

Receuil de formules
pour l'examen de Radioamateur
HB3 et HB9

Ce formulaire peut être utilisé
lors de l'examen

Par HB9EXC

Table des matières :

A : Facteur de puissance + Formules en triangles (loi d'ohms)

B : Résistances + Résistivité + Rendement + Coulomb.

C : Condensateurs + Bobines.

D : Transformateurs + décibels

E : Courant alternatif + circuit LC + circuit RC + RLC résonance.

F : Circuits filtres + Diodes + Transistors.

G : Tubes + Ampli OP + Portes logiques + Numérique.

H : Modulation + Oscillateurs et modulations.

IJ : Emetteurs + Etage final + Classe de fonctionnement + PEP.

K : Récepteur + S-mètre + Tableau dB + Facteur de bruit.

L : Ligne de transmission.

M : Propagation.

O : Classification des émissions + Bande de fréquences.

P : Formulaire

Certaines tables et schémas ainsi que le formulaire, reproduits, avec permission de l'auteur, du livre:

L'Examen Technique de Radio-Amateur

Préparation à l'Examen Technique, Manuel de référence

Editions Technique - Paris (France) - ISBN 978-2-7108-0902-9

Je remercie Mr. Olivier Pilloud pour son aide à l'étude et à la rédaction de ce recueil de formule.

Les puissances 10

Un système basé sur ce principe permet de simplifier considérablement les calculs sur des nombres très grands ou très petits.

Quelques exemples et explications sont donnés ci-dessous.

Si l'on veut représenter, par exemple, une distance de 3km, on écrit :

$$3\text{Km} = 3000 \text{ m} = 3 \cdot 10^3 \text{ m}$$

Cela se lit : trois, fois dix puissance trois, mètres.

$$7\text{mm} = 7 \cdot 10^{-3} \text{ m}$$

On lit : sept, fois dix puissance moins trois, mètres.

Facteur de Puissance

<u>Nom</u>	<u>Nombre d'unité</u>	<u>Abréviation</u>	<u>facteur de puissance</u>
Giga	1`000`000`000	G	= 10^9
Méga	1`000`000	M	= 10^6
Kilo	1`000	K	= 10^3
Unit	1		= 10^0
Milli	0.001	m	= 10^{-3}
Micro	0,000 001	μ	= 10^{-6}
Nano	0,000 000 001	n	= 10^{-9}
Pico	0,000 000 000 001	p	= 10^{-12}

Exemple :

Une résistance de 2 M Ω s'écrit $2 \cdot 10^6$

Une résistance de 1k Ω s'écrit $1 \cdot 10^3$

Une fréquence de 100MHz s'écrit $100 \cdot 10^6$

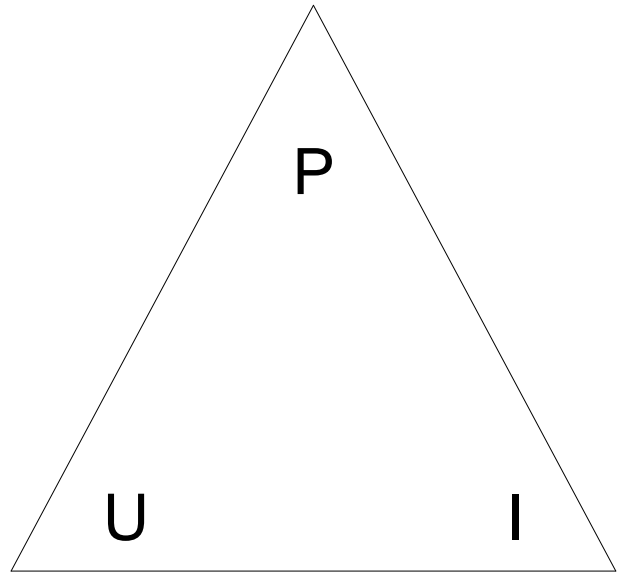
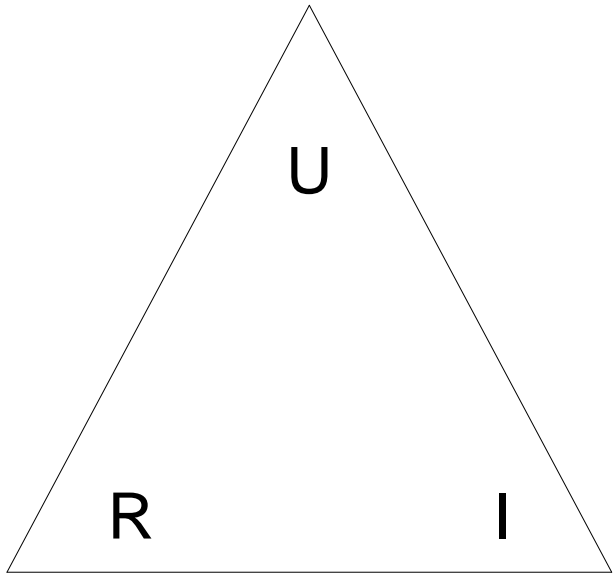
Un condensateur de 100 μ F s'écrit $100 \cdot 10^{-6}$

Un condensateur de 10 pF s'écrit $10 \cdot 10^{-12}$

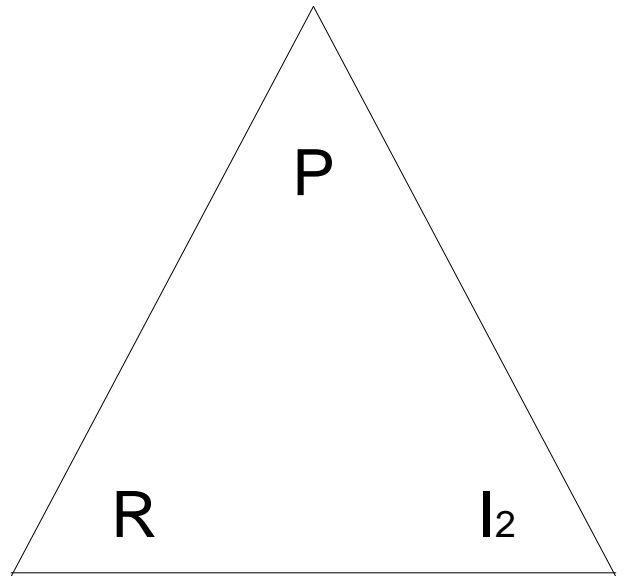
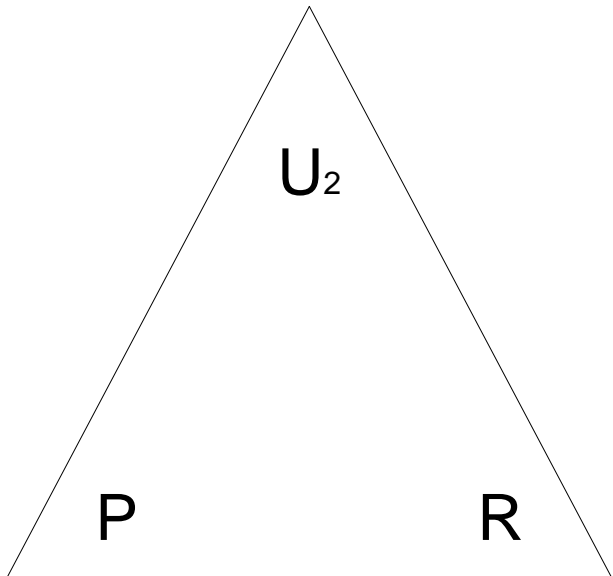
Une bobine de 100 μ H s'écrit $100 \cdot 10^{-6}$

Cette façon de faire permet de calculer plus facilement avec une calculette scientifique.

Formules et transformation



La loi d'Ohms : $U=R \cdot I$, $R=U/I$, $I=U/R$ Calcul de Puissance : $P=U \cdot I$, $U=P/I$, $I=P/U$



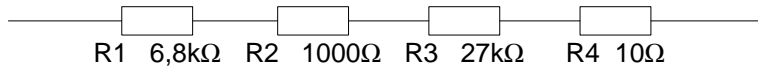
$$U = \sqrt{P \cdot R} , P = U^2 / R , R = U^2 / P$$

$$P = R \cdot I^2 , R = P / I^2 , I = \sqrt{P / R}$$

Symbole	Nom	Unité	Abréviation
U	Tension (voltage)	Volt	V
I	Intensité (Courant)	Ampère	A
R	Résistance	Ohm	Ω
P	Puissance	Watt	W

Calcul des résistances

1) Résistances en séries.



Formule pour le calcul des résistances en séries.

$$R_{\text{tot}} = R1 + R2 + R3 + R4 = 6.8K + 1000 + 27K + 10 =$$

Avant d'effectuer ce travail faut rappeler que le préfixe K signifie 1000 et que l'on ne peut additionner les KΩ en direct avec les Ω. Voici donc ce qu'il faut faire :

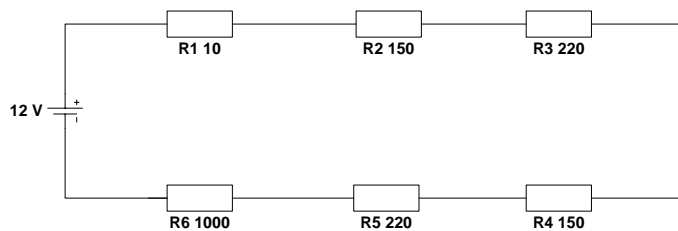
$$R_{\text{tot}} = 6800 + 1000 + 27000 + 10 = 34810 \Omega \text{ ou}$$

$$R_{\text{tot}} = 6.8K + 1K + 27K + 10 = 34.810 K\Omega \text{ ou}$$

$$R_{\text{tot}} = 6.8 \cdot 10^3 + 1 \cdot 10^3 + 27 \cdot 10^3 + 10 = 34.810 \cdot 10^3 \text{ ou } 34.810K\Omega$$

Ces trois façons de faire sont rigoureusement les mêmes et donnent le même résultat.

Calculer la résistance totale ainsi que la tension aux bornes chaque résistance.



$$R_{\text{Tot.}} = R1 + R2 + R3 + R4 + R5 + R6 = 10 + 150 + 220 + 150 + 220 + 1000 = 1750 \Omega$$

$$I_{\text{tot.}} = U_{\text{bat.}} / R_{\text{tot.}} = 12 / 1750 = 0.00685 \text{ A ou } 6.9 \text{ mA}$$

$$U \text{ dans } R1: U = R \cdot I = 10 \cdot 0.0069 = 0.069 \text{ V}$$

$$U \text{ dans } R2: U = R \times I = 150 \times 0.0069 = 1.035 \text{ V}$$

$$U \text{ dans } R3: U = R \times I = 220 \times 0.0069 = 1.518 \text{ V}$$

$$U \text{ dans } R4 = R2 \text{ soit } 1.035 \text{ V}$$

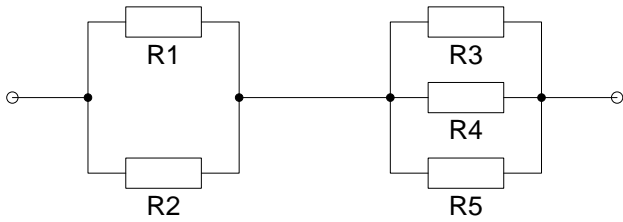
$$U \text{ dans } R5 = R3 \text{ soit } 1.518 \text{ V}$$

$$U \text{ dans } R6: U = R \times I = 1000 \times 0.0069 = 6.9 \text{ V}$$

$$U_{\text{total}} \text{ dans les résistances} = 0.069 + 1.035 + 1.518 + 1.035 + 1.518 + 6.9 = 12.075 \text{ V}$$

Exercice :

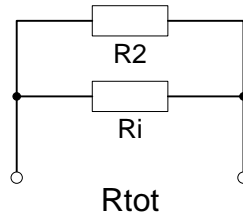
Dans le schéma ci-dessous toutes les résistances sont de 150Ω .Calculer la résistance totale.



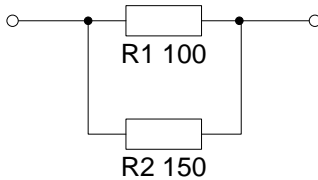
Pour résoudre un tel problème il faut décomposer le circuit en plusieurs éléments. D'abord R1 et R2 ensuite R3 R4 et R5 et additionner les deux résultats.

Résistance inconnue dans un circuit parallèle .

$$R_i = \frac{(R_{tot} * R)}{(R_{tot} - R)}$$

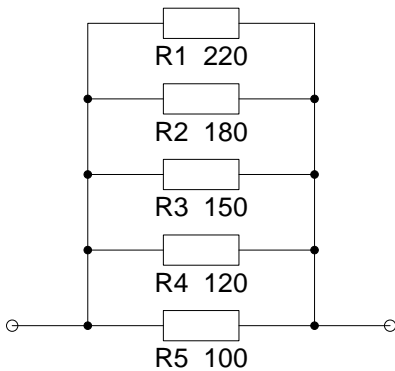


3) Résistances en parallèles.
Groupements de 2 résistances.



Formule pour 2 résistances en parallèles :

$$R_e = \frac{R_1 * R_2}{R_1 + R_2}$$



Formule pour plus de 2 résistances en parallèles :

$$R_{tot} = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5}} = \frac{1}{\frac{1}{R_{tot}}}$$

RESISTIVITE

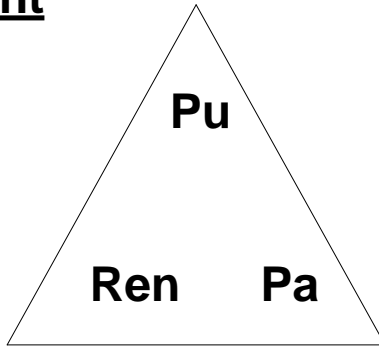
$$R = \frac{r_o * L}{S} \quad L = \frac{R * S}{r_o} \quad S = \frac{r_o * L}{R} \quad r_o = \frac{R * S}{L}$$

Calcul de la section quand on connait le diamètre $S = \text{Pi} * r_2^2$

FEM :

La tension FEM est la tension de la source sans tenir compte de la résistance interne.

Rendement



$$\text{Rend.} = \frac{P_u}{P_a} \text{ en \%} \quad \text{Rend.} = \frac{P_u * 100}{P_a}$$

$$P_u = \frac{P_a * \text{Rend}}{100}$$

PU = Puissance Utile

PA = Puissance Absorbée

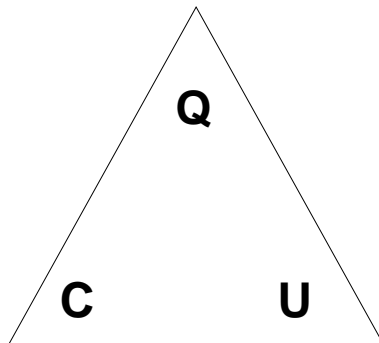
1 joule = 1 Watt seconde **1J = 1W/S**

Coulomb

$$Q = C * U$$

C=Capacité

U = Tension



Coefficient de température :

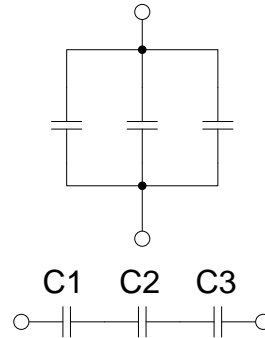
$$\Delta R = R * \frac{\text{coefficient}}{10^6} * \Delta T$$

Condensateur

Unité le Farad : Le farad est défini comme la capacité aux borne de laquelle un courant de 1 A pendant 1 seconde provoque une différence de potentiel de 1 V.

En parallèle :

$$C_e = C_1 + C_2 + C_3$$



En série :

$$C_e = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}} = \frac{1}{C_{tot}}$$

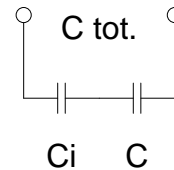
Condensateurs de même valeurs :

$$C_e = C_1 / \text{nombre de condensateur}$$

Condensateur en série inconnu

$$C_i = \frac{(C * C_{tot})}{(C - C_{tot})}$$

Ou $C_i = C$ inconnu $C_{tot} = C$ totale



Charge des condensateurs:

Charge ou décharge normale : $T = R * C$

Charge $T = 63\%$ Décharge $T = 37\%$

Charge complète $5 * T$: $T = R * C * 5$

$$C = \frac{I * T}{U} \quad I = \frac{C * U}{T} \quad U = \frac{I * T}{C} \quad T = \frac{C * U}{I}$$

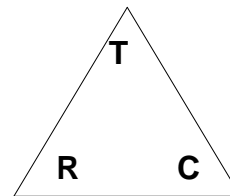
Constante diélectrique :

Sur air	:	1
Sur papier	:	2
Sur verre	:	3 à 5
Sur mica	:	5 à 8
Sur céramique	:	10 à 10 000

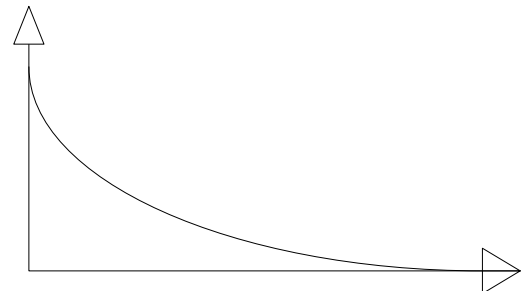
En Alternatif :

Impédance = Z

$$X_C = \frac{1}{2 * \pi * F * C}$$



X_C



Caractéristique d'une capacité. Fr.
Plus la fréquence augmente plus la résistance X_C diminue.
Le courant précède la tension de 90 degrés.

Bobines non couplées

En série :

$$L_e = L_1 + L_2 + L_3$$

En parallèle de même valeur :

$$L_e = L/\text{nombre}$$

En parralèle différente valeurs (non couplée)

$$L_e = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3}} = \frac{1}{L_{tot}}$$

En Alternatif :

$$X_L = 2 * \pi * F * L$$

$$P_{app} = U * I \text{ en VA}$$

Puissance réelle = $U * I * \cos(\text{angle de déphasage})$

Déphasage de 90 degrés = 0

Déphasage de 0 degrés = 1

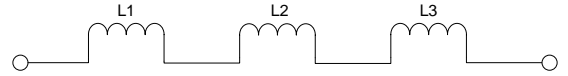
Calcul d'une bobine par rapport a son courant :

$$L = \frac{U * t}{I} \quad I = \frac{U * T}{L} \quad T = \frac{L * T}{L} \quad U = \frac{L * I}{T}$$

L en Henri, U en volt, T en seconde, I en ampère.

Une bobine branchée sur une source de tension alternative la tension est en avance de **90 degrés** sur le courant.

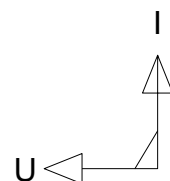
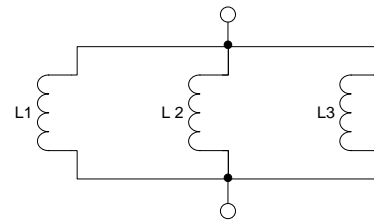
La perméabilité est la caractéristique d'un matériau magnétique.



Si on double le nombre de spire la valeur de la bobine est 4 X plus grande.

Si on double le diamètre L augmente

Si on veut diminuer la fréquence d'un circuit oscillant de moitié il faut que l' inductivitée soit 4 X plus grande.

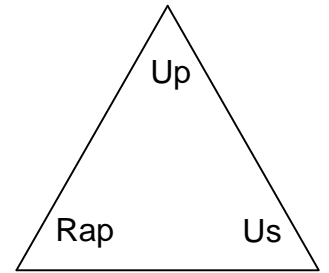


Les transformateurs

$$\text{Rapport de transformation} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{U_p}{U_s} = \frac{I_s}{I_p} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

Ou N = nombre de spire, U = la tension, I = le courant, Z = impédance

Noyau de fer = Fréquence jusqu'à 30 KHZ



Exemple de calcul d'un transfo ayant 1000 spires au primaire et 200 au secondaire.

$$\text{Rap.} = N_p/N_s = 1000/200 = 1:5$$

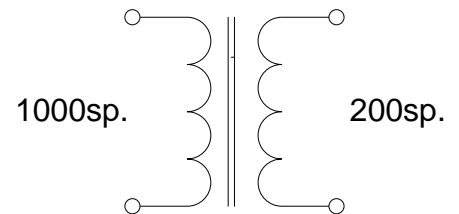
Si on a 230 Volts au primaire calcul la tension au secondaire:

$$U = \frac{U_p * 1}{\text{Rap}} = \frac{230 * 1}{5} = 46 \text{ V}$$

Ou simplifier :

$$U_s = \frac{U_p * N_s}{N_p} = \frac{230 * 200}{1000} = 46 \text{ V}$$

$$N_s = \frac{N_p * U_s}{U_p} \quad I_s = \frac{I_p * U_p}{U_s}$$



Puissance d'un transformateur

$P = U * I$ est exprimé en VA (volts ampères)

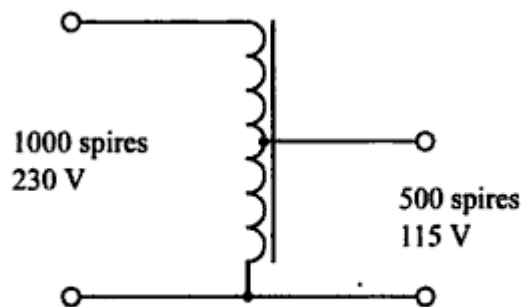


Figure 11.4 Autotransformateur, réversible, utilisable en abaisseur ou élévateur de tension.

Transformateur abaisseur par exemple 50 ohms au primaire et 600 au secondaire.

$$\text{Rap} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}} = \frac{1}{\text{tot}}$$

$$U_s = U_p * \text{Rap}$$

$$Z_s = \frac{Z_p}{\text{Rap}^2}$$

$$N_p = \sqrt{\left(\frac{Z_p}{Z_s}\right) * N_s}$$

$$Z_s = \frac{N_p * \text{Rap} * Z_p}{N_s}$$

$$Z_p = \frac{N_p * \text{Rap} * Z_s}{N_s}$$

Le Décibels

$$\text{Rapport de puissance (dB)} = 10 * \log \left(\frac{P_s}{P_e} \right) \quad P_s = P_e * 10^{\frac{\text{dB}}{10}}$$

Rapport de tensions ou de courants :

$$\text{Rapport de tensions (dB)} = 20 * \log \left(\frac{U_s}{U_e} \right) \quad U_s = U_e * 10^{\frac{\text{Gain}}{20}} \quad \text{Att. } U_s = \frac{U_e}{10^{\frac{\text{dB}}{20}}}$$

$$\text{Rapport de courants (dB)} = 20 * \log \left(\frac{I_s}{I_e} \right)$$

Tableau des rapports de tensions et de puissances en dB

Rapport en (dB)	Rapports de puissances	Rapport en tensions
3	2	
6	4	2
10	10	
20	100	10
30	1000	
40	10 000	100
+	X	X

Atténuation :

$$P_e = \frac{P_s}{10^{\frac{\text{dB}}{10}}} \quad P_s = P_e * 10^{\frac{\text{dB}}{10}} \quad \text{Facteur de puissance} = \frac{P_s}{P_e}$$

Atténuation en (dB)

$$\text{Rapport atténuation} = 10 * \log \left(\frac{P_s}{P_e} \right) \quad \text{en tension} \quad U_s = U_e * 10^{\frac{-\text{Gain}}{20}}$$

dBm = dB milliwatt (0.001 W)

30 dB correspond à 1000 X donc 30 dBm = 0.001 * 1000 = 1 W

dB µV = dB au dessus du microvolts. Ou 25dBµV $U_s = U_e * 10^{\frac{\text{dB}}{20}} = 444.5 \mu V$

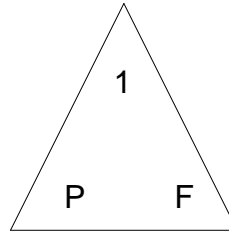
Récepteur -110dBm sur 50 Ω Calculer U in .

$$P_e = \frac{P_s}{10^{\frac{\text{dB}}{10}}} \quad \text{et } U_{in} = \sqrt{P * R}$$

PS est 1mW (0.001)

Courant alternatif

Période : $P = 1/F$



Pour 50 Hz $P = 1/F = 1/50 = 0.02$ sec. ou 20 ms

Classification des fréquences par bandes

HF	Ondes décamétriques	de 3 à 30	MHz
VHF	Ondes métriques	de 30 à 300	MHz
UHF	Ondes décimétriques	de 300 à 3	GHz
SHF	Ondes centimétriques	de 3 à 30	GHz

Tension efficace Ueff et tension de crête :

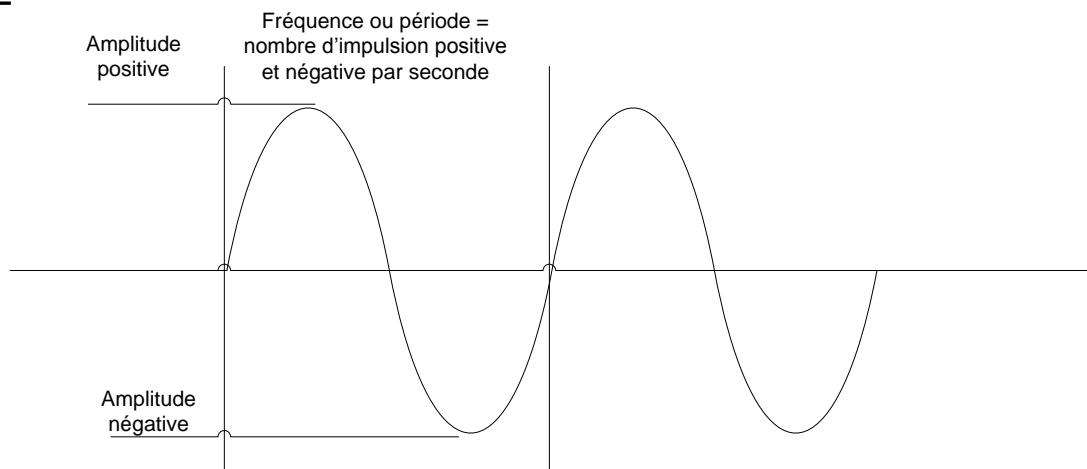
Ucrête = Ueff * 1.414 exemple : 230 V Ucrête = 230 * 1.414 = 325 V crête

Inversement Ueff = Ucrête / 1.414 Ueff = 325 / 1.414 = 230V eff.

Déphasage :

Condensateur déphase de 90 degrés en avance du courant sur la tension.
La self déphase de 90 degrés en retard du courant sur la tension.

Sinusoïde.



