

VHF-statellitmodtager

Instruktion: OZ2BS Bent Schatter, Ternesøvej 12, 4690 Haslev

Beskrivelse: OZ8XW Flemming Hessel, Knud Rasmussensvej 4, 7100 Vejle

I frekvensområdet 137-138 MHz opererer adskillige vejr-satellitter bl. a. typerne NOAA (USA) og Meteor (Rusland). Satellitterne flyver i 8-1200 km højde, og deres bane bringer dem over polerne. Hvert omløb tager ca. 100 minutter, og pga. jordens rotation forskydes banen over jordoverfladen således, at en satellit i løbet af nogen tid overflyver hele jordoverfladen.

Det er ret let at høre satellitterne. En håndstation med gummiantenne (hvis håndstationen ellers kunne dække dette frekvensområde) er nok; men hvis man ønsker at kunne omsætte satellittens signaler til billeder af vejrkort på computerskærmen, kan en almindelig 2 meter modtager ikke anvendes, idet der kræves en bredere MF end på to meter.

I et følgende beskrives en lille modtager, der kan bruges til at hente vejrkort ned med.

Diagrammet.

Modtageren er blevet til på grundlag af 2 meter modtageren, vi lavede til TRIADE-projektet, og som var beskrevet i OZ nr. 9/1992.

Via et HF-trin, bestykket med BF981, når antennesignalet til hjertet af modtageren - IC1, en MC3362. I 2-meter modtageren anvendtes keramiske filtre i 455 kHz MF'en. Disse er, for at opnå den nødvendige brede MF, i denne modtager erstattet med et båndfilter bestående af to færdigkøbte afstemte kredse koblet med en 100 pF kondensator.

Resten af signalvejen i modtageren er uændret i forhold til TRIADE-modtageren.

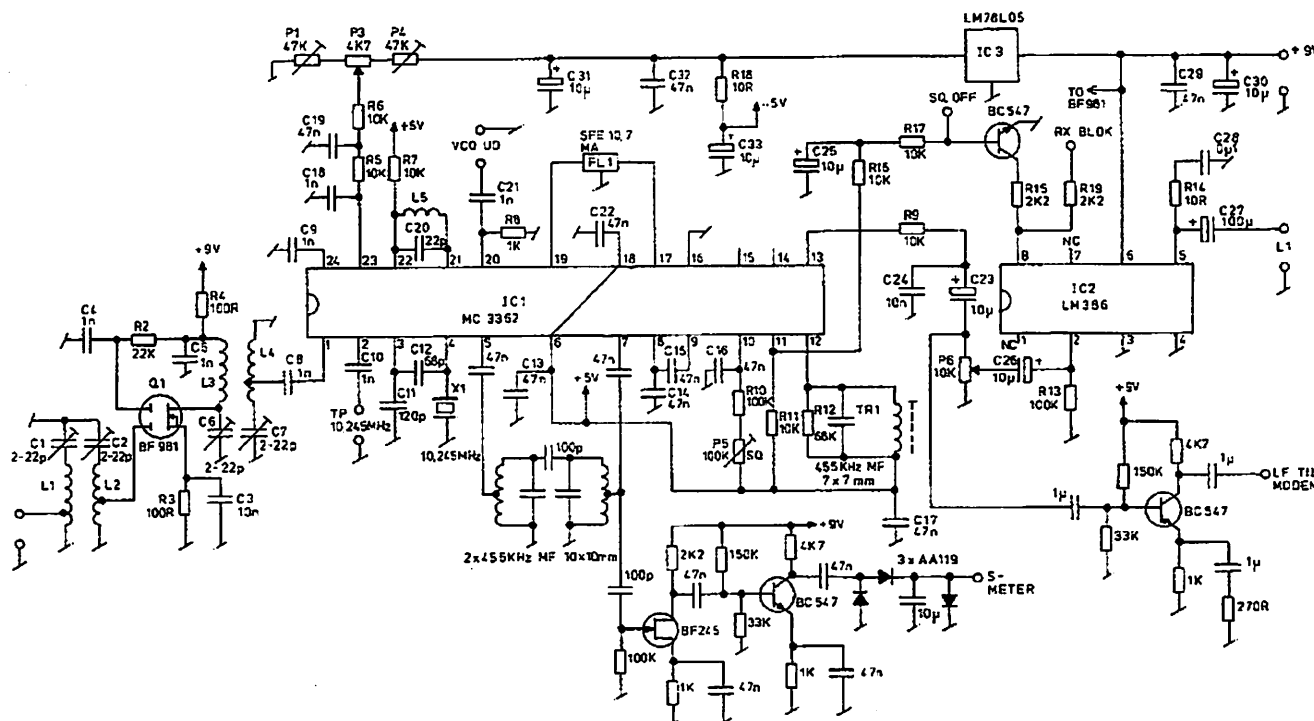
Umiddelbart før volumenkontrollen tages et LF-signal ud, forstærkes i en BC547 og føres til en modem-udgang. Det bliver på denne måde muligt at skrue ned for LF-en og stadig få signal til computeren.

Der er i MC3362 ikke adgang til en signalafhængig DC-spænding, der kan anvendes til at styre et S-meter kredsløb. Bl. a. derfor var TRIADE-modtageren ikke forsynet med S-meter.

I satellitmodtageren er lavet et ekstrakredsløb, hvor man via en kondensator på 100 pF tager lidt af 455 kHz MF-signalet ud inden begrænserkredsløbene. Dette signal forstærkes i en to-trins forstærker, bestykket med en FET i indgangen, således at MF-trafoen ikke belastes nævneværdigt. Efter forstærkning ensrettes signalet, og den derved frembragte DC-spænding tilføres et instrument, og giver en visning af signalstyrken. Ethvert instrument med følsomhed omkring 0,2-0,5 mA vil kunne anvendes. Et forhenværende udstyringsmeter fra en båndoptager er en oplagt mulighed.

Opbygning

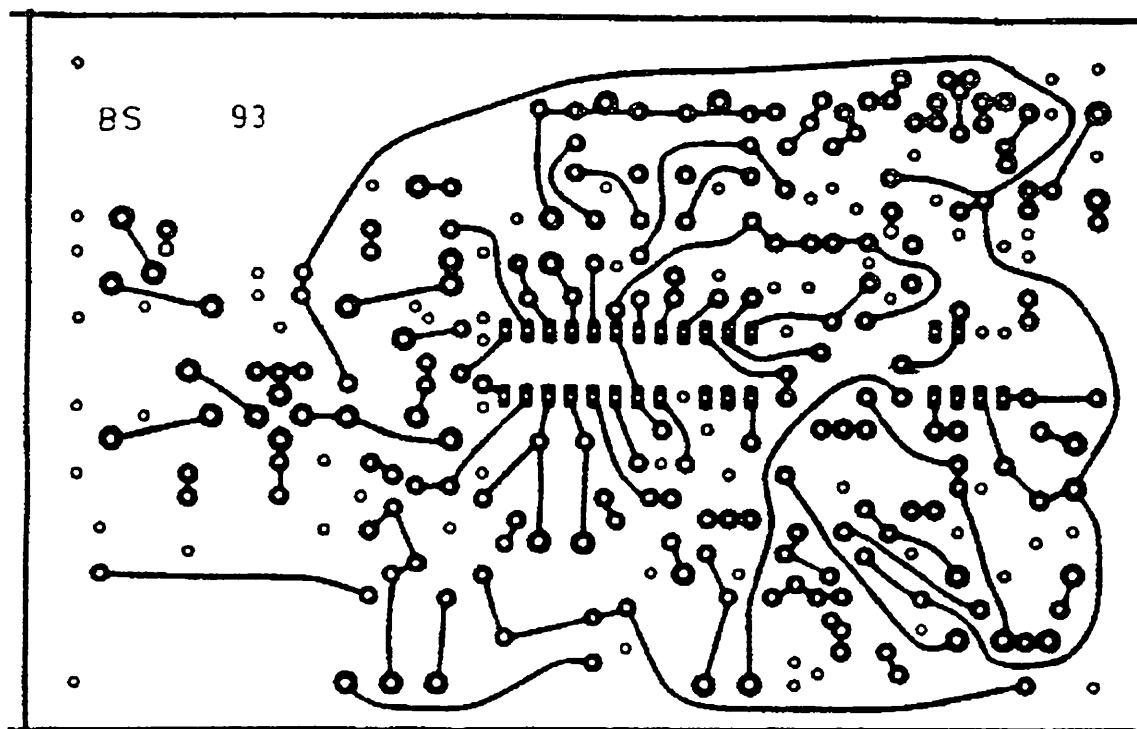
Modtageren er bygget på et dobbeltsidet print, hvor komponentsiden udgør stelplanet. På fig. er vist print og monteringsplan, der skulle give alle nødvendige oplysninger til bygningen.



