H00)

Électronique hyperfréquence
et des télécommunication

1. Composants passifs en RF
2. Propagation dans un câble
3. Fibre optique
4. modulation/démodulation AM
5. Filtrage numérique
6. Boucle à verrouillage de phase

Sous-système
télécommunication

Cours S3 : 6 cours (6 x 1H00)

Électronique hyperfréquence
et des télécommunication

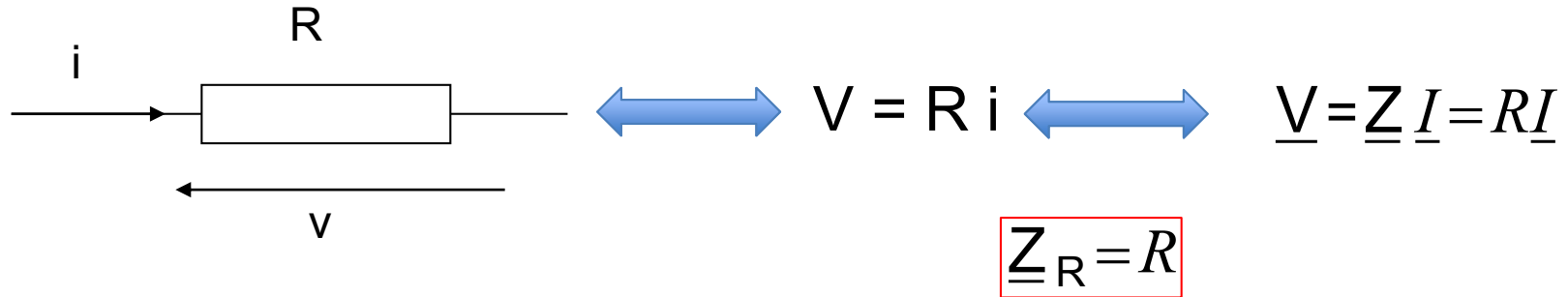
1. Composants passifs en RF
2. Propagation dans un câble (vu en physique S3)
3. Fibre optique (vu en physique S3)
4. Démodulation AM synchrone
5. Boucle à verrouillage de phase
6. Filtrage numérique

Sous-système
télécommunication

Composants passifs

Quand les condensateurs deviennent
inductifs et les inductances
capacitives...

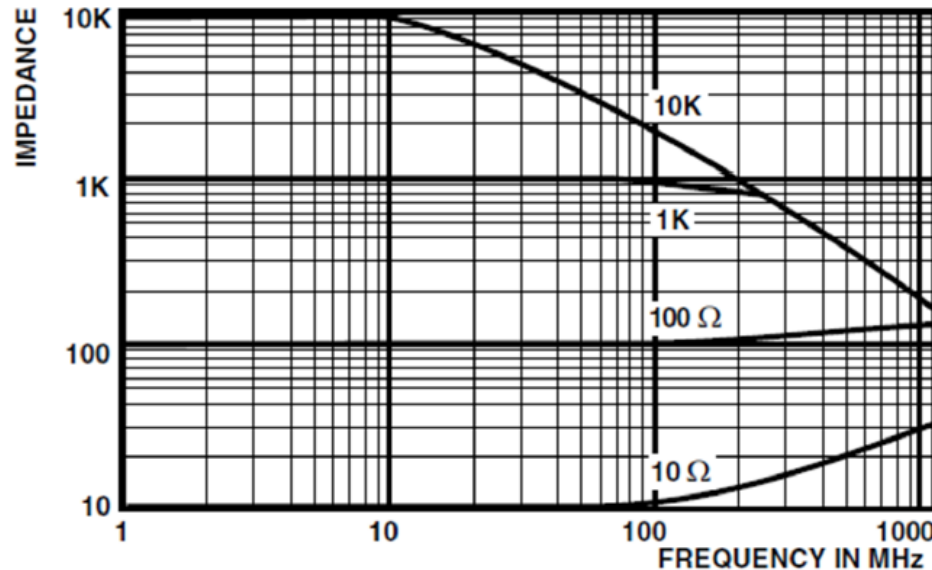
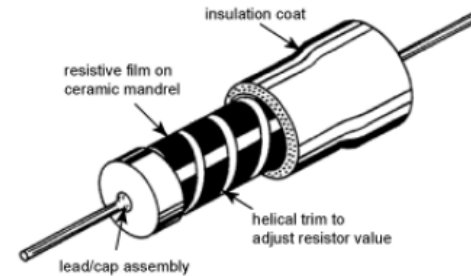
Les composants idéaux en régime sinusoïdal



La résistance idéale est constante quand la fréquence varie

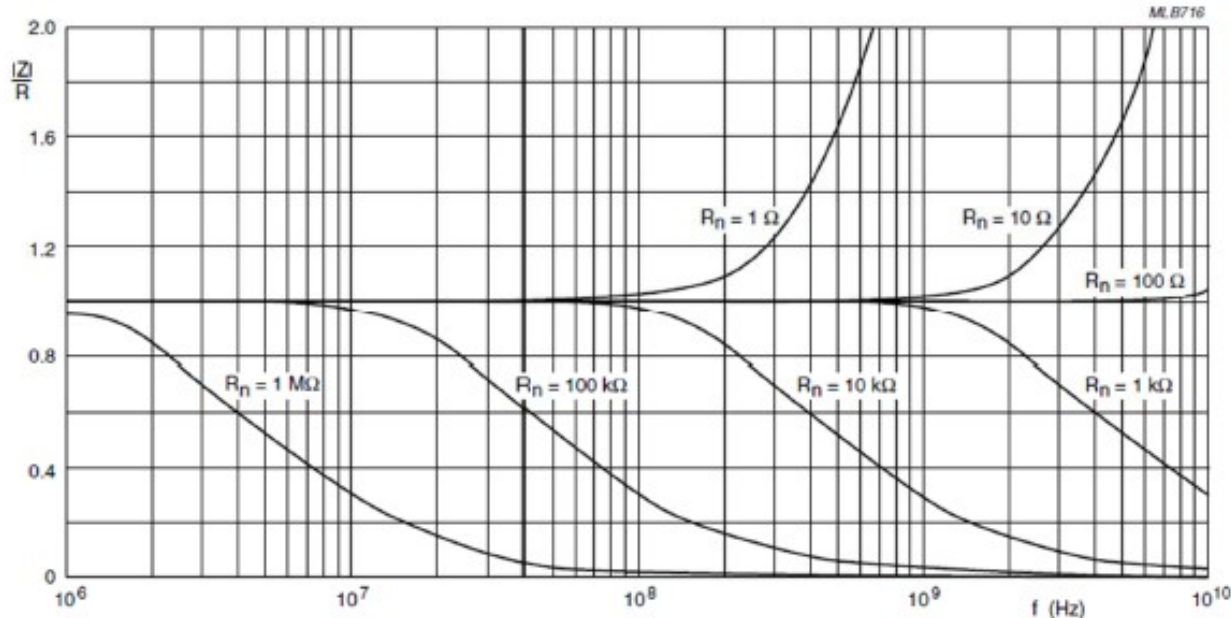
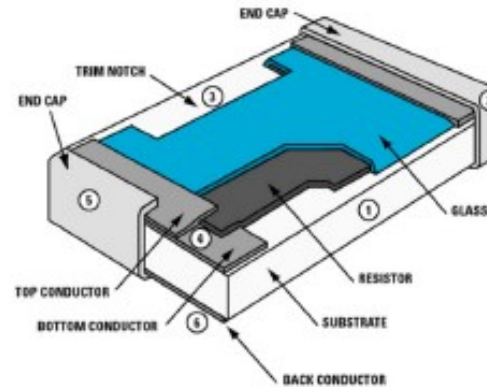
La résistance réelle

technologie traversante à couche de carbone



Extrait datasheet Vishay
série E24, 1/4W
www.vishay.com

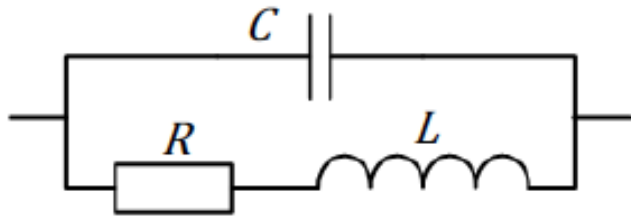
La résistance réelle technologie CMS



Extrait datasheet Vishay
boîtier 0603 (1.6mmx0.8mm)
www.vishay.com

La résistance réelle

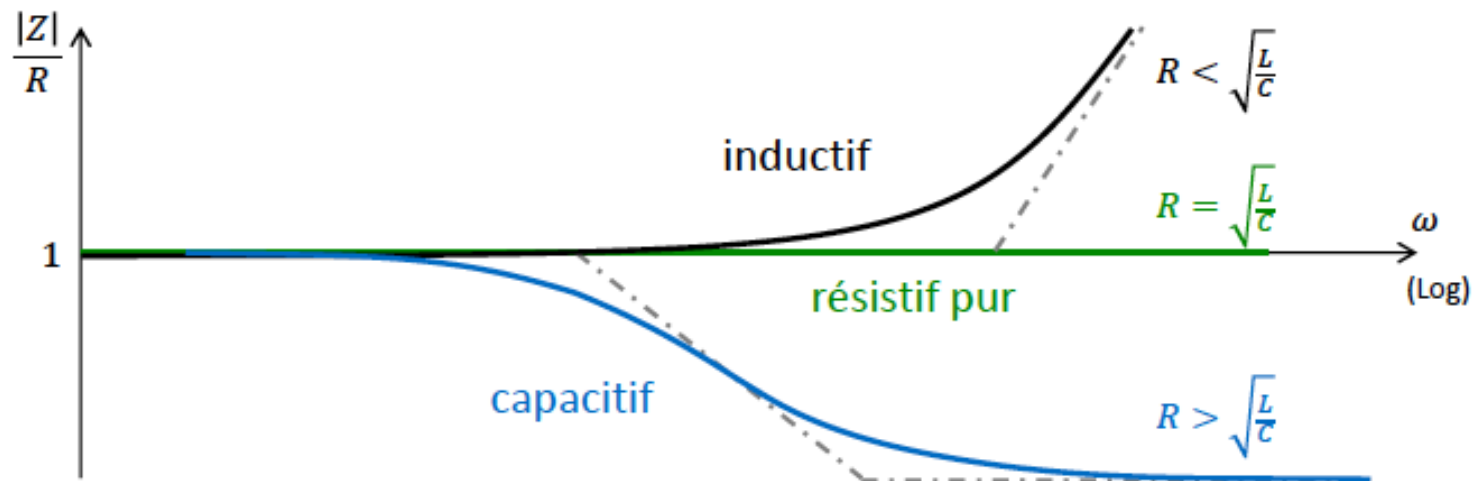
modèle équivalent



$$\underline{Z} = R \cdot \frac{1 + j\frac{L}{R}\omega}{1 + jRC\omega + LC(j\omega)^2}$$

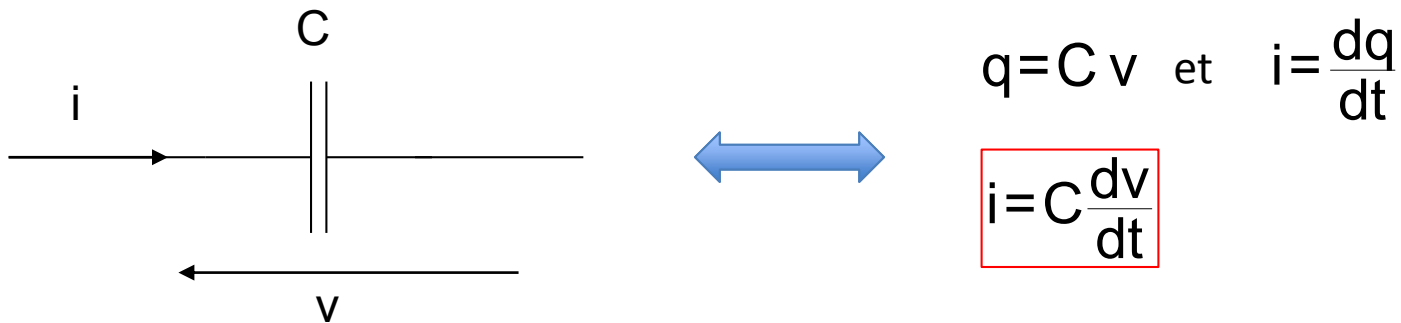
En pratique $LC\omega^2 \ll 1$

donc : $\underline{Z} \simeq R \cdot \frac{1 + j\frac{L}{R}\omega}{1 + jRC\omega}$ pour $R = \sqrt{\frac{L}{C}}$ alors $Z = R$



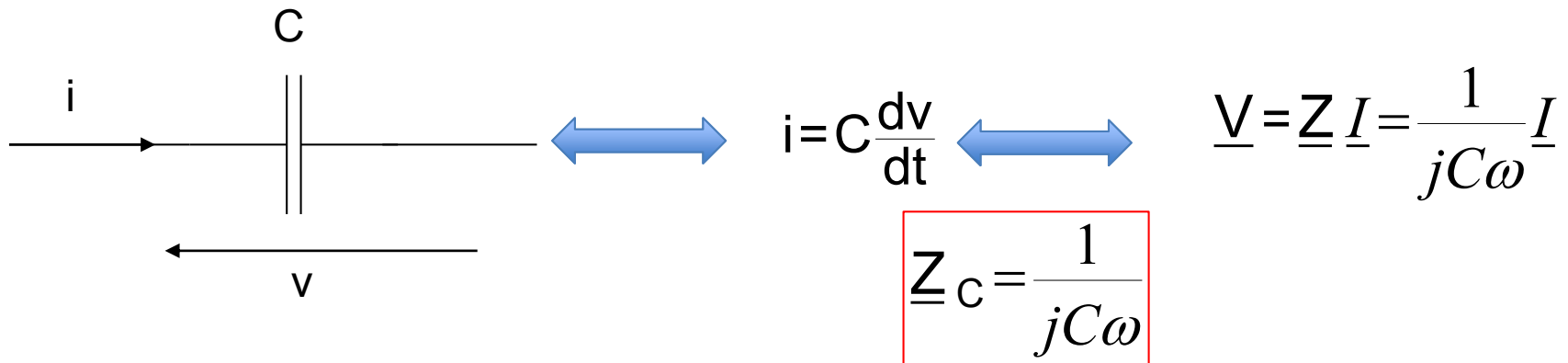
Le condensateur idéal

Le condensateur idéal se modélise par une simple capacité
 q est la charge stockée, par définition $q = C v$



Le courant dans un circuit réel ne pouvant être infini, il ne peut y avoir de variation instantanée de tension aux bornes d'un condensateur idéal.