Circuit LC

Impédance = Z

$$X_L = 2 * \pi * F * L$$

$$L = \frac{X_L}{2 * \pi * F}$$

$$F = \frac{X_L}{2 * \pi * L}$$

$$X_C = \frac{1}{(2 * \pi * F * C)}$$

$$C = \frac{1}{(2 * \pi * F * X_C)}$$

$$F = \frac{1}{(2 * \pi * F * X_C)}$$

LC série: Z tot. = $X_L - X_C$

RLC série: Z tot. = $\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$

RC série : Z tot. = $\sqrt{R^2 + (X_C)^2}$

RL série : Z tot. = $\sqrt{R^2 + (X_L)^2}$

RLC parallèle : Z par. = $\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2} = \frac{1}{\text{tot}}$

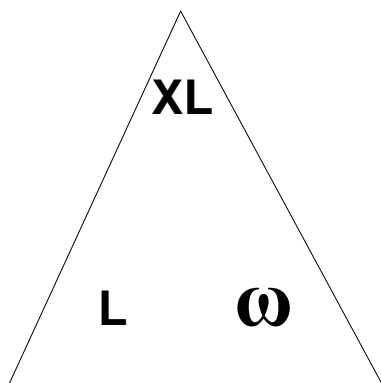
LC Parallèle : Z par. = $\sqrt{\left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)^2} = \frac{1}{\text{tot}}$

Courant : $I = \frac{U}{Z}$

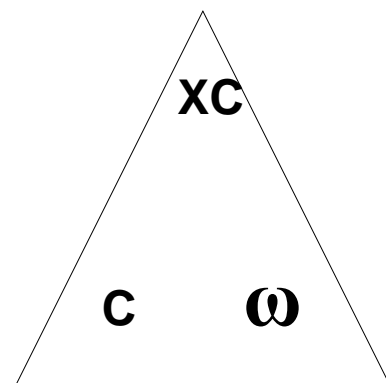
Tension : $U_{\text{tot.}} = U_{R^2} + (U_{X_L} - U_{X_C})^2$

$$U_C = X_C * I$$

$$U_L = X_L * I$$



$$\underline{\omega = 2 * \pi * F}$$



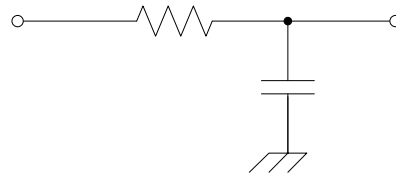
Calcul de circuits RC

$$X_C = \frac{1}{(2 * \pi * F * C)}$$

$$I = \frac{U}{\sqrt{R_2 + X_2}}$$

$$U_{XC} = X_C * I$$

$$F_c = \frac{1}{(2 * \pi * R * C)}$$



Circuit RLC séries

$$F_0 = \frac{1}{(2 * \pi * \sqrt{L * C})}$$

$$X_L = 2 * \pi * F * L$$

$$X_C = \frac{1}{(2 * \pi * F * C)}$$

$$Z_{tot.} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$I = U / Z_{tot.}$$

$$U_R = R * I$$

$$U_L = Z_L * I$$

$$U_C = Z_C * I$$

Bande passante

$$BP = F_0 / Q$$

Calcul de RLC parallèle

$$F_0 = \frac{1}{(2 * \pi * \sqrt{L * C})}$$

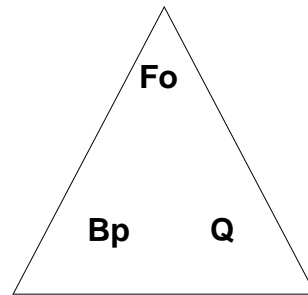
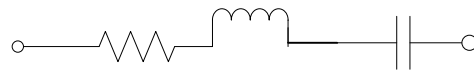
$$X_L = 2 * \pi * F * L$$

$$X_C = \frac{1}{(2 * \pi * F * C)}$$

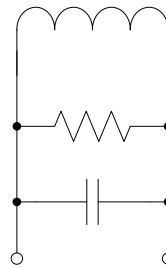
$$Z_{tot.} = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2}}$$

$$I = U / Z$$

Facteur Q d'un circuit oscillant série . $Q = X_L / R$ en parralèle . $Q = R / X_L$ à F_0



$$B_p = F_0 / Q, F_0 = B_p * Q, Q = F_0 / B_p$$



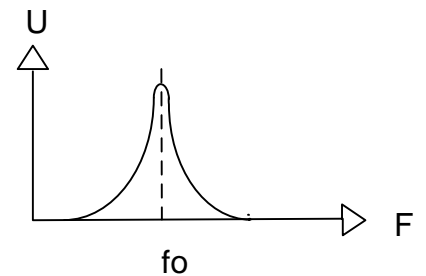
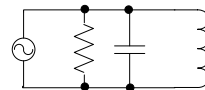
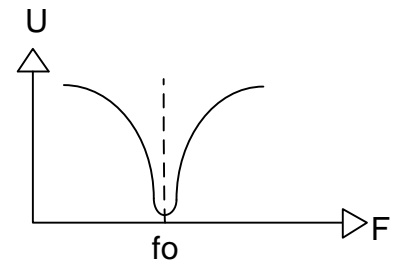
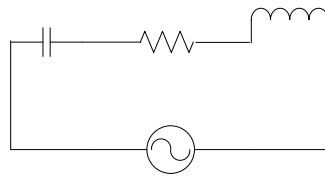
Circuit RLC à résonance

Fo se dit fréquence zéro ou fréquence d'oscillation.

$$F_o = \frac{1}{(2 * \pi * \sqrt{L * C})}$$

$$C = \frac{1}{(2 * \pi * f_o)^2} * \frac{1}{(L)}$$

$$L = \frac{1}{(2 * \pi * f_o)^2} * \frac{1}{(C)}$$



Impédance

$$X_L = 2 * \pi * F * L$$

$$X_C = \frac{1}{(2 * \pi * F * C)}$$

En série

$$Z_{tot.} = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

En parallèle

$$Z_{tot.} = \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2} = \frac{1}{Z_{tot.}}$$

Tension

$$U_L = X_L * I$$

$$U_C = X_C * I$$

$$U_{tot.} = U_R^2 + (U_{X_L} - U_{X_C})^2$$

Courant

$$I_L = \frac{U}{X_L}$$

$$I_C = \frac{U}{X_C}$$

$$I_{tot.} = I_L - I_C$$

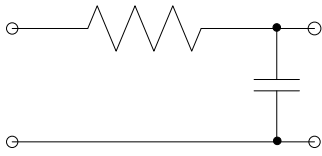
$$I_{tot.} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + X^2}}$$

X représente soit X_L ou X_C

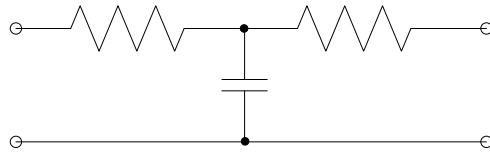
On veut réaliser un circuit oscillant avec un CV de 20-140 pF pour l'accord sur les fréquences de 3.5 à 7 MHz. Pour calculer le condensateur en parallèle additionnel choisissez un valeur dans les réponses ici 20 pF et une bobine de 12.92 μ H.

Circuits filtres

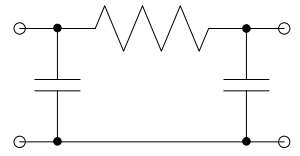
Divers Filtres



Filtre en L



Filtre en T



Filtre en π

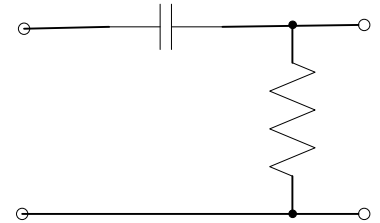
$$X_L = 2 * \pi * F * L$$

$$X_C = \frac{1}{(2 * \pi * F * C)}$$

$$I = \frac{U}{(\sqrt{R^2 + X^2})}$$

$$U = Z * I$$

Filtres passe bas en L en T et en PI



Filtre passe haut

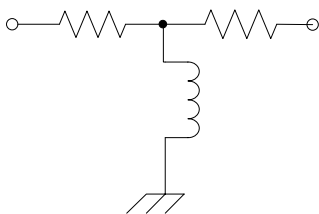
Fréquence de coupure du filtre

Circuit RC

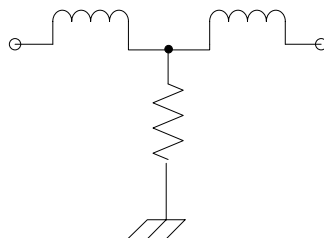
$$F_c = \frac{1}{(2 * \pi * R * C)}$$

Circuit RL

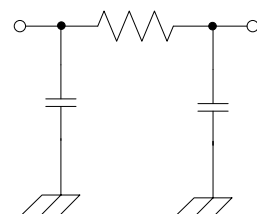
$$F_c = \frac{R}{(2 * \pi * L)}$$



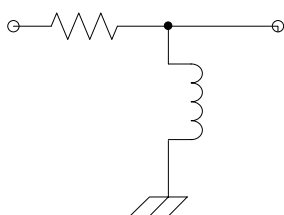
Filtre passe haut



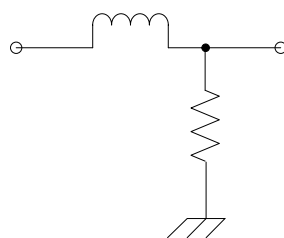
Filtre passe bas



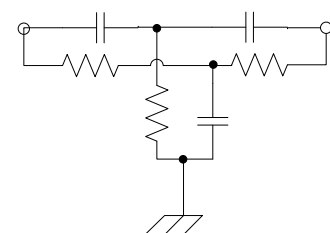
Filtre passe bas en PI



Filtre passe haut en L



Filtre passe bas en L



Filtre notch en double T

Semi-conducteur : Diodes

Deux sortes de semi-conducteurs:

GE = germanium (très peu utilisé)

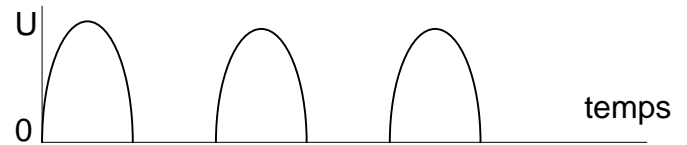
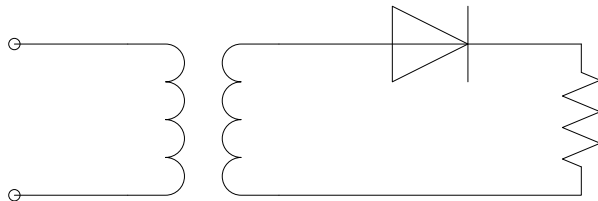
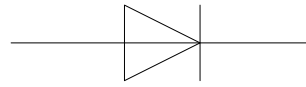
SI = silicium

Si le transfo indique 10V au secondaire de tension efficace il faut calculer la tension de crête:

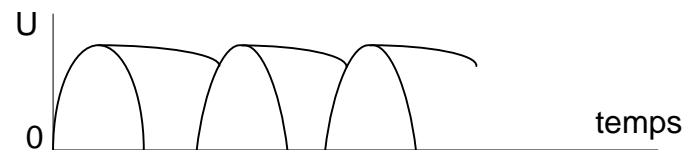
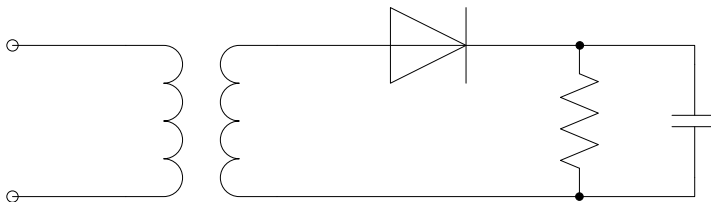
$$U_{crête} = U_{eff.} * 1.414$$

Tension de blocage ou tension inverse

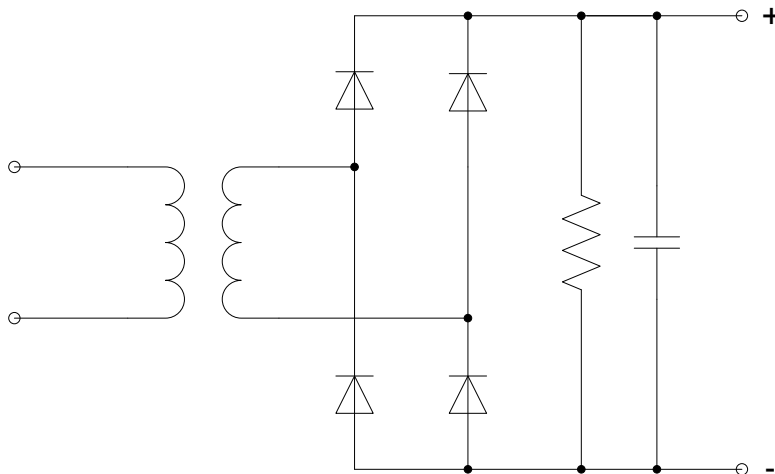
$$U_{inv.} = U_{sec} * 1.414 * 2$$



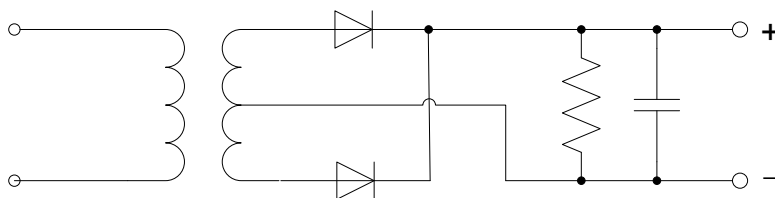
Redressement mono-alternance



Redressement mono-alternance avec condensateur de filtrage.



Redressement en pont (aussi appelé pont de Graetz.)



Redressement bi-alternance. Les diodes conduisent en alternance.

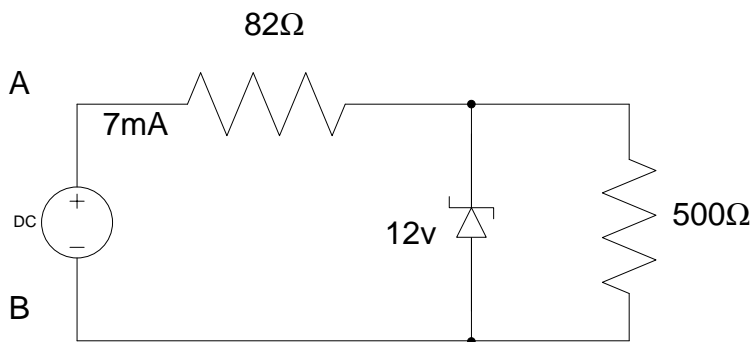
Diodes (suite)

Tension de seuil :

GE germanium 0.4 V

SI silicium 0.7 V

Diodes Zener



Calculer U min. sur A et B

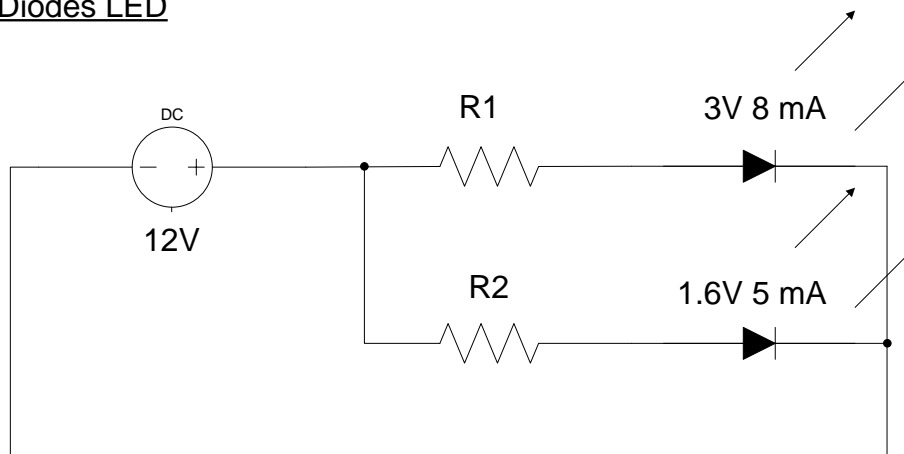
$$I_{r500} = U / I$$

$$I_{\text{tot}} = I_{r500} + I_z$$

$$U_{r82} = R_{82} * I_{\text{tot}}$$

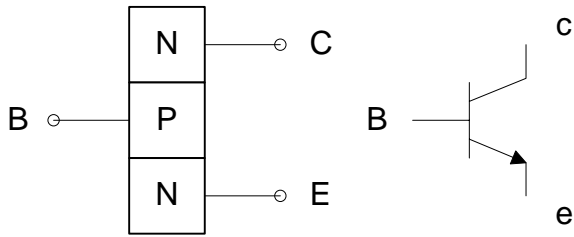
$$U_{A-B} = R_{82} * I_{\text{tot}}$$

Diodes LED

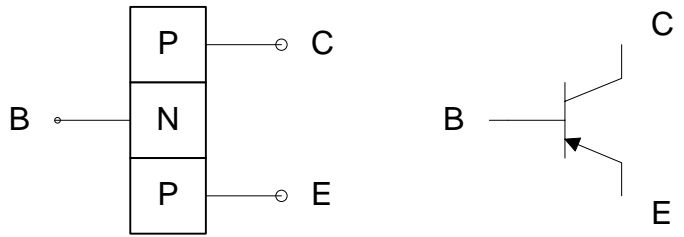


$$R = \frac{U_{\text{alim}} - U_{\text{led}}}{I}$$

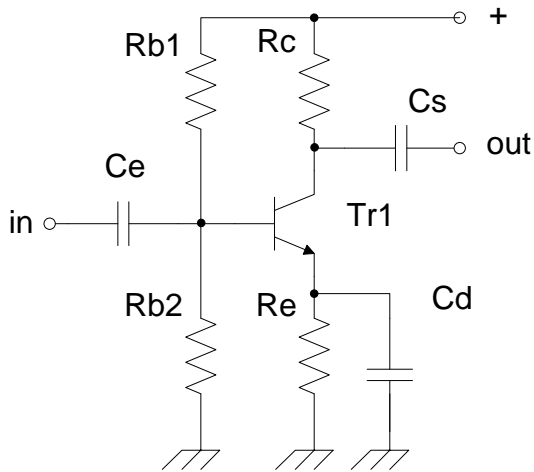
Les Transistors.



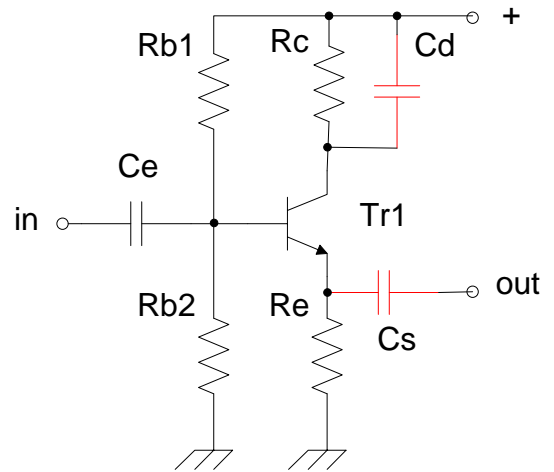
Transistor NPN



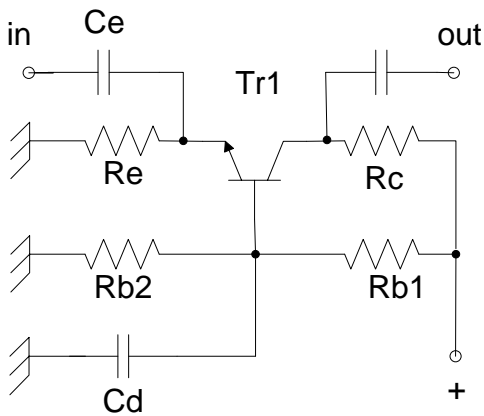
Transistor PNP



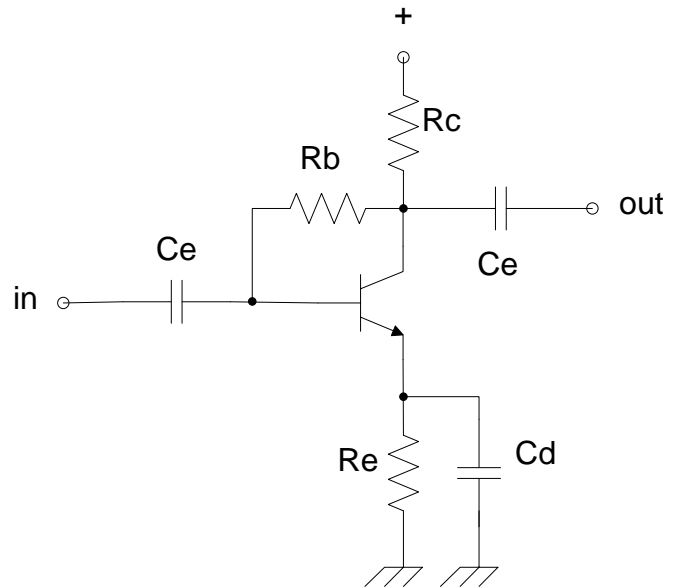
Emetteur commun Déphasage 180 degrés Gain en tension, courant moyen. Impédance in out moyenne



Collecteur commun. Déphasage 0 degrés. Gain en tension 1/1. Gain en courant élevé. Impédance d'entrée élevé et en sortie faible



Base commune. Déphasage 0 degrés. Gain en tension élevé. Gain en courant 1/1. Impédance d'entrée faible et en sortie élevée



Emetteur commun circuit à auto-polarisation Déphasage 180 degrés Gain en tension, courant moyen. Impédance in out moyenne

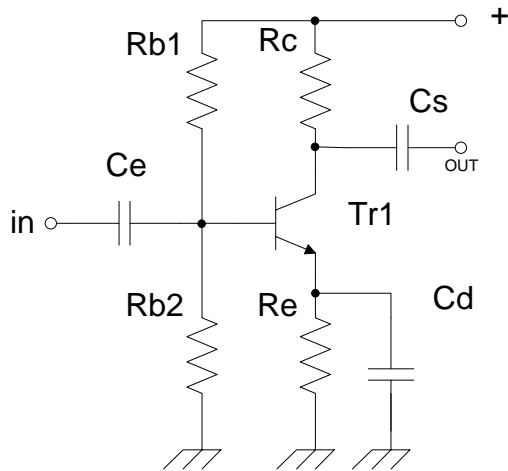
Les Transistors (suite).

La tension au milieu du pont Rb1 et Rb2 doit être au moins 10 X supérieur au courant de la base.

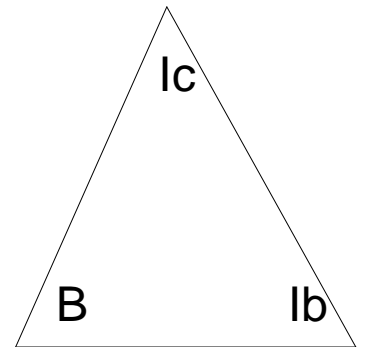
Le gain Béta $\beta = I_c / I_b$

Le rapport entre le courant collecteur et celui de l'émetteur est:

Alpha $\alpha = I_c / I_e$



U alimentation 10v
 $I_{Rb1} = 1 \text{ mA}$
 U base 1.8 V $I_{\text{Base}} = 10 \mu\text{A}$
 U collecteur 5.5V
 Calculer :
 $R_{b1}, R_{b2}, U_e, \beta, R_e = 370 \Omega$



$$R_{b1} = \frac{U_{\text{alim}} - U_{\text{base}}}{I_{Rb1}}$$

$$R_{b2} = \frac{U_{\text{base}}}{I_{Rb1}}$$

$$U_e = U_{\text{base}} - 0.7$$

$$I_c = \frac{U_c - U_{al}}{R}$$

$$I_c = \frac{I_e \cdot \beta}{\beta + 1}$$

$$I_b = \frac{I_e}{\beta + 1}$$

$$R_{b1} = \frac{U_{al} - U_b}{I_b \cdot 11}$$

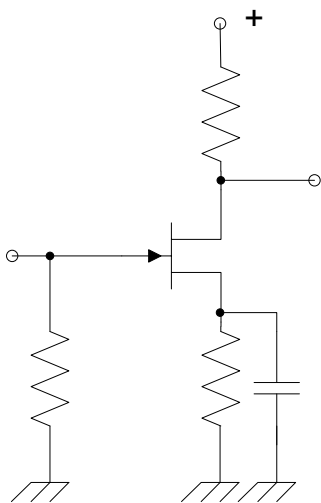
$$\beta = \frac{I_c}{I_b}$$

$$I_c = \beta \cdot I_b$$

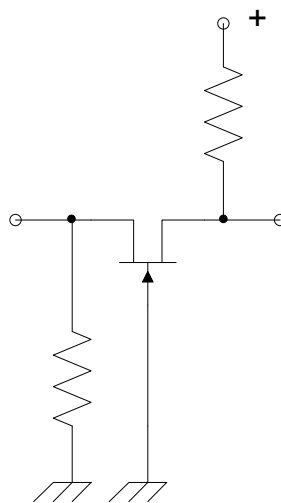
$$I_b = \frac{I_c}{\beta}$$

$I_{Rb} = 10 \times I_b$ ou il reste 1x pour la base et 9x pour Rb

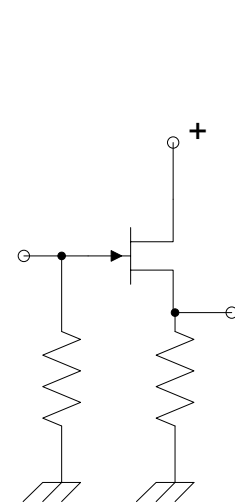
Transistors à FETs



Montage source commune

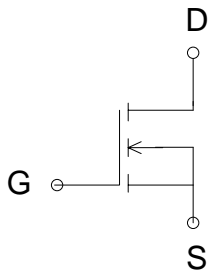


Grille commune

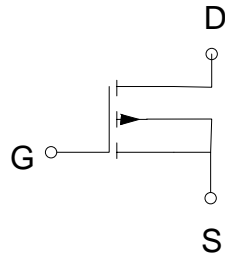


Drain commun ou Source follower

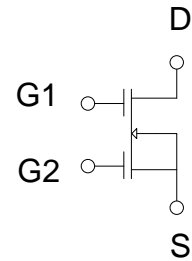
Les transistors Fets:



Mosfet canal N



Mosfet canaP

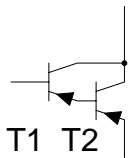


DG mosfet Canal N

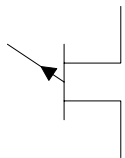
Calcul de la conductance :

$$G_m = I_D / U_G$$

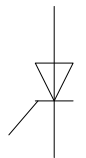
Autre type de semi-conducteurs.



Darlington



unijonction



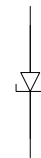
Tyristor



Triac



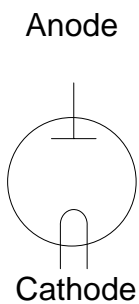
Varicap



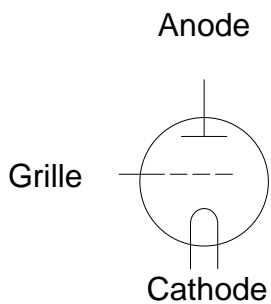
Zener

Gain d'un darlington = $\beta_{t1} * \beta_{t2}$

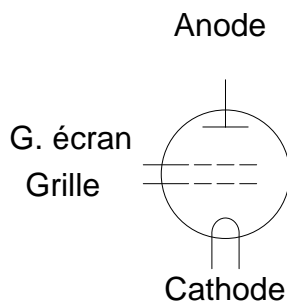
Les tubes :



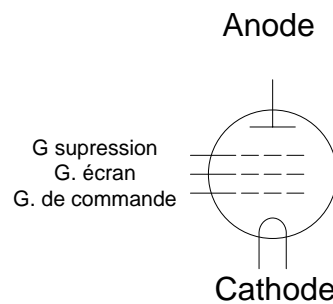
Diode



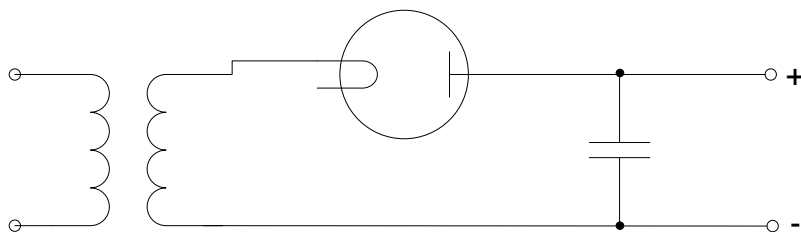
Triode



Tétrade

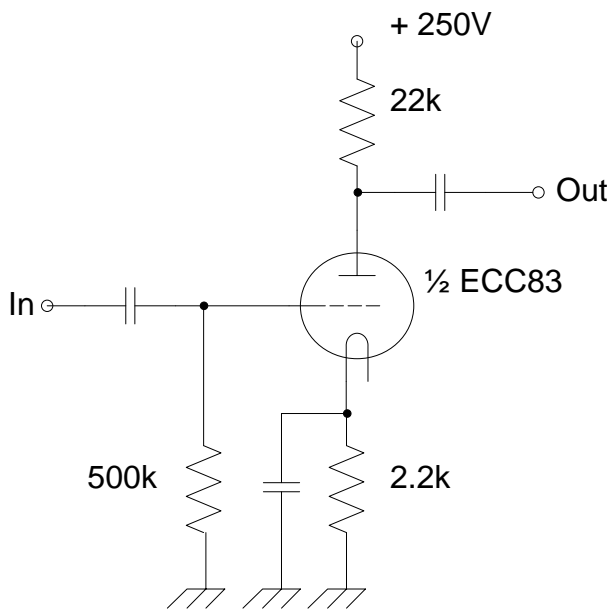


Penthode

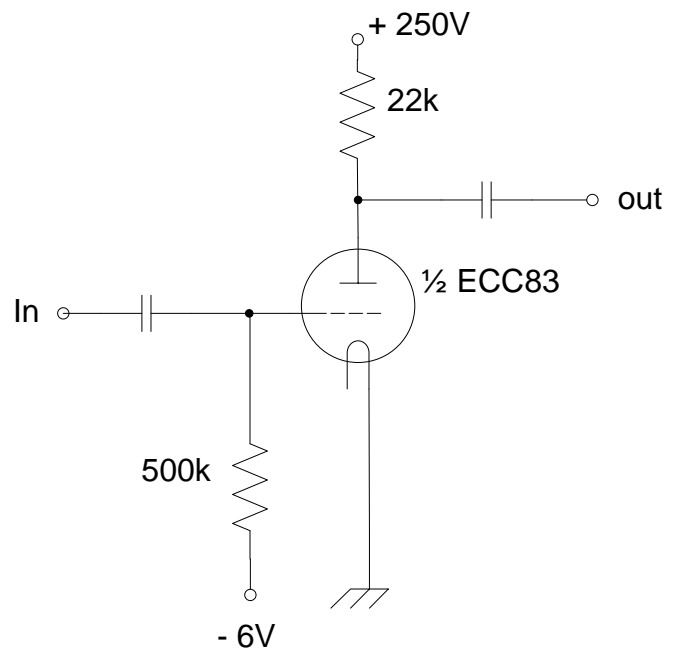


Exemple d'utilisation d'un tube redresseur

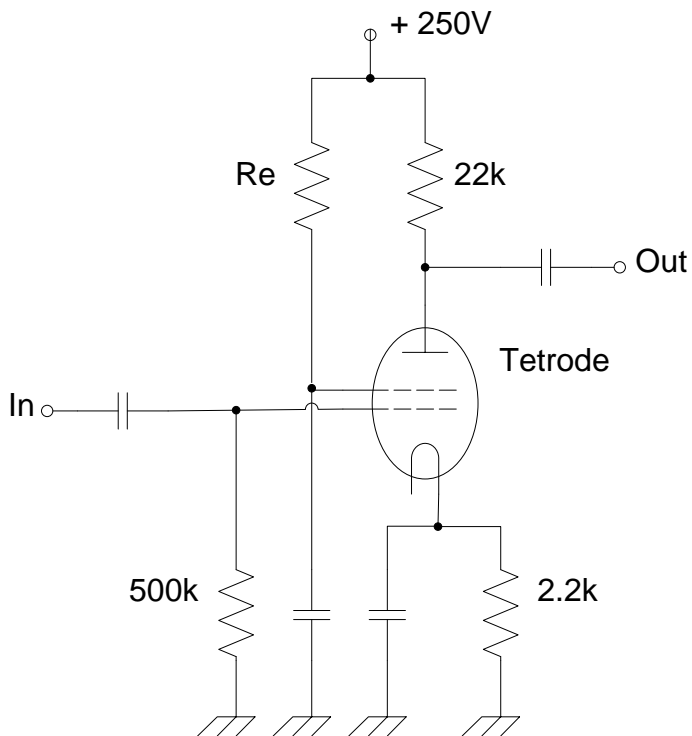
Les Tubes. (suite)



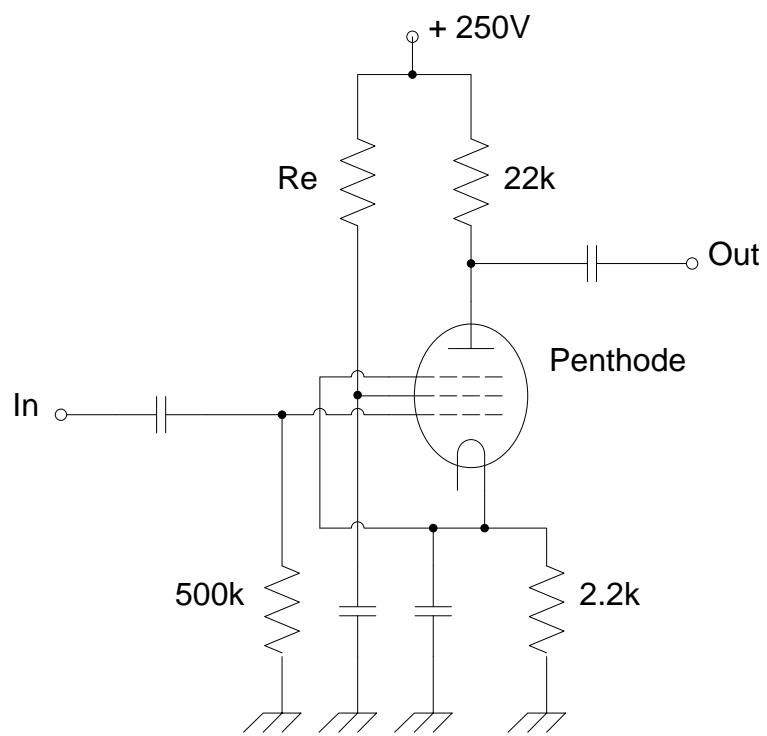
Triode en cathode commune avec Polarisation par R cathode (500K)



Triode en cathode commune avec polarisation par source de tension négative



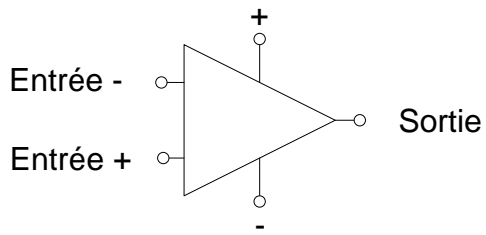
Tétrade en cathode commune



Penthode en cathode commune

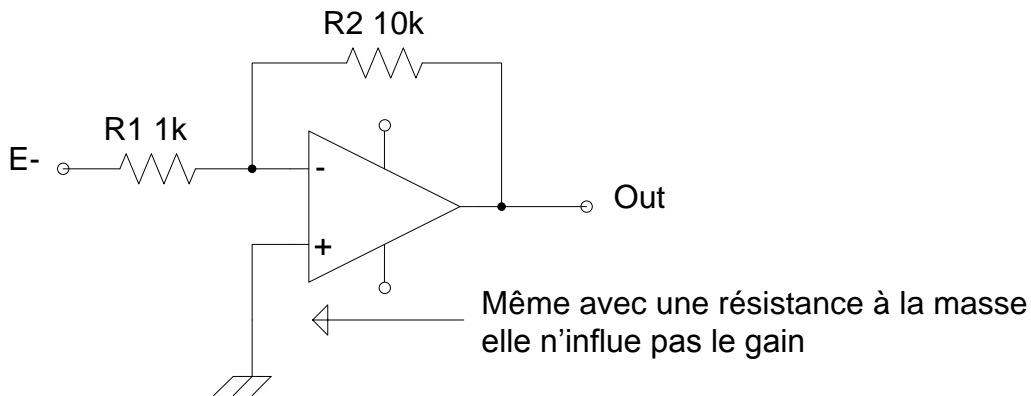
Plus la tension de grille devient négative plus le courant d'anode diminue.