The diagram illustrates a complete portable transistor radio receiver circuit. Key features include:

- Power Section:** A 3VIND battery powers the LM386 audio amplifier and the MC3362 IC.
- Tuning Indicators:** S-METER, LF BLOKING, and FREQ. LIN. are provided for user feedback.
- Control Elements:** Includes a 200K TRIMPOT for volume control and a 47K TRIMPOT for frequency adjustment.
- Components:** Utilizes standard components like BF245, BC547, and MC3362 ICs, along with various passive components (resistors, capacitors, transformers).

1



detektering og i øvrigt frembringer billedet på skærmen

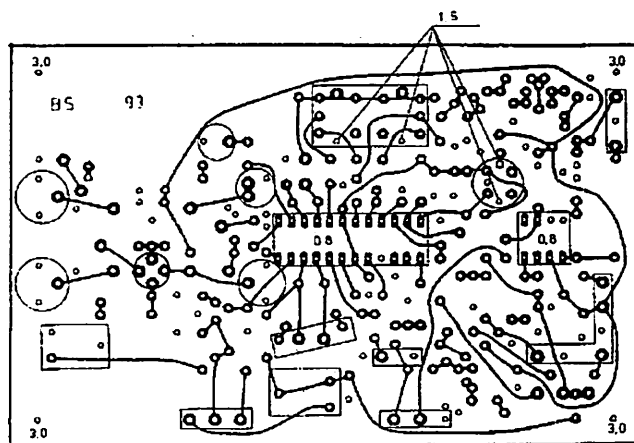
Computerprogrammet - på nudansk softwaren - kan formentligt hentes via den lokale mailbox, eller man kan forespørge i EDR's programbank. Bl. a. programmet JVFX-5.0 fra DK8JV er "public domain", og i manualen, der ligger på engelsk eller tysk i programmet som en fil, er udførligt beskrevet, hvorledes man kommer i gang.

Interface kan man bygge selv eller købe som kit bl. a. i Tyskland. Mulighederne spænder fra et yderst simpelt kredsløb bestående af et styk operationsforstærker (f. eks. 741) en kondensator og en modstand til komplicerede kredsløb. I den omtalte manual til JVFX-5.0 er diagrammet til det simple interface vist, og der er adresser på forhandlere af kit, ligesom DJ8JV tilbyder at sende diagrammer af mere avancerede opstillinger. I UKW-berichte nr. 3/1982 (Ein digitaler Speicher und Wandler für Wettersatellitenbilder) er også vist en mulighed.

En tilladelse til at aflytte satellitterne hører også med og søges hos Teleinspektionen.

Antenne

En GP er rundstrålende, men i vandret retning, og satellitten kommer jo også over antennen. Fra den retning er GP'en ikke så god, så er en "rigtig" satellit antenne selvfølgelig bedre. Det kan være en vandret dipol eller bedre en krydsdipol. Den sidstnævnte bør kobles således, at den er højredrejende cirkulært polariseret. I bl. a. Rohthammel kan man finde information herom. En endnu bedre løsning skulle være at forsyne krydsdipolen med en reflektor. Det kan



ALLE INDRAMMEDE ØER 1,2 mm
ALLE ØER FORBUNDET MED BANER 1 mm
IC'ER 0,6 mm

man læse om i UKW-berichte 2/1982 (Antennen für den Empfang der umlaufenden Wettersatelliten im 137 MHz band)

Fra andre blade

Væk med forvrængning ved sending og modtagning i HW-5400 transceiveren

KF4OW analyserede - efter at have været utilfreds med forvrængning ved såvel sending som modtagning af SSB i hans Heathkit HW-5400 transceiver - omhyggeligt LF-printet, og det viste sig, at der ikke skulle mere til end en ændring af en modstand og en kondensator samt tilføjelse af to modstande, før den transceiveren fungerede upåklageligt!

Ken Pierpont, KF4OW, *Curing Transmit and Receive Distortion in the Heath HW-5400 Transceiver*, QST JUN 1994 p. 76

OZ8T

LES INDUCTANCES À UNE SEULE BOUCHE

L'une des formules les plus réputées reste celle de Nagaoka qui pose les paramètres suivants :

- L_1 : inductance en microhenrys,
- a : le rayon de la bobine en centimètres, du centre de la bobine au centre du fil utilisé,
- l : la longueur de la bobine en centimètres,
- K : facteur de Nagaoka, fonction de $2a/l$

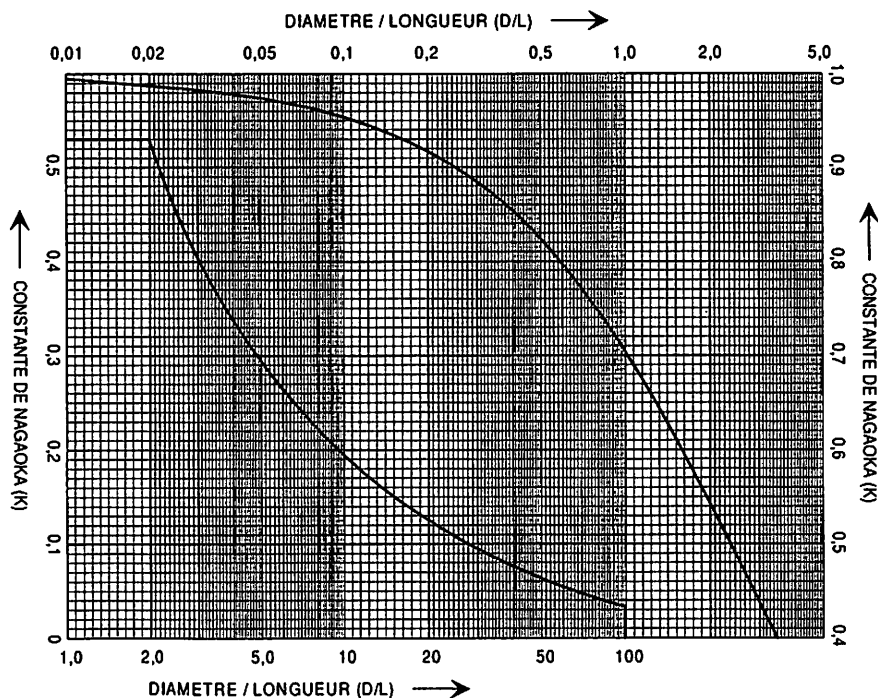
$$L_1 = \frac{0,0395 \times a^2 \times N^2 \times K}{l}$$

$$\text{et } N = \sqrt{\frac{L_1 \times l}{0,0395 \times a^2 \times K}}$$

l'abaque de la figure 2.1 donne les valeurs de K pour une gamme étendue de $2a/l$. Cette formule est valable lorsque les spires sont jointives,

$$K = \frac{1}{1 + \left(\frac{0,9 \times a}{l} \right)^2}$$

Fig. 2.1.
Abaque.



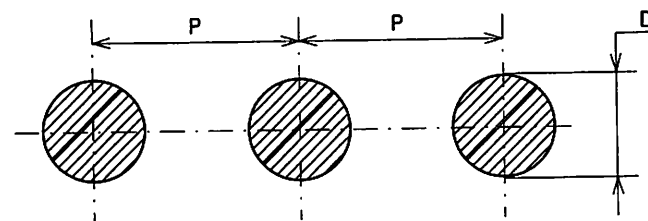
Lorsque les bobines disposent de spires espacées d'un pas P , on introduit deux facteurs de correction A et B . Ils dépendent du nombre de tours par centimètre (S) et du nombre de spires (N), la figure 2.2 montre la coupe d'une telle bobine. En réalité, si l'on part d'une bobine à spires jointives sur laquelle on écarte d'un pas P celles-ci, sa valeur n'aura varié que de quelques pourcents. La nouvelle self prendra une valeur telle que :

$$L_0 = L_1 - 0,0126 \times a \times N \times (A + B)$$

avec L_0 et L_1 les inductances en microhenrys, " a " le rayon de la bobine en centimètres, " N " le nombre de tours,

$$A = 2,3 \times 1,7 \times S,$$

$$B = 0,336 \times \left[1 - \left(\frac{2,5}{N} + \frac{3,8}{(N)^2} \right) \right]$$



$$S = 0,394 \times \frac{D}{P} = D \times T_{PC}$$

$$\text{avec } D \text{ et } P \text{ en centimètres } T_{PC} = n = \frac{1}{P}$$

Fig. 2.2.
Coupe d'une
bobine.

La longueur l d'une bobine en centimètre se calcule avec la formule ci-dessous :

$$l = N \times P = \frac{N}{T_{PC}}$$

T_{PC} correspondant au nombre de tours par centimètre de la bobine. D'autres formules plus complexes existent, telles celles de Wheeler et d'Esnault-Pelterie, elles restent dures à manipuler pour l'amateur mais, en revanche, elles donnent une précision redoutable.

Nous allons voir maintenant comment, à partir de certaines données, on peut réussir à déterminer les caractéristiques d'une bobine.