Les composants idéaux en régime sinusoïdal



La condensateur idéal présente une impédance dont le module varie en $1/f$ et dont la phase est égale à $-\pi/2$

Le condensateur réel technologie électrolytique

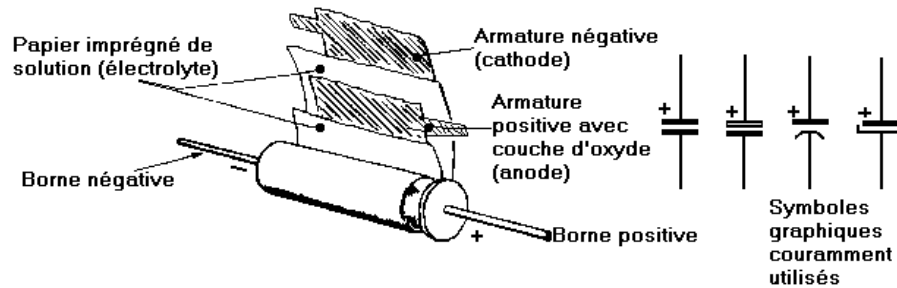
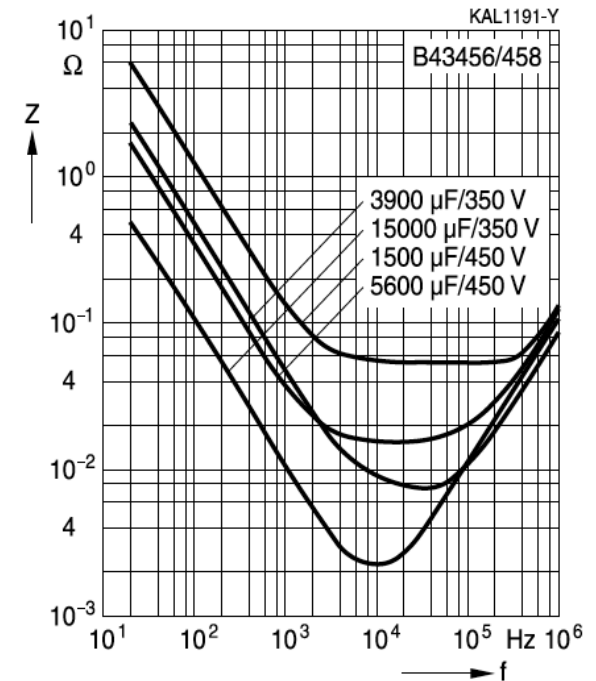


Fig. 8. - Structure d'un condensateur électrolytique au papier-aluminium.

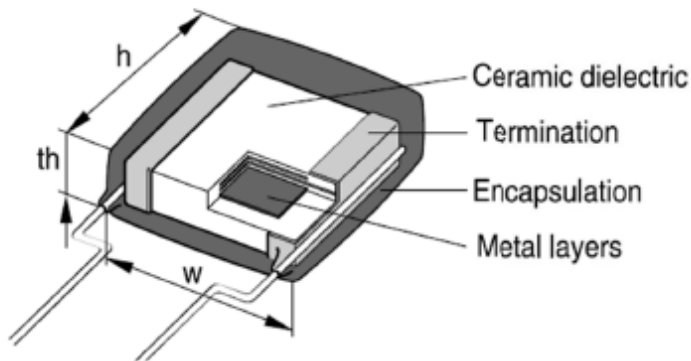


Impedance Z versus frequency f
Typical behavior at 20 °C

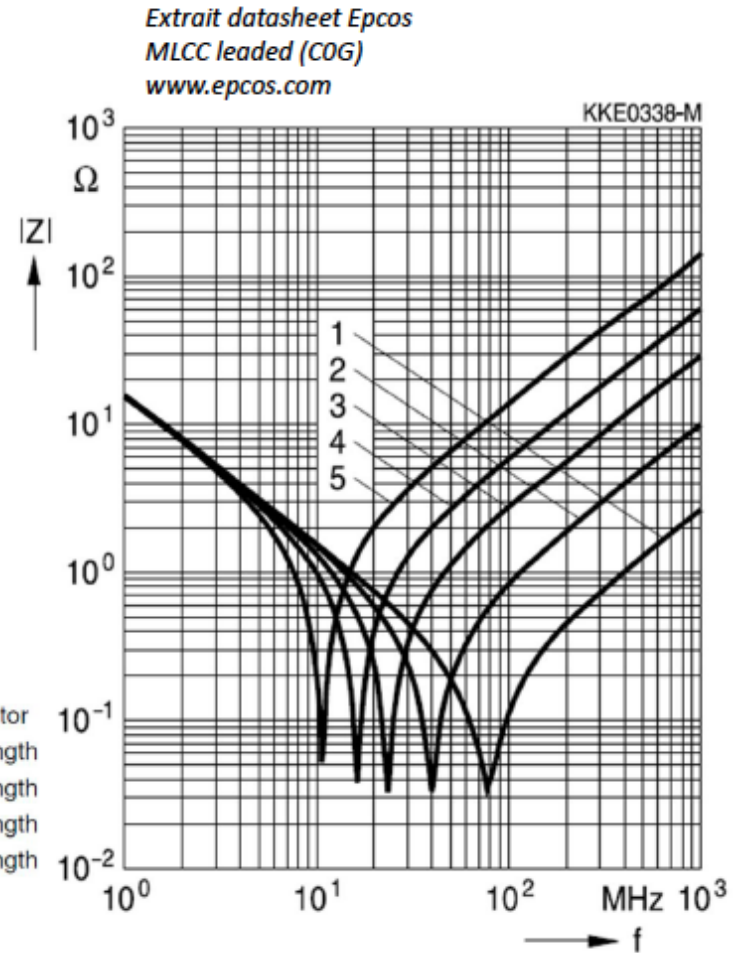


Le condensateur réel

technologie céramique à fils

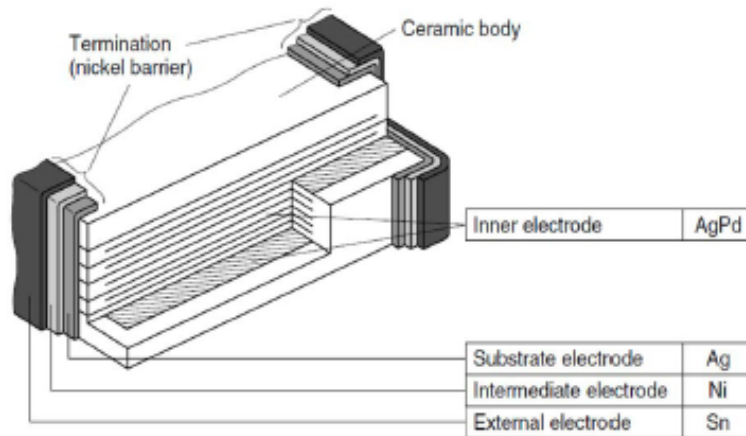


- 1: SMD chip capacitor
- 2: 1.5 mm lead length
- 3: 5.0 mm lead length
- 4: 10.0 mm lead length
- 5: 20.0 mm lead length

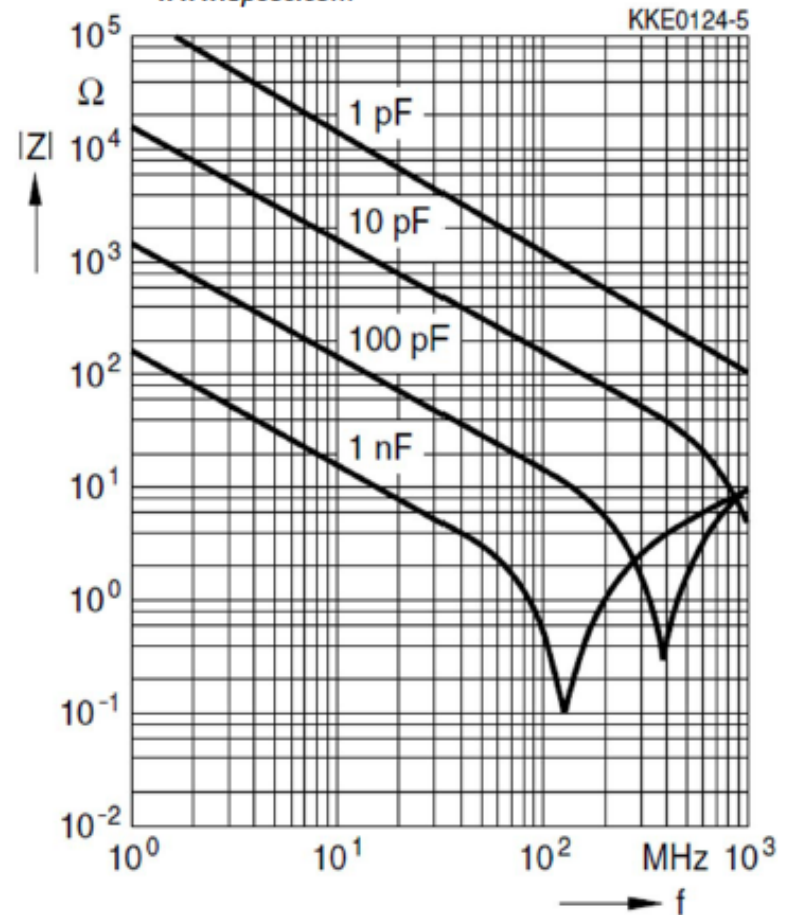


Le condensateur réel

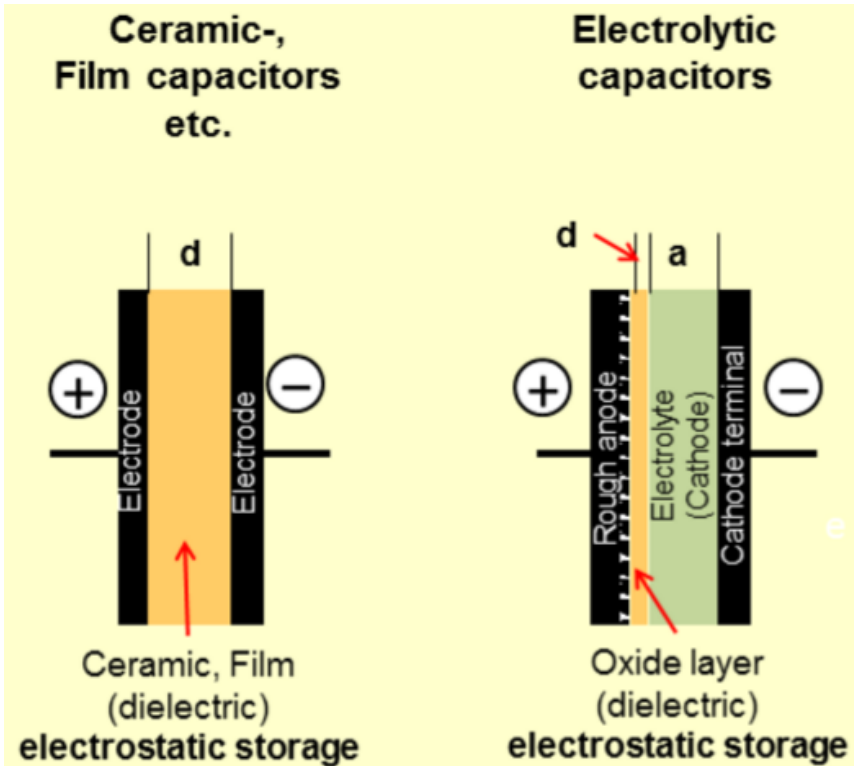
technologie CMS céramique



Extrait datasheet Epcos
MLCC SMT (COG)
www.epcos.com



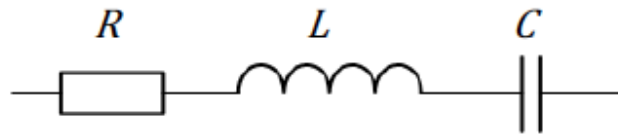
Comparaison MLCC/électrolytique



- Condensateur électrolytique :
Forte valeur de capacité : qq μF à qq F
- Condensateur céramique :
Faible valeur de capacité : qq pF à qq 100nF

Le condensateur réel

modèle équivalent

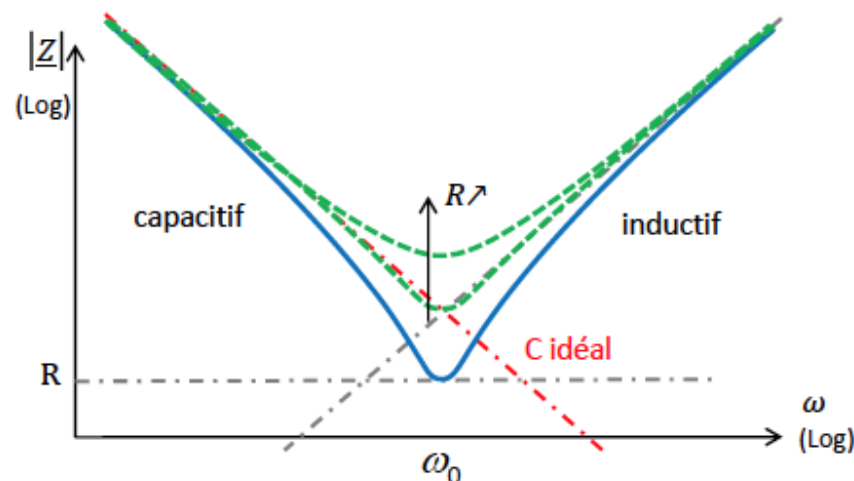


$$\underline{Z} = R + jL\omega + \frac{1}{jC\omega}$$

$$|\underline{Z}| = \sqrt{R^2 + \left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)^2}$$

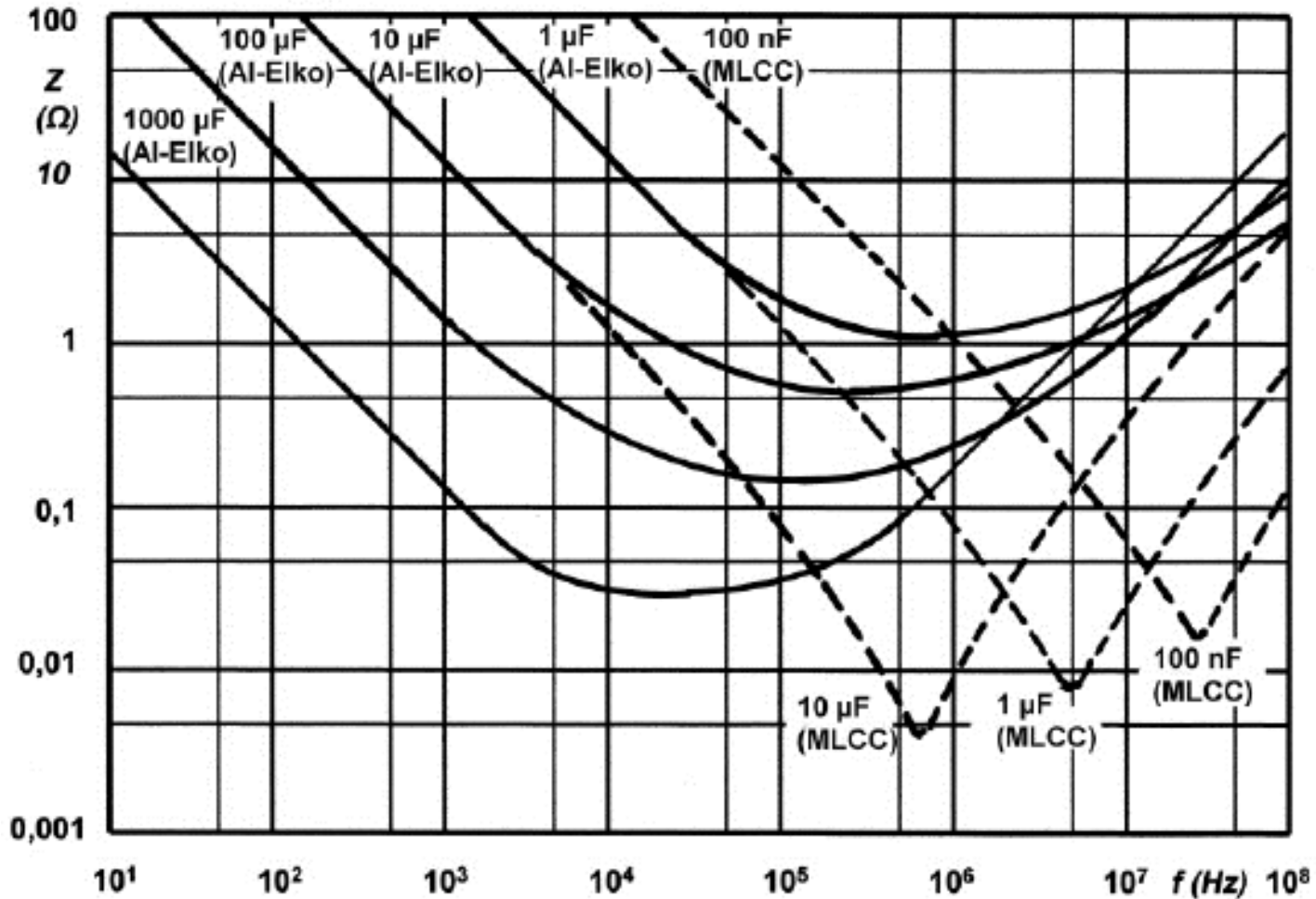
Fréquence de résonance $f_0 = \frac{1}{2\pi\omega_0}$ avec $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$