Amplificateurs opérationnels:

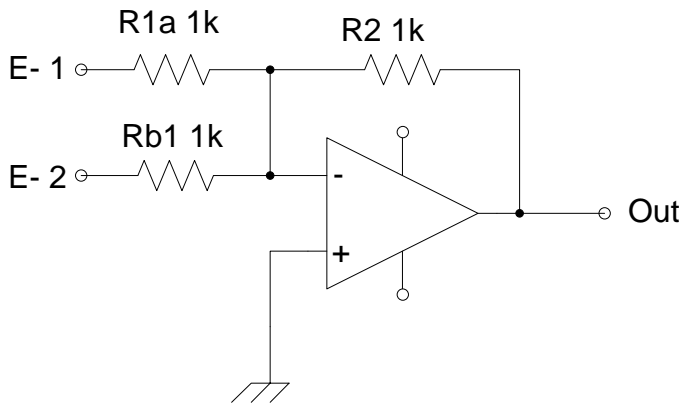


Montage inverseur :

La tension de sortie est **négative**



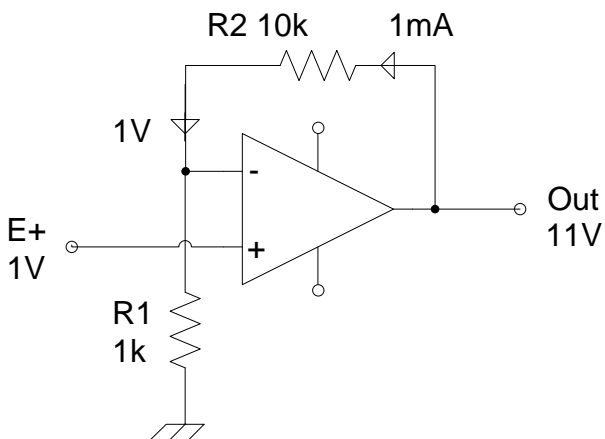
$$\text{Gain} = \frac{R2}{R1} \quad - \quad U_{\text{sortie}} = U_{e-} * \frac{R2}{R1} \quad R1 = U_{e-} * \frac{R2}{U_s}$$



Gain = R1a et R1b = R2

Exemple : 1V sur E1 et 2V sur E2 , il faut que la sortie compense un courant de 3mA a travers R2
En forçant la sortie à -3 V

Montage non inverseur :

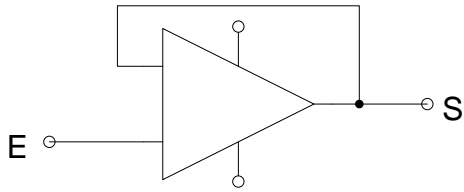


$$G + = 1 + \frac{R2}{R1}$$

$$U_s = U_{e+} * (1 + \frac{R2}{R1})$$

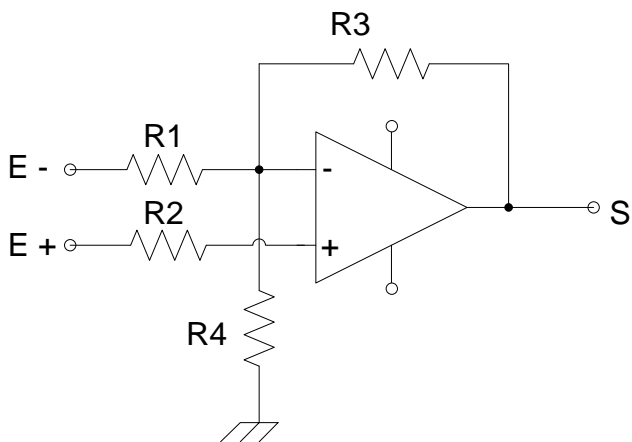
Amplificateurs OP: (suite)

Etage tampon ou suiveur:



Adaptateur d'impédance: entrée élevée , sortie faible.

Montage différentiel:



$$R1 = R2 \text{ et } R3 = R4$$

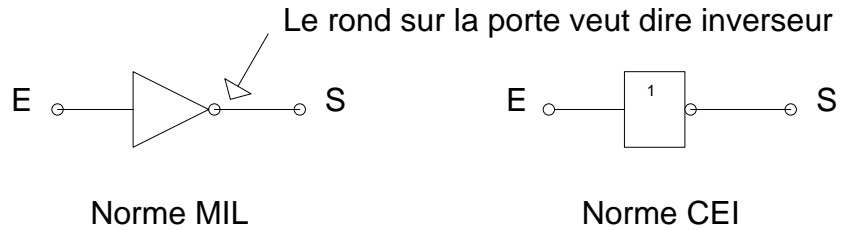
$$\text{Gain} = \frac{R3}{R1} = \frac{R4}{R2}$$

$$U_s = (U_{e+} - U_{e-}) * \frac{R3}{R1}$$

Portes logiques:

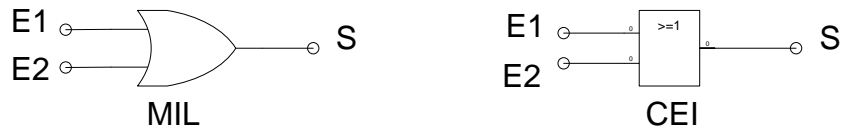
Fonction Not ou inverseur:

E	S
1	0
0	1



Fonction OR (OU):

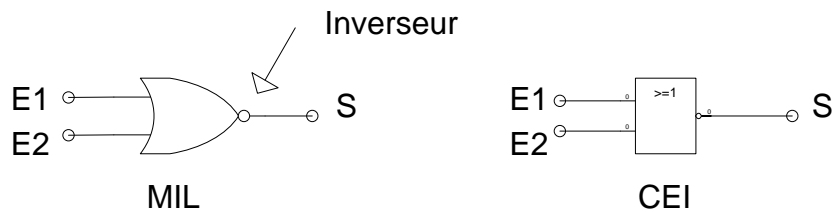
E1	E2	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1



Si les entrées à 0 sortie à 0. Si une OU l'autre entrée est à 1 la sortie est à 1. Si les deux sont à 1 la sortie reste à 1

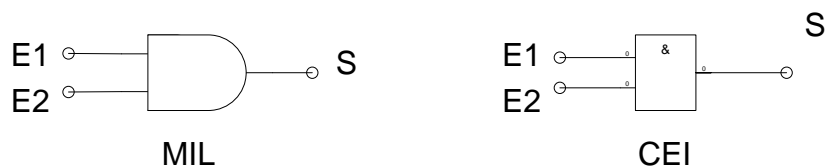
Fonction NOR (NON – OU):

E1	E2	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



Fonction AND (ET):

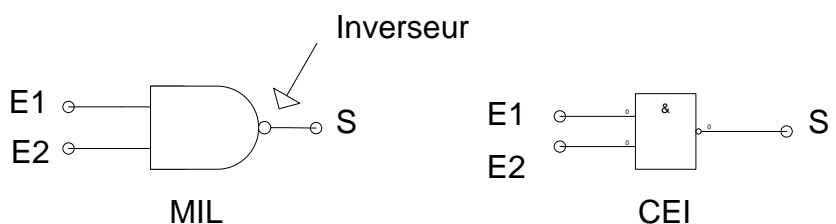
E1	E2	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1



Il faut que l'une (ET) l'autre entrée soit à 1 pour avoir 1 en sortie.

Fonction NAND (NON – ET):

E1	E2	S
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

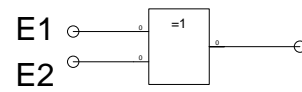
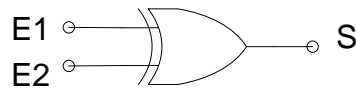


Il faut avoir E1 **ET** E2 à 1 pour avoir 0 en sortie L'inverse du précédent puisque il y a l'inverseur.

Portes logiques (suite):

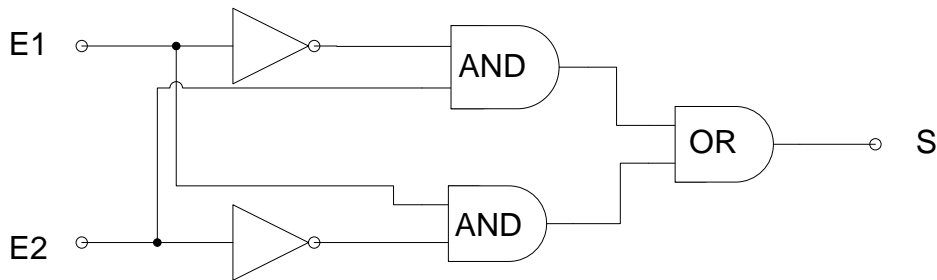
Fonction XNOR (OU EXCLUSIF):

E1	E2	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



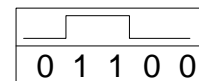
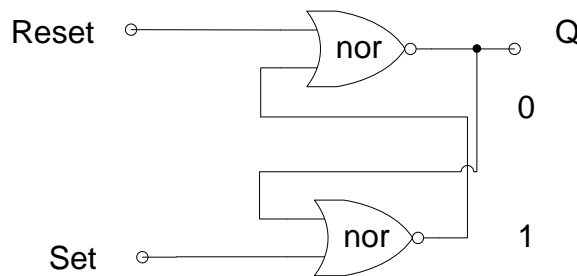
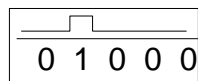
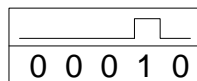
Sa sortie est à 1 si l'une OU l'autre des entrées est à 1. Mais à 0 si les deux entrées sont à 1 OU 0.

Fonction XOR :



E1	E2	a	b	c	d	x	y	s
0	0	1	0	0	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0	1	0	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0	0	0	0

Mémoire digital:



NOR

E1	E2	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Numérique (suite 3):

Ordinateur structure:

ALU Arithmétique Logic Unit (processeur)

ROM Read Only Memory (mémoire morte) BIOS

RAM Random Acces Memory (mémoire vive)

I/O Input Output (interface d'entrée)

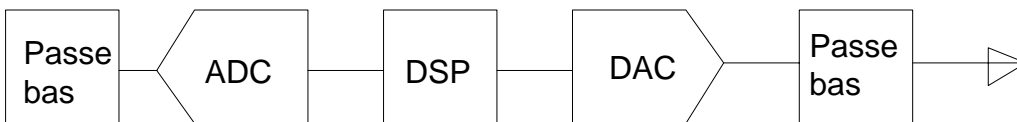
Hard disk (Disque dur)

CD ROM et DVD ROM

Traitement numérique du signal:

Convertisseur A/D sur 8,16,24 etc Bits (A/D analogique/numérique)

Chaîne de traitement numérique :



Passe Bas : Filtre **anti-aliasing** qui empêche le phénomène de repli ou de distorsion. Il faut un échantillonnage du double de la fréquence d'entrée. La fréquence limite est appelée **Fréquence de Nyquist**. A la restitution il faut faire suivre le convertisseur d'un filtre passe-bas

ADC : Analogique Digital Converter

DSP : Digital Signal Processeur

DAC : Digital Analogique Converter

Algorithme de traitement du signal:

FIR : Finite Impulse Response (Permet de réaliser toute sorte de filtre)

IIR : Infinite Impulse Response (Permet de réaliser toute sorte de filtre mais plus rapide)

FFT : Fast Fourier Transform (Permet de décomposer un signal en ces composant spectraux)

Valeur des Bits:

Imaginons un code simple composé de 3 bits. Comme chaque bit peut prendre la valeur 0 ou 1 nous obtenons la suite suivante de 8 combinaisons:

111	110	101	100	011	010	001	000
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

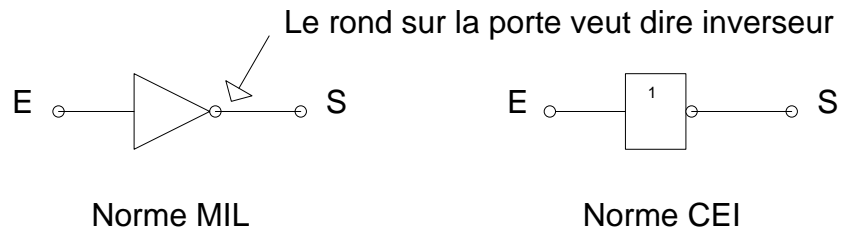
 Calcul du nombre de combinaisons $n = 2^{\text{Nb}}$

Ou n représente le nombre de combinaisons, 2 les 2 états du bit 0 et 1

Portes logiques:

Fonction Not ou inverseur:

E	S
1	0
0	1



Fonction OR (OU):

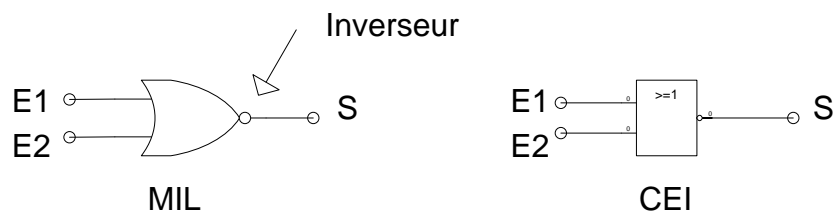
E1	E2	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1



Si les entrées à 0 sortie à 0. Si une OU l'autre entrée est à 1 la sortie est à 1. Si les deux sont à 1 la sortie reste à 1

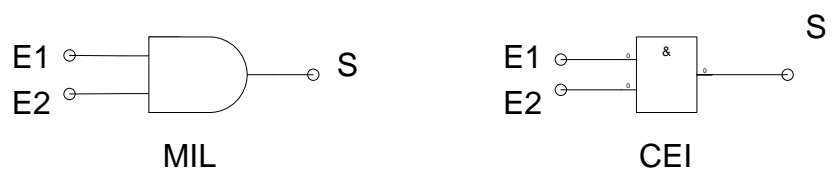
Fonction NOR (NON – OU):

E1	E2	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0



Fonction AND (ET):

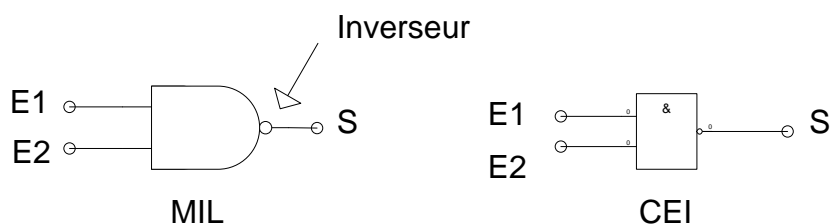
E1	E2	S
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1



Il faut que l'une (ET) l'autre entrée soit à 1 pour avoir 1 en sortie.

Fonction NAND (NON – ET):

E1	E2	S
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

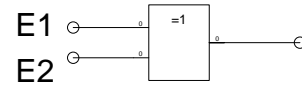
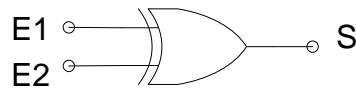


Il faut avoir E1 **ET** E2 à 1 pour avoir 0 en sortie L'inverse du précédent puisque il y a l'inverseur.

Portes logiques (suite):

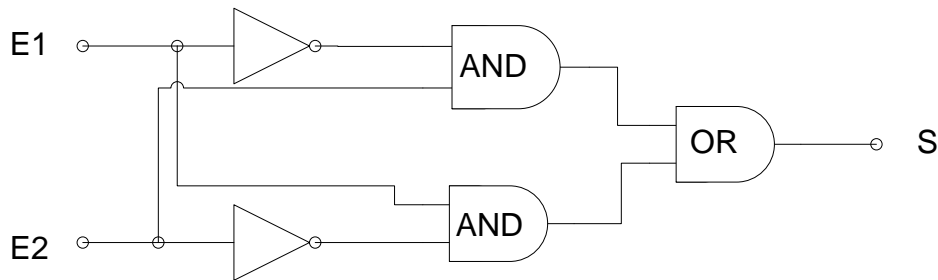
Fonction XNOR (OU EXCLUSIF):

E1	E2	S
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0



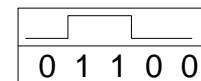
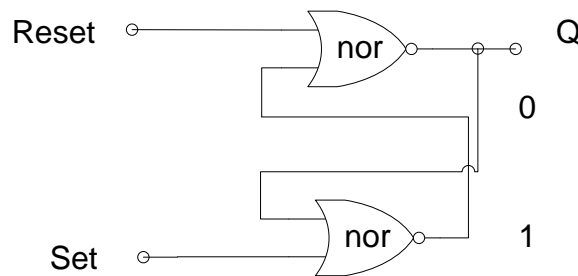
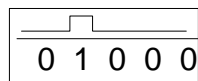
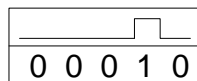
Sa sortie est à 1 si l'une OU l'autre des entrées est à 1. Mais à 0 si les deux entrées sont à 1 OU 0.

Fonction XOR :



E1	E2	a	b	c	d	x	y	s
0	0	1	0	0	1	0	0	0
0	1	1	1	0	0	1	0	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0	0	0	0

Mémoire digital:



NOR

E1	E2	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Numérique (suite 3):

Ordinateur structure:

ALU Arithmétique Logic Unit (processeur)

ROM Read Only Memory (mémoire morte) BIOS

RAM Random Acces Memory (mémoire vive)

I/O Input Output (interface d'entrée)

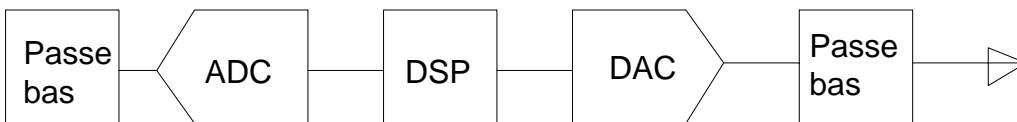
Hard disk (Disque dur)

CD ROM et DVD ROM

Traitement numérique du signal:

Convertisseur A/D sur 8,16,24 etc Bits (A/D analogique/numérique)

Chaîne de traitement numérique :



Passe Bas : Filtre **anti-aliasing** qui empêche le phénomène de repli ou de distorsion. Il faut un échantillonnage du double de la fréquence d'entrée. La fréquence limite est appelée **Fréquence de Nyquist**. A la restitution il faut faire suivre le convertisseur d'un filtre passe-bas

ADC : Analogique Digital Converter

DSP : Digital Signal Processeur

DAC : Digital Analogique Converter

Algorithme de traitement du signal:

FIR : Finite Impulse Response (Permet de réaliser toute sorte de filtre)

IIR : Infinite Impulse Response (Permet de réaliser toute sorte de filtre mais plus rapide)

FFT : Fast Fourier Transform (Permet de décomposer un signal en ces composant spectraux)

Valeur des Bits:

Imaginons un code simple composé de 3 bits. Comme chaque bit peut prendre la valeur 0 ou 1 nous obtenons la suite suivante de 8 combinaisons:

111	110	101	100	011	010	001	000
-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----	-----

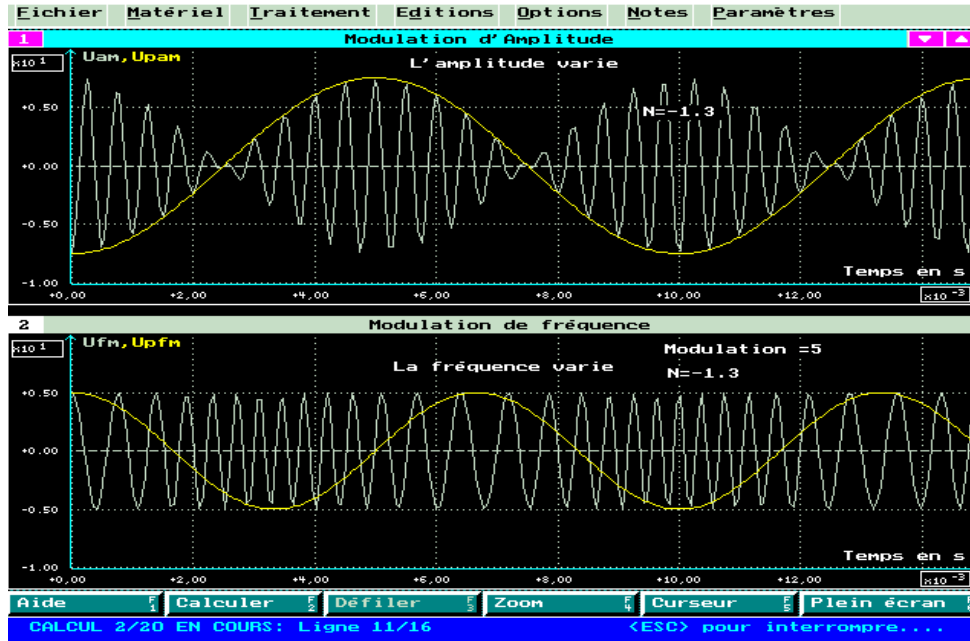
 Calcul du nombre de combinaisons $n = 2^{\text{Nb}}$

Ou n représente le nombre de combinaisons, 2 les 2 états du bit 0 et 1

Modulation :

Fréquence de la parole de 300 à 3000Hz.

Modulation AM (modulation d'amplitude) **La BF est contenue dans la fréquence de l'enveloppe.**



Le taux de modulation en AM ne doit pas dépasser le 90% à 99%. Autrement il y a surmodulation.

Le taux de modulation en Ham radio NBFM est de 2 à 3kHz. (**Narrow Band Frequency Modulation**)

En radiodiffusion FM elle est de 75 kHz pour permettre la diffusion en stéréo.

Modulation FM (modulation de fréquence.)

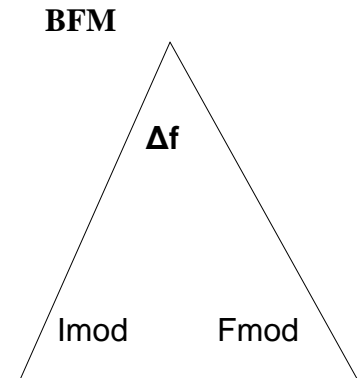
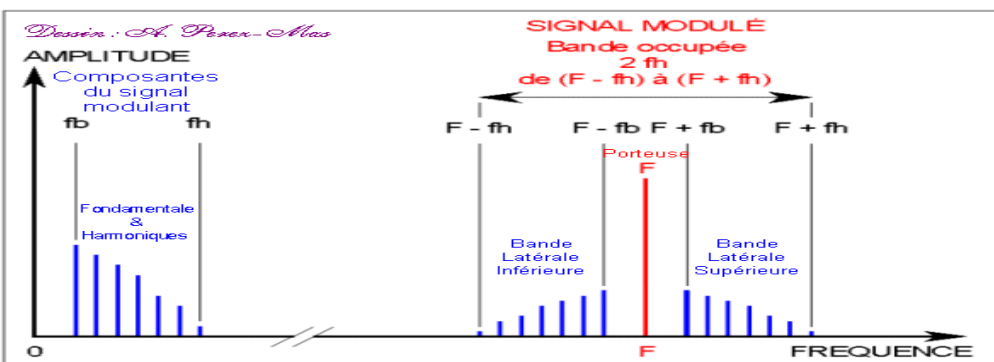
Indice de modulation $I_{mod} = \Delta f / f_{mod}$

(I_{mod} = indice de modulation, Δf = Déviation Max du signal FM, f_{mod} = Modulation BF)

Largeur du spectre FM $BFM = 2 * (\Delta f + f_{mod})$ (BFM Largeur occupée par l'émission)

Nombre de stations en FM $Nr.st.FM = \frac{\Delta F_{porteuse}}{2 * (\Delta f + f_{mod})}$ ou $Nr.st.FM = \frac{\Delta F_{porteuse}}{BFM}$

Spectre de modulation AM.



Le calcul de la bande occupée par une émission en AM.

Bande = 2 * F mod. Max

Par exemple une modulation de 3 kHz Bande = 2 * 3kHz = 6 KHz

Fréquence occupée : (par exemple sur 1 MHz

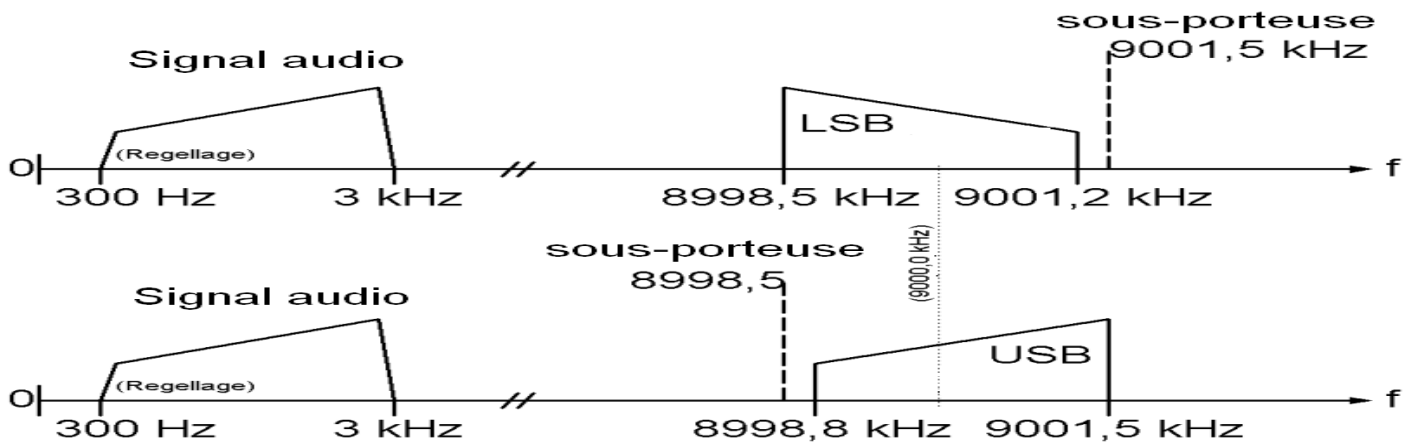
$F_{sup.} = F + Mod/2 = 1MHz + 6kHz/2 = 1.003 MHz$

$F_{inf.} = F - Mod/2 = 1MHz - 6kHz/2 = 997 kHz$

On peut dire que la fréquence allant de 997 à 1.003 MHz est occupée par cette émission.