En donnant le diamètre " d " correspondant à " $2a$ ", le pas " P " et l'inductance, on va trouver la longueur " l " de la bobine. le nombre de tours " N " et la longueur du fil à prévoir.

On part de la formule

$$L_1 = 0,079 \times \left(\frac{a^3}{p^2} \right) \times f$$

$$\text{avec } f = K \times \left(\frac{l}{2a} \right),$$

la quantité f est donc clairement fonction de $2a/l$ comme le montre l'abaque de la figure 2.3. Comme nous le donne ce graphique, on obtient la valeur de $2a/l$ en fonction de f , cela permet de déterminer la longueur de la bobine avec $l = 2a/y$. Puis après il faut trouver le nombre de spires N avec

$$N = \frac{l}{p}$$

et enfin la longueur de fil nécessaire pour réaliser la bobine, tel que $\lambda = \pi \times d \times N$ ($\pi = 3,14$).

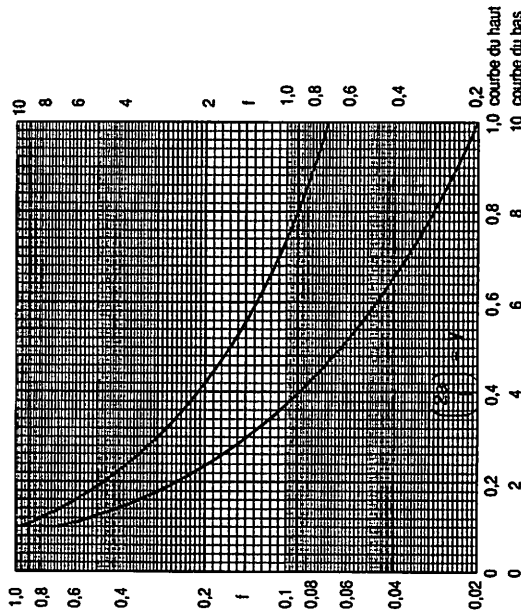


Fig. 2.3.

Prenons l'exemple d'une inductance de $1 \mu\text{H}$ devant être fournie avec une bobine d'un diamètre $d = 2a = 1 \text{ cm}$ avec un pas $P = 0,02 \text{ cm}$, quelles seront alors ses autres caractéristiques ?

$$\text{On détermine d'abord } f, \quad f = \frac{L_1 \times p^2}{0,079 \times a^3} = 0,04,$$

de la figure 2.3, nous déterminons maintenant la valeur de $y = 2a/l = 6,6$.

De là, la longueur de la bobine vaut $l = 2a/y = 0,15 \text{ cm}$, le nombre de spires $N = l/p = 7,5$. Pour ce faire, il faut utiliser une longueur de fil équivalente à $\lambda = \pi \times d \times N = 24 \text{ cm}$. Quand la longueur de la bobine devient trop grande, on

arrive alors à augmenter le nombre de tours par centimètre (TPC), du fil faut réduire le diamètre du fil et le pas entre chaque spire. La bobine que nous venons de calculer dispose de 50 TPC jointives exécutées en fil de $0,2 \text{ mm}$, donc $P = d$.

Une deuxième méthode nous vient de Hayman et elle permet de déterminer la longueur et le nombre de spires en connaissant le TPC, l'inductance et le diamètre de la bobine. On prend le même exemple que le précédent avec $L_1 = 1 \mu\text{H}$, $2a = d = 1 \text{ cm}$ et $\text{TPC} = 50$.

Nous partons de la formule de Wheeler dans laquelle nous remplaçons la longueur de la bobine " l " par $l = N/n$ avec " n " correspondant à TPC, ici 50, donc à partir de là, on pose :

$$L_1 = 0,394 \times \left[\frac{a^2 \times N^2}{9a + 10l} \right]$$

et l'on obtient le nombre de spires N en utilisant la formule :

$$N = x \times L_1 \times \left[1 + \sqrt{1 + \left(\frac{22,86}{a \times x^2 \times L_1} \right)} \right]$$

$$\text{avec } x = \frac{12,7}{n \times a^2}$$

De là, en reprenant les données posées plus haut, nous avons : $x = 1,016$; $x^2 = 1,032$; $a \times x^2 \times L_1 = 0,516$; $x \times L_1 = 1,016$;

$$N = 7,85 ; l = \frac{N}{n} = 0,157 \text{ cm ; le diamètre du fil vaut}$$

$$P = l/N = 0,02 \text{ cm} = d \text{ puisqu'à spires jointives.}$$

Si l'on compare avec ce qui a été obtenu en s'aidant de l'abaque, les résultats correspondent avec un taux d'erreur négligeable.

Enfin, pour être complet, on doit donner la méthode qui donne le nombre de spires N lorsque le diamètre et le TPC sont connus pour des bobines ayant $2a = d$ restant inférieur à trois fois la longueur, $d \leq 3l$.

Les formules sont les suivantes :

$$F = \frac{0,142 \times n^2 \times a^3}{L_1} ; \quad y = -1 + \sqrt{1 + F} ;$$

$$l = \frac{1,8 a}{y} ; \quad N = n \times l.$$

En gardant la condition de $d < 3l$, posons les données ci-dessous :

$$d = 1 \text{ cm} ;$$

$$L_1 = 1 \text{ } \mu\text{H} ;$$

$n = 10$; on obtient $F = 1,775$; $y = 0,666$; $l = 1,35 \text{ cm}$;
 $N = 13,5$ spires d'où $P = 0,1 \text{ cm} = d$ puisqu'à spires jointives.

Il devient évident que pour la même valeur de l'inductance souhaitée, plusieurs combinaisons apparaissent, le choix du diamètre de la bobine, du fil, le pas entre chaque spire ou réalisée en spires jointives, le nombre de tours par centimètre, restent des paramètres déterminant le compromis entre une bobine de qualité, au point de vue électrique, ou réalisée avec de faibles dimensions pour des raisons d'encombrement.

Dans tous les cas, il faut essayer de respecter les quelques règles notées ci-dessous :

- 1 - Le rapport entre la longueur de la bobine et son diamètre ($l/2a$) doit être compris entre 1 et 2.
- 2 - L'espace P entre chaque spire devrait resté compris entre 0,7 et 1 fois le diamètre du fil.
- 3 - Essayer de rester dans le cadre de bobinages exécutés en une seule couche et sur un diélectrique neutre, l'air reste le meilleur support.

Si maintenant nous décidons d'espacer les spires de la bobine décrite dans le dernier exemple, que devient la valeur L_0 de l'inductance si le pas retenu vaut 0,1 cm ?

$$S = 0,394 ; \quad B = 0,267 ;$$

$$A = -0,4 ; \quad L_0 = 0,943 \text{ } \mu\text{H}.$$

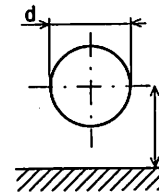
La différence atteint presque 60 nH, ce qui doit être considéré comme négligeable sur une valeur de 1 μH , il suffit de rajouter une spire que l'on pourra toujours retirer petit à petit lors de la mise au point du montage ou en contrôlant la bobine à l'aide d'un inductancemètre.

LES LIGNES D'ACCORD

Lorsque l'on arrive à des fréquences de longueur d'onde ultra-courte (UHF à partir de 300 MHz), les inductances prennent des valeurs aussi petites que 5 à 50 nH. Pour une bonne précision, il devient hasardeux de les réaliser en formant des bobines, nous avons alors recours à la ligne accordée constituée d'un fil tendu au-dessus d'un plan de masse.

■ L'allure d'une telle ligne est dessinée sur la figure 2.4.

Vue de face



Vue de côté

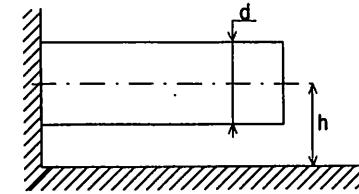


Fig. 2.4.

La valeur de l'inductance en nanohenrys par centimètre s'évalue à l'aide de la formule suivante :

$$L = 2 \ln \frac{4h}{d}$$

avec L en nanohenrys/centimètre, h et d en centimètres.

Grâce aux lignes d'accord, on peut déterminer les caractéristiques d'un circuit accordé UHF en tenant compte de la fréquence basse f_1 et haute f_2 en fonction de la gamme de variation C_1/C_2 d'une capacité variable et de l'impédance Z_0 de la ligne. Pour la figure 2.4, l'impédance Z_0 vaut :

$$Z_0 = 138 \lg \frac{4h}{d} ,$$

h et d en centimètres, dans le cas de ligne imprimée de la figure 2.5, sur un circuit époxy double face de 16/10, elle devient :

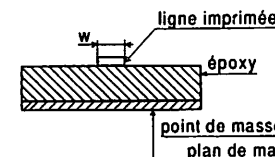
$$Z_0 = 35 \times \ln \frac{12}{W} , \text{ avec } W \text{ en millimètres}$$

Pour ce faire, on commence par déterminer la capacité C_2 en farads pour la fréquence f_2 en hertz par rapport à Z_0 et à θ_2 , θ_2 étant la longueur électrique de la ligne en degrés à f_2 . On pose :

$$C_2 = \frac{1}{2 \times \pi \times f_2 \times Z_0 \times \tan \theta_2} ,$$

Si l'on connaît C_2 , on cherche $\tan \theta_2$ en premier.