- $\omega = \omega_0$, $Z = R$
- $\omega \ll \omega_0$, $Z \simeq \frac{1}{C\omega}$
- $\omega \gg \omega_0$, $Z \simeq L\omega$



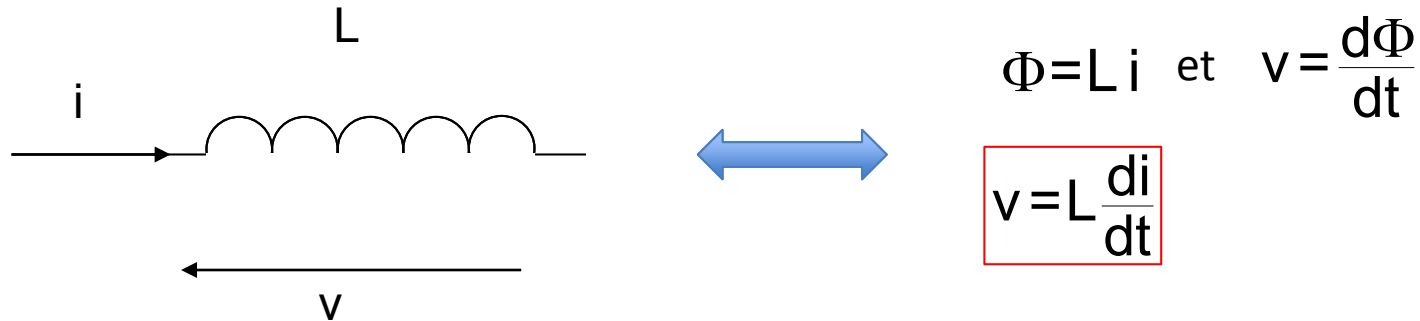
- $Z(\omega)$ possède un minimum, caractéristique d'une résonance de type « série »
- Pour $R = \sqrt{L/C}$ la courbe de Z passe par le point d'intersection des asymptotes

Comparaison MLCC/électrolytique



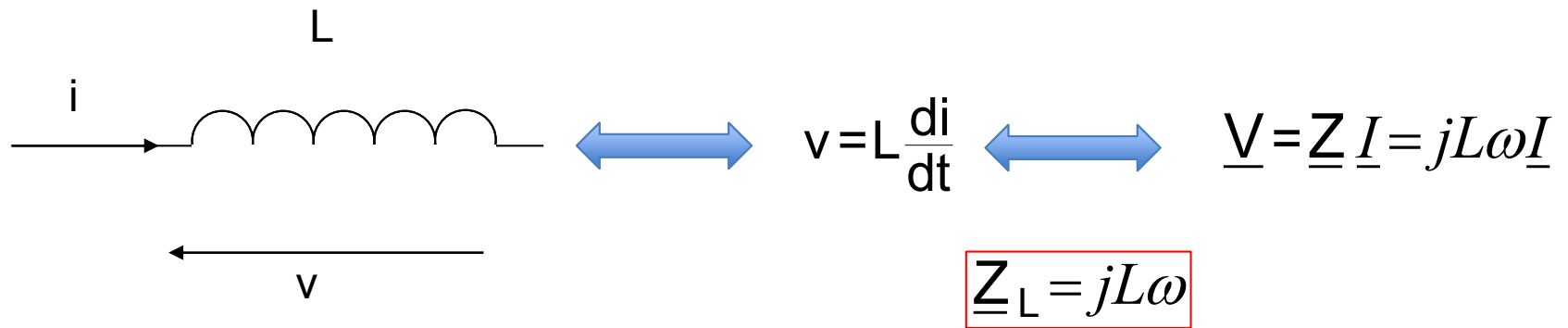
La bobine idéale

La bobine idéale se modélise par une simple inductance
 Φ est le flux magnétique qui traverse la bobine,
l'inductance L est définie par $\Phi = Li$



La tension dans un circuit réel ne pouvant être infinie,
il ne peut y avoir de variation instantanée du courant
qui traverse une inductance idéale.

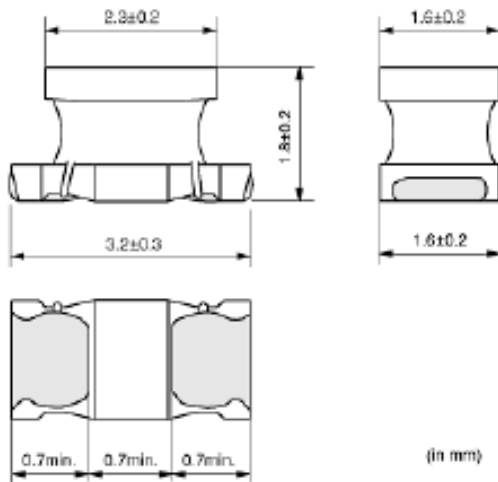
Les composants idéaux en régime sinusoïdal



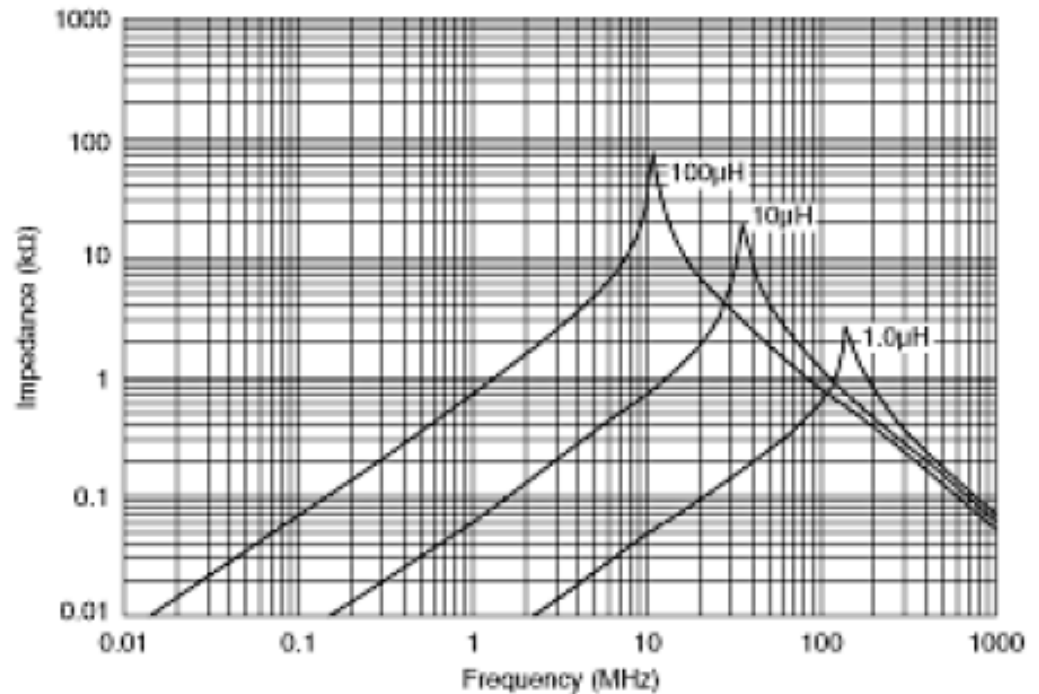
La bobine idéale présente une impédance dont le module varie en f et dont la phase est égale à $\pi/2$

La bobine réelle

Exemple d'inductances CMS (boîtier 1206)



Extrait datasheet Murata
Inductance LQH31CN
www.murata.com



La bobine réelle

Inductances

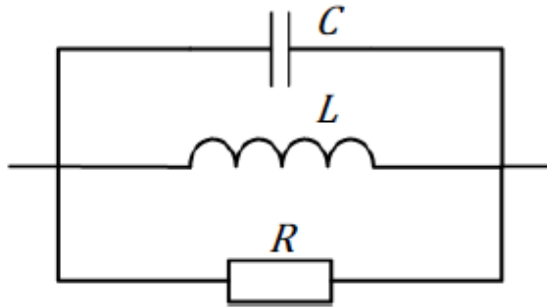
Technologie traversante



Technologie CMS



La bobine réelle

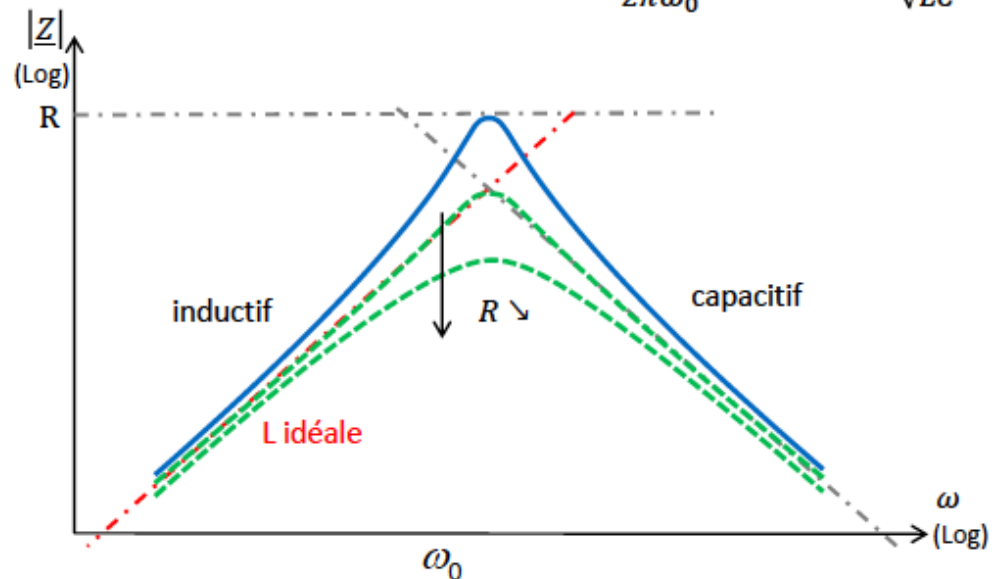


$$\underline{Y} = \frac{1}{R} + \frac{1}{jL\omega} + jC\omega$$

$$|\underline{Z}| = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(C\omega - \frac{1}{L\omega}\right)^2}}$$

- $\omega = \omega_0, Z = R$
- $\omega \ll \omega_0, Z \simeq L\omega$
- $\omega \gg \omega_0, Z \simeq \frac{1}{C\omega}$

Fréquence de résonance $f_0 = \frac{1}{2\pi\omega_0}$ avec $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$



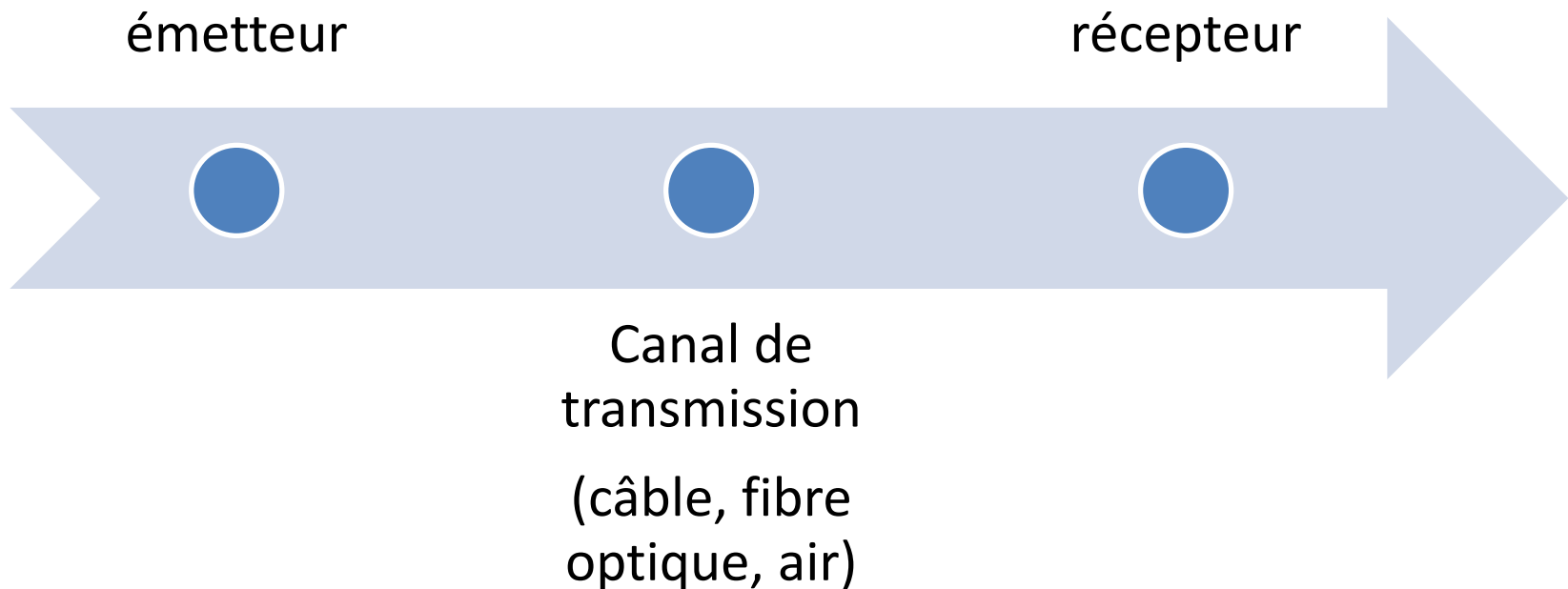
- $Z(\omega)$ possède un maximum, caractéristique d'une résonance de type « parallèle »
- Pour $R = \sqrt{L/C}$ la courbe de Z passe par le point d'intersection des asymptotes

Modulations

principe, familles,...

- Généralités sur la transmission de signaux
- Modulation d'amplitude
- Démodulation d'amplitude

Comment transmettre une information d'un point A à un point B



Problématique

Information : son, image, données...