Nombre de stations en AM $Nr.st.AM = \frac{\Delta F_{porteuse}}{F_{mod} * 2}$

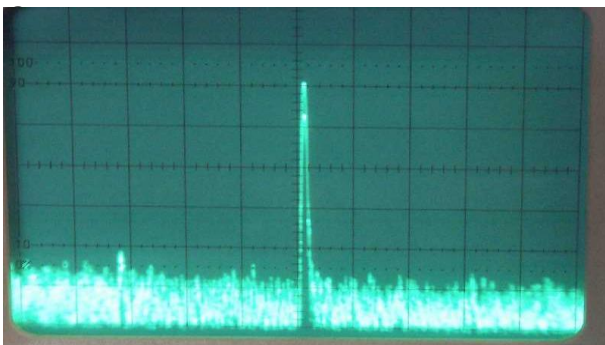
Modulation : SSB



En SSB si le signal reçu est décalé vers le **haut**, le signal démodulé est décalé vers le **bas**
 Modulation SSB par la BF de 300 à 3000 Hz.

On ne transmet pas les fréquences inférieure à 300 Hz et supérieur à 3000 Hz d'où une largeur de bande de **2700 Hz**.

Nombre de station en SSB $Nr.st.SSB = \frac{\Delta F \text{ porteuse}}{F \text{ mod}}$



F mod En CW seul la porteuse est émise lors de l'envoi des traits et des points.

La largeur de bande est **10 à 100 Hz**

Nombre de stations en CW

$Nr.st.CW = \frac{\Delta F \text{ porteuse}}{F \text{ mod}}$

F mod
 Largeur de bande CW

$$\Delta CW = \frac{5 * WPM}{1,2}$$

Caractéristique des différents types de modulations

AM	BLU	FM(PM)	CW
Taux de mod. : de 0 à 100%	Taux de mod. : de 0 à 100%	Indice de mod. : $\Delta f / f_{modmax}$	-
Largeur de bande : $2 \cdot f_{modmax}$	Largeur de bande : $f_{modmax} - f_{modmin}$	Largeur de bande : $2(\Delta f + f_{modmax})$	Largeur de bande : Quelques dizaines de Hz.
Code : A3E	Code : J3E	Code : F3E	Code : A1A
Spectre :	Spectre :	Spectre :	Spectre :
Notes. 2/3 de la puissance sont dans la porteuse et 1/6 dans chaque bande latérale (modulation à 100%) ¹ .	Notes. La BLU (SSB) peut être en USB ou LSB.	Notes. Les amateurs utilisent la NBFM avec une déviation maximale de ± 5 kHz	Notes. La largeur de bande dépend de la vitesse de manipulation et de la raideur des flancs des impulsions.

Puissance des bandes latérales en AM

$$P.b.lat. = \frac{Pout}{4}$$

Puissance de sortie d'un EM en AM Modulé à 100%

$$Pout = Pporteuse * 4$$

2/3 de la puissance est dans la porteuse et 1/6 dans les bandes latérales (modulation à 100%)

Spatter = Moustache ou surmodulation.

Cross Modulation :
 Un signal perturbateur module le signal utile.

1. Chaque bande latérale contient une puissance égale à 1/4 de la puissance de la porteuse.

Tableau simplifié de classification des émissions.

SYMBOLE 1	Type de modulation de la porteuse principale
A	AM , double bande latérale
J	AM , Bande latérale unique
C	AM , Bande latérale résiduelle
F	Modulation de fréquence
G	Modulation de phase
SYMBOLE 2	Nature du signal de modulation
1	Modulation par tout ou rien (morse numérique)
2	Modulation par sous-porteuse modulée par tout ou rien
3	Modulation par un signal analogique
SYMBOLE 3	Type d'information transmise
A	Télégraphie
B	Télégraphie pour réception automatique (CW et RTTY)
C	Fac-similé (FAX)
D	Télécommande
E	Téléphonie
F	Télévision (vidéo)

A1A = CW
A3E = AM
J3E = SSB
F3E = FM

Autres type de modulations numériques:

ASK modulation par décalage d'amplitude de 2 niveaux.

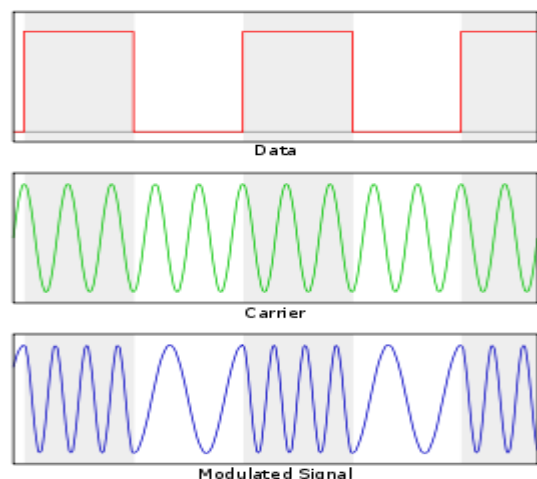
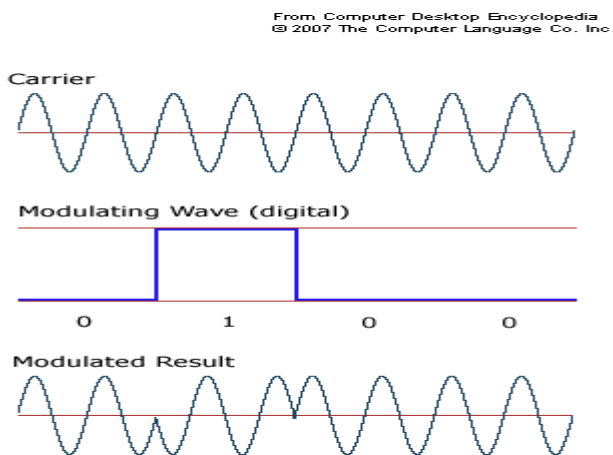
FSK modulation par décalage de fréquence. « Deux tonalités BF donnent naissance à deux fréquences HF. La largeur de bande se calcule au moyen de la formule :

Bfsk = 1,2 * Δf + Bd d'ou Δf est la distance entre les deux fréquences et Bd est la vitesse en bauds.

Largeur de bande d'un signal RTTY $\Delta F = 1.2 * \text{shift} + \text{bauds}$

PSK Modulation numérique

FSK Modulation par décalage de fréquence



Résumé des formules pour le calcul du nombres de station suivant le type de modulation.

AM = ΔF porteuse / Fmod * 2 , FM = ΔF porteuse / (2*(Δf + F mod)) ,

SSB = ΔF porteuse / Fmod , FSK = ΔF porteuse / 1,2 * Δf + Bauds ,

CW = ΔF porteuse / Fmod

Oscillateurs et modulateur :

Schémas blocs :

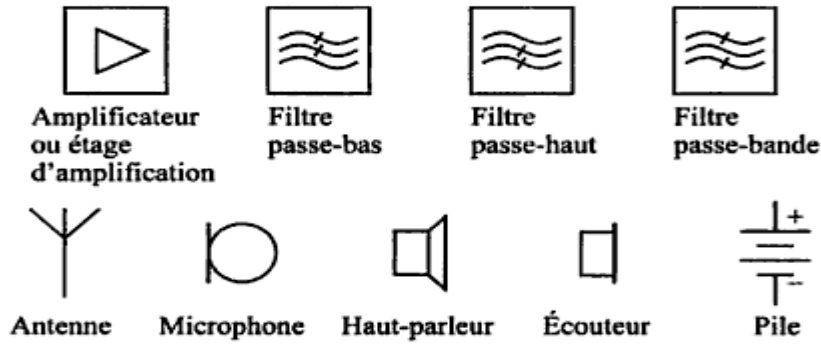


Figure 19.1 Les principaux symboles utilisés pour le dessin de schémas blocs.

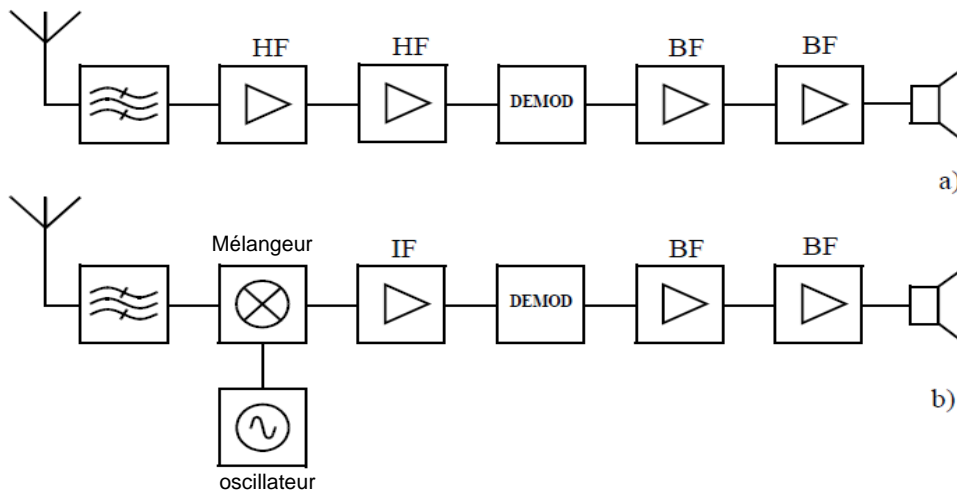


Figure 4.1 En a) schéma bloc d'un récepteur à amplification directe simple. En b) schéma bloc d'un récepteur superhétérodyne à simple changement de fréquence.

Oscillateur divers :

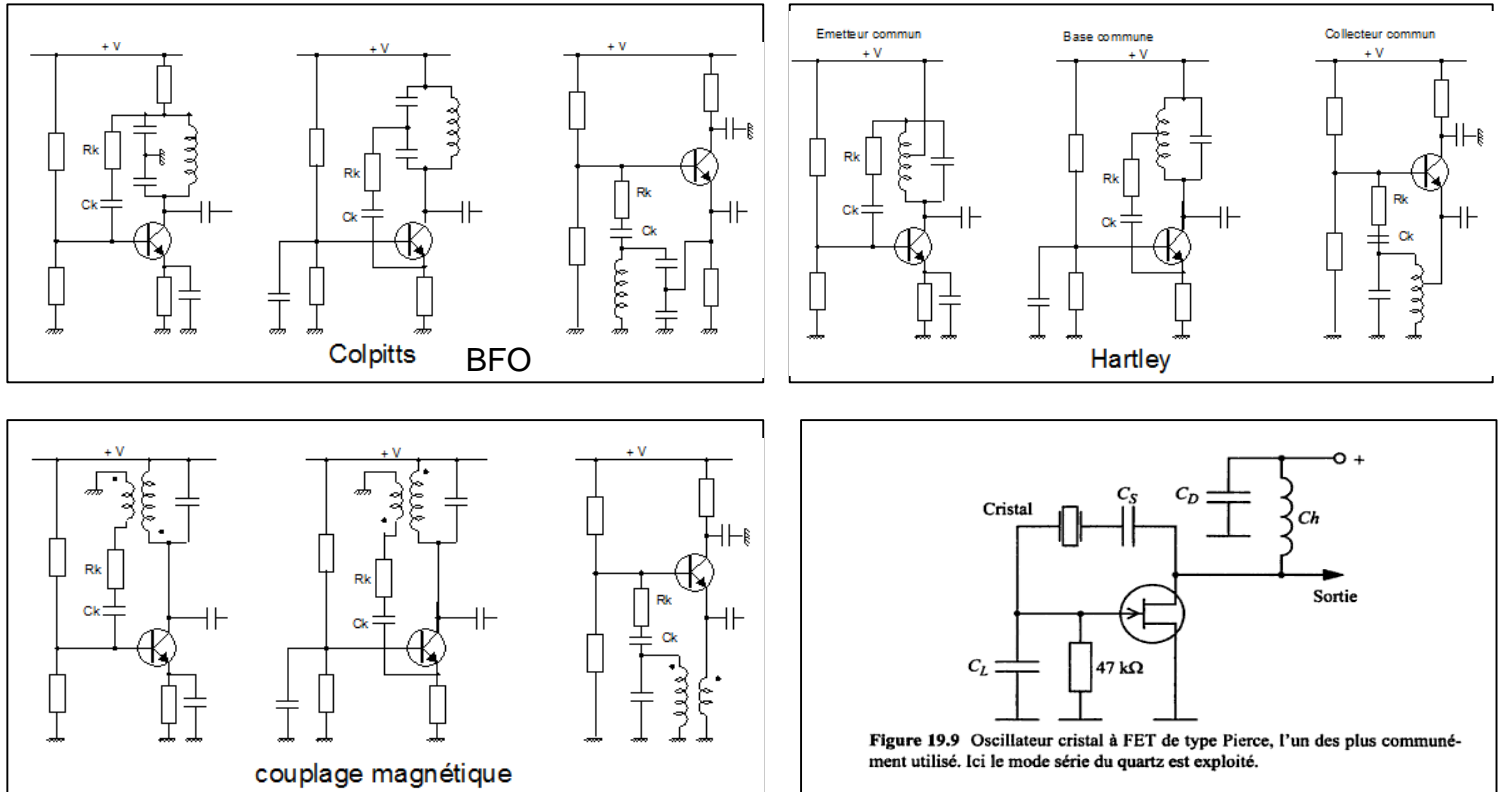


Figure 19.9 Oscillateur cristal à FET de type Pierce, l'un des plus communément utilisés. Ici le mode série du quartz est exploité.

Schémas de divers oscillateurs. Le couplage pour faire entrer en oscillation est RK et CK. Sur l'oscillateur à quartz c'est CS. **Pour qu'il oscille il faut réinjecter un signal en phase sur l'entrée.**

Oscillateurs et modulateurs 2 :

A précision d'un quartz est spécifié en PPM (part par million).
 Par exemple un quartz de 1MHz spécifié à 10 PPM correspond à ± 10 Hz . Comme le quartz produit de nombreuses harmoniques dans ce cas tous les MHz. L'erreur sera proportionnel à la fréquence concernée, et à 28 et 50 MHz elle sera au maximum de :
 28 MHz : $\pm 10 * 28 = \pm 280$ Hz et à 50 MHz : $\pm 10 * 50 = \pm 500$ Hz.

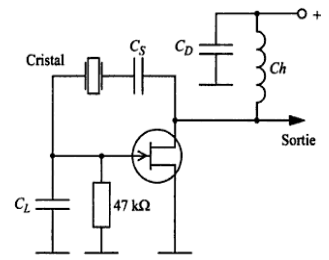


Figure 19.9 Oscillateur cristal à FET de type Pierce, l'un des plus communément utilisés. Ici le mode série du quartz est exploité.

Modulateur AM :

Formule permettant de calculer le taux de modulation

$$\text{Taux \%} = (U_{bf} / U_{hf}) * 100$$

$$\text{Taux \%} = \frac{(U_p - U_c) * 100}{(U_p + U_c)}$$

Ou U_p tension de crête du signal modulé
 et U_c la tension de creux du même signal.

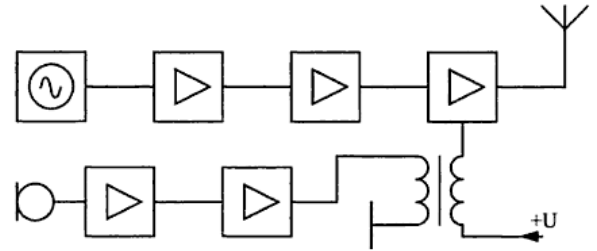


Figure 19.11 Schéma bloc d'un émetteur AM avec modulation de l'étage final. La chaîne du haut fournit le signal HF, la chaîne du bas, le signal de modulation.

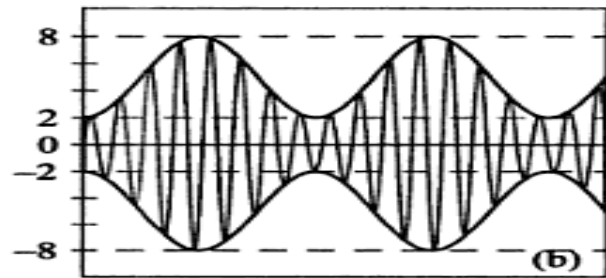
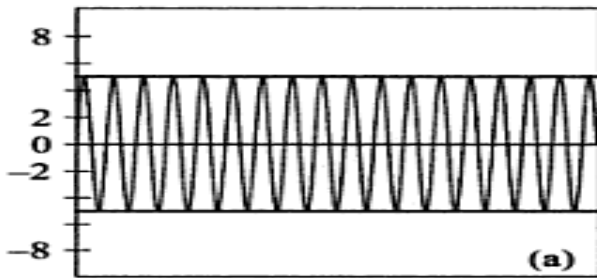


Figure 19.13 Porteuse non modulée et signal AM tels que vus sur l'écran d'un oscilloscope. L'axe vertical est gradué en volts.

CW télégraphie :

L'étage final de l'émetteur est activé seulement lorsque le manipulateur est abaissé.

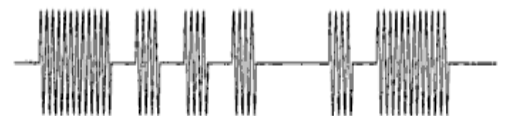
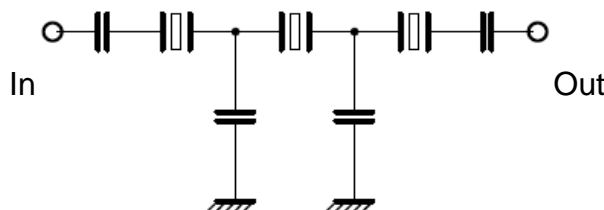
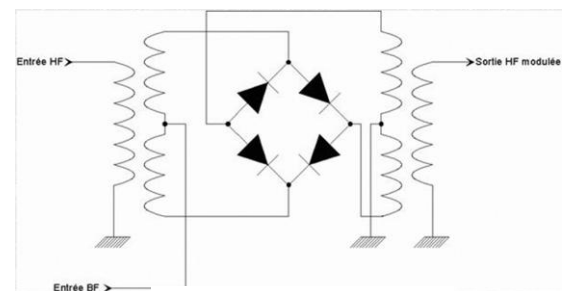


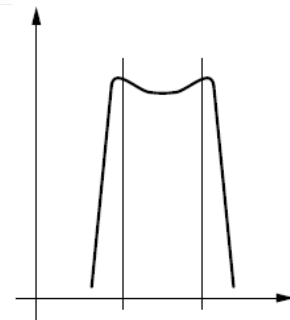
Figure 19.14 Signal HF représentant les lettres ba en Morse.

BLU – SSB :

Sur entrée HF viens la porteuse ,sur l'entée BF le son et on retrouve le signal modulé en double bande latérale sur la sortie. Il faut faire suivre le circuit d'un filtre pour éliminé la bande latérale indésirable.



Filtre a Quartz avec sa courbe de réponse



Oscillateur et modulation: (3)

Modulation FM :

Sur le schéma 19.17 le signal de modulation fait varier la capacité de la diode varicap du circuit oscillant et la fréquence varie au rythme de la modulation.

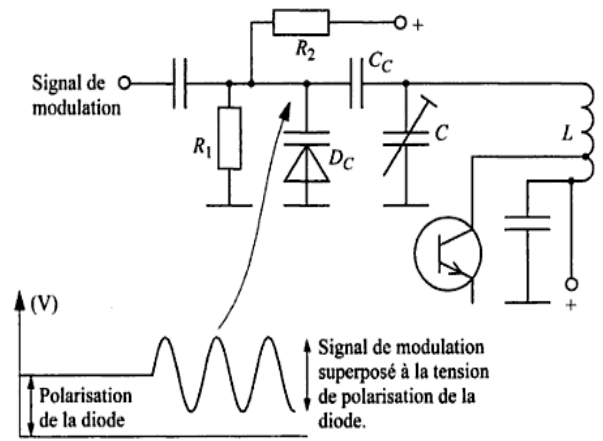
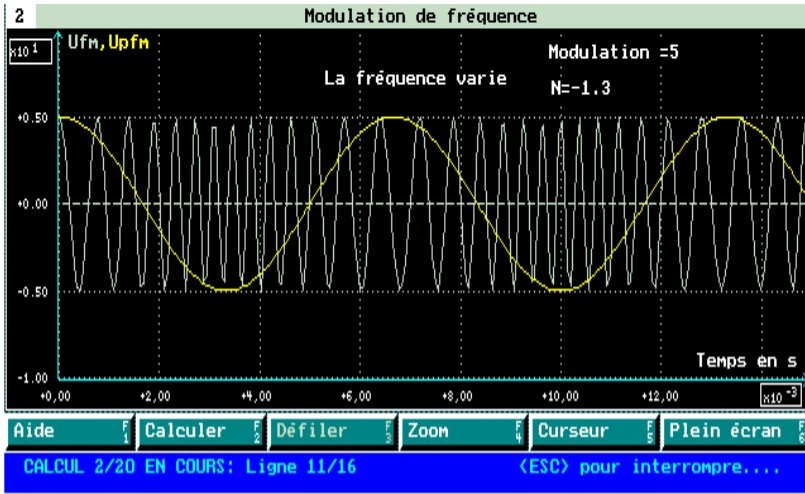
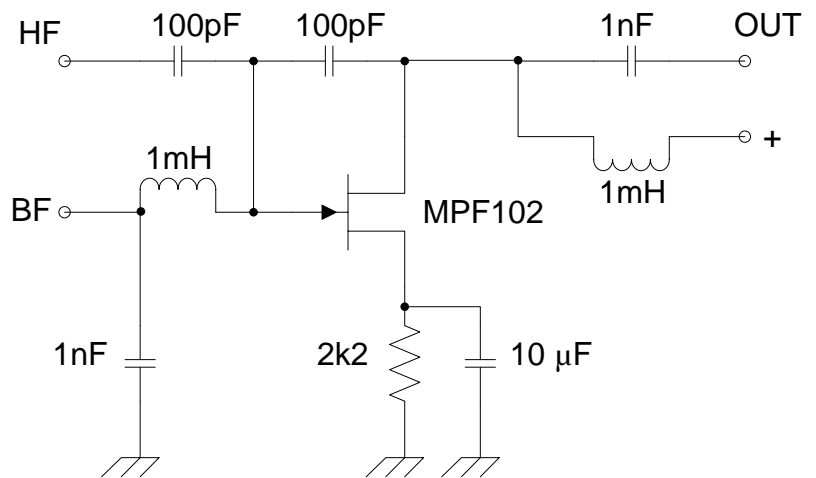
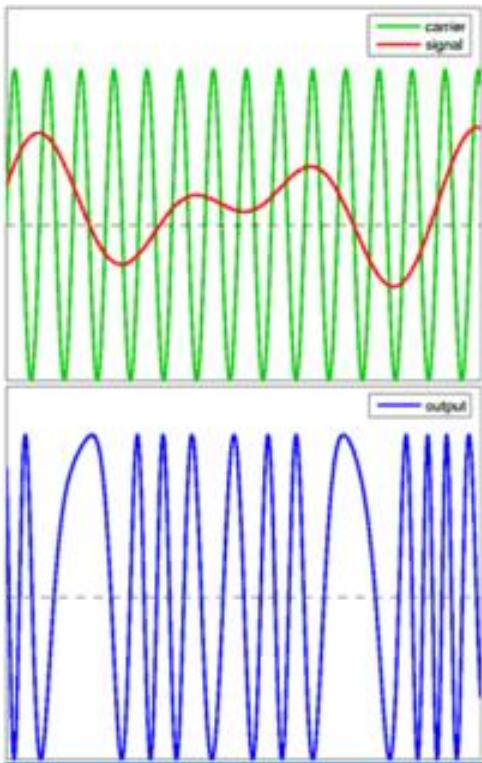


Figure 19.17 Fonctionnement d'un modulateur FM à diode varicap.

Modulation de phase :

Le modulateur de phase agit sur la réactance qui peut produire une modulation de fréquence pour un signal BF approprié. (désaccentuation des fréquences élevées)



Modulateur de phase.

Sur le graphique ci-contre on voit :
 En vert la HF. En rouge la BF. En bleu le signal HF en sortie modulé.

Emetteur :

Partie BF:

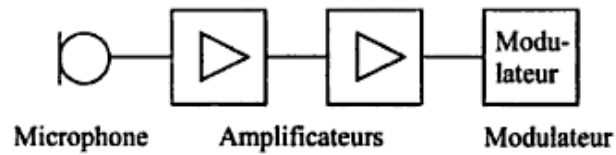
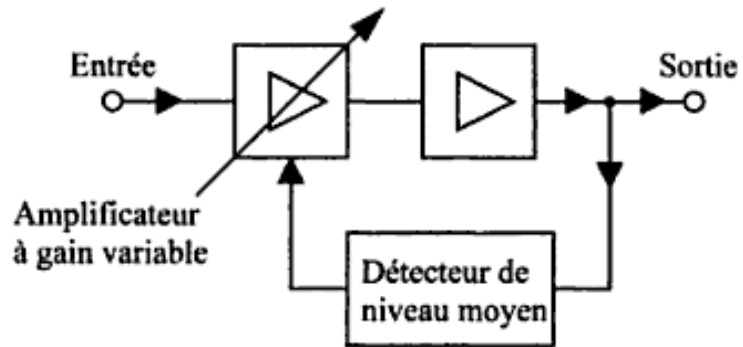


Figure 20.1 Chaîne BF minimale d'un émetteur ; après amplification, le signal est appliqué au modulateur.

Compresseur et limiteur :



Ecrêteur de modulation :

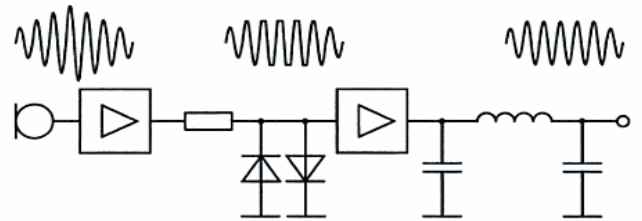
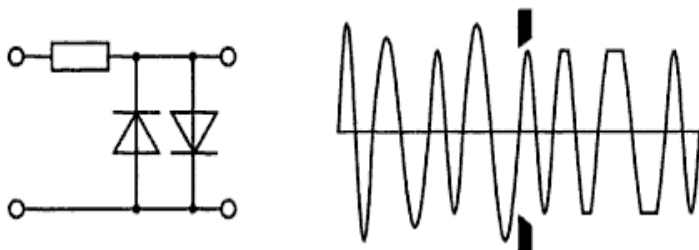


Figure 20.4 Principe d'un écrêteur de modulation. Le filtre en π à la sortie élimine les harmoniques (distorsion) introduites par l'écrêtage.

Ce circuit limite la modulation à 0.7 V tension à laquelle les diodes conduisent.

Compresseur de modulation Speech Processor

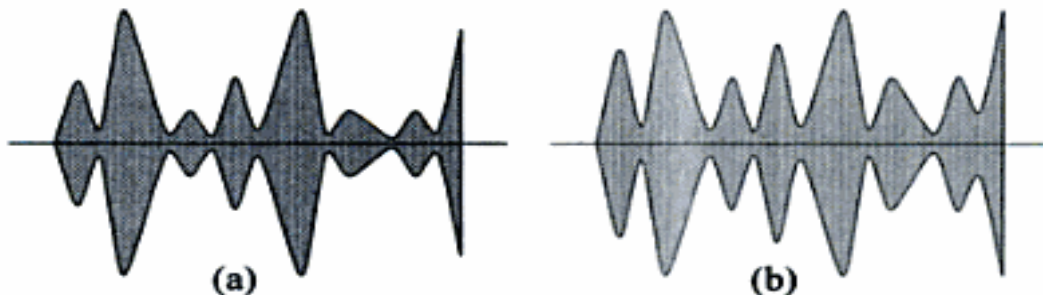
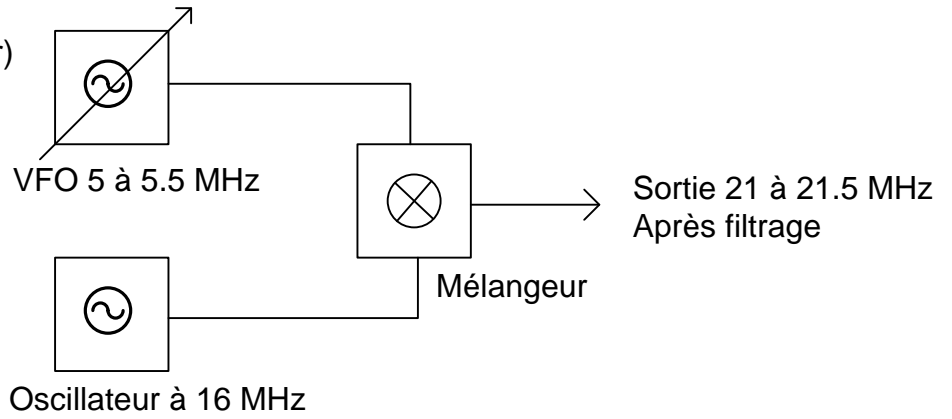


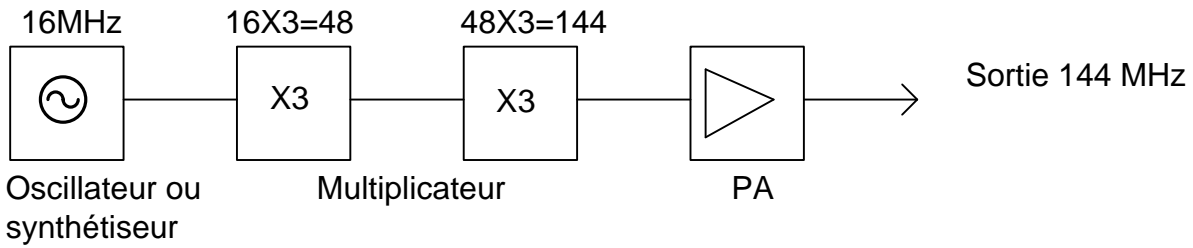
Figure 20.5 Modification d'un signal audio par un *speech processor* ou compresseur de modulation. (a) Le signal original avec une amplitude moyenne relativement faible. (b) Le même signal avec une amplitude moyenne plus élevée mais conservant toutes les caractéristiques du signal original. On remarque que la puissance de crête reste inchangée.