Vue de face



Vue de côté

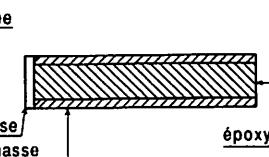


Fig. 2.5.

Ensuite, il faut trouver la longueur physi de la ligne :

$$L = \frac{\theta_2 \times 30 \times 10^3}{360 \times f_2}$$

avec L en centimètres et f_2 en mégahertz.

Maintenant, il reste à déterminer le rapport de capacité C_1/C_2 pour couvrir de f_1 à f_2 :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{f_2 \times \tan \theta_2}{f_1 \times \tan \left[\left(\frac{f_1}{f_2} \right) \times \theta_2 \right]}$$

avec f_1, f_2 en mégahertz, θ_2 en degrés.

Considérons un oscillateur UHF devant couvrir la gamme de $f_1 = 500$ MHz à $f_2 = 900$ MHz avec une ligne d'impédance caractéristique $Z_0 = 150 \Omega$ et une capacité d'accord $C_2 = 5$ pF à 900 MHz, quel sera le rapport C_1/C_2 , donc C_1 et la longueur L de la ligne ?

$\tan \theta_2 = 0,24$; $\theta_2 = 13,3^\circ$; $L = 1,2$ cm ; $C_1 = 3,3 \times C_2$; $C_1 = 16,5$ pF, ce qui est tout à fait réalisable avec les diodes varicap commercialisées couramment.

En utilisant la ligne de la figure 2.4, avec du fil de diamètre $d = 1$ mm, l'espace h doit être de 3 mm.

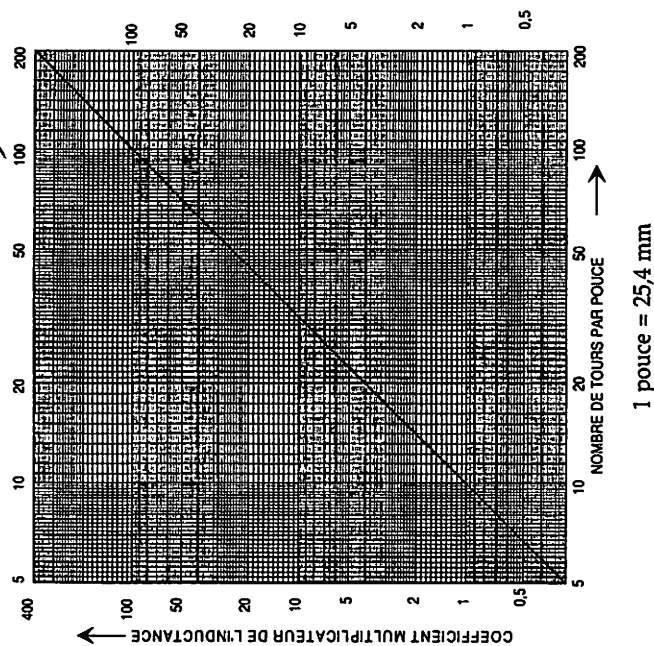
Réalisations pratiques des bobines

Le tableau 2.1 donne quelques caractéristiques pour la réalisation de bobines d'utilisations courantes. Les abaques 2.5 et 2.6 donnent pour 8 différents diamètres de mandrin la valeur de l'inductance correspondante lorsque la bobine est formée avec 4 tours par centimètre. L'abaque 2.6 sert plus particulièrement à multiplier la valeur de l'inductance précédemment trouvée par un coefficient qui dépend du nombre de tours par centimètre. Dans certaines littératures, on trouve le diamètre du fil marqué en jauge, le tableau 2.2 donne les correspondances en millimètres en fonction des normes anglaises et américaines. Pour faciliter la tâche de l'amateur, nous présentons à la figure 2.7 un graphique qui permet de déterminer directement, par une méthode graphique, le nombre de spires en fonction du diamètre, de l'inductance et de la longueur totale de la bobine. Pour utiliser cette abaque, il suffit de déterminer le rapport $l/2a$ puis d'aligner la valeur trouvée (entre 0,1 et 1,5) avec l'inductance désirée, du point obtenu en X on trace alors une autre droite jusqu'aux diamètres, on coupe la ligne des nombres de tours qu'il suffit de lire. Par exemple, pour une bobine dont le rapport $l/2a = 1$ avec un diamètre $d = 2a = 1$ cm, le nombre de tours vaut 12 si l'inductance prend une valeur de 1 μ H.

Inductance (en nH)	Nombre de tours	Longueur de la bobine (en mm)	Diamètre du fil (en mm)	Longueur d' extrémités (en mm)	Diamètre intérieur (en mm)
3	1	1,5	1,5	1	2,8
8	1	1,5	1	5	3,2
10	1	1,5	0,8	5	4,7
12	1	1,5	1	5	5,6
14	3	3,5	0,5	2	5
16	2	3,3	1,5	4	3
18	2	4	1,5	1	4
20	2	2,5	1	5	3
22	3	5,5	0,8	5	3
25	2	5	1,5	7	5
28	3	8	1,5	5	3,5
34	2	3,9	1,6	5	6
36	1	4	1,5	5	3,5
40	3	6,8	1,5	3	5
50	3	4,8	1,5	4	5
53	5	5,4	0,7	5	3
57	4	6,5	1	5	4,5
62	5	3,8	0,5	4	3
65	6	5,8	0,5	5	3
70	4	9	1	5	6
79	5	9,1	1	5	5
85	4	13,5	2	7	10
100	6	12,5	1,5	2	5
120	6	10,4	1	5	6
124	6	8,5	1	5	5,4
137	6	5,1	0,8	5	4,5
133	5	4,5	0,7	5	6
145	6	5	0,7	5	6
170	5	11,5	2	5	8
178	10	7,4	0,5	5	3,5
190	8	9,5	1	3	5
245	9	10	1	5	5
280	9	11	1	4	6
250	8	9	0,8	5	6
240	7	12,5	1,5	5	8
307	12	8	0,5	5	4
305	9	10	1	5	6
355	9	11	1	5	7
380	10	13	1	3	7
415	13	10	0,5	5	5
500	11	15,5	1	5	8
1040	14	14	1	5	9
1650	14	20	1	2	12

Tableau 2.1.

Fig. 2.5.



N° de jauges	Anglais		Américain B. et S. A.W.G. (en mm)	N° de jauges	Anglais		Américain B. et S. A.W.G. (en mm)
	S.W.G. (en mm)	B.W.G. (en mm)			S.W.G. (en mm)	B.W.G. (en mm)	
7/0	12,70	-	-	23	0,61	0,64	0,56
6/0	11,79	-	14,73	24	0,56	0,56	0,51
6/0	10,97	-	13,13	25	0,51	0,51	0,46
4/0	10,16	11,44	11,68	26	0,46	0,46	0,41
3/0	9,45	10,80	10,39	27	0,41	0,41	0,36
2/0	8,84	9,65	9,27	28	0,36	0,36	0,28
0	8,23	8,64	8,25	29	0,33	0,33	0,25
1	7,62	7,62	7,34	30	0,30	0,31	0,23
2	7,01	7,21	6,53	31	0,28	0,25	0,21
3	6,40	6,58	5,82	32	0,27	0,23	0,20
4	5,89	6,05	5,18	33	0,25	0,20	0,18
5	5,38	5,59	4,62	34	0,23	0,18	0,15
6	4,88	5,16	4,11	35	0,20	0,13	0,14
7	4,47	4,77	3,66	36	0,18	0,10	0,13
8	4,06	4,19	3,25	37	0,17	-	0,11
9	3,66	3,76	2,90	38	0,15	-	0,10
10	3,25	3,40	2,59	39	0,13	-	0,09
11	2,95	3,05	2,29	40	0,12	-	0,08
12	2,61	2,77	2,03	41	0,11	-	0,07
13	2,34	2,44	1,83	42	0,10	-	0,064
14	2,03	2,11	1,63	43	0,09	-	0,056
15	1,83	1,83	1,45	44	0,08	-	-
16	1,63	1,65	1,27	45	0,07	-	-
17	1,42	1,47	1,14	46	0,06	-	-
18	1,22	1,25	1,02	47	0,05	-	-
19	1,02	1,07	0,91	48	0,04	-	-
20	0,91	0,89	0,81	49	0,03	-	-
21	0,81	0,81	0,72	50	0,025	-	-
22	0,71	0,71	0,64				

Tableau 2.2.