En général le signal électrique correspondant présente un spectre dans le domaine des basses fréquences (pour du son 20 Hz à 20 kHz)

Plusieurs problèmes apparaissent :

1. Si plusieurs sources dans la même bande de fréquence : cacophonie (vrai quelque soit le canal de transmission)
2. Pour la transmission sans fil en BF :
 - a) taille des antennes : $L \sim \lambda$ soit pour $f = 5 \text{ kHz} \rightarrow L = 60 \text{ km}$!
 - b) atténuation importante en BF

Problématique

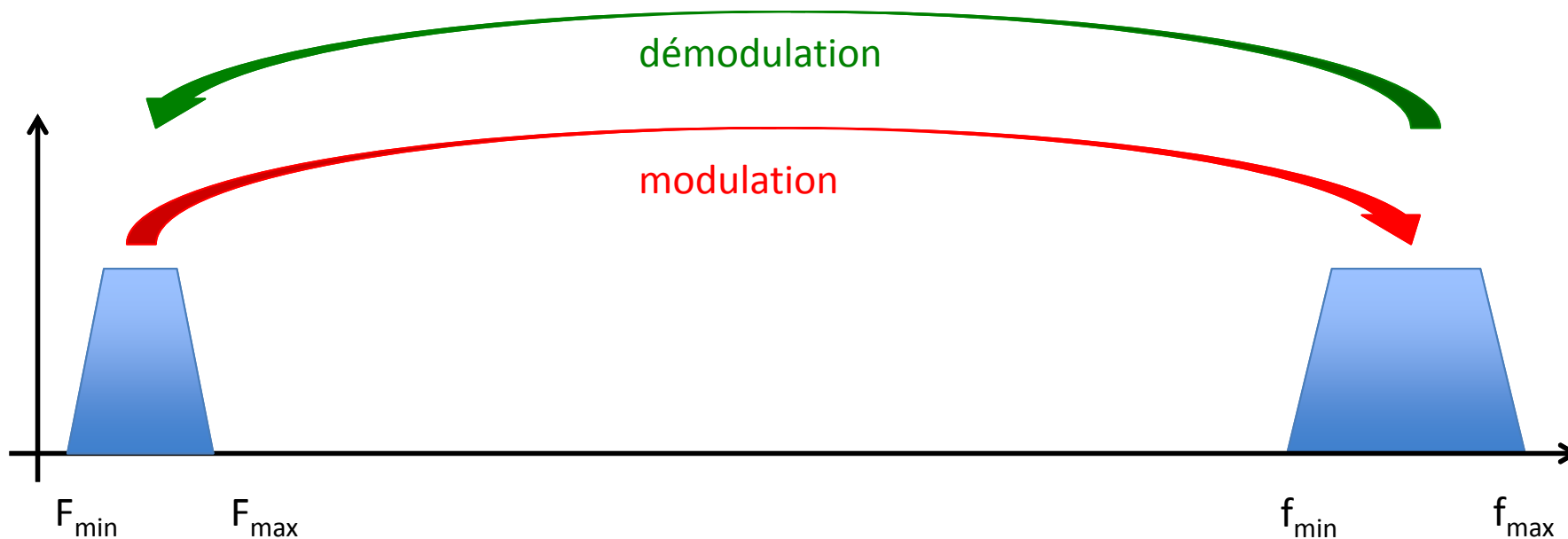
Face à la cacophonie → multiplexage temporel (téléphonie fixe)

Mais cela ne résout pas les autres problèmes (taille des antennes, impossibilité de transmettre sur de longues distances ,...)

La solution à tous les problèmes énoncés : le changement de fréquence

Nécessité du changement de fréquence

Pour résoudre ces deux problèmes, il suffit de changer de fréquence pour passer du domaine des BF au domaine des HF ou RF.



Les différents types de modulation

Pour réaliser ce changement de fréquence des BF vers les HF il existe plusieurs techniques en partant d'une porteuse sinusoïdale :

$$V(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

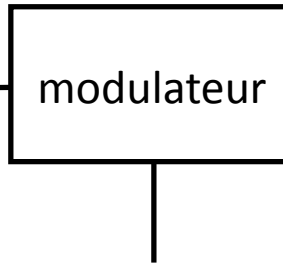
- Modulation d'amplitude $V(t) = V_0(t) \cos(\omega_0 t + \varphi)$
- Modulation de phase $V(t) = V_0 \cos(\omega_0(t) \square t + \varphi(t))$
- Modulation de fréquence $V(t) = V_0 \cos(\omega_0(t) \square t + \varphi)$
- ...

Modulation d'amplitude par un signal modulant sinusoïdal

C'est un cas très particulier mais qui va nous permettre de bien comprendre ce type de modulation et notamment ses représentations temporelles et fréquentielles.

Signal modulant

$$S(t) = S_0 \cos(\Omega t)$$



Signal modulé

$$V(t) = V_0 (1 + m \cos(\Omega t)) \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

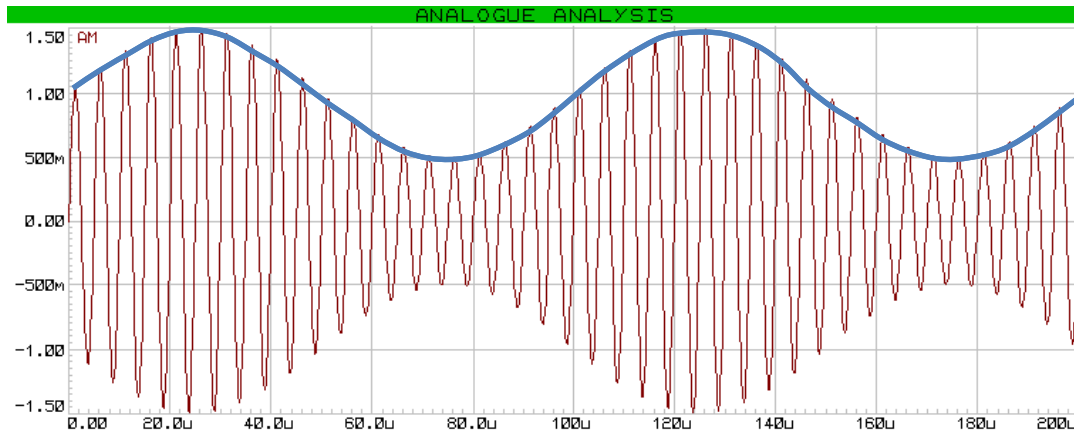
$$V(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

Porteuse

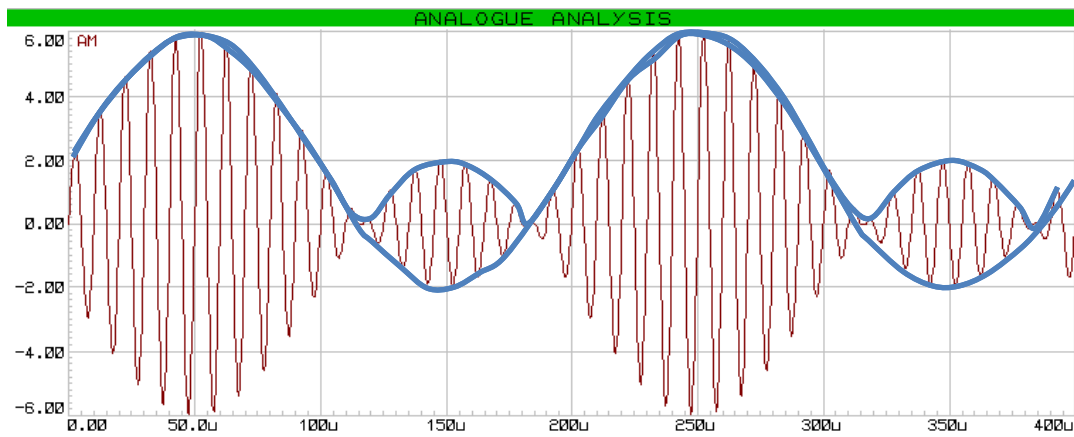
m : taux de modulation

Modulation d'amplitude

aspects temporels



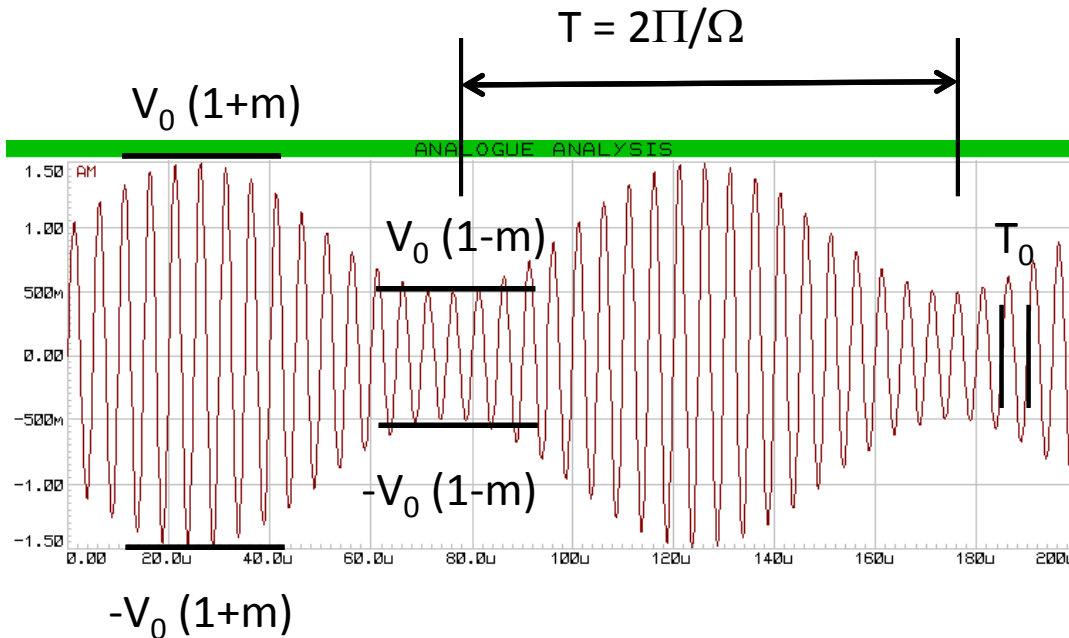
$m < 1$
Modulation « classique »
L'enveloppe du signal reproduit
le signal modulant



$m > 1$
« Surmodulation »
L'enveloppe du signal ne
reproduit pas le signal
modulant

Modulation d'amplitude aspects temporels

$$V(t) = V_0(1 + m \cos(\Omega t)) \cos(\omega_0 t + \varphi)$$



$m < 1$
Modulation « classique »
L'enveloppe du signal reproduit
le signal modulant

L'amplitude du signal varie de $V_0(1+m)$ à $V_0(1-m)$

Modulation d'amplitude

aspects fréquentiels

$$V(t) = V_0(1 + m \cos(\Omega t)) \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

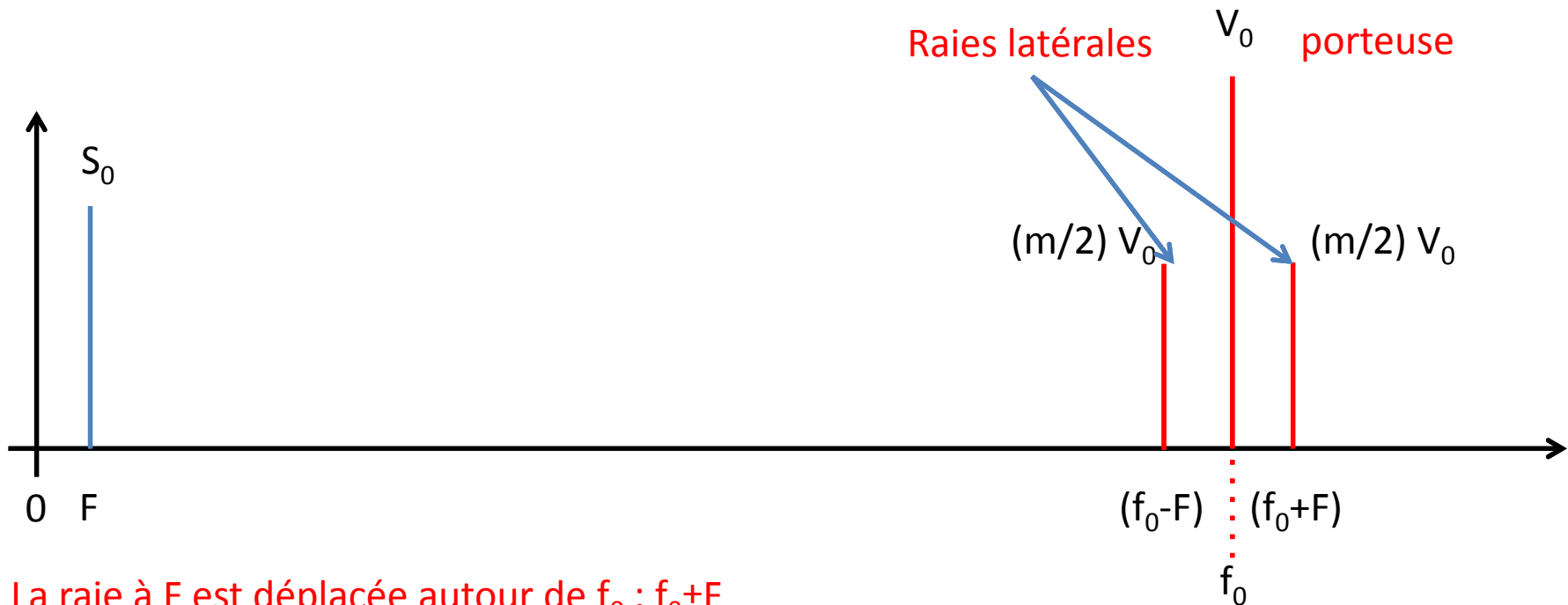
$$V(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) + V_0 m \cos(\Omega t) \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

$$V(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) + V_0 \frac{m}{2} \cos((\omega_0 + \Omega)t + \varphi) + V_0 \frac{m}{2} \cos((\omega_0 - \Omega)t + \varphi)$$

On obtient donc la somme de 3 composantes sinusoidales aux fréquences $f_0 - F$, f_0 , et $f_0 + F$ et d'amplitudes respectives $mV_0/2$, V_0 , $mV_0/2$

Modulation d'amplitude aspects fréquentiels

$$V(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) + V_0 \frac{m}{2} \cos((\omega_0 + \Omega)t + \varphi) + V_0 \frac{m}{2} \cos((\omega_0 - \Omega)t + \varphi)$$

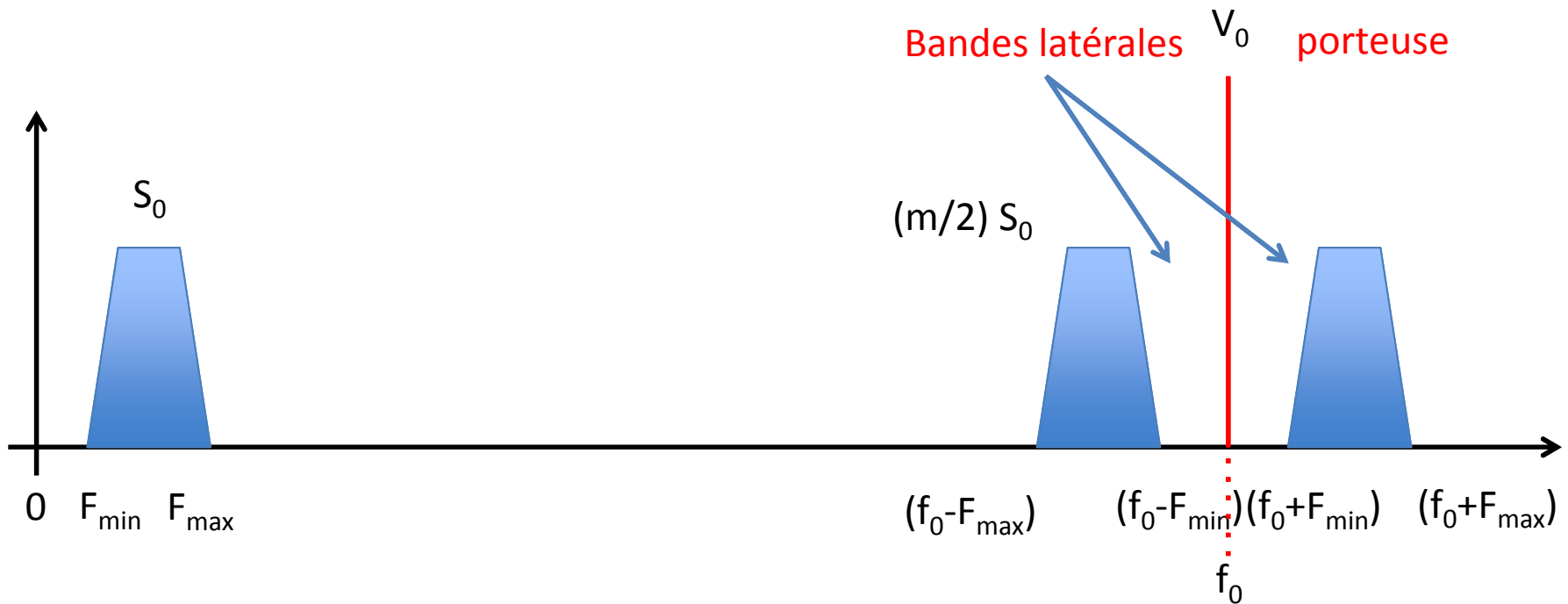


La raie à F est déplacée autour de f_0 : $f_0 \pm F$

La raie d'amplitude la plus importante est la raie de la porteuse

Modulation d'amplitude aspects fréquentiels

Dans le cas d'un signal modulant quelconque, on observe une translation du spectre de part et d'autre de la fréquence de la porteuse.