Emetteur : (2)

VFO : (variable frequency oscillateur)



Multiplicateurs de fréquence :



Emetteur CW

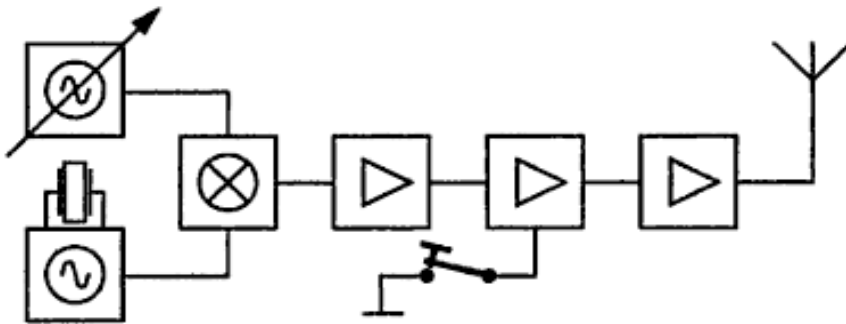
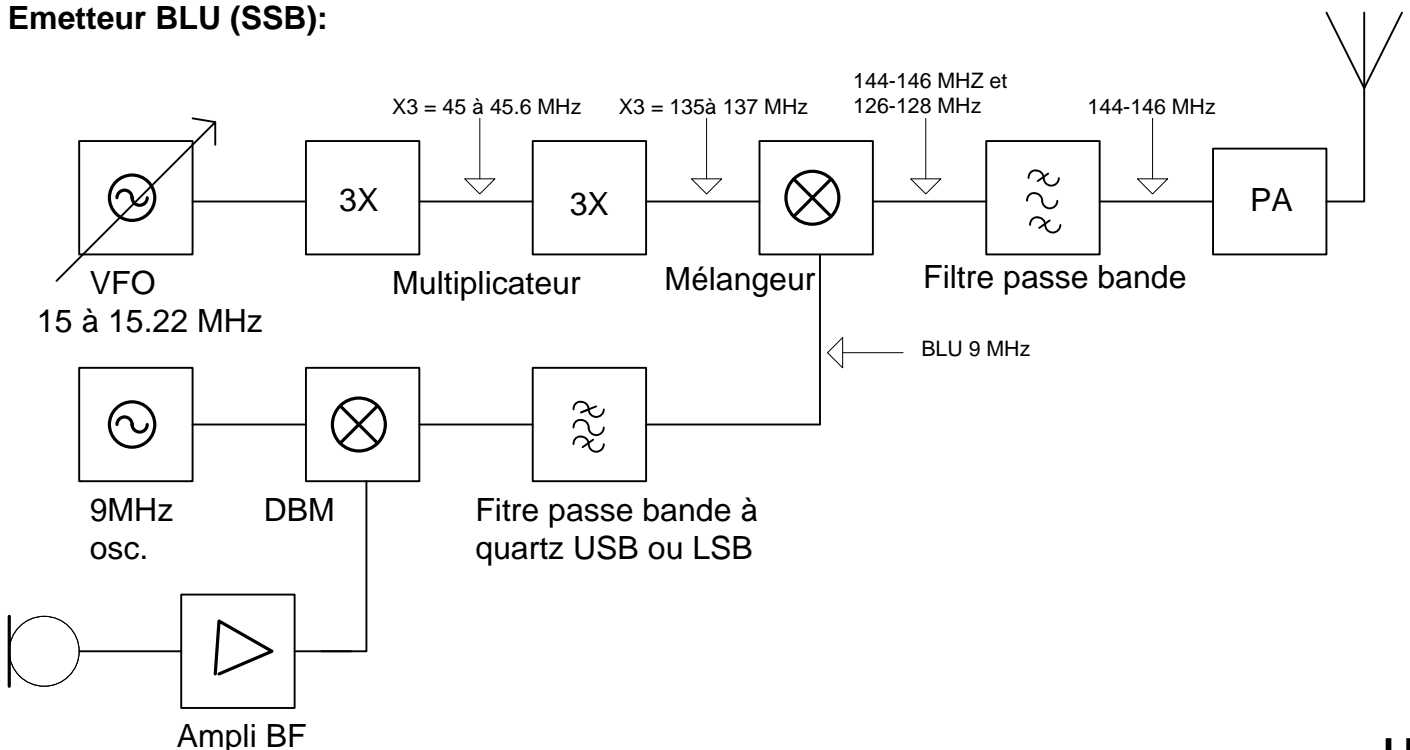


Figure 20.8 Schéma bloc d'un émetteur de télégraphie. Le manipulateur est séparé des oscillateurs par au moins un étage tampon.

Emetteur BLU (SSB):



Emetteurs (3)

Emetteurs FM

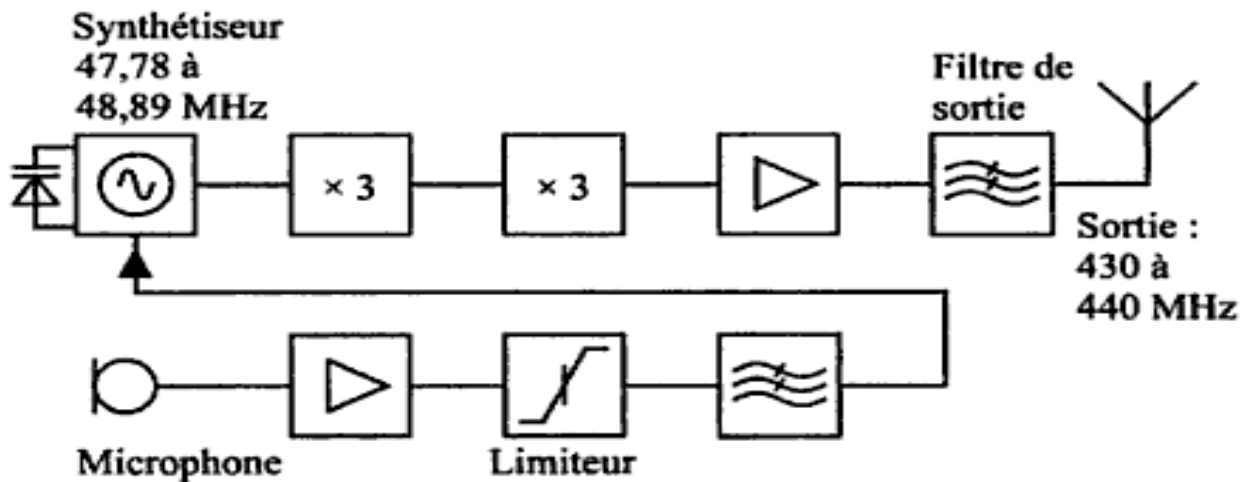


Figure 20.10 Schéma bloc d'un émetteur FM. La chaîne du haut génère la fréquence d'émission, en bas, la chaîne BF.

Comme la fréquence du synthétiseur est multiplié par $1 \times 3 = 3$ et $3 \times 3 = 9$ donc:
 $47.78 \times 9 = 430$ MHz et $48.89 \times 9 = 440$ MHz . La bande de l'émetteur est bien de 430 à 440 MHz

Synthétiseur PLL:

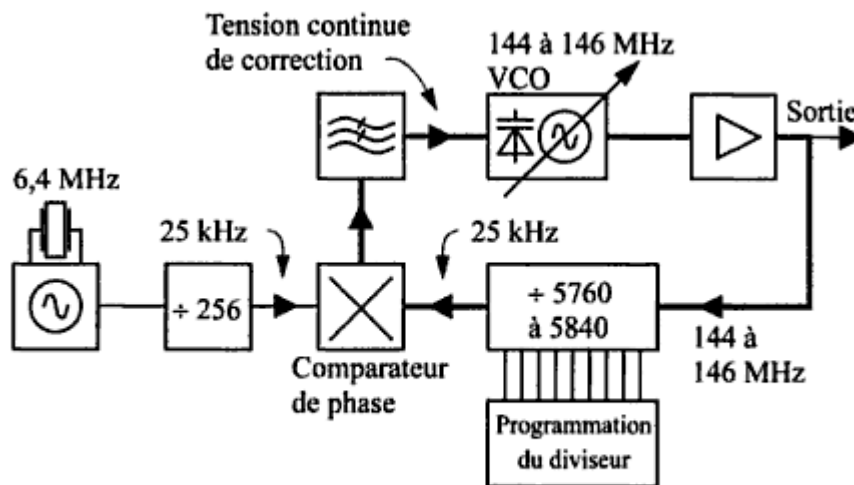


Figure 20.12 Schéma bloc de synthétiseur PLL. Le signal de sortie est de 144 à 146 MHz, par pas de 25 kHz.

Synthétiseur à microprocesseur :

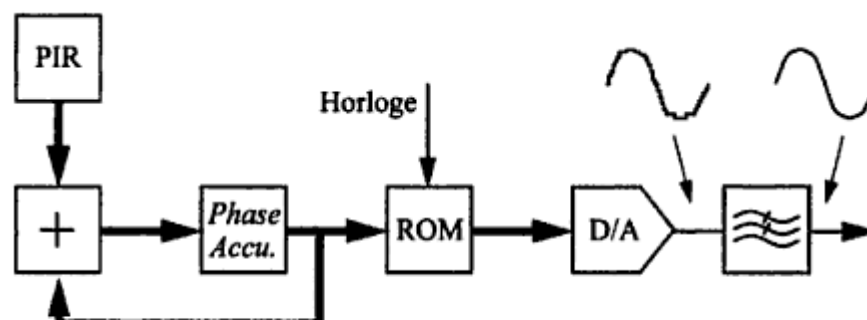
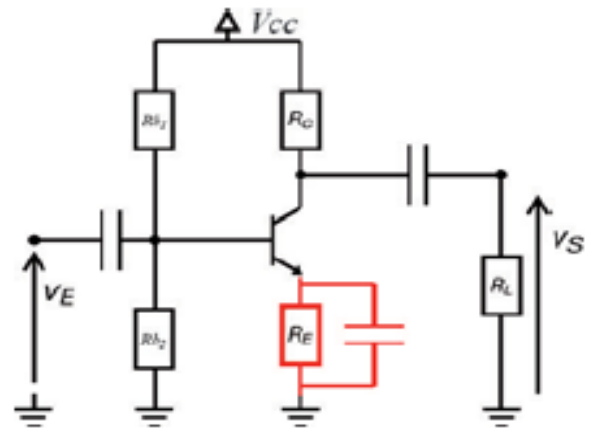
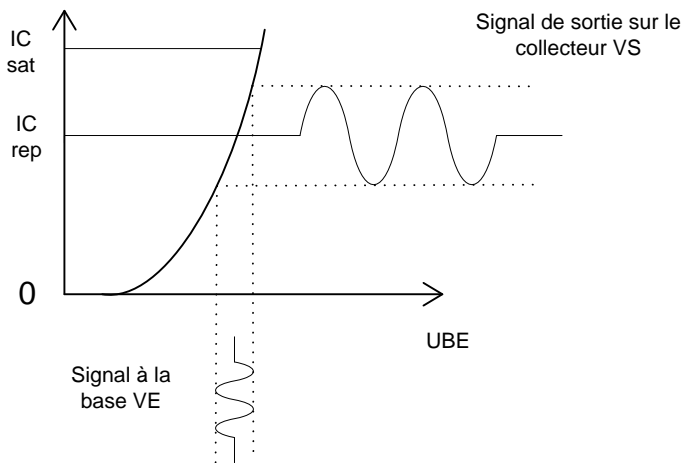


Figure 20.13 Schéma bloc d'un synthétiseur DDS. Tout ce qui est en avant du convertisseur D/A est en technique numérique.

Etage final :

Classe A:

I_C mA



Classe B:

Représentons de nouveau la courbe $U_{BE} - I_C$ pour un transistor, mais cette fois polarisé en classe B, c'est-à-dire avec un courant de repos juste nul.

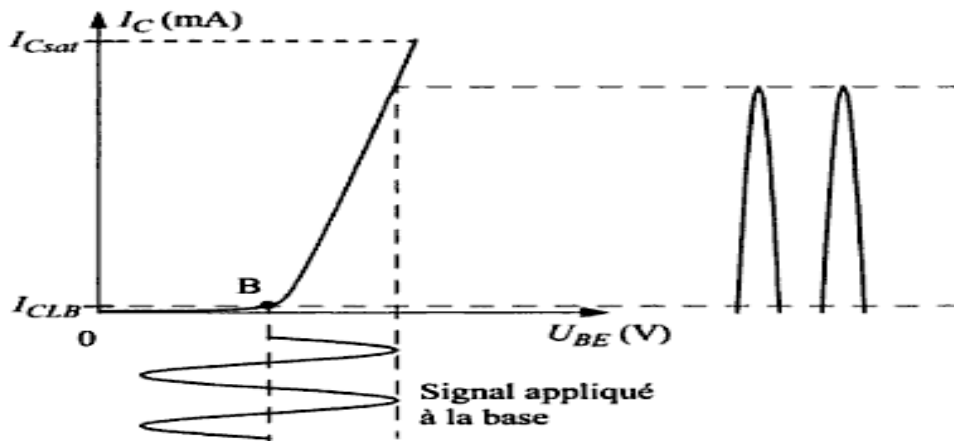


Figure 21.4 Principe de la polarisation en classe B. En absence de signal à amplifier, le courant de repos est quasiment nul (I_{CLB}).

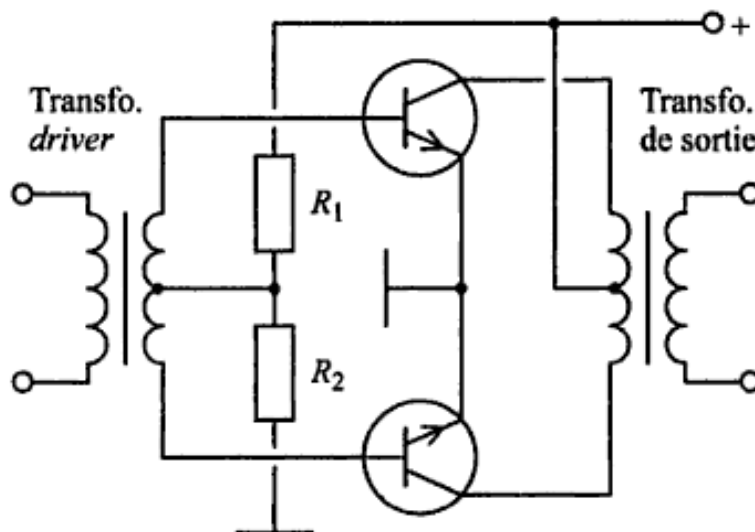


Figure 21.5 Montage *push-pull* normalement polarisé en classe B. Chaque transistor conduit successivement pour chaque demi-période.

Etage Final

Classe B en HF:

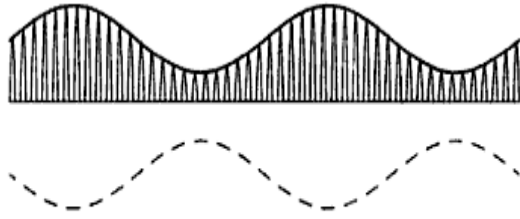


Figure 21.6 Un signal HF modulé en AM ne souffre de distorsion que dans sa partie HF lorsqu'il est amplifié par un amplificateur en classe B.

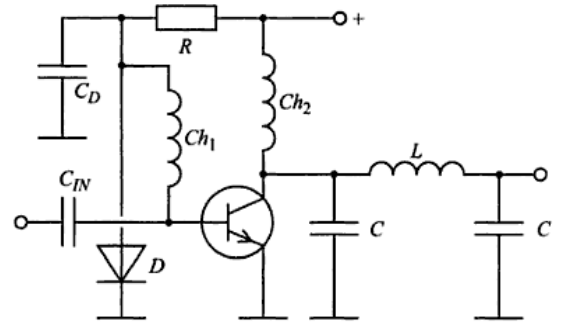
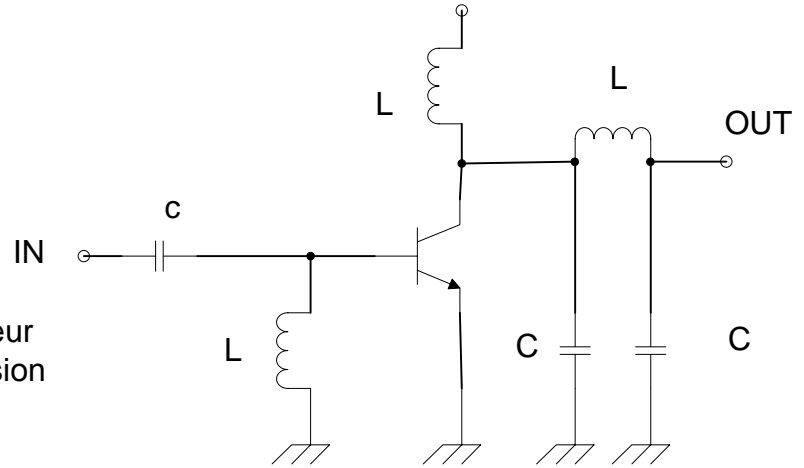


Figure 21.7 Étage de sortie HF polarisé en classe B. La chute de tension dans la diode D polarise le transistor juste au seuil de conduction.

Classe C :

Etage de sortie HF en classe C. La base est polarisée à 0 V par l'intermédiaire de L1 et la collecteur est alimenté par L2. La sortie collecteur est suivie d'un filtre destiné à atténuer la distorsion introduite par la classe C



3. Classes de fonctionnement d'un amplificateur

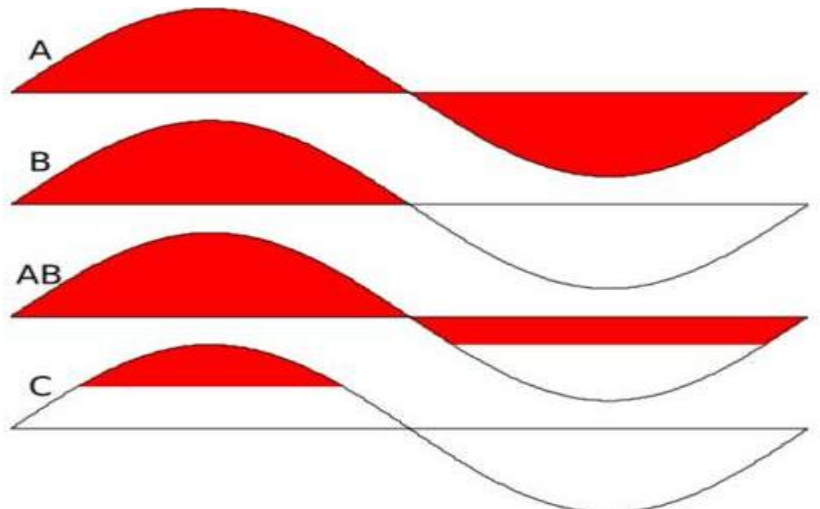
		Rendement maximal théorique	Bande passante
classe A BLU (FM-CW)	un seul transistor qui conduit pendant toute une période	liaison directe : 25 % liaison transfo. : 50 %	large bande Courant de repos la moitié du courant de pointe
classe B AM et BLU (FM-CW)	deux transistors conduisant chacun pendant une demie période	$\frac{\pi}{4} = 78,5 \%$	large bande Courant de repos nul
classe C FM-CW	un transistor qui conduit pendant une durée inférieure à une demie période	100 %	sélectif Courant de repos nul

Résumé:

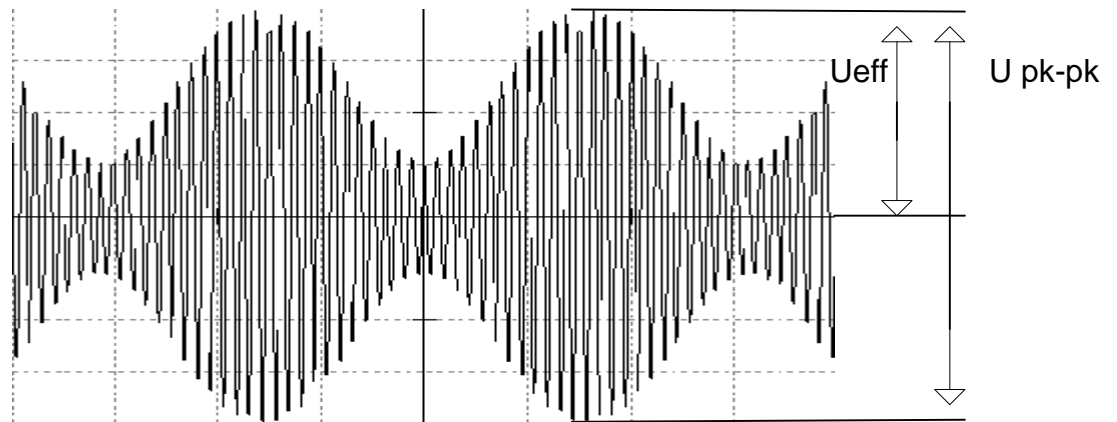
Classe A : 1 transistor qui conduit pendant toute la période.

Classe B : 1 transistor qui conduit pendant la période positive.
2 transistors conduisant chacun pendant toute une période.

Classe C : 1 transistor qui conduit pendant une durée inférieure une demi période



Puissance PEP :



PEP (Peak Envelope Power) qui signifie Puissance de pointe de l'enveloppe.

La puissance PEP est calculée:

$$P_{pep} = \frac{U_{eff}^2}{R}$$

La tension efficace :

$$U_{eff} = \frac{U_{pk-pk}}{2.828} \quad (2 * \text{Racine de } 2)$$

Filtre de sortie HF:

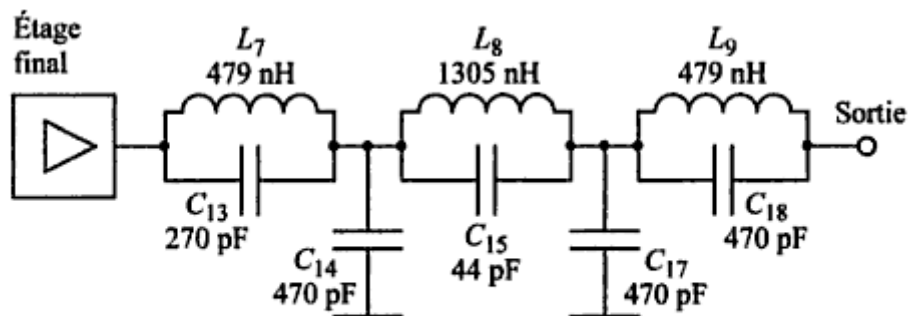


Figure 21.13 Filtre de sortie typique d'un émetteur commercial, pour la bande des 40 m (7 MHz).

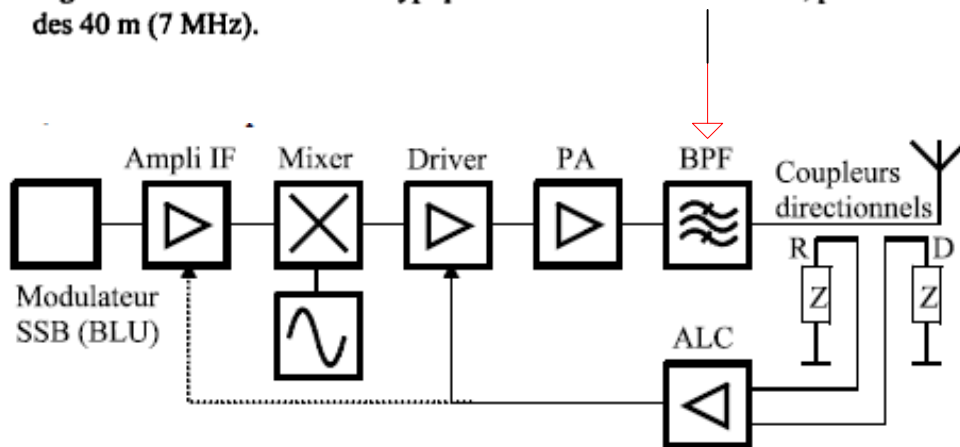


Figure 5.7 Schéma bloc simplifié d'un émetteur BLU, montrant le fonctionnement de l'ALC.

Récepteurs 1:

22.1.1 Principe de la réception

La figure suivante représente le schéma bloc de base d'un récepteur. Nous pouvons y distinguer 5 parties qui sont de la gauche vers la droite :

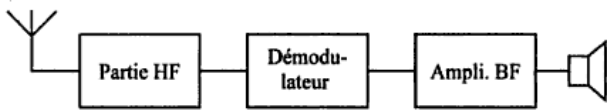


Figure 22.1 Schéma de principe de base d'un récepteur.

1. L'antenne	Généralement externe, elle n'est interne que sur certains appareils grand public.
2. La partie HF	Un simple circuit accordé ou plusieurs étages.
3. Le démodulateur	Un par type de modulation recevable.
4. La partie BF	Un amplificateur, quelquefois avec filtres.
5. L'élément de sortie	Haut-parleur, écouteurs ou affichage électronique.

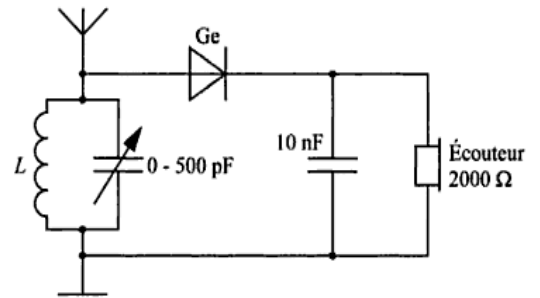


Figure 22.2 Avec L réalisé en bobinant 60 tours de fils sur un diamètre de 3 à 4 cm et une antenne long fil (quelques m), ce récepteur AM permet l'écoute de stations locales puissantes.

1. Jusque vers 1900 on pensait qu'un fluide appelé éther remplissait l'univers et qu'il supportait la propagation des ondes. De nos jours on sait que ce n'est pas le cas, mais le terme est resté.

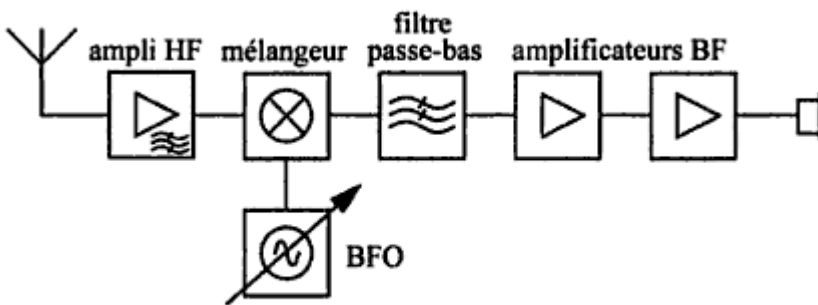


Figure 22.18 Schéma de principe d'un récepteur à conversion directe.

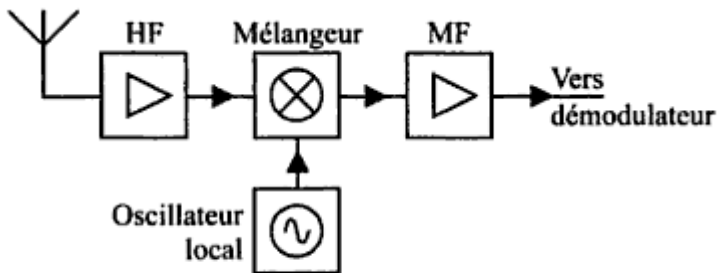
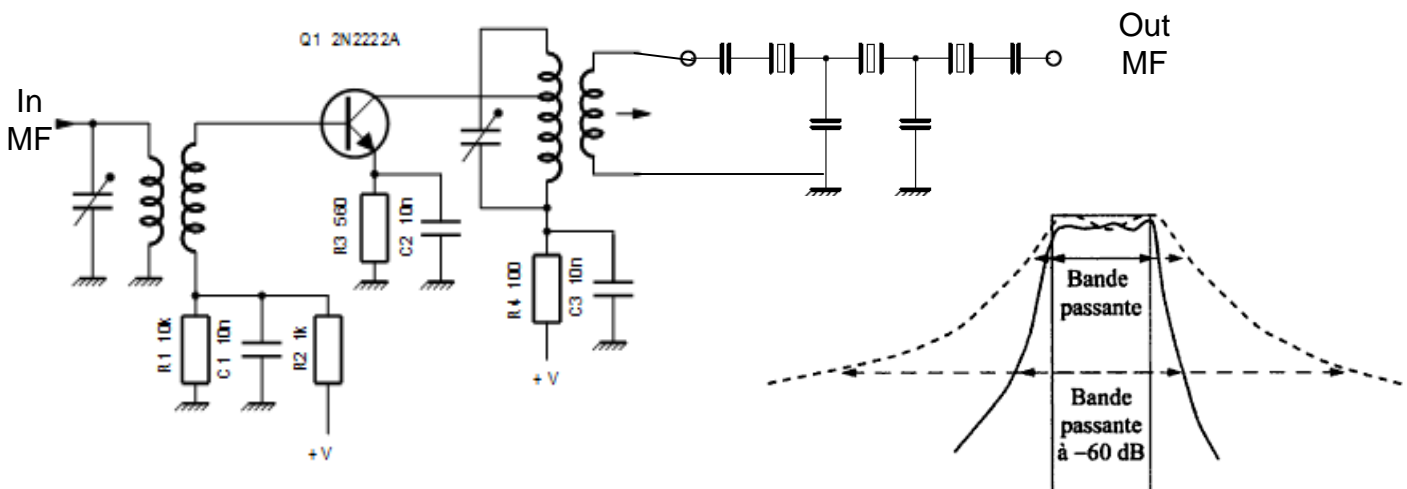


Figure 22.5 Le superhétérodyne fait appel à un oscillateur local pour effectuer un changement de fréquence.



Amplificateur MF suivit d'un filtre à quartz.

Figure 22.8 La sélectivité des filtres à quartz (trait plein) est meilleure que celle des filtres LC (pointillé), comme en témoigne la raideur des flancs d'un filtre à quartz. En trait fin, le gabarit d'un filtre idéal.