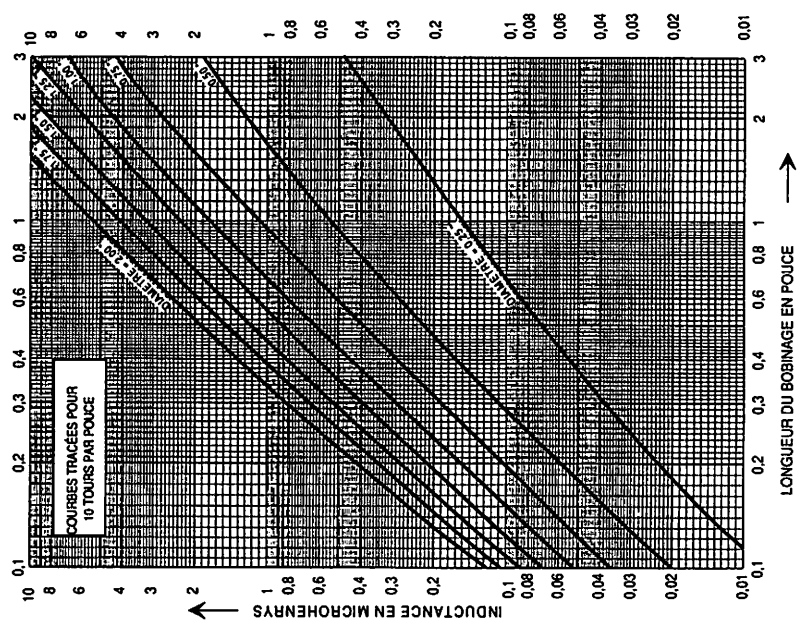
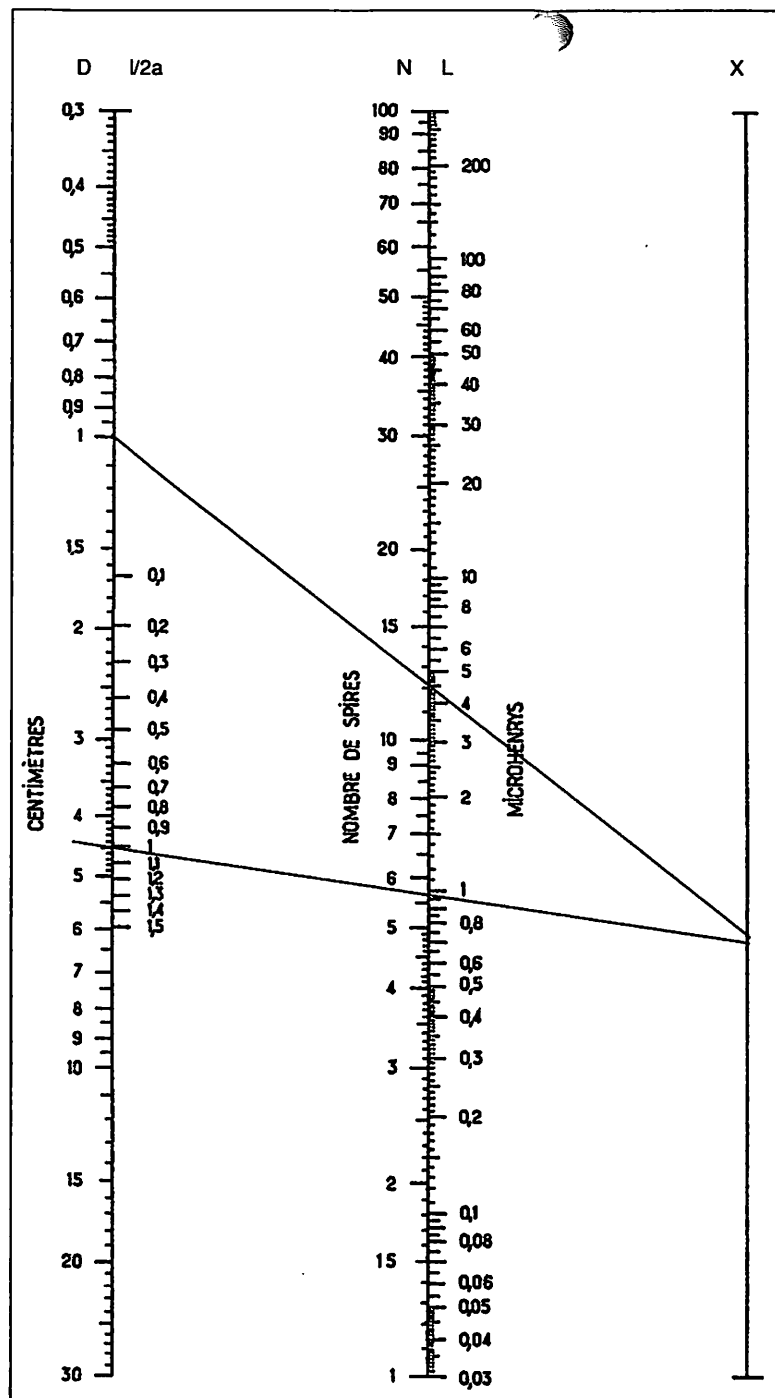


Fig. 2.6.



Bibliographie : Technologie des composants, de R. Besson
(DUNOD éditeur)

Fig. 2.7.

1	Le détecteur à diode	9
2	La pratique des inductances	13

3 LES FILTRES A QUARTZ

Généralités	26
L'adaptation des filtres à quartz	27
Les filtres à quartz en échelle	28
Les filtres à quartz en treillis	29

4	Les circuits accordés et les filtres de bande	31
5	Réalisations des filtres	43
6	La détection synchrone	47
7	La bande latérale unique (BLU)	49
8	Les résonateurs à ondes acoustiques	63
9	La synthèse de fréquence	69

Ces éléments présentent l'avantage par rapport aux filtres céramiques d'offrir une bande passante très étroite tout en ayant des flancs de coupure aussi raides qu'ils se rapprochent de la forme idéale, la figure 3.1 en donne un exemple.

GÉNÉRALITÉS

Les plus courants possèdent une fonction de transfert en réponse de Chébycheff avec une ondulation dans la bande inférieure ou égale à 2 dB. Leurs impédances d'entrée-sortie varient de 600 à 3000 ohms et nécessitent donc des adaptateurs spéciaux qui seront étudiés plus tard. L'utilisation d'un filtre à quartz procure une telle réjection hors bande qu'il devient possible de concevoir des récepteurs AM/FM/BLU à simple changement de fréquence avec la FI centrée directement sur 9 ou 10,7 MHz. Toutefois la plupart des récepteurs ondes courtes d'aujourd'hui utilisent un double changement avec la première FI sur 45 ou 75 MHz et la seconde sur 10,7 MHz.

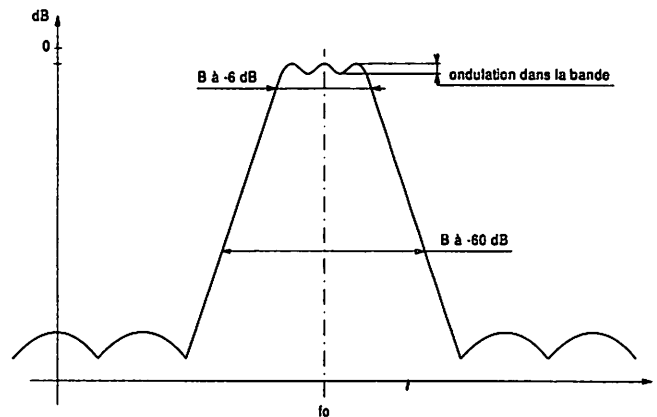


Fig. 3.1.
Allure d'un filtre à quartz.

La mise en série de plusieurs filtres à quartz n'augmente pas la sélectivité mais améliore la réjection hors bande et le facteur de forme. Le facteur de forme d'un filtre donne une idée sur la raideur de la pente de celui-ci, on l'exprime sous la forme d'un rapport entre la bande passante à -60 dB et celle à -6 dB, plus ce rapport est faible et plus le filtre possède des flancs raides.

Si les filtres céramiques peuvent souffrir d'un manque d'adaptation, il en va tout autrement des éléments à quartz où l'ondulation dans la bande et l'atténuation de passage peut le rendre inutilisable.

Le nombre de pôles du filtre détermine le facteur de forme, plus il sera élevé et plus la pente du filtre se rapprochera de l'idéal, le graphique de la figure 3.2 montre que, pour un filtre à $n = 10$ pôles, la bande passante à -60 dB vaut 1,5 fois celle obtenue à -6 dB, un autre filtre à $n = 5$ pôles offrirait à -60 dB trois fois celle que l'on obtient à -6 dB.