L'essentiel de la puissance d'un signal modulé est contenue dans la raie à f_0 et sert donc à la transmission de la porteuse et non de l'information

Modulation d'amplitude puissance

$$V(t) = V_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) + V_0 \frac{m}{2} \cos((\omega_0 + \Omega)t + \varphi) + V_0 \frac{m}{2} \cos((\omega_0 - \Omega)t + \varphi)$$

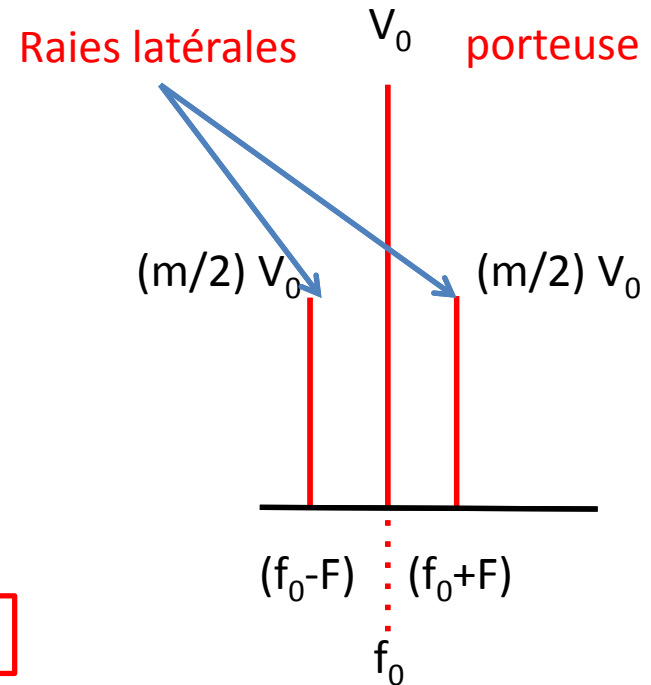
$$\frac{P_{\text{raies-latérales}}}{P_{\text{totale}}} = \frac{m^2}{2 + m^2}$$

$$P_{\text{porteuse}} = \frac{V_0^2}{2R}$$

$$P_{\text{totale}} = m^2 \frac{V_0^2}{4R} + \frac{V_0^2}{R} = \frac{V_0^2}{R} \left(1 + \frac{m^2}{4}\right)$$

$$\eta = \frac{P_{\text{raies-latérales}}}{P_{\text{totale}}} = \frac{m^2}{2 + m^2}$$

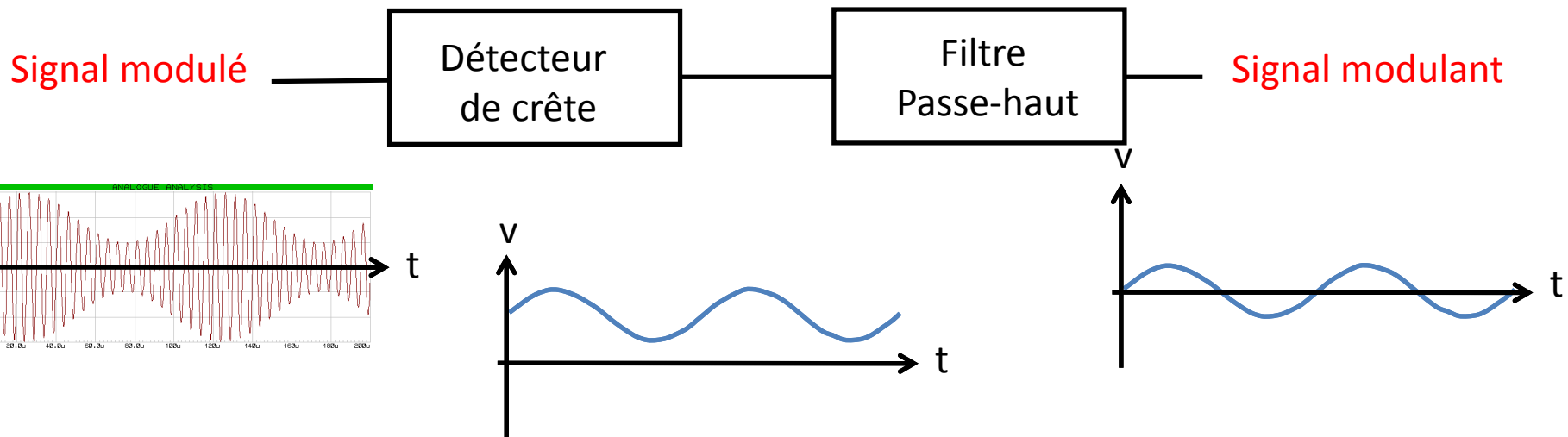
$$\eta < 1/3 \text{ si } m < 1$$



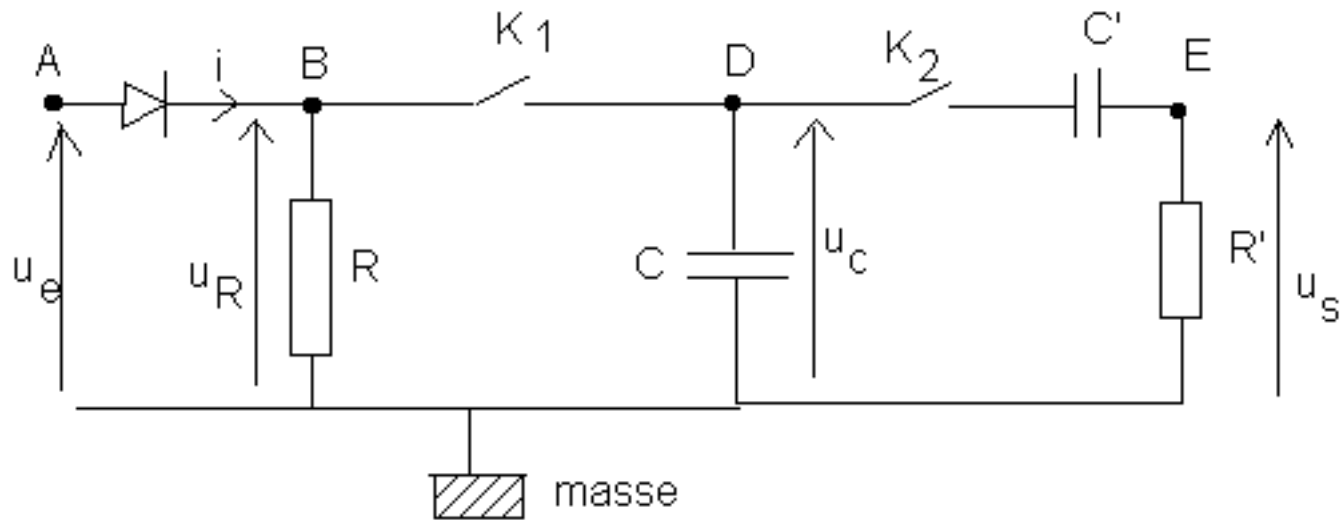
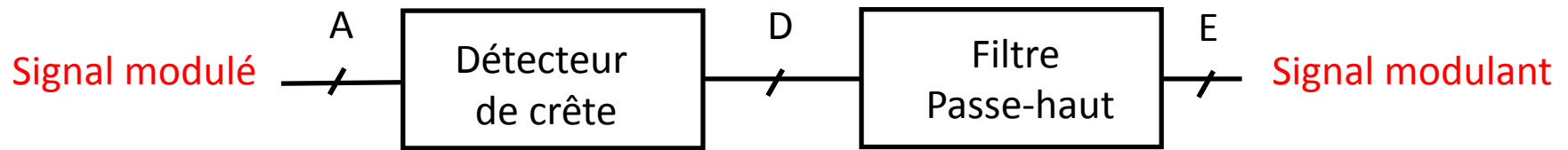
Pour augmenter l'efficacité énergétique de la transmission on transmet une porteuse atténuée, voire une seule bande latérale : BLU (bande latérale unique).

Démodulation d'amplitude

Dans le cas de la modulation d'amplitude classique ($m < 1$) l'enveloppe du signal reproduit le signal modulant. Il suffit donc d'un détecteur de crête suivi d'un filtre passe-haut pour retrouver le signal modulant.



Démodulation d'amplitude

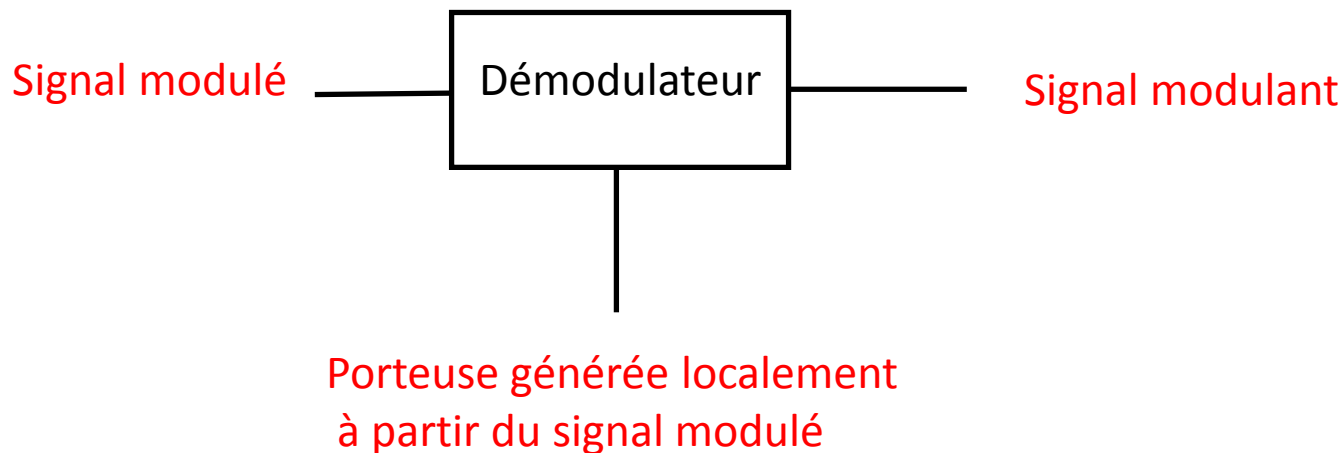


$$T > RC > T_0$$

$$R'C' \gg T$$

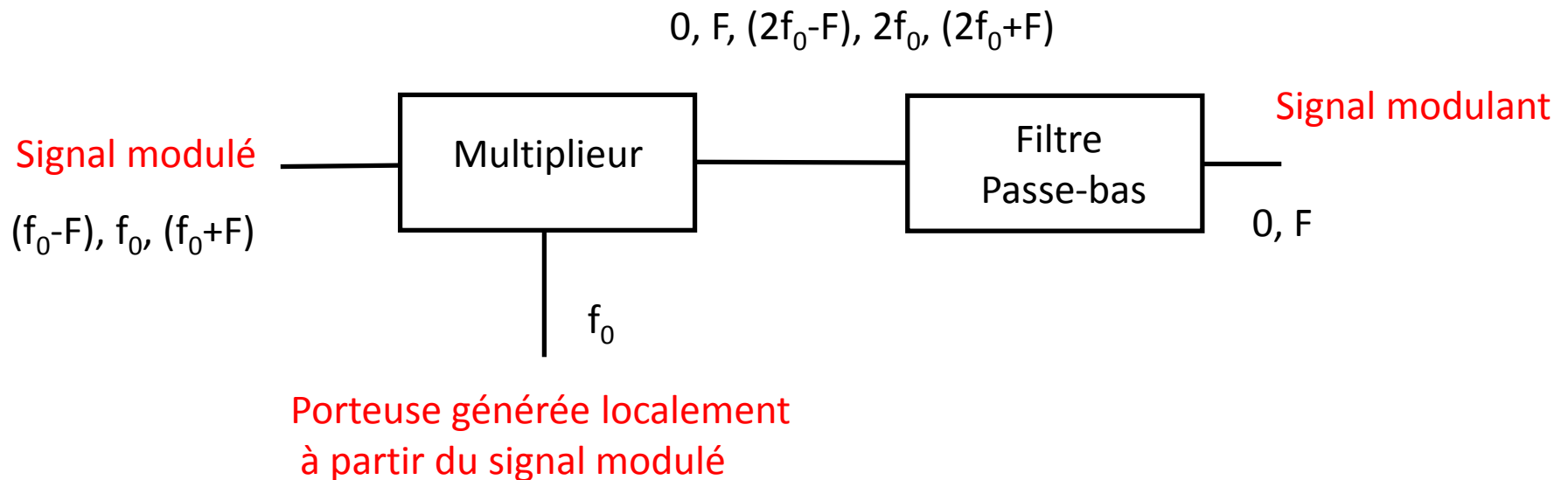
Démodulation d'amplitude

Dans le cas de la modulation d'amplitude avec $m > 1$, à porteuse atténuée ou à bande latérale unique : l'enveloppe du signal ne reproduit pas le signal modulant. Il faut mettre en œuvre des circuits plus complexes et surtout il faut un oscillateur local à la fréquence de la porteuse



Démodulation d'amplitude

Une solution consiste à utiliser un multiplieur suivi d'un filtre passe-bas



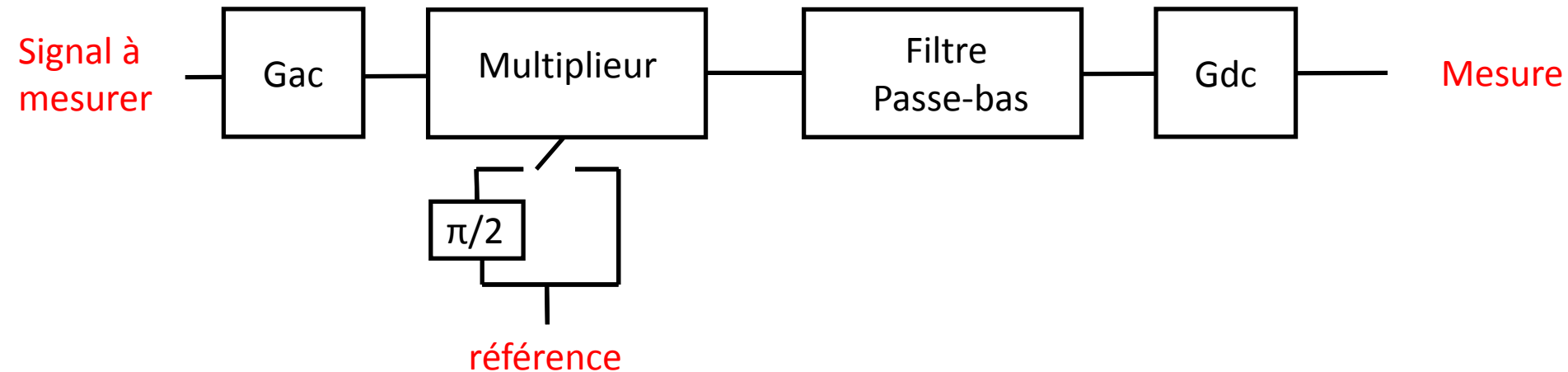
Conclusion

- La modulation est une technique mise en œuvre pour faciliter la transmission d'informations
- Elle consiste à déplacer cette information du domaine des BF (bande de base) vers les HF , il s'agit donc d'un changement de fréquence
- La modulation d'amplitude correspond à une simple translation en fréquence
- Dans le domaine temporel le signal modulé en amplitude correspond à un signal HF (porteuse) dont l'amplitude reproduit le signal à transmettre (signal modulant).