Récepteur 1 : (2)

Démodulateur AM

a) Aspect spectral

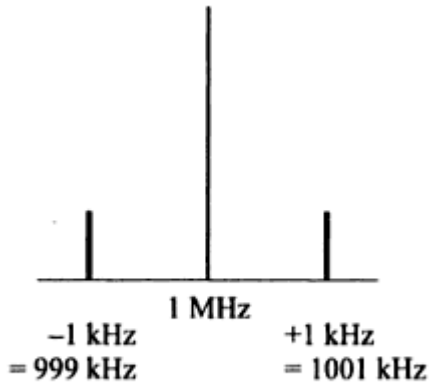


Figure 22.9 Spectre d'une émission en AM sur 1 MHz.

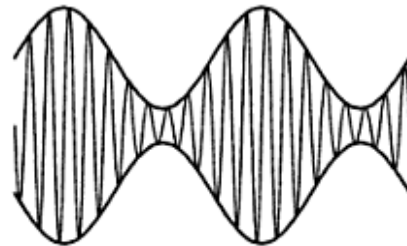


Figure 22.10 Signal HF modulé en amplitude appliqué à l'entrée d'un détecteur AM.

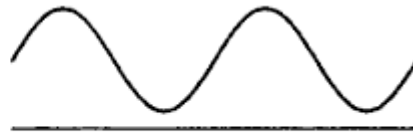
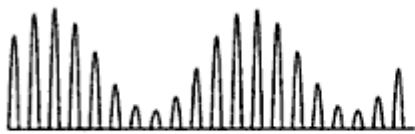
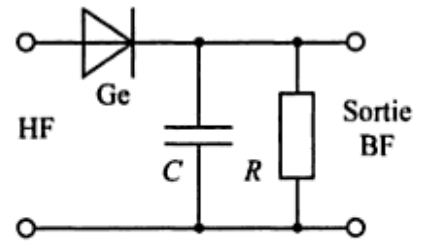


Figure 22.11 Par filtrage du signal détecté (redressé), on retrouve le signal de modulation original.

Démodulateur SSB (BLU):

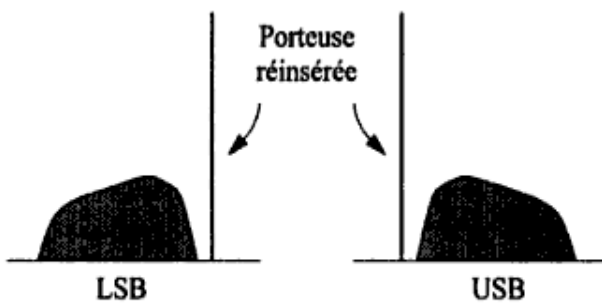
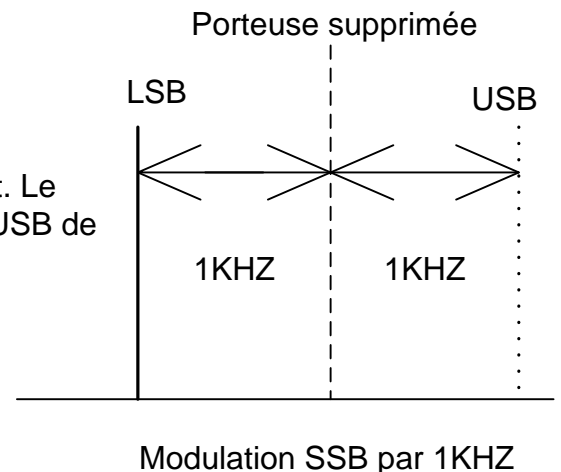
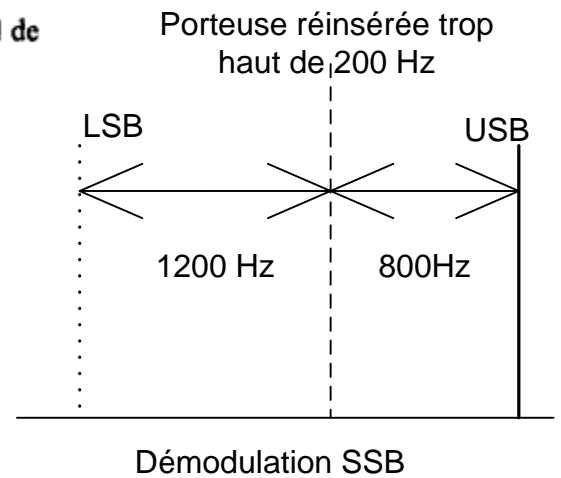


Figure 22.12 Ré-insertion de la porteuse dans un signal BLU, pour démodulation.

Démodulation par réinsertion de la porteuse de 200 Hz trop haut. Le signal LSB se trouve décalé de 200 Hz vers le haut et le signal USB de 200 Hz vers le bas.



Exemple de modulation LSB et USB ; chaque signal se trouve à 1 KHz de la porteuse supprimée.

Récepteur 1 : (3)

Démodulateur FM :

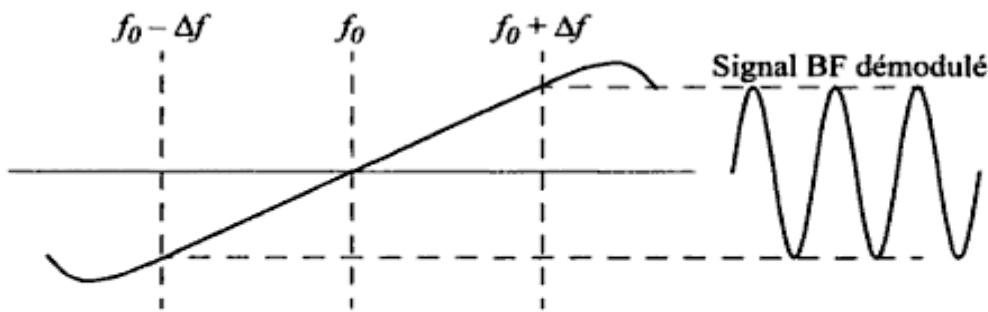
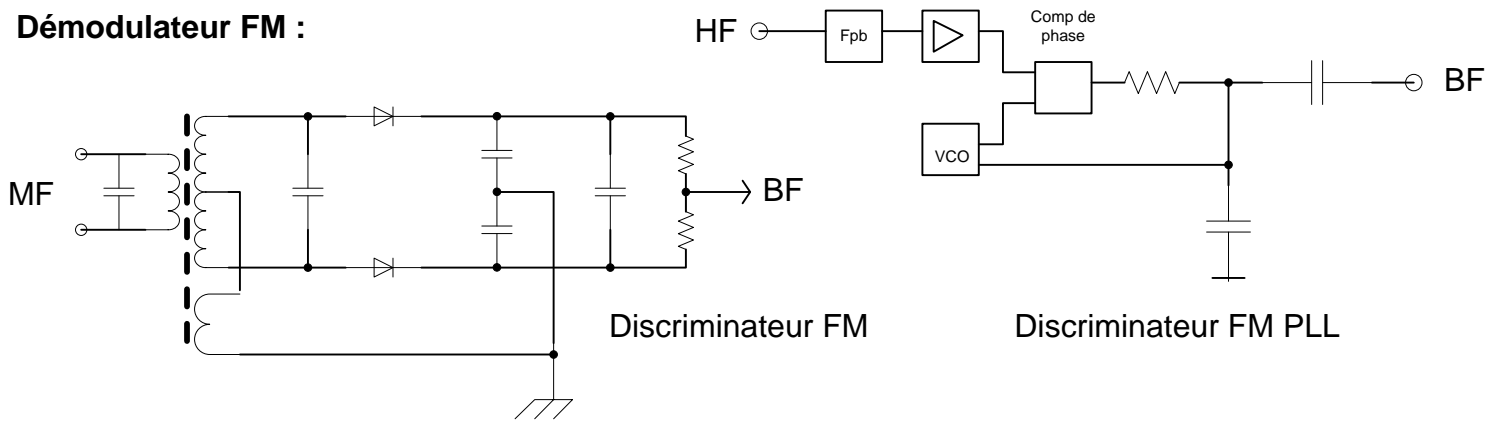


Figure 22.15 Courbe en « S » typique d'un discriminateur FM. f_0 est la valeur centrale de la moyenne fréquence ; le signal FM varie de $\pm\Delta_f$ autour de cette fréquence.

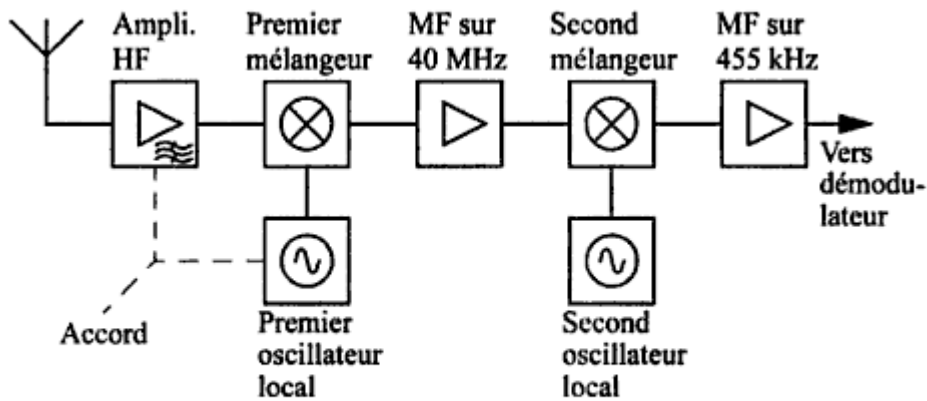


Figure 23.3 Principe du superhétérodyne à double changement de fréquence. La première MF rejette la fréquence image et la seconde apporte la sélectivité.

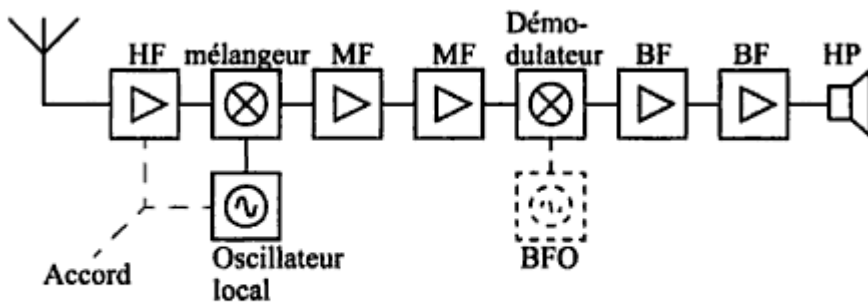


Figure 22.16 Schéma bloc d'un récepteur superhétérodyne ; le BFO n'est utile que pour la réception de la CW et de la BLU.

Récepteur 1 : (4)

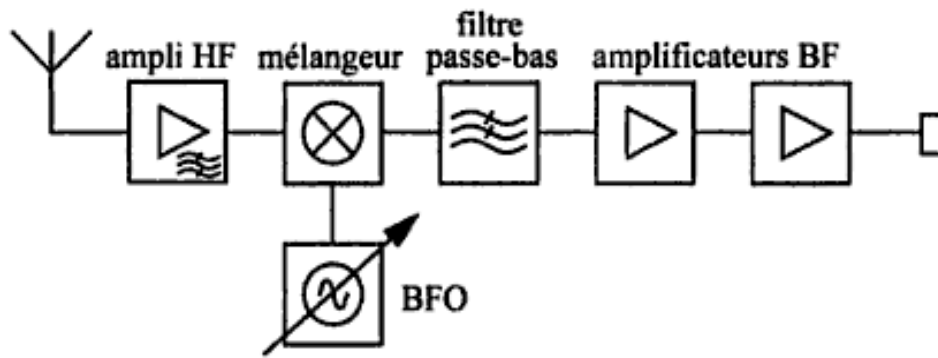


Figure 22.18 Schéma de principe d'un récepteur à conversion directe.

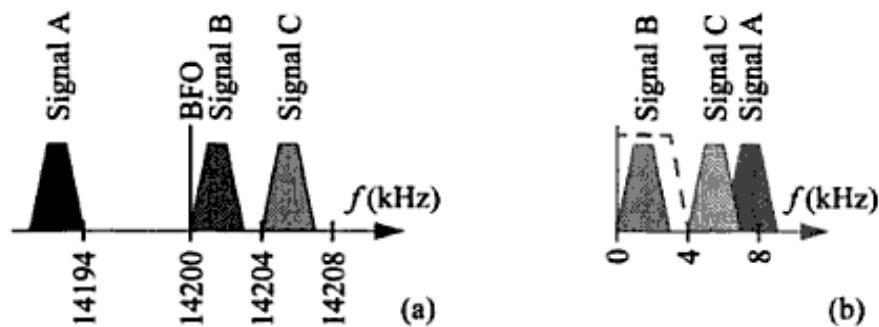


Figure 22.19 Principe de réception par conversion directe. Un simple filtre BF passe-bas permet dans la majorité des cas de sélectionner le signal désiré – trait pointillé en (b).

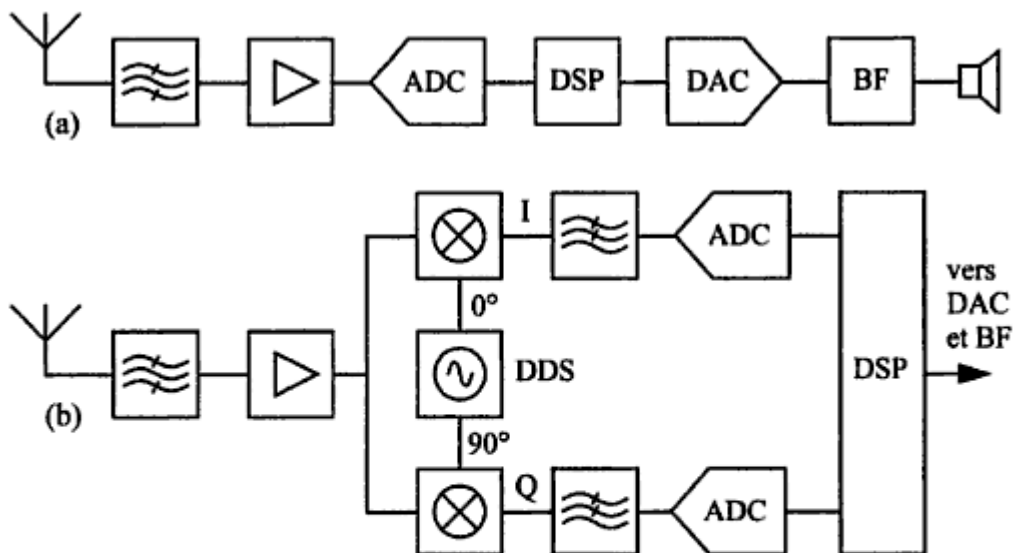


Figure 22.20 Deux exemples de SDR. En haut, le signal est directement numérisé après amplification, le DSP assure alors le changement de fréquence, la syntonisation, le filtrage et la démodulation. En bas, le bloc DDS (*Direct Digital Synthesizer*) remplit la fonction d'oscillateur local. Le signal est ainsi converti à une valeur de moyenne fréquence (*low-IF*) ou directement en bande de base (*zero-IF*).

Récepteur 2 : (1) **Infradyne:** $F_{osc} = F_{rec} - IF$ $IF = F_{rec} - f_{osc}$ **image** = $F_{rec} - (2 * IF)$
Fréquence image **Supradyne:** $F_{osc} = F_{rec} + IF$ $IF = F_{rec} + f_{osc}$ **F image** = $F_{rec} + (2 * IF)$
 $F_{osc} = F_{rec} - F_{image} / 2$

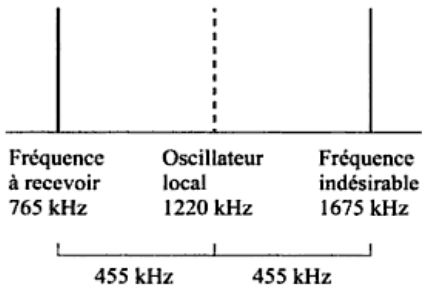


Figure 23.1 La fréquence image est la fréquence indésirable reçue par symétrie autour de l'oscillateur local.

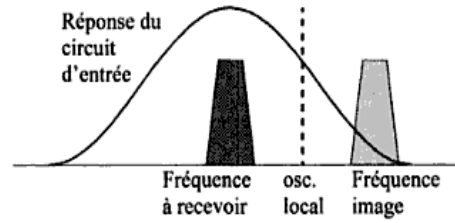
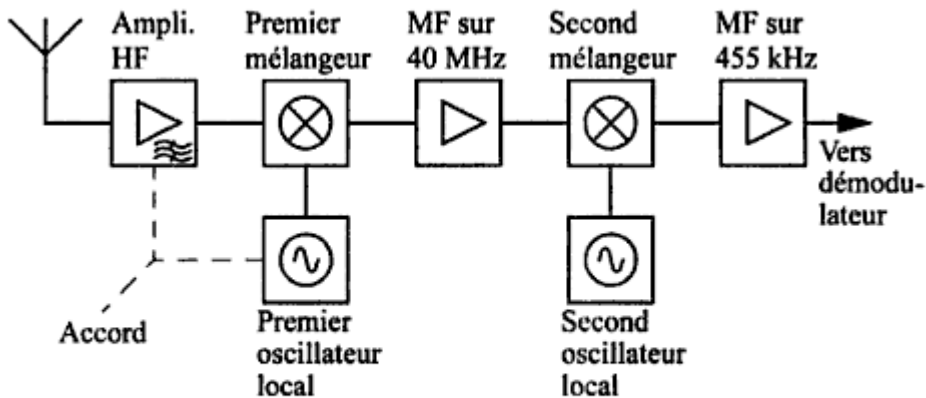


Figure 23.2 Le circuit accordé d'entrée ne fournit souvent pas une atténuation suffisante de la fréquence image dans un superhétérodyne simple.



Rapport signal/bruit:

Plus le rapport en dB est grand plus le récepteur est sensible.

Rapport Signal/Bruit :

Ex: Si un Rec. À un facteur de s/b de 8 dB et que l'on applique 15 dB à l'entrée le rapport s/b sera de:
 $8 - 15 = 7$ dB.

Figure 23.3 Principe du superhétérodyne à double changement de fréquence. La première MF rejette la fréquence image et la seconde apporte la sélectivité.

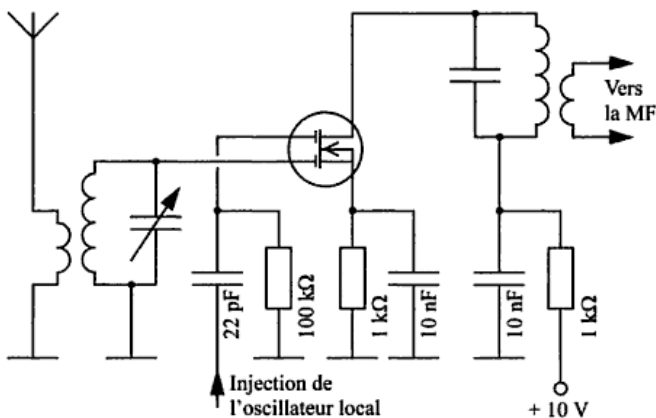


Figure 23.4 Étage d'entrée typique d'un récepteur simple de radiodiffusion. Le changement de fréquence est effectué par un MOSFET à deux portes (DG MOSFET).

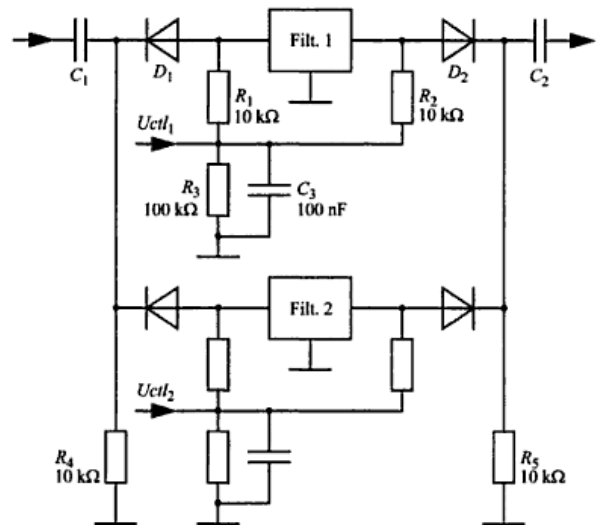


Figure 22.21 Exemple de commutation de deux filtres à quartz au moyen de diodes. Une tension appliquée sur U_{ctl1} mettra en service le filtre 1, et sur U_{ctl2} , le filtre 2.

Intermodulation.

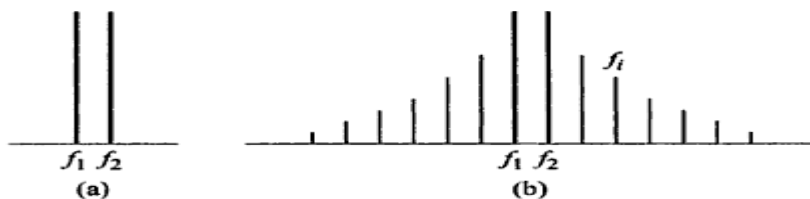


Figure 23.5 Deux signaux (trop) puissants à l'entrée d'un mélangeur séparés de $\Delta f = f_2 - f_1$ (a) peuvent produire nombre de fréquences indésirables (b). Exemple : la fréquence f_i peut-être produite par $f_2 + 2 \cdot \Delta f$ et $f_1 + 3 \cdot \Delta f$.

Intermodulation du 3^{ème} ordre $1 (2 * f_1) + f_1$ et $(2 * f_1) - f_2$
 $2 (2 * f_2) + f_1$ et $(2 * f_2) - f_1$

Récepteur 2 :(2)

Control automatique de gain. AGC ou CAG.

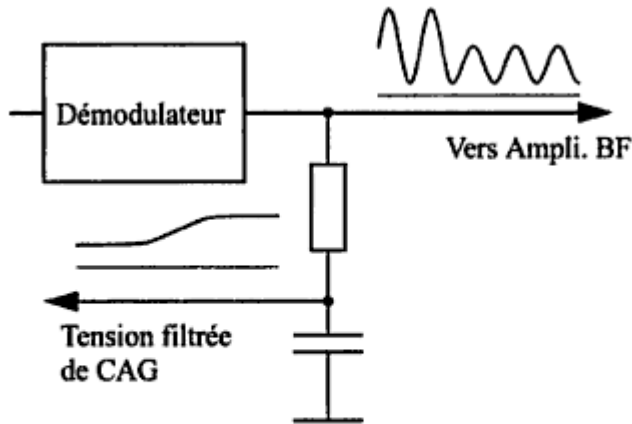


Figure 23.10 Le signal démodulé issu de la détection est filtré afin de n'en garder qu'une tension pseudo-continue, reflétant son amplitude moyenne, pour commander le gain des étages MF.

S-mètre.

Tableau 11.1 Équivalence entre des rapports de tensions et de puissances et leur expression en dB

Rapport (dB)	Rapport de puissances	Rapport de tensions
3	2	
6	4	2
10	10	
20	100	10
30	1000	
40	10 000	100
+	×	×



The real S-METER Scale

"S"=S-Meter	dB (Tension)	Reception signal
S-0	-54 dB	0.2 micro-Volt
S-1	-48 dB	0.4 micro-Volt
S-2	-42 dB	0.8 micro-Volt
S-3	-36 dB	1.5 micro-Volt
S-4	-30 dB	3 micro-Volt
S-5	-24 dB	6 micro-Volt
S-6	-18 dB	12.5 micro-Volt
S-7	-12 dB	25 micro-Volt
S-8	-6 dB	50 micro-Volt
S-9	Reference	0.1 milli-Volt
S-9 +10dB	+10 dB	0.3 milli-Volt
S-9 +20dB	+20 dB	1 milli-Volt
S-9 +30dB	+30 dB	3 milli-Volt
S-9 +40dB	+40 dB	10 milli-Volt

Facteur de bruit. $\text{Fact.} = \frac{\text{SNR}_{\text{entrée}}}{\text{SNR}_{\text{sortie}}}$

Ligne de transmission : (1)

Lignes asymétriques.

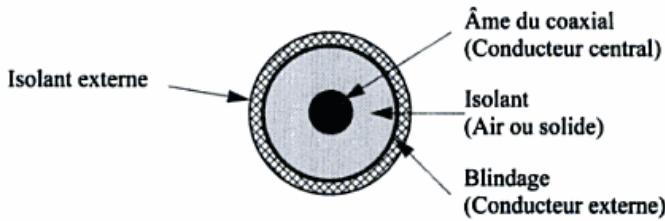


Figure 24.1 Dans un câble coaxial les différents constituants sont concentriques.



Figure 24.2 Ligne coaxiale (asymétrique) alimentée et chargée (R_L) par rapport à la masse.

Un courant va donc être débité par la source et la valeur de ce courant est :

$$I = U / Z \text{ d'où } Z = Z_0 = U / I$$

où Z_0 (Z zéro) représente l'impédance caractéristique du câble.

Les câbles coaxiaux ont généralement une impédance Z_0 entre 50 et 100 Ω , alors que les lignes symétriques vont de 200 à 600 Ω .

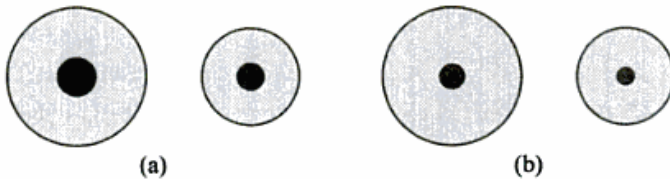
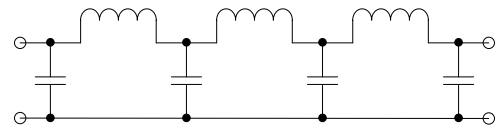


Figure 24.7 En (a) deux exemples de coaxial 50 Ω ; en (b) 2 exemples de coaxial 100 Ω .



Représentation à l'aide de composants LC d'une ligne coaxiale.

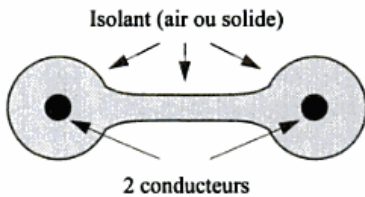


Figure 24.3 Ligne symétrique ; les deux conducteurs sont maintenus à un espacement constant par l'isolant.

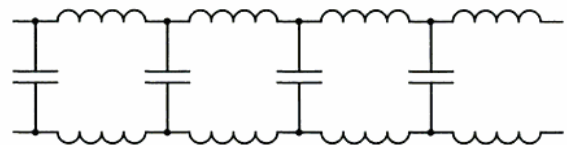
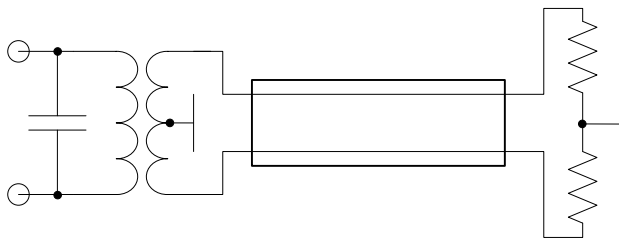


Figure 24.6 Représentation à l'aide de composants LC d'une ligne symétrique.



Ligne symétrique (feeder) alimenté symétriquement par rapport à la masse et chargé de même.

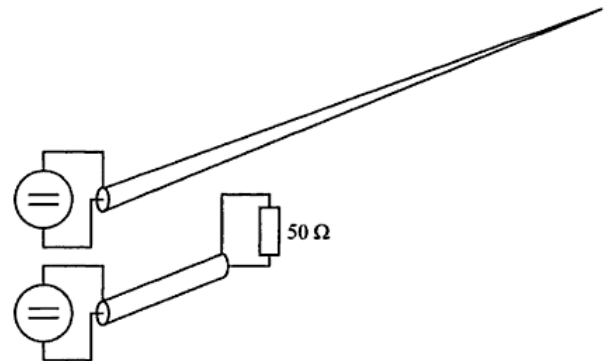


Figure 24.8 La source de tension ne « voit » pas de différence entre une ligne infiniment longue et un segment de ligne proprement terminé.

Atténuation.

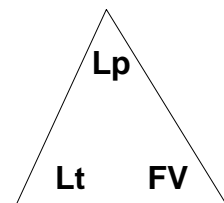
Les pertes dans une ligne de transmission s'expriment en dB par unité de longueur et à certaines fréquences : par exemple un câble coaxiale à une perte de 3dB au 100 m. à 30 MHz et 12 dB/100m. à 300 MHz. (type RG-58) **Att = $\frac{dB * L \text{ câble}}{100}$**

Vélocité.