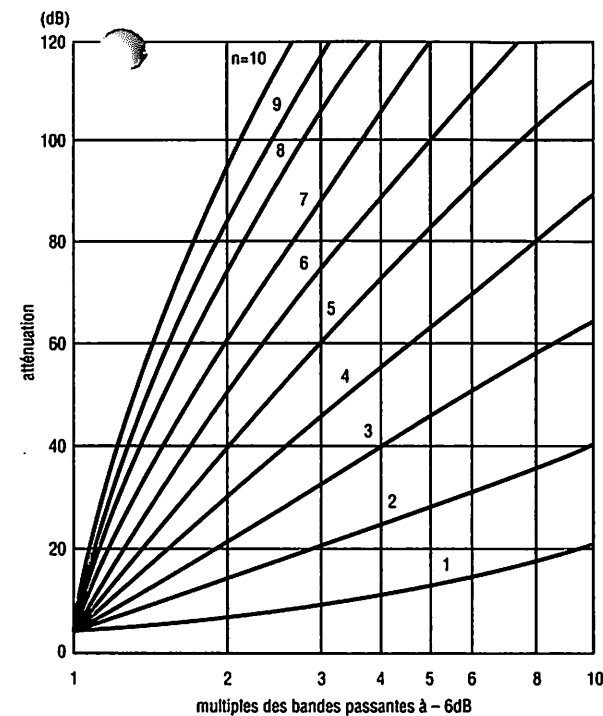


Fig. 3.2.
(documentation KVG)

L'ADAPTATION DES FILTRES À QUARTZ

En premier lieu, il convient de tenir compte de deux paramètres importants, l'impédance et la perte d'insertion. Entre le mélangeur et le filtre à quartz, on intercale un amplificateur utilisant un transistor FET J310 monté en porte commune. Son impédance d'entrée sur la source vaut 50 Ω si le courant drain est réglé entre 15 et 20 mA, le gain d'un tel étage avoisine les 10 à 12 dB, la figure 3.3 en montre le principe. Ce montage devient indispensable si l'on utilise comme mélangeur un modèle en anneau tel qu'un SRA1, MD108 ou équivalent. Le courant drain s'ajuste avec la résistance de 470 Ω dans la source du J310, le voltmètre placé aux bornes de la 10 Ω dans le drain doit indiquer 100 mV.

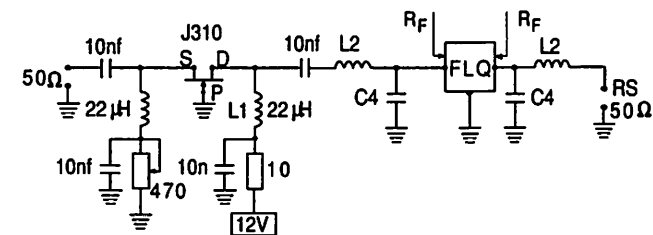


Fig. 3.3.
L'adaptation du filtre à quartz entre le mélangeur et l'amplificateur MF.

La sortie est munie d'un réseau abaisseur d'impédance composé de la capacité C_4 et de l'inductance L_2 , leurs valeurs se retrouvent décrites ci-dessous :

$$L_2 = \frac{\sqrt{R_S(R_F - R_S)}}{2\pi f_0} \quad \text{et} \quad C_4 = \frac{\sqrt{\left(\frac{R_F}{R_S}\right) - 1}}{R_F \times 2\pi f_0}$$

avec $R_S = 50 \Omega$. Ce même réseau placé à l'entrée réalise la fonction inverse.

Pour des cas d'adaptation différents, on se reportera au chapitre 8 du livre "Récepteurs ondes courtes" du même auteur où différents réseaux y sont étudiés.

La figure 3.4 représente le schéma d'un abaisseur d'impédance, on prend :

$$X_L = \sqrt{(R_1 \times R_2) - (R_2)^2} \quad \text{d'où} \quad L = \frac{X_L}{2\pi f_0}$$

$$\text{et} \quad X_C = \frac{R_1 \times R_2}{X_L} \quad \text{d'où} \quad C = \frac{1}{2\pi f_0 X_C}$$

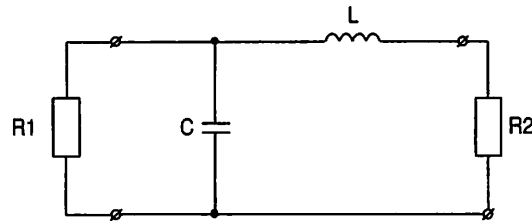


Fig. 3.4.
Abaisseur
d'impédance

Un filtre d'impédance 1500Ω pourra charger directement la sortie d'un mélangeur tel que le NE602, en revanche si l'impédance du filtre est supérieure, on peut placer entre les deux une résistance série équivalente à :

$R_{\text{série}} = R_{\text{filtre}} - R_S$ (NE602). Si du point de vue de la simplicité cela apporte un avantage il n'en reste pas moins vrai qu'au niveau des performances du récepteur, on se retrouve avec une perte de sensibilité.

LES FILTRES A QUARTZ EN ECHELLE

Il existe deux types particuliers que nous étudierons, les filtres à quartz en échelles et en treillis. Dans l'exemple de la figure 3.5, on prend quatre quartz d'une fréquence overtone 3 de 27,005 MHz correspondant au canal 4 de la bande CB.

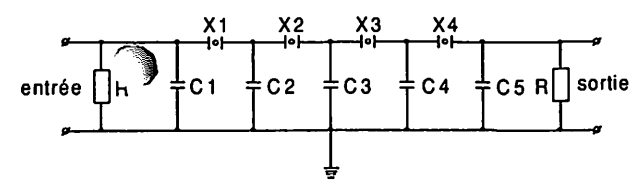


Fig. 3.5.
Un filtre à quartz
artisanal

Avec ce filtre, les quartz travaillent sur leurs fondamentaux en mode de résonance série, donc un peu plus bas que $27,005/3 = 9,0017$ MHz. Pour s'assurer des propriétés du filtre, il faut utiliser un générateur HF et en sortie on place un détecteur à diodes AA119 relié à un voltmètre, ainsi on peut voir la courbe de sélectivité à -6 dB soit 0,5 fois l'amplitude maximale lue à une fréquence précise. La règle générale consiste à dire que la bande passante reste inversement proportionnelle aux valeurs des capacités et directement proportionnelle aux résistances terminales qui déterminent également l'ondulation du filtre dans la bande passante.

Les capacités prennent les valeurs suivantes :

$$C_1 = C_5 = \frac{64 \times 10^3}{R \times f}$$

$$C_2 = C_4 = \frac{290 \times 10^3}{R \times f}$$

$$C_3 = \frac{450 \times 10^3}{R \times f}$$

avec f en mégahertz et R en ohms et C en picofarads

La bande passante obtenue à -6 dB reste inférieure à 3 kHz avec un facteur de forme de 4 entre -6 dB et -60 dB, la perte d'insertion vaut 10 dB et, de ce fait, un amplificateur à l'entrée comme à la sortie devient nécessaire. Le facteur de forme s'améliore en cascade plusieurs cellules identiques.

LES FILTRES À QUARTZ EN TREILLIS

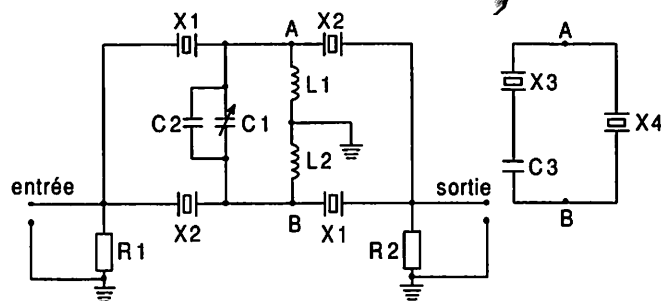
A l'inverse des précédents, ils utilisent deux paires de quartz dont l'écart des résonances série détermine la bande passante.

On s'arrange pour que le pôle des quartz X_1 coïncide avec le zéro des quartz X_2 . Le circuit accordé couple les deux demi treillis sur la fréquence centrale du filtre tel que :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_2)(C_1 + C_2)}}$$

La figure 3.6 montre le schéma d'un tel montage.

Fig. 3.6.
Schéma de principe
d'un filtre à quartz
en treillis.



Dans la pratique, on peut réaliser ces filtres en utilisant des quartz CB taillés sur 9 MHz. Par exemple, on peut concevoir un filtre sur 9 MHz en prenant deux quartz CB de 27,005 MHz pour X_1 et 27,015 MHz pour X_2 , leurs fondamentaux respectifs étant 9,0017 MHz et 9,005 MHz sur la résonance parallèle (les zéros), 9,0007 MHz et 9,004 MHz pour la résonance série (les pôles), soit une différence de 3300 Hz ; ce qui donne une bande passante à - 6 dB de l'ordre de 6 kHz. Pour améliorer la réjection hors bande du filtre, on dispose entre les points A et B deux quartz comme le montre la figure 5.6.