Détection synchrone

Démodulateur, mais aussi mesureur
d'amplitude et de phase

Structure d'une détection synchrone



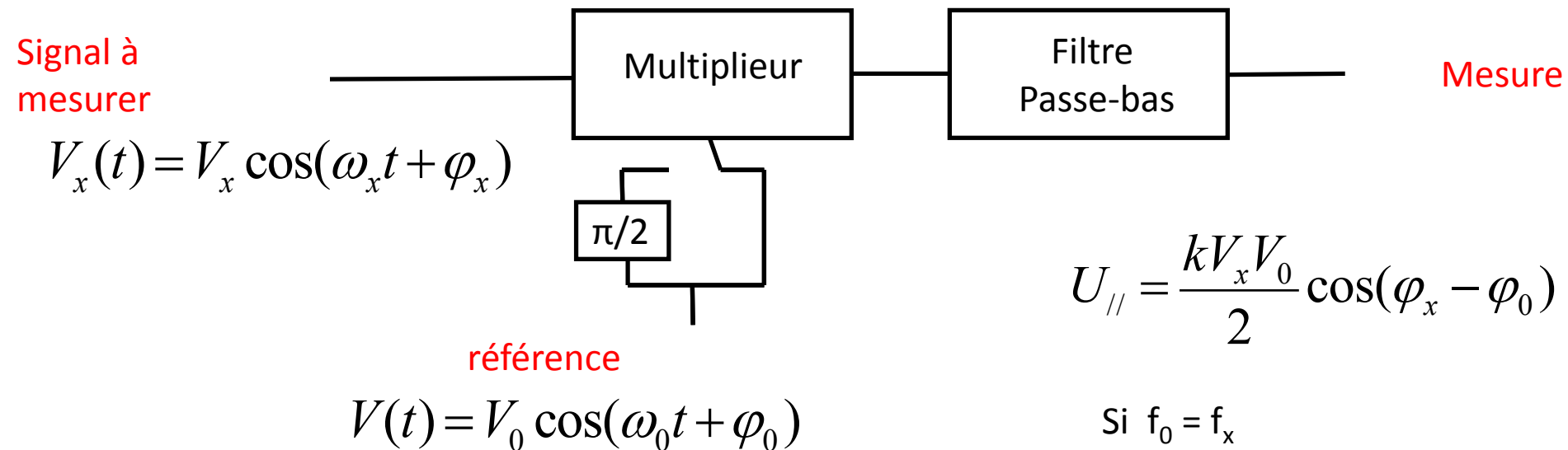
Une détection synchrone requiert 2 éléments :

- Un multiplieur
- Un filtre passe bas

En général il y a deux amplis supplémentaires

Principe de fonctionnement

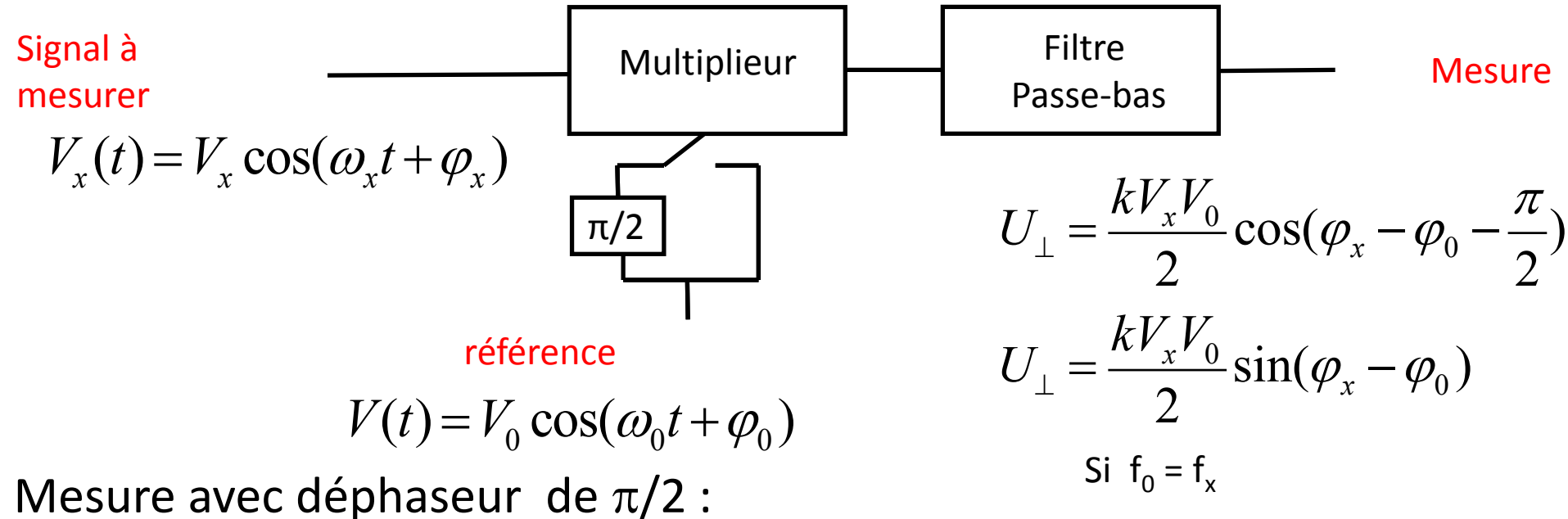
Une détection synchrone permet de mesurer le module et la phase d'un signal



Mesure sans déphaseur :

Principe de fonctionnement

Une détection synchrone permet de mesurer le module et la phase d'un signal



Principe de fonctionnement

Une détection synchrone permet de mesurer le module et la phase d'un signal

$$U_{//} = \frac{kV_x V_0}{2} \cos(\varphi_x - \varphi_0)$$

$$U_{\perp} = \frac{kV_x V_0}{2} \sin(\varphi_x - \varphi_0)$$

On peut déduire de la mesure de ces deux tensions continues la valeur de la partie réelle et de la partie imaginaire de V_x , ainsi que son module et sa phase par rapport à la référence : V_x et $\varphi_x - \varphi_0$

$$V_x \cos(\varphi_x - \varphi_0) = \frac{2 * U_{//}}{kV_0}$$

$$V_x \sin(\varphi_x - \varphi_0) = \frac{2 * U_{\perp}}{kV_0}$$

$$V_x = \frac{2 * \sqrt{U_{//}^2 + U_{\perp}^2}}{kV_0}$$

$$(\varphi_x - \varphi_0) = \arctan\left(\frac{U_{\perp}}{U_{//}}\right)$$

Conclusion

- La détection synchrone est un dispositif permettant de mesurer le module et la phase d'une tension
- Au lieu de réaliser la mesure à la fréquence du signal elle consiste à déplacer cette information autour de $f = 0$, soit en continu
- Elle réalise ainsi un filtrage passe bande extrêmement efficace ce qui permet de réaliser des mesures y compris en présence d'un bruit important

Boucle à verrouillage de phase

principe, applications,...

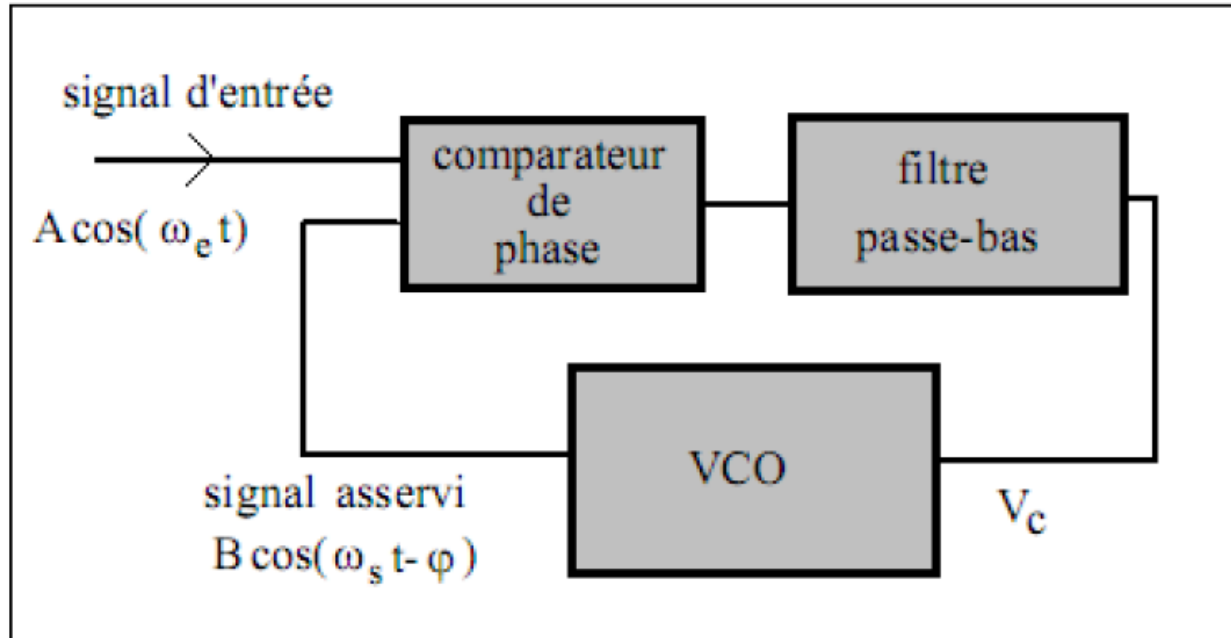
- Structure
- Principe de fonctionnement
- Applications :
 - Reconstruction de porteuse
 - Démodulation de fréquence
 - Synthèse de fréquence

Définition d'une boucle à verrouillage de phase

Une Boucle à verrouillage de phase (Phase Locked Loop ou PLL en anglais) est un système bouclé qui réalise un asservissement de la phase instantanée d'un oscillateur local avec la phase instantanée d'un signal extérieur.



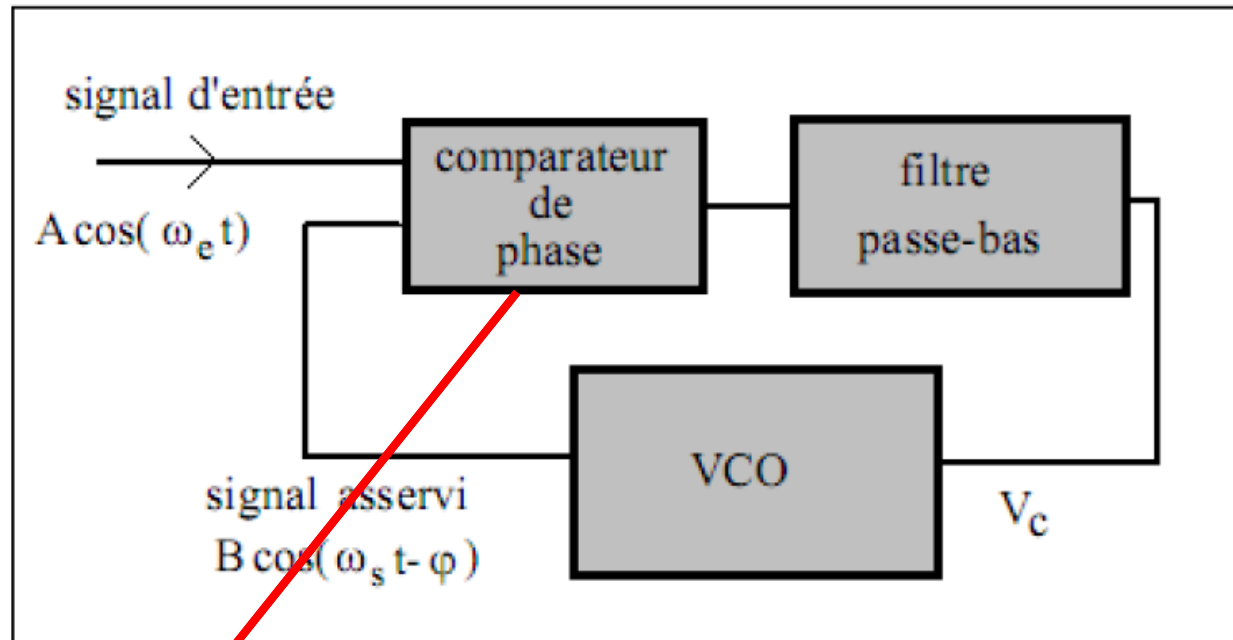
Structure d'une boucle à verrouillage de phase



Une boucle à verrouillage de phase requiert 3 éléments :

- Un comparateur de phase
- Un filtre passe bas
- Un oscillateur contrôlé en tension