Le facteur de vélocité dépend de la constante diélectrique ϵ de l'isolant entre les conducteurs.

$$FV = 1 / \sqrt{\epsilon}$$

L_p = longueur physique L_t = longueur théorique FV = facteur de vélocité



Ligne de transmission : (2)

Balum : Rapport de transformation

$$\text{Rapp.} = \sqrt{\frac{Z_p}{Z_s}}$$

N_p = nombre de spires au primaire N_s = nombre de spires au secondaire **Rapp** = rapport

Longueur d'onde :

$$\text{L. onde} = \frac{300}{\text{FMHz}} \quad \text{et pour le quart d'onde} = \frac{\text{L. onde}}{4}$$

Facteur de correction . Longueur réelle du 1/4 d'onde = Lquart * Facteur ROS ou TOS:

$$\text{ROS} = \frac{\sqrt{P_d} + \sqrt{P_r}}{\sqrt{P_d} - \sqrt{P_r}}$$

$$\text{ROS} = U_{\text{max}} / U_{\text{min}} \quad \text{Ros} = I_{\text{max}} / I_{\text{min}} \quad \text{Ros} = Z_o / R \quad \text{Ros} = R / Z_o$$

P_d = puissance direct P_r = puissance réfléchi

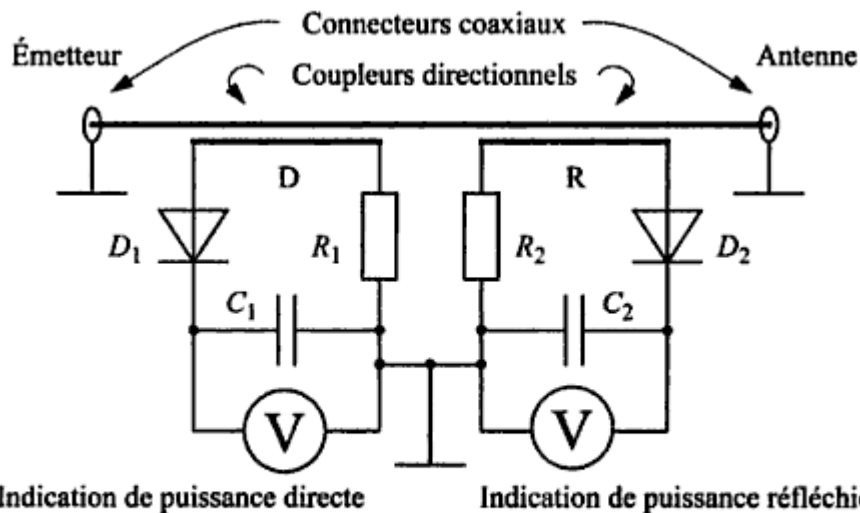
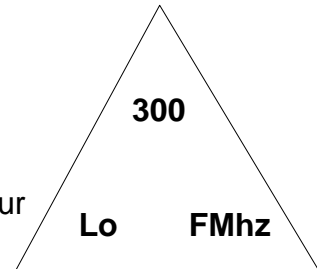
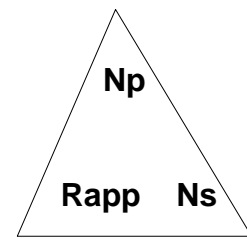


Figure 24.10 Schéma de principe d'un ROS-mètre. La tension obtenue aux bornes de deux coupleurs directionnels est redressée, puis mesurée. Le coupleur D mesure l'onde directe, le coupleur R mesure l'onde réfléchi.

ALC

Autonatic level control – ALC

Contrôle la puissance d'émission si il y a surmodulation ou un mauvais TOS

Boite d'accord

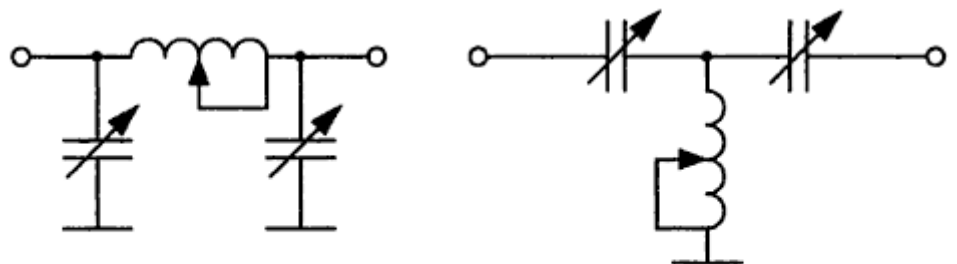


Figure 24.13 Circuits d'adaptation d'impédances en π et en T tels qu'utilisés dans les boîtes d'accord.

Circuit réjecteur **notch** est un coaxiale ouvert 1/4 d'onde. Les formules sont :

$$L = \frac{300}{\text{FMHz}} \quad \text{Longueur d'onde} \quad \text{et} \quad L_T = L_T * FV$$

Propagation:

Polarisation

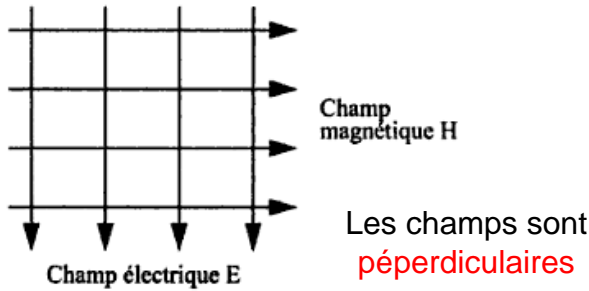


Figure 25.1 Le rayonnement électromagnétique (ondes) est composé du champ magnétique H perpendiculaire au champ électrique E.

Seul le champ électrique compte pour la polarisation et la propagation.

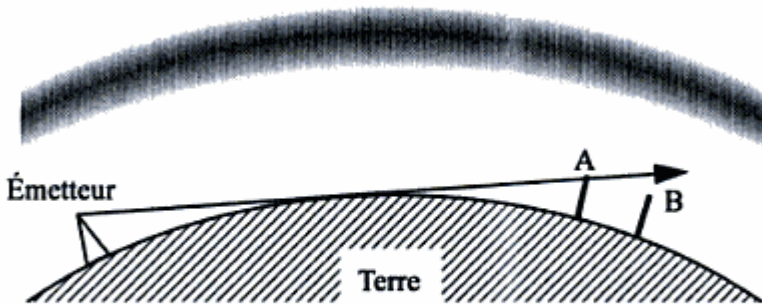


Figure 25.2 La courbure de la terre empêche la station réceptrice B de recevoir le signal direct de l'émetteur.

Onde directe ou onde de sol au dessus de 50 MHz

Atténuation :

La puissance d'un signal s'atténue d'une façon inversement proportionnelle au carré de la distance.

Couches de l'ionosphère:

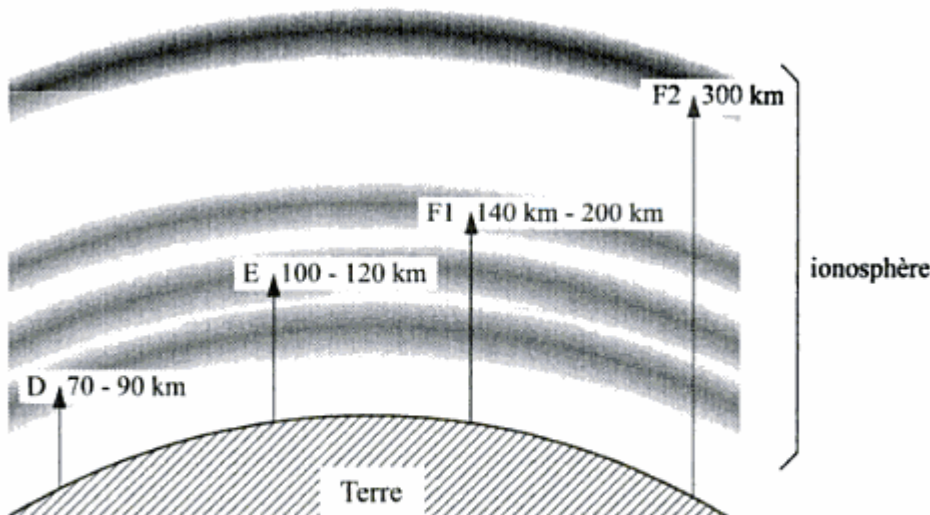


Tableau 25.1 Couches de l'ionosphère

Couches	Altitude
F1 et F2	140 à 400 km
E	110 km
D	80 km

Figure 25.3 Les couches de l'ionosphère dues aux effets ionisants du rayonnement solaire. La hauteur des 2 couches F peut varier considérablement ; elles peuvent même se rejoindre la nuit.

Propagation : (2)

Propagation par réflexions

Les couches E et F sont ionisées par le soleil et permettent les liaisons HF. La durée d'un cycle solaire est de 11 ans

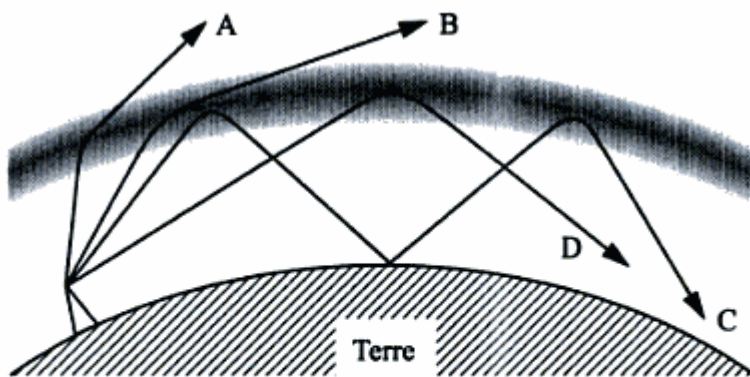


Figure 25.4 Modification de la propagation par les couches de l'ionosphère. L'onde de trajet A traverse l'ionosphère avec peu de déviation. L'angle en B est presque suffisant pour provoquer une réflexion de l'onde. En C, l'onde subit 2 réflexions (ou plus). En D, l'angle de réflexion permet une portée maximale par réflexion simple.

Propagation par conduit (ducting) et Es (lire é sporadique)

Short-skip est la réflexion sur la couche E sporadique permettant des liaisons a courte distance moins de 100 Km particulièrement sur la bande des 10 m.

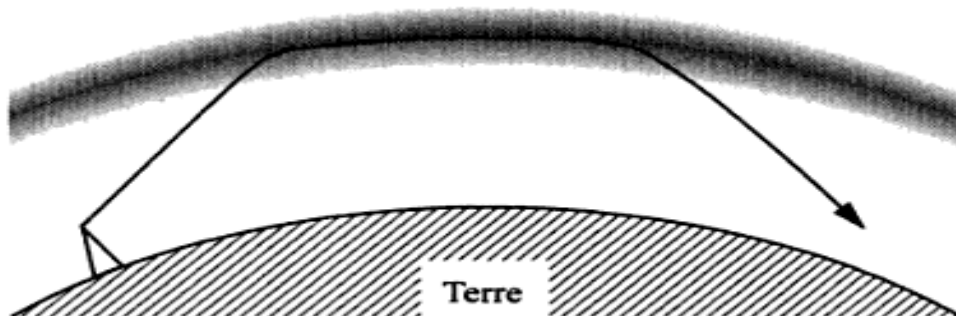


Figure 25.5 Exemple de propagation par conduit (*ducting*).

Zone de silence

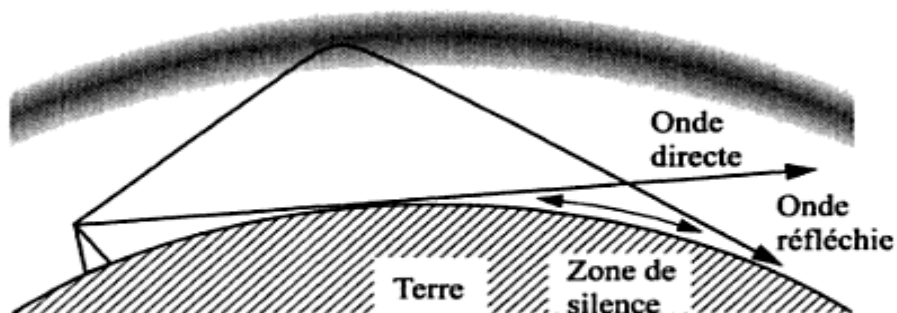
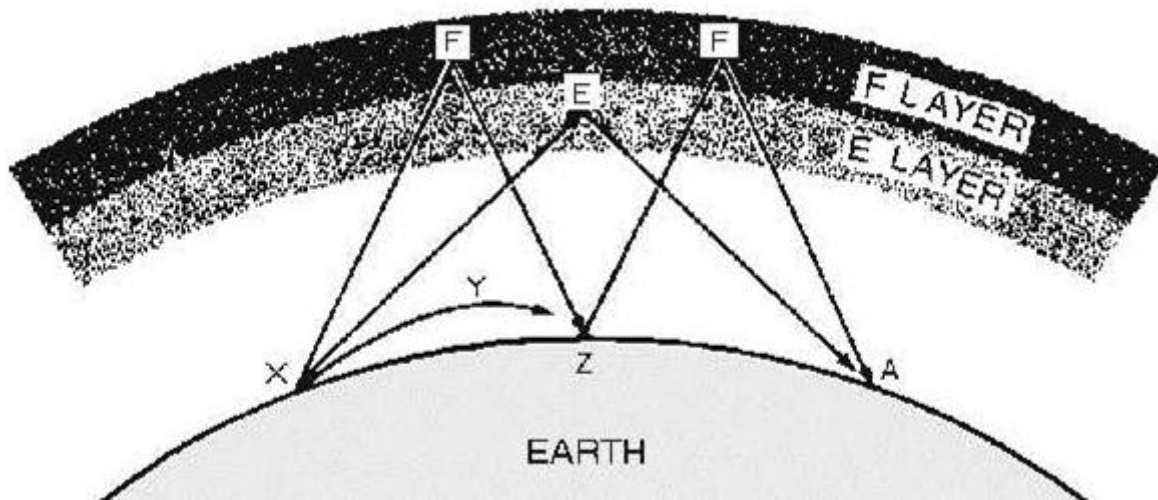


Figure 25.6 La zone de silence est située entre la fin de la zone de propagation par onde directe et le début de la zone de propagation par réflexion.

Les aurores boréales provoquent des champs de ionisations qui permettent la réflexion des VHF rendant possible des liaisons à grande distance. Les signaux ainsi réfléchis ont une sonorité très rauque.

Propagation (3)

Fading



Le fading a pour origine la différence de temps mise par les ondes pour rejoindre le point A et les signaux arrivent en contre phase sur le récepteur et il n'y a plus de réception ou suivant le trajet de l'onde en phase et le signal est renforcé.

Effet Dellinger ou Mögel-Dellinger se manifeste sur les ondes HF (3-30MHz)

Il s'agit d'une coupure de propagation pouvant aller de quelques minutes à quelques heures dû à des éruptions solaires qui augmentent le niveau d'ionisation de la couche D.

Météor scatter : Réflexions sur les traînées ionisées laissées par les météorites entrant dans l'atmosphère. Communication en grande puissance sur 50-144-432 MHz

EME : (earth-moon-earth) terre-lune-terre réflexion des signaux sur la lune . (VHF-UHF)

25.4.5 Maximum Usable Frequency (MUF)

Nous avons vu que la nuit, les couches ionisées se désagrègent par recombinaison des ions et des électrons. La propagation par réflexions ne peut donc plus avoir lieu. Nous avons aussi dit que le niveau d'ionisation variait en fonction de la saison et de l'activité du soleil, or la propagation en haute fréquence, comme nous venons de le voir, dépend principalement de ces couches, dans des proportions variables en fonction de la fréquence. Il existe ainsi une fréquence maximale permettant d'assurer des liaisons à grandes distances. Cette fréquence varie en fonction des paramètres cités ci-dessus. Cette fréquence (variable) a été nommée Fréquence Maximum Utilisable (**MUF – Maximum Usable Frequency**). La plupart des périodiques destinés aux radio-amateurs donnent des tables de MUF pour les prévisions de propagation. Ces prédictions sont basées sur différents facteurs comportant, entre autres, l'activité solaire représentée par le nombre des **taches solaires**. La MUF est, à un instant donné, une limite infranchissable : soit il y a de la propagation, soit il n'y en a pas. La puissance ou l'antenne ont peu d'influence.

D'autres chiffres sont cités parfois de concert avec la MUF : la LUF et la FOT.

LUF. Abréviation de *Lowest Usable Frequency* (Fréquence minimale utilisable). La LUF a pour origine l'absorption du signal, vers les basses fréquences, par la troposphère. La LUF dépend ainsi de la puissance et des performances de l'antenne. C'est pourquoi cette notion est peu utilisée.

FOT. Abréviation de l'expression française (une fois n'est pas coutume !) Fréquence Optimale de Travail. La FOT se situe un peu en dessous de la MUF soit à 85% de la MUF. Cette relation fixe avec la MUF fait que cette notion est elle aussi peu utilisée.

Distance et puissance d'un émetteur

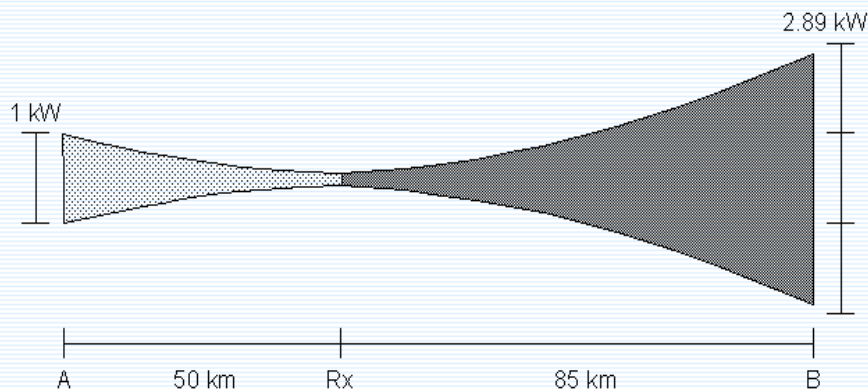
Question : Un récepteur reçoit deux émetteurs A et B. A est distant de 50 km et fait 1 kW. B distant de 85 km est reçu avec la même intensité. Quelle est sa puissance ? - PE 3.20, page 469 de la 3^{ième} édition (couverture orange) du livre 'Le RADIO-AMATEUR, Manuel de Référence'

Quelle formule utiliser ?

En effet le cours ne donne pas directement une formule pour répondre à cette question, mais le texte précise :

La puissance d'un signal s'atténue d'une façon proportionnelle au carré de la distance (Il y a une erreur dans cette phrase dans le livre, voir l'[Errata](#)). Cela signifie que si, à une certaine distance d'un émetteur, on reçoit un signal avec une certaine puissance, au double de la distance, le signal sera reçu avec une puissance quatre fois plus faible. En ce qui concerne la tension à l'antenne de réception, elle s'atténue de façon proportionnelle à la distance (Section 25.2.2 page 407).

Commençons par représenter ce que nous donne l'énoncé par un dessin.

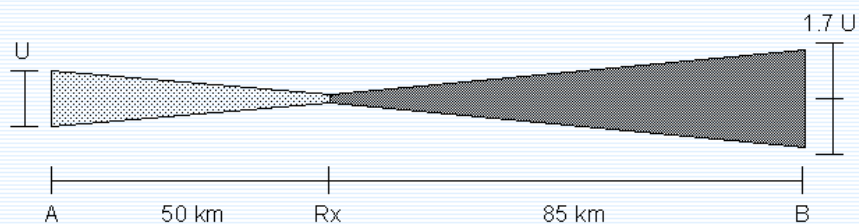


A gauche, au point A, la puissance est de 1 kW, et s'atténue en fonction du carré de la distance jusqu'au récepteur (Rx). A droite, au point B, la puissance est de 2,89 kW, et s'atténue en fonction du carré de la distance jusqu'au récepteur (Rx). La puissance reçue par le récepteur est la même dans les 2 cas.

Notons en passant que s'il s'était agi de tensions, l'atténuation (en tension) serait directement proportionnelle à la distance puisque :

$$P = \frac{U^2}{R} \quad (\text{La puissance varie au carré de la tension.})$$

La figure suivante représente ce cas. Nous y reviendrons ci-dessous.



Méthode 1 :

Le rapport des distances est de : $85/50 = 1,7$

Puisque l'atténuation en puissance est proportionnelle au carré de la distance, la puissance requise au point B est de :

$$1,7^2 = 2,89 \text{ fois plus importante, soit } 2,89 \text{ kW.}$$

Méthode 3 :

Nous pouvons aussi considérer les tensions, mais c'est une solution plus longue. Bien entendu nous ne connaissons pas la résistance en jeu ici puisque :

$$P = \frac{U^2}{R} \quad \text{et} \quad U = \sqrt{P \cdot R}$$

mais puisque nous effectuons des comparaisons de puissances, cette résistance est la même dans tout le système. Nous pouvons donc choisir une valeur appropriée pour les calculs, soit pas exemple 50 ohms ou même 1 ohm, c'est cette valeur que nous utiliserons ici.

Tension sur l'émetteur A :

$$U_A = \sqrt{P \cdot R} = \sqrt{1000 \cdot 1} = 31,62 \text{ V}$$

Sachant que le rapport des distances est de 1,7, calculons la tension en B :

$$U_B = U_A \cdot 1,7 = 31,62 \cdot 1,7 = 53,76 \text{ V}$$

Puis la puissance en B :

$$P_B = \frac{U^2}{R} = \frac{53,76^2}{1} = 2890 \text{ W}$$

Distance et puissance d'un émetteur:

Comparaison de puissance entre deux émetteurs reçu avec le même signal.

Calcul avec la tension:

Rapport de distance entre les émetteur A et B

Rapport = $\frac{\text{plus loin}}{\text{plus près}}$

$$\text{Rap.} = \frac{P_A}{P_B}$$

$$U_a = \sqrt{P * R} \quad (R = \text{impédance d'entrée du récepteur } 50\text{ohms})$$

$$U_b = U_a * \text{Rap.}$$

$$P_b = \frac{U_b^2}{R}$$

2 EM distant de 50 Km réception 60 μ V Calculer la tension à 75 Km.

$$\text{Signal} = \frac{D_{\text{prés}} * U}{D_{\text{loin}}}$$

La puissance d'un signal s'atténue. Si on double la distance le signal sera reçu avec une puissance 4x plus faible.

L'atténuation en tension est proportionnelle à la distance.

Calcul par la puissance:

$$\text{Rap.} = \frac{P_A}{P_B}$$

$$P_b = \text{Rap}^2 * P_a$$

ORNI: Ordonnance Rayonnement Non Ionisant

Les radio-amateurs ont l'obligation d'annoncer aux autorités du canton ou il habite les antennes et appareils émetteurs à partir de **6 Watts**.

Des formulaires existent sur le site de l'USKA pour le calcul des rayonnements et des pertes dans l'installation.

Antennes : (1)

Dipôle.

26.1.1 Dimensions

Le dipôle est composé de deux parties identiques, montées bout à bout, ayant chacune une longueur de 1/4 de longueur d'onde. Un dipôle est alimenté au centre (Figure 26.1).

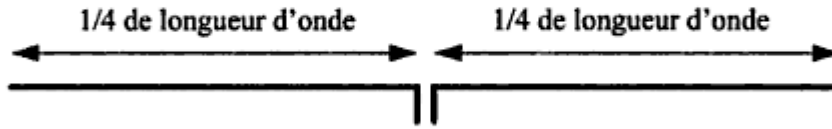


Figure 26.1 Un dipôle est composé de deux brins de 1/4 de longueur d'onde chacun. L'alimentation se fait généralement au centre.

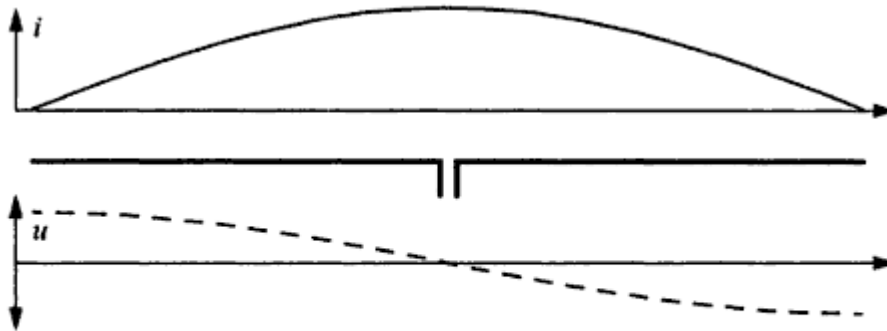


Figure 26.2 Répartition du courant et de la tension le long d'un dipôle. On parle d'alimentation en courant puisqu'au point d'alimentation le courant est à un maximum

$$\text{Londe} = 300 / \text{FMHz}$$

$$\frac{1}{4} \text{ Onde} = \text{Londe} / 4$$

$$\text{Longueur physique} = \text{L} \frac{1}{4} \text{ onde} * \text{facteur de vitesse}$$

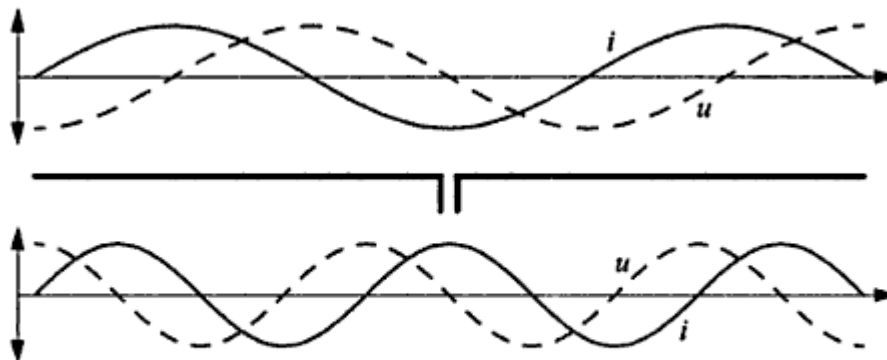


Figure 26.3 Répartition du courant et de la tension le long d'un dipôle pour l'harmonique 3 et 5 de sa fréquence fondamentale.

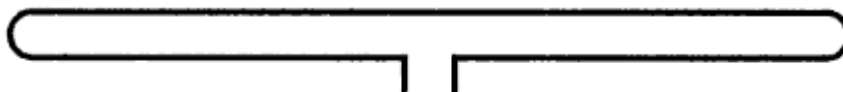


Figure 26.4 Le dipôle replié ou fermé présente une impédance quatre fois plus élevée que le dipôle simple ; sa largeur de bande est aussi plus étendue.

Champ électrique en V / M est

$$E = \left(\frac{\sqrt{\text{EIRP} * 30}}{d} \right) \quad \text{et} \quad E = \sqrt{\frac{\text{ERP} * 49}{d}} \quad (E = \text{champ électrique en V/M})$$

$$d = \left(\frac{\sqrt{\text{EIRP} * 30}}{E} \right) \quad \text{et} \quad d = \sqrt{\frac{\text{ERP} * 49}{E}} \quad (d = \text{Distance en mètre})$$

Antennes : (2)

Yagi.

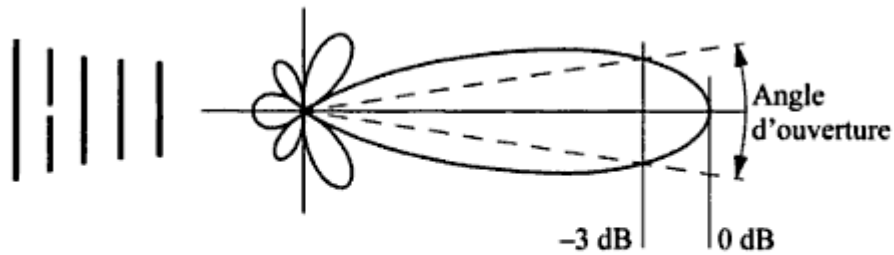


Figure 26.11 Antenne Yagi à 5 éléments et son diagramme de rayonnement. L'angle d'ouverture est normalement spécifié aux points où la puissance tombe de moitié (-3 dB).

Puissance rayonnée : $P_e * 10^x$ (dB/10)

Gain :

Le gain d'une Yagi s'exprime en dBd.

Rapport de puissance : $Rapp. = 10 * \log$ (dB/10)

Puissance ERP ou PAR : $ERP = P_{\text{metteur}} * Rapp. = E_n$ Watt

Puissance en dB EIRP est 2.14 supérieur au dB soit : $EIRP = dB + 2.14 = \text{en dB EIRP}$

Puissance en Watts EIRP : $EIRP = 10 * \log$ (dB EIRP/10)

dBd = dbdirectif

ERP = Effective Radiated Power

PAR = Puissance Apparente Rayonnée

EIRP = Effective Isotropic Radiated Power

Isotropique = Dipôle dans l'espace rayonnant dans toutes les directions comme une sphère. s'exprime en dBi.

Effet de sol.

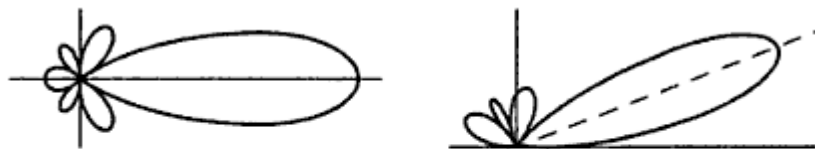


Figure 26.13 En (a) le diagramme de rayonnement dans le plan vertical dans l'espace (loin de toute masse). En (b) l'effet de sol élève les lobes en fonction inverse de la hauteur de l'antenne au dessus du sol.

La figure 26.13 représente une antenne se trouvant à une hauteur de $\frac{1}{2}$ onde au dessus du sol.

Polarisation.

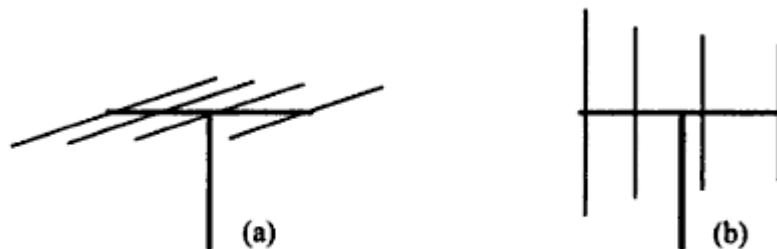


Figure 26.14 (a) Polarisation horizontale. (b) Polarisation verticale.

Couplage d'antenne Yagi :

Lorsque l'on couple 2 Yagi le gain est de 3 dB plus le gain d'une des antennes.

Si on couple 4 antennes Yagi de 8 dB cela fait 3 dB pour une paire soit 2 paires $3 + 3 = 6$ dB et $6\text{dB} + 8\text{dB}$ d'une antenne = 14 dB

Antennes: (3)

Antennes verticales.

26.3.2 Antenne *ground plane* (GP)

Ground plane signifie **plan de masse**. Comme nous l'avons vu ci-dessus, l'antenne *ground plane* est un quart d'onde monté sur un plan de masse.