La valeur de X_4 correspond à la résonance série d'un quartz sur 26,985 MHz, soit 8,994 MHz, le quartz X_3 est un modèle de 27,025 MHz, soit 9,008 MHz en série avec une capacité de 33 pF. De cette manière, on place deux crevasses bien prononcées de part et d'autre de la bande passante du filtre.

1	Le détecteur à diode	9
2	La pratique des inductances	13
3	Les filtres à quartz	25

4 LES CIRCUITS ACCORDÉS ET LES FILTRES DE BANDE

Généralités	32
Le couplage critique	38
Le couplage sur-critique	38

5	Réalisations des filtres	43
6	La détection synchrone	47
7	La bande latérale unique (BLU)	49
8	Les résonateurs à ondes acoustiques	63
9	La synthèse de fréquence	69

Ce chapitre se consacre à l'élaboration des circuits passe-bande à simple et double accord. De prime abord, les calculs peuvent paraître laborieux si l'on s'en réfère aux divers exposés mathématiques que l'on peut trouver dans la littérature spécialisée. Ici nous nous sommes bornés à donner les rudiments et à poser les quelques formules pratiques et fondamentales pour la conception théorique des filtres, la mise au point sera par la suite bien plus simple puisque tous les paramètres ont été calculés par avance, le hasard ne fait pas toujours bien les choses !

GÉNÉRALITÉS

Nous allons commencer par poser les caractéristiques de base du circuit RLC parallèle suivant les figures 4.1a et 4.1b. Dans cette figure, r représente la résistance du fil en HF. L'impédance d'un tel circuit varie avec la fréquence, à la résonance, elle devient réelle et vaut

$$Z_{\text{res}} = \frac{L}{r \cdot C},$$

elle constitue par ailleurs la valeur la plus grande de l'impédance du circuit. Pour des fréquences allant vers $f \rightarrow \infty$, cette impédance s'annule et devient très petite pour $f \rightarrow 0$ (f tend vers 0), en fait elle égale r , équivalente à la résistance de la self.

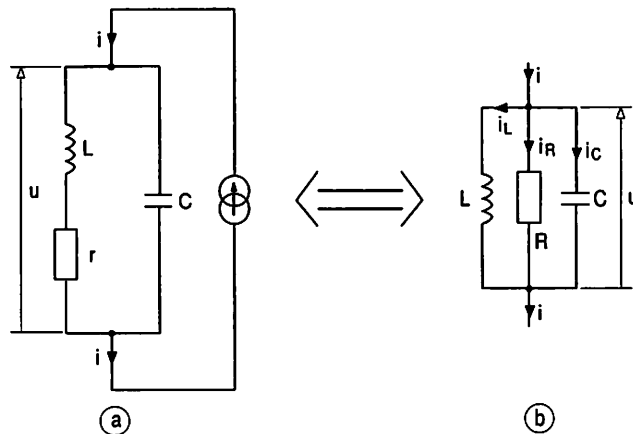


Fig. 4.1.

Pour étudier un circuit oscillant parallèle, il faut introduire le facteur de sur-intensité " Q ", on dira facteur de sur-tension pour un circuit RLC série. Il s'agit du rapport du courant " i " au courant " i_L " ou " i_C " à la résonance.

$$|i|_{\text{res}} = \frac{u \times r \times C}{L}$$

$$|i_C|_{\text{res}} = u \times \omega_r \times C$$

et

$$|i_L|_{\text{res}} = \frac{u}{\sqrt{r^2 + (\omega_r)^2 \times L^2}}$$

$$\text{avec } Q = \frac{|i_C|_{\text{res}}}{|i|_{\text{res}}} = \frac{|i_L|_{\text{res}}}{|i|_{\text{res}}} = \frac{\omega_r \times L}{r} = \frac{1}{\omega_r \times r \times C}$$

puis en multipliant Q par lui-même, on arrive à

$$Q^2 = \left(\frac{\omega_r \times L}{r} \right) \times \left(\frac{1}{\omega_r \times r \times C} \right) = \frac{L}{r^2 \times C}$$

et finalement on arrive à l'expression du facteur de sur-intensité en fonction de r , L et C .

$$Q = \frac{1}{r} \times \sqrt{\frac{L}{C}}.$$

De là, il devient possible de simplifier l'expression de l'impédance à la résonance telle que

$$Z_{\text{res}} = r \times Q^2.$$

La fréquence de résonance n'est pas altérée par la résistance de la self et vaut toujours :

$$f_{\text{res}} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}.$$

Dans la pratique, on a le plus souvent à faire à une résistance en parallèle sur le circuit LC. Il convient donc de transformer r en résistance équivalente aux bornes du circuit résonnant, pour ce faire on prend

$$Z_{\text{res}} = r \times Q^2 = \frac{1}{r} \times \left(\frac{L}{C} \right),$$

il s'agit d'une résistance purement ohmique, voir la figure 4.1. Le coefficient de sur-intensité devient alors :

$$Q = R \times \sqrt{\frac{C}{L}} = R \times C \times \omega = \frac{R}{\omega \times L},$$

Selon les cas, nous utilisons l'une de ces trois expressions.

Afin d'évaluer correctement la bande passante d'un circuit "bouchon", il est nécessaire de connaître l'impédance dans le voisinage de la résonance, nous déterminerons donc les points à -3 dB et -6 dB.

Le simulateur PSPICE® * nous apporte une solution graphique d'où proviennent les différentes courbes de réponses représentées ici et tout au long de l'ouvrage. La figure 4.2. (a) montre la bande passante d'un circuit RLC pour des facteurs Q de 5, 10 et 15 et l'on voit effectivement qu'elle vaut :

$$B = \frac{f_{\text{res}}}{Q}.$$

* PSPICE est un simulateur de circuits analogiques et digitaux qui tourne sur compatibles PC. Il permet selon les données qu'on lui donne d'évaluer de manière pratique les caractéristiques d'un circuit électronique déterminé. L'auteur utilise la version limitée qui fût diffusée à bon nombre d'exemplaires.

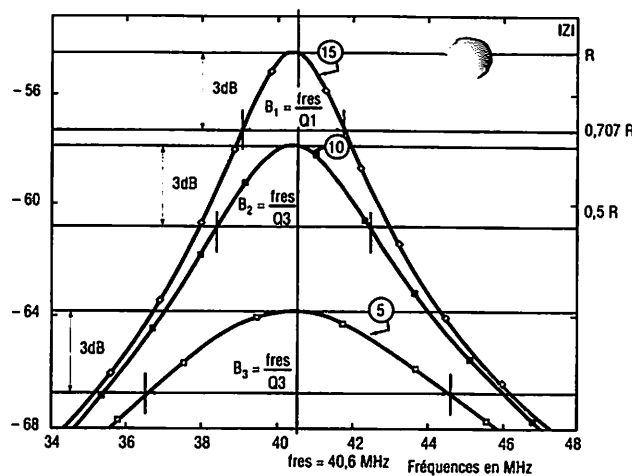
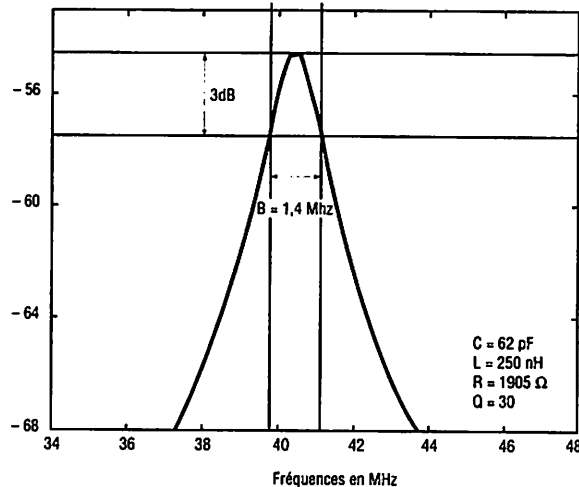


Fig. 4.2. (b).



* Cette figure représente la bande passante du même circuit RLC, mais en conservant une résistance R de 1905 Ω et en adoptant une inductance L de 250 nH avec un condensateur C de 62 pF, le facteur Q étant doublé, la bande passante est alors réduite de moitié.

On peut comparer avec la courbe de la figure 4.2. (b) *.

Le module de l'impédance d'un circuit RLC vaut :

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{1 + 4 Q^2 b^2}}$$

La figure 4.3. donne la variation de cette impédance en fonction des fréquences, l'impédance est maximale pour

$$f = f_{\text{res}} \text{ où } |Z| = R \text{ et } |Z| = 0,707 \times R$$

pour l'atténuation à - 3 dB et 0,5 $\times R$ pour celle à - 6 dB. Il est possible de trouver ces fréquences en posant $f = f_{\text{res}} \times (b + 1)$; pour $f =$ on a $b = 0$; pour les fréquences à - 3 dB

$$|Z| = \frac{R}{\sqrt{1 + 4 Q^2 b^2}}$$

et celles à - 6 dB, on a $b = \sqrt{\frac{0,75}{Q^2}}$.