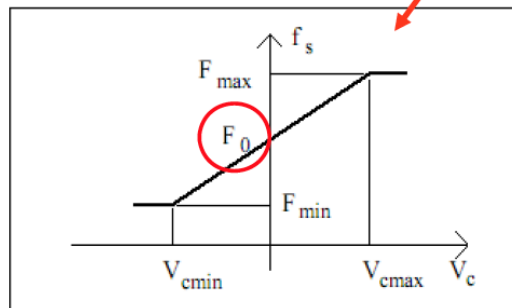
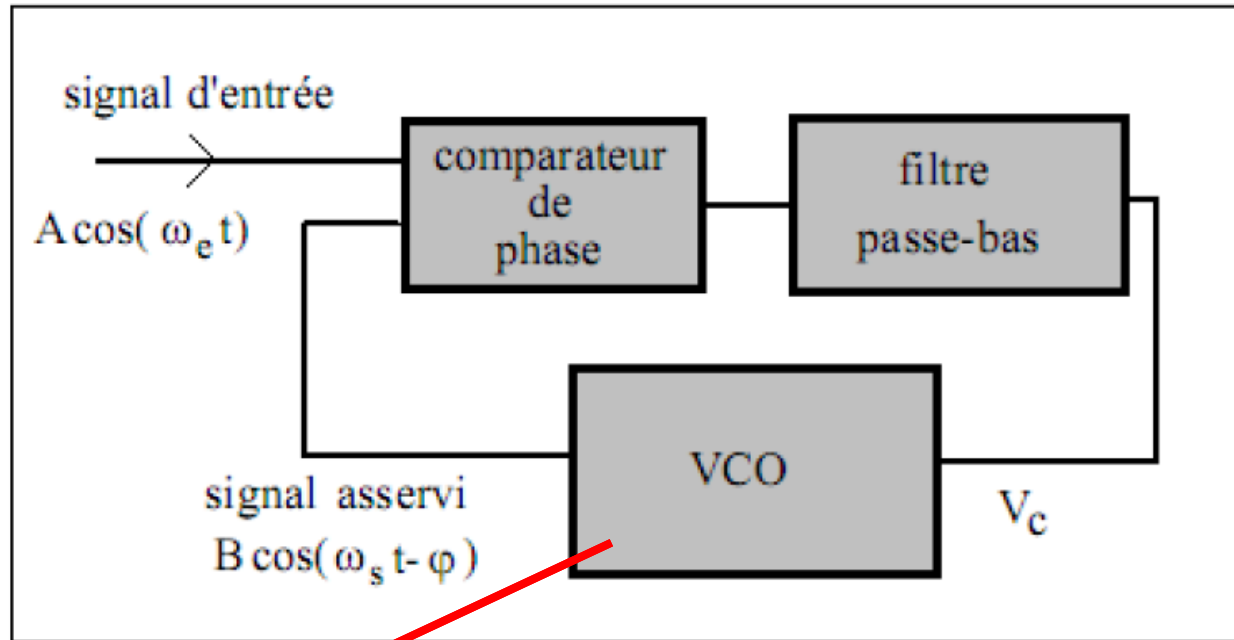
Structure d'une boucle à verrouillage de phase analogique



Le **comparateur de phase** peut-être réalisé par :

- Un multiplieur (PLL analogique)
- Un ou exclusif, une bascule, ... (PLL numérique)

Structure d'une boucle à verrouillage de phase analogique



L'oscillateur contrôlé en tension, ou Voltage Controlled Oscillator VCO en anglais, est un oscillateur dont la fréquence dépend d'une tension V_c

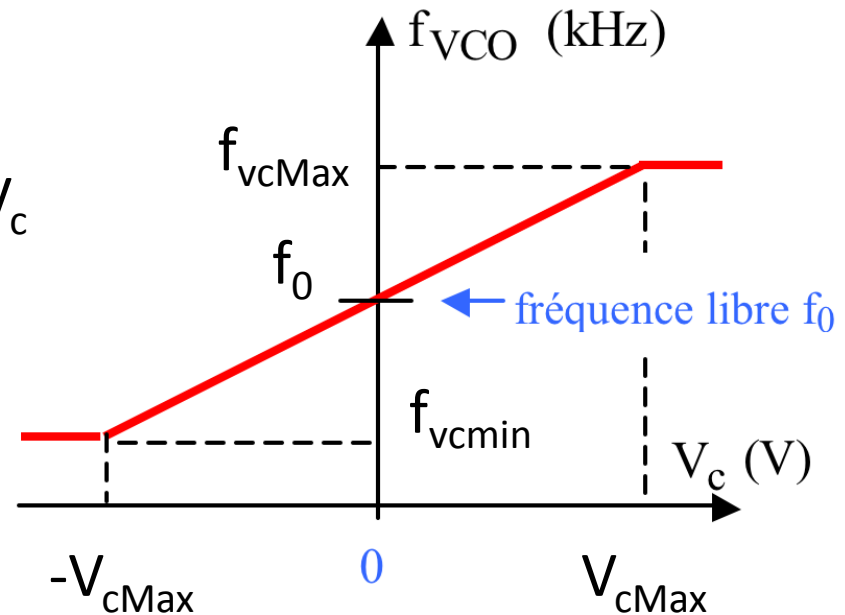
Figure 2 : Caractéristique linéarisée du VCO avec saturation

F_0 : fréquence libre du VCO

Courbe de réponse du VCO

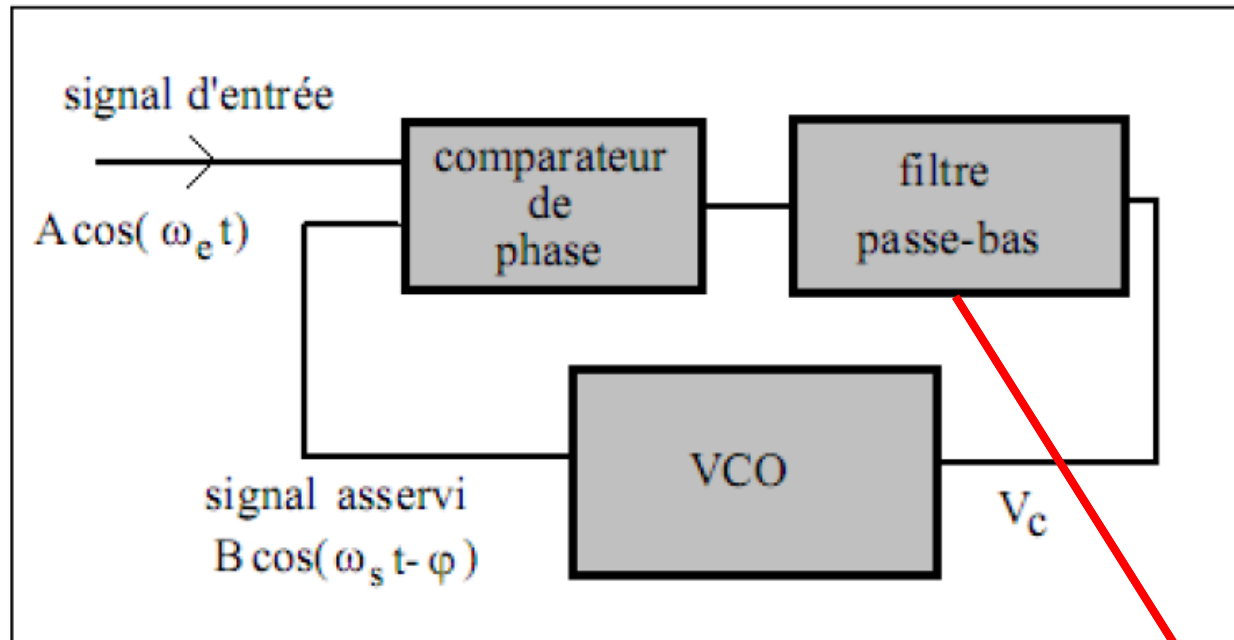


$$f_{vco} = f_0 + a \square V_c$$



L'oscillateur contrôlé en tension (ou Voltage Controlled Oscillator VCO en anglais est un oscillateur dont la fréquence f_{vco} dépend d'une tension V_c

Structure d'une boucle à verrouillage de phase analogique



Le filtre passe-bas est caractérisé par une fréquence de coupure F_c

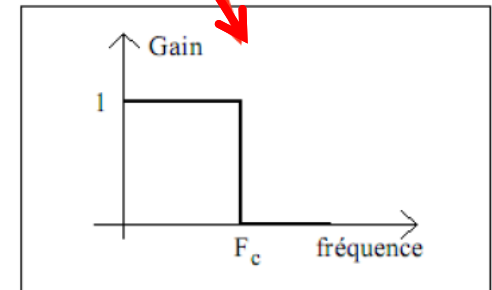


Figure 3 : Caractéristique du filtre passe-bas

Filtre passe-bas = filtre idéal
(pente infinie)

Fonctionnement d'une PLL analogique

$$v_e(t) = A \cos(\omega_e t) = A \cos(\Psi_e(t))$$

$$v_s(t) = B \cos(\omega_s t - \varphi) = B \cos(\Psi_s(t))$$

$\Psi_{e,s}(t)$ est la phase instantanée de respectivement $V_{e,s}(t)$

Le principe de ce circuit est de réaliser un asservissement de phase :
la phase instantanée de $v_s(t)$ est asservie à la phase instantanée de $V_e(t)$

$$\Psi_s(t) = \Psi_e(t) + cste \quad \longrightarrow \quad \omega_s t - \varphi = \omega_e t + cste$$

$$\omega_s = \omega_e \quad \text{et} \quad (-\varphi) = cste$$

On obtient donc aussi un
asservissement de fréquence
avec une erreur nulle sur f

Fonctionnement d'une PLL analogique

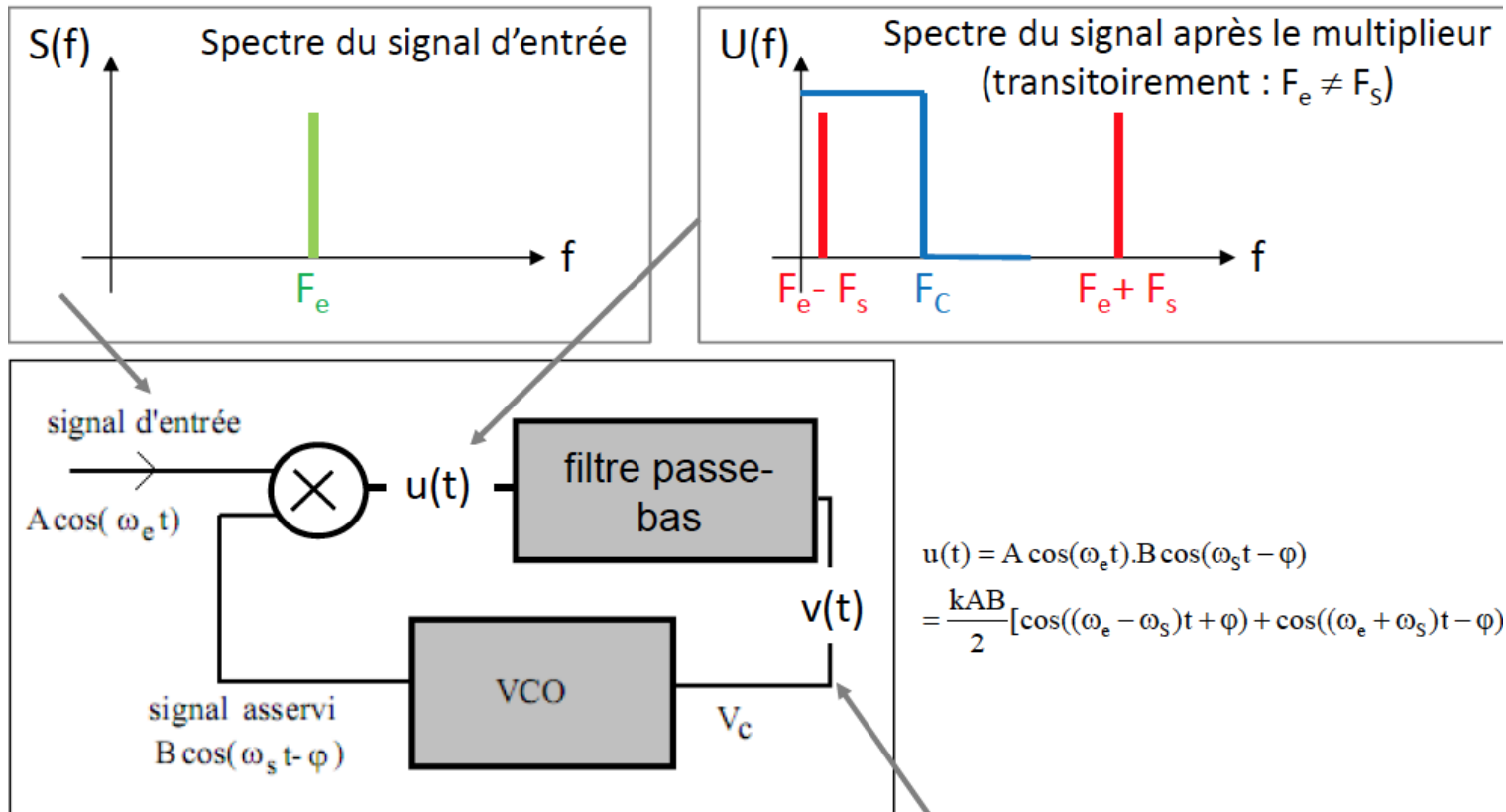
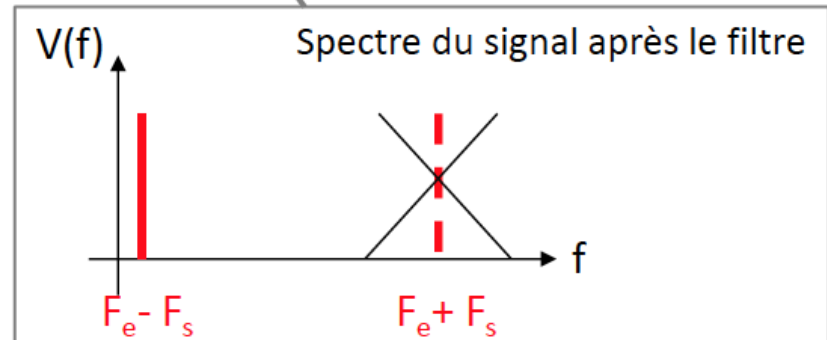


Figure 1 : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase

En condition d'accrochage
(régime statique) :

$F_s = F_e$ et $\varphi = f(V_c)$

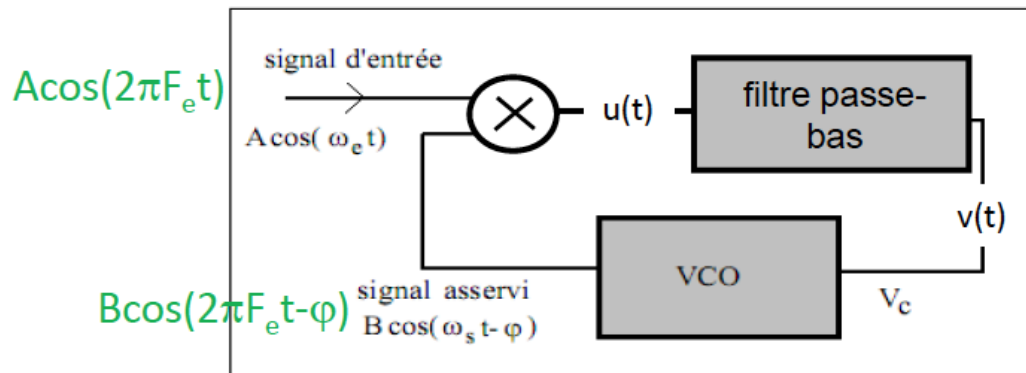
: φ varie généralement autour de $\pi/2$



Boucle verrouillée

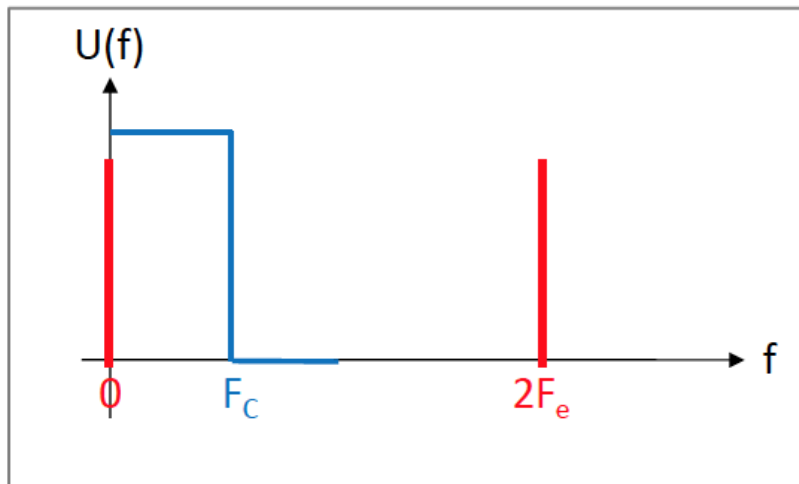
$$u(t) = A \cos(\omega_e t) \cdot B \cos(\omega_s t - \varphi) = \frac{kAB}{2} [\cos((\omega_e - \omega_s)t + \varphi) + \cos((\omega_e + \omega_s)t - \varphi)]$$