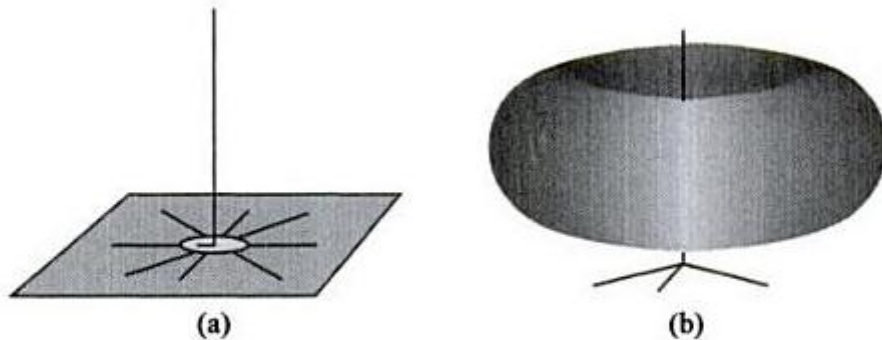


Figure 26.16 (a) Antenne GP montée au sol. (b) Diagramme de rayonnement d'un quart d'onde vertical.

Antennes raccourcies.

L'adjonction d'une self dans le (ou les) brin rayonnant permet de raccourcir ce dernier. La self peut être insérée à la base de l'antenne, le long du brin rayonnant ou dans certains cas vers le haut.

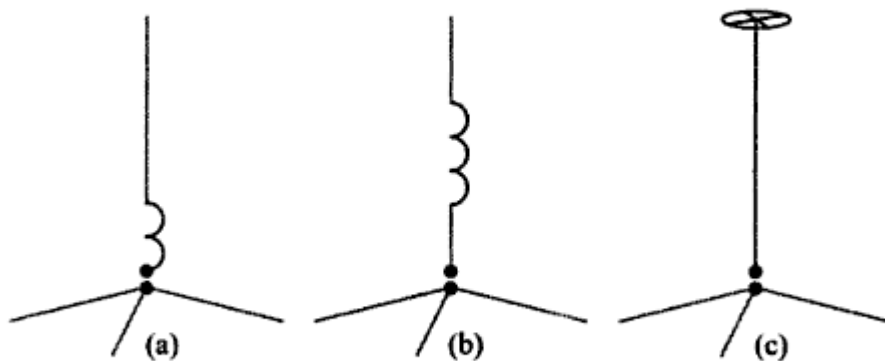


Figure 26.17 (a) Bobine à la base du brin rayonnant. (b) Bobine au milieu du brin rayonnant. (c) *Top hat* : capacité en haut du brin rayonnant.

Antennes à trappes.

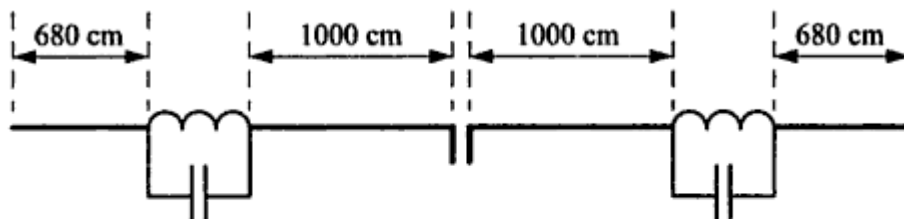


Figure 26.19 Dipôle à trappes de type W3DZZ, pouvant fonctionner sur plusieurs bandes ouvertes au service amateur.

A 3.5 MHz l'effet des condensateurs est négligeable et l'on se trouve en présence d'un dipôle raccourci dont les bobines ont été insérées au milieu de chaque brin rayonnant. A 7 MHz les trappes entrent en résonances et isole le bout de l'antenne. A 14,21,28 MHz les condensateurs servent à rallonger artificiellement la longueur du brin. L'antenne fonctionne sur 3,5,7 quart d'onde.

Antennes : (4)

Adaptation d'impédances . (Matching)

26.6.2 Gamma match

Ainsi nommé en raison de sa ressemblance avec la lettre grecque Γ (gamma majuscule). Il s'agit d'un circuit d'adaptation asymétrique (Figure 26.23).

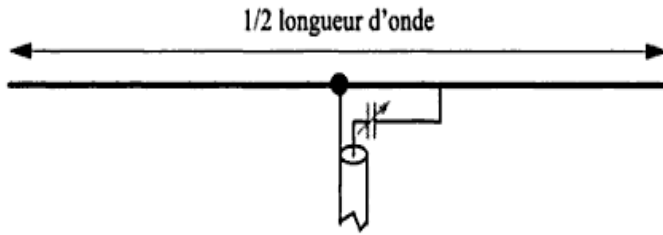
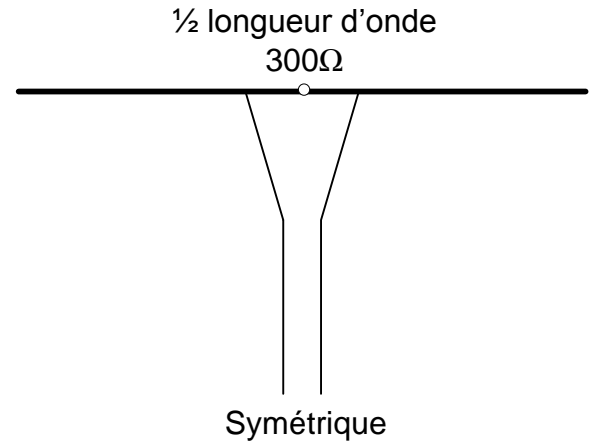


Figure 26.23 Gamma match. Il peut être ajusté soit en raccourcissant un peu les brins du dipôle, soit par l'adjonction d'une capacité ajustable (en gris).

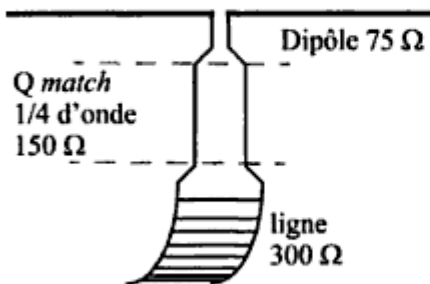
La version symétrique de ce circuit est naturellement appelée T match.

Delta match



26.6.3 Q match

Ici la lettre Q réfère au fait que ce circuit nécessite une longueur de ligne d'un quart d'onde. Cet arrangement peut servir à adapter l'impédance d'une antenne à celle d'un câble ou à adapter deux câbles d'impédances différentes entre eux.

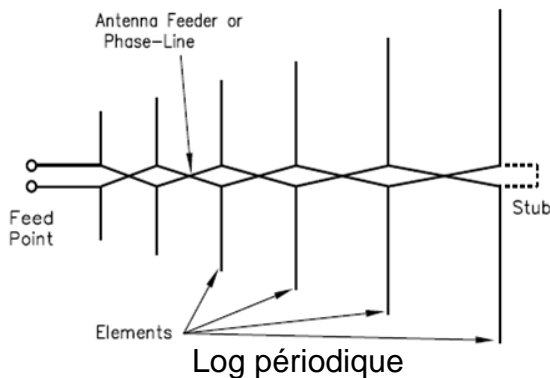
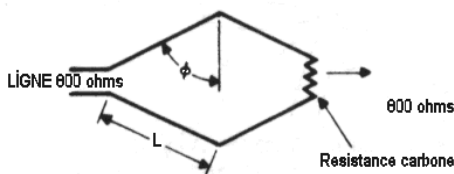


$$Z_{Q\ match} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \quad (26.1)$$

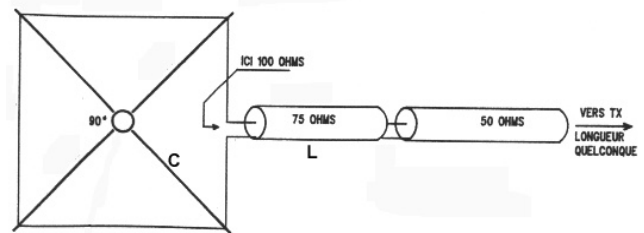
Figure 26.24 Q match utilisé ici pour adapter un câble de 300 Ω à une antenne de 75 Ω . L'impédance requise pour la section de câble est calculée au moyen de la formule (26.1).

Antennes particulières.

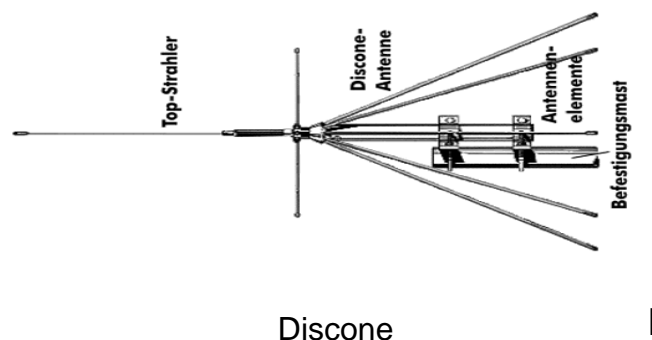
ANTENNE RHOMBIQUE OU LOSANGE



Cubical Quad



Détail du Radiateur (Alir'entation et adaptation...)



Classification des émissions.

Type de modulation

A = AM (Double bande latérale)

C = Bande latérale résiduelle

R = BLU porteuse résiduelle

J = BLU

G = Modulation de phase

F = FM modulation de fréquence

Nature du signal de modulation

1 = Modulation tout ou rien

2 = Modulation par sous porteuse tout ou rien

3 = Modulation analogique

Type d'information transmise

A = CW

B = CW et RTTY à réception automatique

C = FAX

D = Donnée et télécommande

E = Téléphonie

F = Télévision

Exemple :

A1A = CW

A3E = AM

J3E = SSB

F3E = FM

A3F = Télévision

Réglementation radioamateur - Classes d'émission

Codification des classes d'émission

	1er caractère	2ème caractère	3ème caractère
A	Double bande latérale	1 Sans emploi de sous porteuse modulante	A Télégraphie à réception auditive
C	Bande latérale résiduelle	2 Avec emploi de sous porteuse modulante	B Télégraphie à réception automatique
F	Modulation de fréquence	3 Une voie	C Fac-similé
G	Modulation de Phase	7 Deux ou plusieurs voies	D Transmisssion de données
J	Bande latérale unique porteuse supprimée		Téléphonie E
R	Bande latérale unique porteuse résiduelle		Télévision F

Classes d'émission autorisées

Classe	Description	Autorisée classes
A1A	Télégraphie pour réception auditive. Modulation d'amplitude, double bande latérale sans emploi d'une sous porteuse modulante.	1 - 2 - 3
A1B	Télégraphie pour réception automatique. Modulation d'amplitude, double bande latérale sans emploi d'une sous porteuse modulante	1 - 2
A2A	Télégraphie pour réception auditive. Modulation d'amplitude, double bande latérale avec emploi d'une sous porteuse modulante.	1 - 2 - 3
A2B	Télégraphie pour réception automatique. Modulation d'amplitude, double bande latérale avec emploi d'une sous porteuse modulante.	1 - 2
A2D	Transmission de données par paquets. Modulation d'amplitude, double bande latérale avec emploi d'une sous porteuse modulante.	1 - 2
A3C	Fac similé. Modulation d'amplitude, double bande latérale.	1 - 2
A3E	Téléphonie. Modulation d'amplitude, double bande latérale.	1 - 2 - 3
A3F	Télévision. Modulation d'amplitude, double bande latérale.	1 - 2
C3F	Télévision. Modulation d'amplitude, bande latérale résiduelle.	1 - 2
F1A	Télégraphie pour réception auditive. Modulation de fréquence, sans emploi d'une sous porteuse modulante.	1 - 2
F1D	Transmission de données. Modulation de fréquence, sans emploi d'une sous porteuse modulante.	1 - 2
F2A	Télégraphie pour réception auditive. Modulation de fréquence, avec emploi d'une sous porteuse modulante.	1 - 2
F2B	Télégraphie pour réception automatique. Modulation de fréquence, avec emploi d'une sous porteuse modulante	1 - 2
F2D	Transmission de données par paquets. Modulation de fréquence, double bande latérale avec emploi d'une sous	1 - 2

	porteuse modulante.	
F3C	Fac similé. Modulation de fréquence.	1 - 2
F3E	Téléphonie. Modulation de fréquence.	1 - 2 - 3
F3F	Télévision. Modulation de fréquence.	1 - 2
G1D	Transmission de données. Modulation de phase.	1 - 2
G2D	Transmission de données par paquets. Modulation de phase, double bande latérale avec emploi d'une sous porteuse modulante.	1 - 2
G3C	Fac similé. Modulation de phase.	1 - 2
G3E	Téléphonie. Modulation de phase.	1 - 2 - 3
G3F	Télévision. Modulation de phase.	1 - 2
J1D	Transmission de données. Modulation d'amplitude, bande latérale unique, porteuse supprimée.	1 - 2
J3C	Fac similé. Modulation d'amplitude, bande latérale unique, porteuse supprimée.	1 - 2
J3E	Téléphonie. Modulation d'amplitude, bande latérale unique, porteuse supprimée.	1 - 2 - 3
J7B	Télégraphie pour réception automatique. Plusieurs voies contenant de l'information numérique. Modulation d'amplitude, bande latérale unique, porteuse supprimée.	1 - 2
R3C	Fac similé. Modulation d'amplitude, bande latérale unique, porteuse réduite.	1 - 2
R3D	Transmission de données. Une voie contenant de l'information analogique. Modulation d'amplitude, bande latérale unique, porteuse réduite.	1 - 2
R3E	Téléphonie. Modulation d'amplitude, bande latérale unique, porteuse réduite.	1 - 2

Bande de fréquences	Statut pour les liaisons terrestres	Statut pour les liaisons de radioamateurs par satellite	Puissance maximale d'émission ^{a)}
135,7 - 137,8 kHz	Secondaire ^b	Non autorisé	1 W ERP ^e
1810 - 1850 kHz	Primaire	Non autorisé	1000 W
1850 - 2000 kHz	Secondaire ^b	Non autorisé	1000 W
3500 - 3800 kHz	Secondaire ^b	Non autorisé	1000 W
7000 - 7100 kHz	Primaire	Primaire	1000 W
7100 - 7200 kHz	Secondaire ^b	Secondaire ^b	100 W ERP ^e
10100 - 10150 kHz	Secondaire ^b	Non autorisé	1000 W
14000 - 14250 kHz	Primaire	Primaire	1000 W
14250 - 14350 kHz	Primaire	Non autorisé	1000 W
18068 - 18168 kHz	Primaire	Primaire	1000 W
21000 - 21450 kHz	Primaire	Primaire	1000 W
24890 - 24990 kHz	Primaire	Primaire	1000 W
28000 - 29700 kHz	Primaire	Primaire	1000 W
50,000 - 52,000 MHz	Secondaire ^c	Non autorisé	25 W ERP ^e
144,000 - 146,000 MHz	Primaire	Primaire	1000 W
430,000 - 435,000 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	1000 W
435,000 - 438,000 MHz	Primaire	Secondaire ^b	1000 W
438,000 - 440,000 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	1000 W
1240 - 1260 MHz	Secondaire ^c	Non autorisé	1000 W
1260 - 1270 MHz	Secondaire ^b	Secondaire ^{b, d}	1000 W
1270 - 1300 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	1000 W
2300 - 2308 MHz	Secondaire ^c	Non autorisé	100 W
2308 - 2312 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	100 W
2312 - 2400 MHz	Secondaire ^c	Non autorisé	100 W
2400 - 2450 MHz	Secondaire ^c	Secondaire ^c	100 W
5650 - 5670 MHz	Secondaire ^c	Secondaire ^{c, d}	100 W
5670 - 5725 MHz	Secondaire ^c	Non autorisé	100 W
5725 - 5850 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	100 W
10000 - 10450 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	100 W
10450 - 10500 MHz	Secondaire ^b	Secondaire	100 W
24000 - 24050 MHz	Primaire	Primaire	10 W
24050 - 24250 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	10 W
47,000 - 47,200 GHz	Primaire	Primaire	10 W
76,000 - 77,500 GHz	Secondaire ^b	Secondaire	10 W
77,500 - 78,000 GHz	Primaire	Primaire	10 W
78,000 - 81,500 GHz	Secondaire ^b	Secondaire ^b	10 W
122,250 - 123,000 GHz	Secondaire ^b	Non autorisé	10 W
134,000 - 136,000 GHz	Primaire	Primaire	10 W
136,000 - 141,000 GHz	Secondaire ^b	Secondaire ^b	10 W
241,000 - 248,000 GHz	Secondaire ^b	Secondaire ^b	10 W
248,000 - 250,000 GHz	Primaire	Primaire	10 W

- a La puissance de crête à la sortie d'un émetteur est la moyenne de la puissance qu'un émetteur peut fournir au cours d'un cycle de radiofréquence correspondant à l'amplitude maximale de l'enveloppe de modulation (PEP).
- b Secondaire signifie: bande de fréquences également disponible pour d'autres usagers des radiocommunications qui peuvent l'utiliser en priorité.
- c Bande de fréquences qui ne peut être utilisée qu'avec l'autorisation de l'autorité concédante.
- d Uniquement pour les liaisons de la Terre au satellite.
- e ERP: Effective Radiated Power.

b. pour les titulaires d'une concession de radioamateur 3:

Bande de fréquences	Statut pour les liaisons terrestres	Statut pour les liaisons de radioamateurs par satellite	Puissance maximale d'émission ^{a)}
1810 - 1850 kHz	Primaire	Non autorisé	100 W
1850 - 2000 kHz	Secondaire ^b	Non autorisé	100 W
3500 - 3800 kHz	Secondaire ^b	Non autorisé	100 W
21000 - 21450 kHz	Primaire	Primaire	100 W
28000 - 29700 kHz	Primaire	Primaire	100 W
144 - 146 MHz	Primaire	Primaire	50 W
430 - 435 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	50 W
435 - 438 MHz	Primaire	Secondaire ^b	50 W
438 - 440 MHz	Secondaire ^b	Non autorisé	50 W

a La puissance de crête à la sortie d'un émetteur est la moyenne de la puissance qu'un émetteur peut fournir au cours d'un cycle de radiofréquence correspondant à l'amplitude maximale de l'enveloppe de modulation (PEP).

b Secondaire signifie: bande de fréquences également disponible pour d'autres usagers des radiocommunications qui peuvent l'utiliser en priorité.

Valeurs de l'affaiblissement et niveaux absolus de puissance moyenne utilisés pour calculer les niveaux de puissance maximaux tolérés des rayonnements non essentiels à utiliser avec des équipements de radiocommunication (valable jusqu'au 1^{er} janvier 2012)

Bande de fréquences dans laquelle l'assignation est située (limite inférieure exclue, limite supérieure incluse)	Pour toute composante non essentielle, l'affaiblissement (puissance moyenne à l'intérieur de la largeur de bande nécessaire par rapport à la puissance moyenne de la composante non essentielle considérée) doit avoir au moins la valeur spécifiée ci-dessous et les niveaux absolus de puissance moyenne donnés ne doivent pas être dépassés.
9 kHz - 30 MHz	40 dB 50 mW ^{2, 3, 4}
30 MHz - 235 MHz - puissance moyenne supérieure à 25 W - puissance moyenne égale à 25 W ou moins	60 dB 1 mW ⁵ 40 dB 25 µW
235 MHz - 960 MHz - puissance moyenne supérieure à 25 W - puissance moyenne égale à 25 W ou moins	60 dB 20 mW ^{6, 7} 40 dB 25 µW ^{6, 7}
960 MHz - 17.7 GHz - puissance moyenne supérieure à 10 W - puissance moyenne égale à 10 W ou moins	50 dB 100 mW ^{6, 7, 8, 9} 100 µW ^{6, 7, 8, 9}
Au-dessus de 17.7 GHz	On appliquera les valeurs les plus faibles qu'il est possible d'obtenir.

FORMULAIRE

Ce formulaire regroupe toutes les formules présentées au long de cet ouvrage. Le lecteur peut soit y recourir tel quel pour se présenter à l'examen, soit s'en inspirer pour se constituer un formulaire personnel adapté à ses besoins.

LOI D'OHM

$$U = R \cdot I \quad R = - \frac{U}{I} \quad I = \frac{U}{R} \dots\dots\dots 36$$

RÉSISTANCES

- en série

$$R_{tot} = R_1 + R_2 + R_3 + \text{etc.} \dots\dots\dots 48$$

- en parallèle

$$R_{res} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{ou} \quad \frac{1}{R_{res}} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_5} \dots\dots\dots 49 \text{ et } 50$$

Résistivité

$$R = \rho \cdot \frac{l}{s} \quad \text{où} \quad \text{avec } \rho \text{ en } \Omega \cdot \text{mm}^2/\text{m}, l \text{ en m et } s \text{ en mm}^2. \dots 60$$

$$s = 1 \text{ t. } r^2 = 1 \text{ t. } \frac{\rho l}{R} \quad \text{si } \rho \text{ en Q'm, le convertir en multipliant par } 1'10^6$$

PUISSANCE EN COURANT CONTINU

$$p = U \cdot I \quad P = I^2 \cdot R \quad P = \frac{U^2}{R} \dots\dots\dots 62 \text{ et } 63$$

RENDEMENT

$$\text{Rendement} = \frac{\text{Énergie utile}}{\text{Énergie absorbée}} \dots\dots\dots 68$$

INDUCTANCES**Définition du Henry**

$$H = \frac{V \cdot s}{A} \Rightarrow L = \frac{U \cdot t}{I} \dots\dots\dots 94$$

Inductance

$$L = k \cdot \frac{N^2 \cdot s}{l} \dots\dots\dots 95$$

Combinaisons

Identique aux résistances si les inductances ne sont pas couplées.

CONDENSATEURS**Définition du Farad**

$$F = \frac{A \cdot s}{V} \Rightarrow C = \frac{I \cdot t}{U} \dots\dots\dots 98$$

Quantité d'électricité (Coulomb)

$$Q = C \cdot U \dots\dots\dots 98$$

Capacité

$$C = k \cdot \frac{A}{d} \dots\dots\dots 102$$

- en série

$$\frac{1}{C_{\text{tot}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_n} \quad \text{ou} \quad C_{\text{tot}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \dots\dots\dots 105$$

- en parallèle

$$C_{\text{tot}} = C_1 + C_2 + C_3 + \text{etc.}$$

IMPÉDANCE**- d'une bobine**

$$x_L = \omega L \quad \text{où} \quad \omega = 2\pi f \dots\dots\dots 129$$

$$L = \frac{x_L}{\omega} \quad \text{et} \quad f = \frac{x_L}{2 \cdot \pi \cdot L} \dots\dots\dots 138$$

- d'un condensateur

$$x_C = \frac{1}{\omega C} \quad \text{où} \quad \omega = 2\pi f \dots\dots\dots 129$$

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot x_C} \quad \text{et} \quad f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot x_C} \dots\dots\dots 138$$

– d'un circuit RC série

$$Z = \sqrt{R^2 + x_C^2} \dots\dots\dots 142$$

– d'un circuit RL série

$$Z = \sqrt{R^2 + x_L^2} \dots\dots\dots 143$$

– d'un circuit RLC série (formule générale)

$$Z = \sqrt{R^2 + (x_L - x_C)^2} \dots\dots\dots 145$$

– d'un circuit parallèle (formule générale)

$$Y = \sqrt{G^2 + B^2} = \sqrt{(1/R)^2 + (1/X)^2} \text{ et } Z = 1/Y \dots\dots\dots 143$$

– d'un circuit parallèle RLC

$$\frac{1}{Z} = Y = \sqrt{G^2 + B^2} = \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{x_L} - \frac{1}{x_C}\right)^2} \text{ et } Z = 1/Y \dots\dots\dots 146$$

PUISSANCE EN COURANT ALTERNATIF

Puissance apparente

$$P_{app} = U \cdot I \text{ en (VA)} \dots\dots\dots 131$$

Puissance réelle

$$P_{réelle} = U \cdot I \cdot \cos(\text{angle déphasage}) \text{ en (W)} \dots\dots\dots 132$$

$$\cos 0^\circ = 1 ; \cos 90^\circ = 0$$

Puissance réactive

$$P_{réact} = U \cdot I \cdot \sin(\text{angle déphasage}) \text{ en (var)} \dots\dots\dots 132$$

$$\sin 0^\circ = 0 ; \sin 90^\circ = 1$$

Puissance PEP

$$P_{PEP} = \frac{U_{eff}^2}{R} \dots\dots\dots 343$$

FRÉQUENCE DE RÉSONANCE

$$f_0 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \dots\dots\dots 151$$

$$C = \left(\frac{1}{2\pi f_0}\right)^2 \cdot \frac{1}{L} \text{ et } L = \left(\frac{1}{2\pi f_0}\right)^2 \cdot \frac{1}{C} \dots\dots\dots 155$$

Facteur de qualité

$$Q = x_L / R_s = x_C / R_s \text{ (à } f_0, \text{ pour un circuit série)} \dots\dots\dots 182$$

$$Q = R_p / x_C = R_p / x_L \text{ (à } f_0, \text{ pour un circuit parallèle)} \dots\dots\dots 182$$

Bande passante

$$\text{Bande Passante Normalisée} = f_0 / Q \dots\dots\dots 183$$

Facteur de forme

$$\text{Facteur de forme} = \frac{\text{Bande passante à } -60 \text{ dB}}{\text{Bande passante à } -3 \text{ dB}} \dots\dots\dots 355$$

TRANSFORMATEURS**Rapport de transformation**

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{U_P}{U_S} = \frac{I_S}{I_P} = \sqrt{\frac{Z_P}{Z_S}} \dots\dots\dots 163$$

DÉCIBELS**Rapport de puissances**

$$\text{Rapport de puissances (dB)} = 10 \cdot \log\left(\frac{P_2}{P_1}\right) \dots\dots\dots 165$$

$$P_1 = \frac{P_2}{10^{\left(\frac{\text{rapport en dB}}{10}\right)}} \quad \text{et} \quad P_2 = P_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport en dB}}{10}\right)} \dots\dots\dots 169$$

Rapport de tensions ou de courants

$$\text{Rapport de tensions (dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{U_2}{U_1}\right) \dots\dots\dots 166$$

$$\text{Rapport de courants (dB)} = 20 \cdot \log\left(\frac{I_2}{I_1}\right) \dots\dots\dots 166$$

$$U_1 = \frac{U_2}{10^{\left(\frac{\text{rapport en dB}}{20}\right)}} \quad \text{et} \quad U_2 = U_1 \cdot 10^{\left(\frac{\text{rapport en dB}}{20}\right)}$$

Valeurs importantes 167

Rapport (dB)	Rapport de puissances	Rapport de tensions
3	2	
6	4	2
10	10	
20	100	10
30	1000	
40	10 000	100
+	×	×

FRÉQUENCE DE COUPURE**D'un circuit RC**

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \dots\dots\dots 179$$

D'un circuit RL

$$f_c = \frac{R}{2\pi L}$$

TRANSISTORS

$$\beta = H_{FE} = I_C / I_B \dots\dots\dots 226$$

$$G_m = I_D / U_G \dots\dots\dots 246$$

MODULATIONS**AM**

$$B_{AM} = 2 \cdot f_{\text{mod max}} \dots\dots\dots 286$$

$$\text{Taux (\%)} = (U_{BF} / U_{HF}) \cdot 100 \dots\dots\dots 313$$

$$\text{Taux (\%)} = \frac{(U_p - U_c)}{(U_p + U_c)} \cdot 100 \dots\dots\dots 313$$

FM

$$\text{Indice de modulation (FM)} = \frac{\Delta_f}{f_{\text{mod}}} \dots\dots\dots 291$$

$$B_{FM} = 2 \cdot (\Delta_f + f_{\text{mod}}) \dots\dots\dots 292$$

FSK

$$B_{FSK} = 1,2 \cdot \Delta_f + Bd \dots\dots\dots 296$$

BRUIT**Facteur de bruit**

$$F = \frac{SNR_{\text{entrée}}}{SNR_{\text{sortie}}} \dots\dots\dots 385$$

Noise figure

$$NF = 10 \cdot \log(F) = 10 \cdot \log\left(\frac{SNR_{\text{entrée}}}{SNR_{\text{sortie}}}\right) \dots\dots\dots 385$$

$$NF(\text{dB}) = SNR_{\text{entrée}}(\text{dB}) - SNR_{\text{sortie}}(\text{dB}) \dots\dots\dots 385$$

$$SINAD = 20 \cdot \log\left(\frac{\text{signal} + \text{bruit} + \text{distortion}}{\text{bruit} + \text{distortion}}\right) \dots\dots\dots 382$$

LIGNES DE TRANSMISSION**Longueurs**

$$VF = \frac{1}{\sqrt{\epsilon}} \text{ où } \epsilon \text{ est la constante diélectrique de l'isolant.} \dots\dots\dots 391$$

$$L_{\text{physique}} = L_{\text{électrique}} \cdot VF \dots\dots\dots 391$$

ROS (VSWR)

$$ROS = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{min}}} = \frac{I_{\text{max}}}{I_{\text{min}}} = \frac{Z_0}{R} \text{ ou } \frac{R}{Z_0} \dots\dots\dots 394$$

$$ROS = \frac{\sqrt{P_D} + \sqrt{P_R}}{\sqrt{P_D} - \sqrt{P_R}} \dots\dots\dots 395$$

Q match

$$Z_{Q \text{ match}} = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2} \dots\dots\dots 434$$

PROPAGATION

$$\lambda = c/f \text{ et } f = c/\lambda \dots\dots\dots 406$$

Champ électrique

$$E = \frac{\sqrt{EIRP \cdot 30}}{d} = \frac{\sqrt{ERP \cdot 49}}{d} \dots\dots\dots 453$$

TECHNIQUE NUMÉRIQUE**Nombre de combinaisons de nb bits**

$$n = 2^{nb} \dots\dots\dots 262$$

Poids d'un bit

$$\text{poids} = 2^{\text{num}} \text{ (numérotation depuis zéro).} \dots\dots\dots 263$$

AMPLIFICATEURS-OPÉRATIONNELS**Montage inverseur**

$$U_{\text{sortie}} = -U_{\text{entrée}} \cdot \frac{R_2}{R_1} \dots\dots\dots 255$$

Montage non-inverseur

$$U_{\text{sortie}} = U_{\text{entrée}} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \dots\dots\dots 257$$

Montage différentiel

$$U_{\text{sortie}} = (U_{\text{entrée}+} - U_{\text{entrée}-}) \cdot \frac{R_3}{R_1} \dots\dots\dots 258$$