- Si $F_{Vcmin} < F_e < F_{Vcmax}$ et $|F_e - F_0| < F_c$



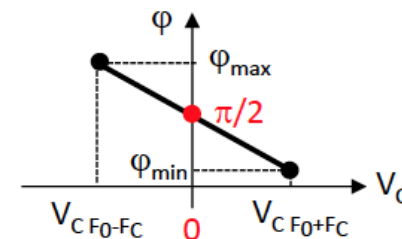
$$F_{VCO} = F_e$$

Figure 1 : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase



Verrouillage et $V_C = AB \cdot \cos\varphi / 2$
 $\Rightarrow \varphi = \text{Arccos}(2V_C / AB)$

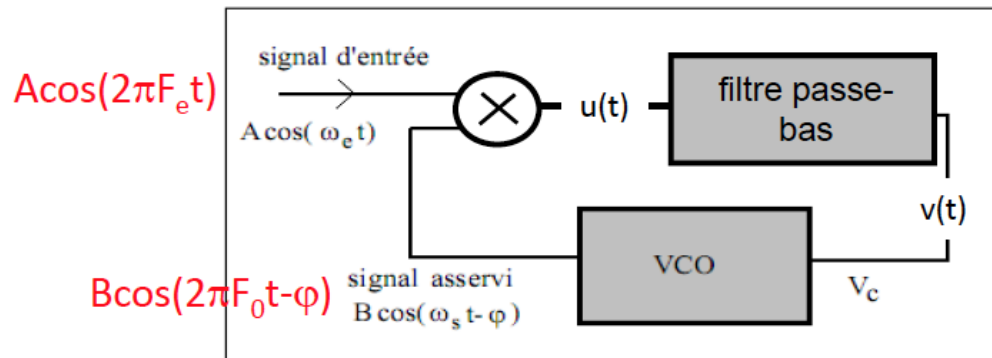
Rq : Si $F_e = F_0 \Rightarrow$
 $\varphi = \pi/2$ et $V_C = 0$



Boucle non verrouillée

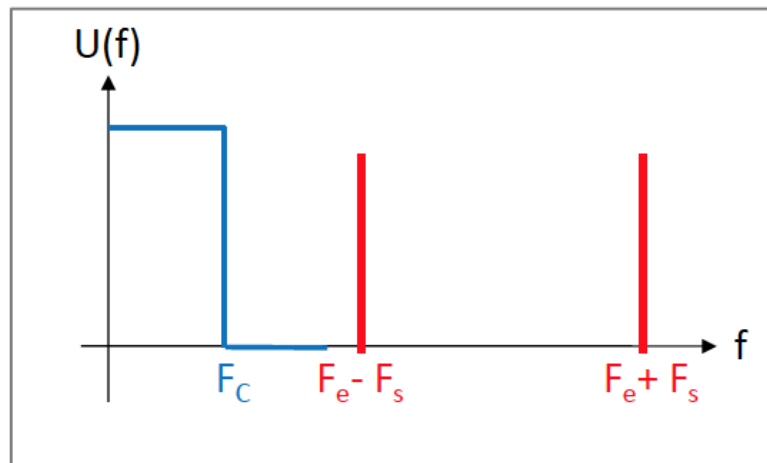
$$u(t) = A \cos(\omega_e t) \cdot B \cos(\omega_s t - \varphi) = \frac{kAB}{2} [\cos((\omega_e - \omega_s)t + \varphi) + \cos((\omega_e + \omega_s)t - \varphi)]$$

- Si $F_e < F_{Vcmin}$ ou $F_e > F_{Vcmax}$ et $|F_e - F_0| > F_c$



$$F_{VCO} = F_0$$

Figure 1 : Schéma de principe d'une boucle à verrouillage de phase



$V_c = 0$
 \Rightarrow Pas de relation
 entre φ et F_e
 car pas de verrouillage !

Plage de capture et plage de verrouillage

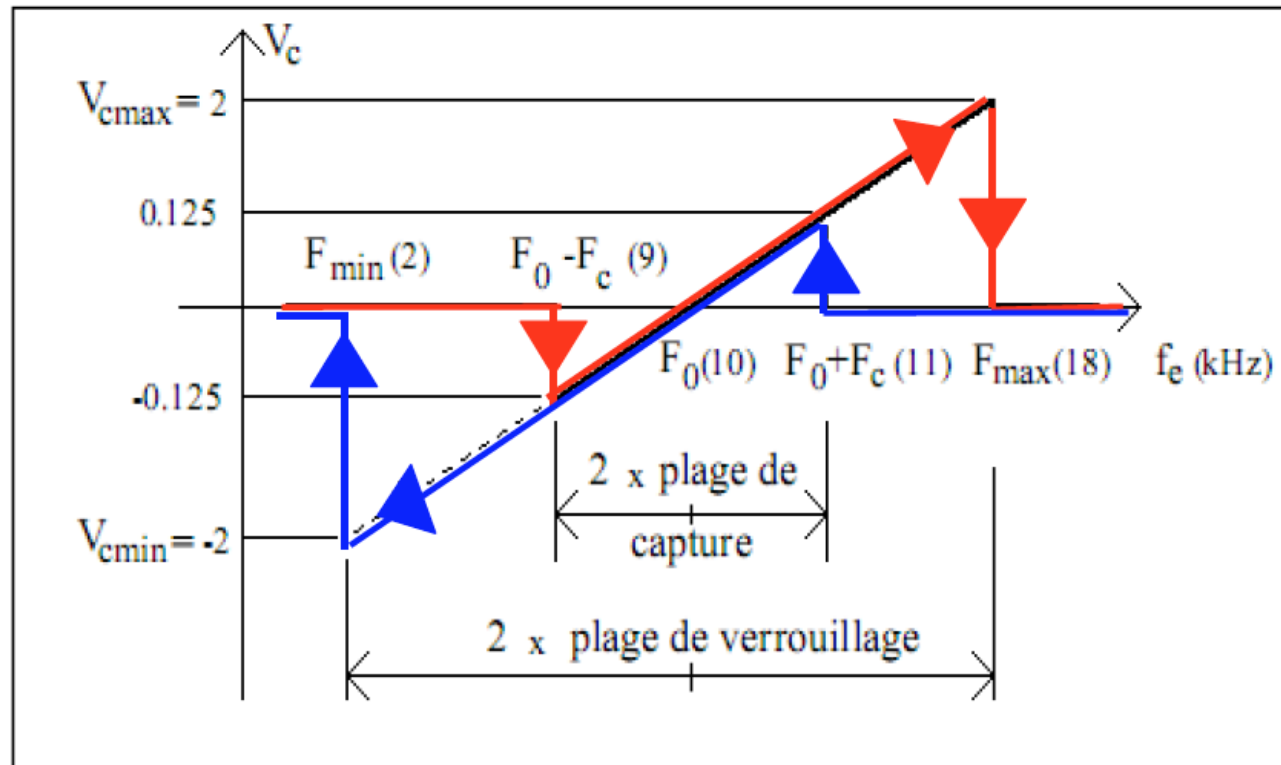


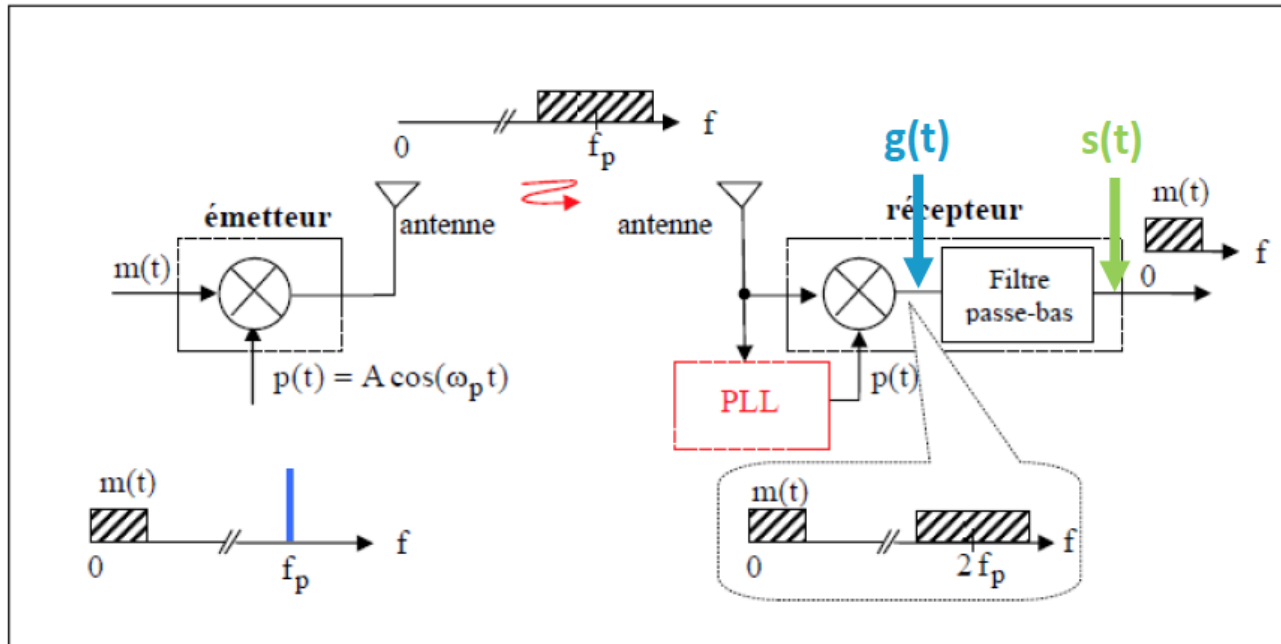
Figure 4 : Variation de la tension de commande V_c du VCO en fonction de la fréquence d'entrée f_e

- Dans la plage de capture, la fréquence du VCO finit toujours par être égale à la fréquence de référence à l'entrée, les signaux d'entrée et du VCO sont déphasés.
- Dans la plage de verrouillage, hors plage de capture, la fréquence du VCO est :
 - Soit égale à la fréquence d'entrée
 - Soit égale à sa fréquence libre F_0

Applications

- 1) Récupération de porteuse
- 2) Démodulation de fréquence
- 3) Synthèse de fréquence

Applications : recouvrement de porteuse



Rôle du récepteur => récupérer le signal utile (la voix par ex.) en régénérant une porteuse pour la multiplier par le signal émis

- Sans la PLL :

Signal en réception (après le multiplieur)

$$\Rightarrow g(t) \propto [A.m(t).\cos(\omega_p t)].p(t) = [A.m(t).\cos(\omega_p t)].A\cos(\omega_p t - \phi)$$

* si $\phi = 0 \Rightarrow$ Signal après le filtre passe-bas $\Rightarrow s(t) \propto [A^2.m(t)/2]$

* mais si $\phi = \pi/2 \Rightarrow$ Signal après le filtre passe-bas $\Rightarrow s(t) = 0 !!$

- Rôle de la PLL : Eviter $s(t) = 0$ en **verrouillant la phase** de la porteuse régénérée en réception. On **asservit la phase d'un oscillateur à celle d'un signal de référence**.

Applications : démodulation de fréquence

Modulation de fréquence : $V_e(t) = V_{e0} \cos(\omega_e(t) \square t + \varphi_e)$

$$\Psi_s(t) = \Psi_e(t) + cste \quad \omega_e(t) = \omega_{e0} + m \square S(t)$$

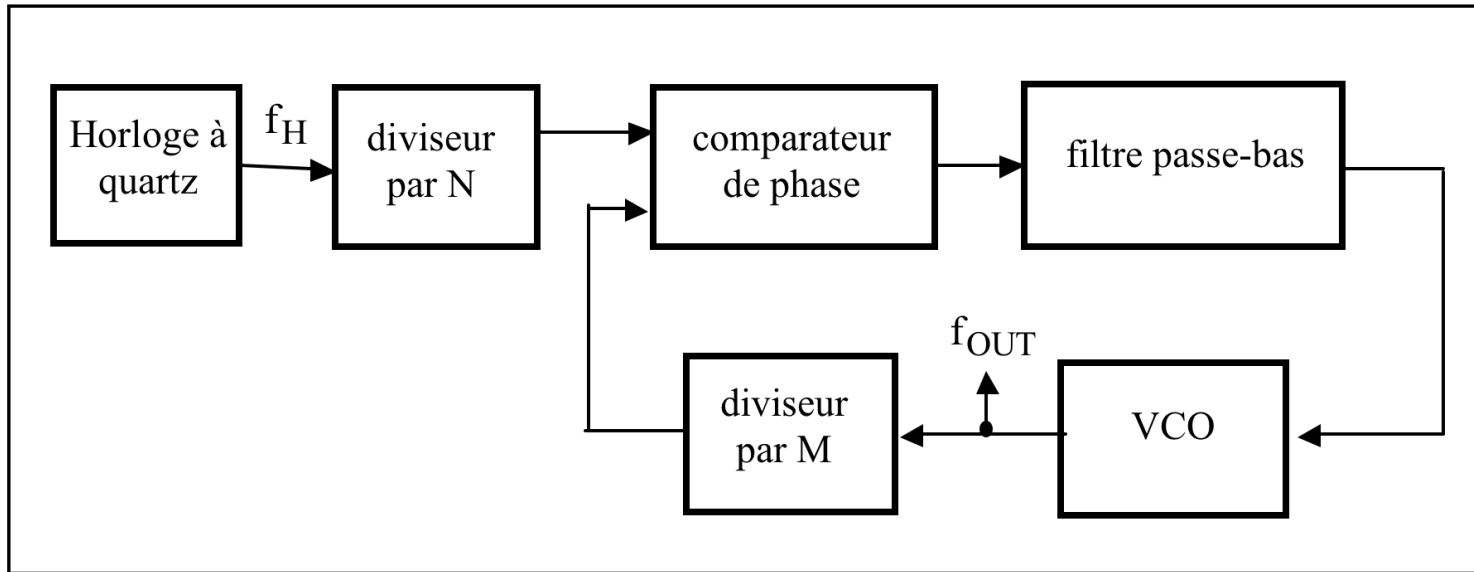
$$\omega_s t - \varphi_s = \omega_e(t) \square t + \varphi_e + cste$$

$$\omega_s = \omega_e(t) \quad \longrightarrow \quad \omega_{s0} + a \square V_C(t) = \omega_{e0} + m \square S(t)$$

$$V_C(t) = \frac{m}{a} \square S(t)$$

Il faut que la fréquence du VCO suive les variations dans le temps de la fréquence du signal d'entrée, il faut donc que la tension V_C reproduise les variations du signal qui a modulé la fréquence du signal d'entrée. Il faudra choisir une fréquence de coupure du filtre de la PLL plus grande que la fréquence max du signal modulant.

Applications : synthèse de fréquence



En rajoutant des diviseurs au schéma d'une PLL, puisque les fréquences des signaux situés à l'entrée du comparateur de phase sont identiques lorsque la boucle est verrouillée, on obtient :

$$f_{OUT} = \frac{f_H}{N} M$$

avec

$$\frac{\Delta f_{OUT}}{f_{OUT}} = \frac{\Delta f_H}{f_H}$$