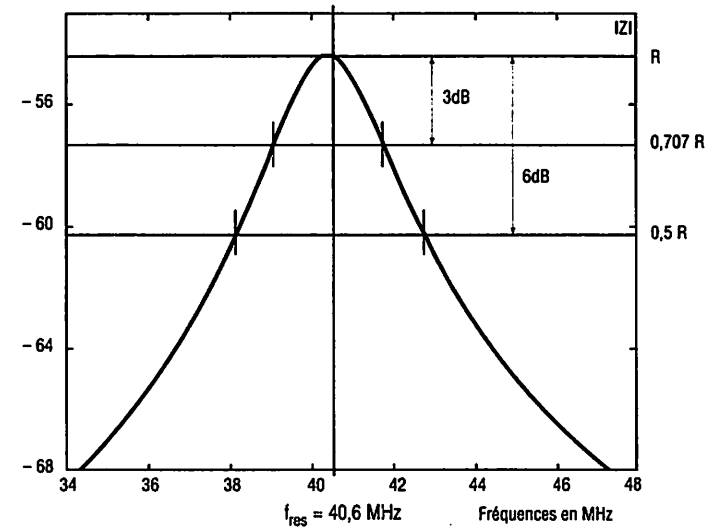


Fig. 4.3.

A partir de ces données, on peut maintenant par le calcul établir le projet d'un filtre passe-bande à simple accord.

Le déphasage en fonction de la fréquence vaut 0 degré pour $f = f_{\text{res}}$, ± 45 degrés pour les fréquences à - 3 dB et ± 60 degrés pour celles à - 6 dB. Les filtres à simple accord restent adaptés aux applications à bandes étroites dans les amplificateurs transistorisés ou équipés de circuits intégrés, on se rappellera que la bande passante se trouve modifiée en fonction du nombre d'étages de la chaîne amplificatrice, posons

$$B_t = B \times \sqrt{2^{(1/n)} - 1}$$

avec B_t , la bande passante totale à la sortie du $n^{\text{ième}}$ étage, B la bande d'un étage et n le nombre d'étages.

Prenons l'exemple de deux étages amplificateurs disposant d'une bande passante "individuelle" de 10 kHz que l'on place en série, la bande passante totale se verra portée à 6,5 kHz*.

* Sur une chaîne d'amplification comportant n étages, on peut réaliser des filtres accordés sur plusieurs fréquences et disposant de facteurs Q non identiques (le cas échéant), cela s'appelle un amplificateur sélectif à filtres décalés.

Nous allons voir maintenant les lites de bande à double accord à couplage inductif et capacitif. Le sujet est abordé de telle manière que l'on aura toujours circuits primaire et secondaire les mêmes éléments constituant les impédances, comme le montre la figure 4.4. L'impédance \bar{Z}_C peut être capacitive ou inductive. Le facteur de couplage est représenté ici par $a = K \times Q$; trois cas peuvent apparaître, "a" inférieur à 1, "a" égal à 1 et "a" supérieur à 1. Il s'agit respectivement des couplages sous-critique, critique et sur-critique.

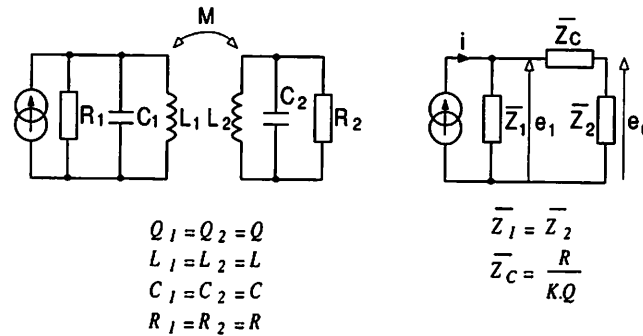


Fig. 4.4.

Le couplage sous-critique permet d'obtenir un facteur de forme amélioré par rapport au circuit à simple accord dont la courbe de réponse est représentée sur la figure 4.5. Le calcul de ce filtre a été étudié ultérieurement.

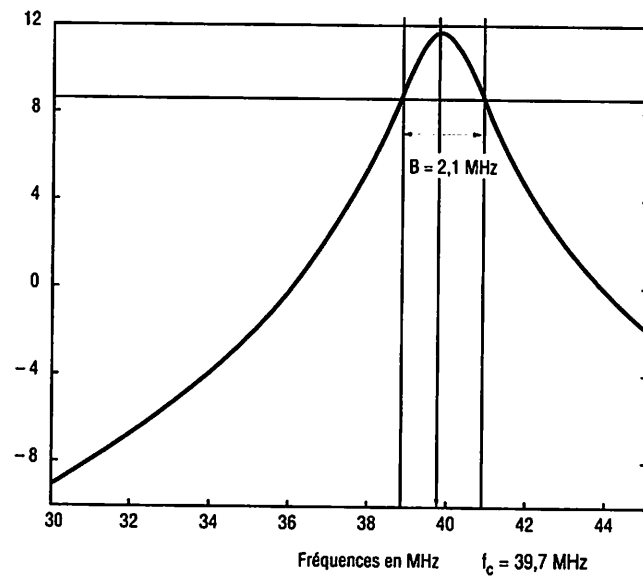


Fig. 4.5.

Le couplage critique provoque l'augmentation de la bande passante on tend d'une courbe à un sommet vers une à deux sommets. Le couplage sur-critique assure de grandes largeurs de bande avec deux maximum. Ces courbes peuvent être visualisées sur la figure 4.6.

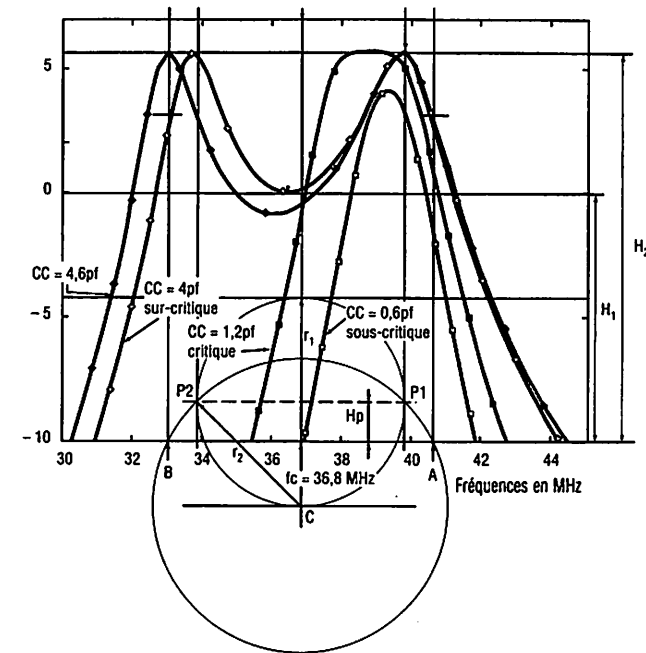


Fig. 4.6 (a).

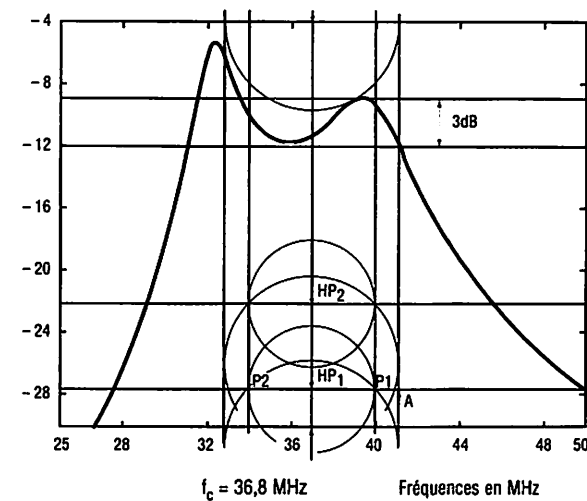


Fig. 4.6 (b).

LE COUPLAGE CRITIQUE

Le facteur de couplage vaut $a = KQ$ = fréquence centrale est obtenue par la formule

$$f_c = \frac{f_{\text{res}}}{b + 1}, \text{ avec } b = \frac{a}{2 \times Q}$$

pour les points à - 3 dB, soit dans notre exemple :

$$b + 1 = 1,03 \text{ et } f_c = \frac{39,7}{b + 1} = 38,6 \text{ MHz}.$$

Il est possible de contrôler sur la figure 4.6 avec la courbe où $c_c = 1,2$ pF, en traçant les fréquences à - 3 dB, on trouve $f_c = 38,65$ MHz. La bande passante de ce mode de couplage vaut

$$B = \frac{f_c \times \sqrt{2}}{Q}.$$

La fréquence supérieure à - 3 dB s'obtient en appliquant

$$f_1 = f_c + \frac{f_c \times \sqrt{2}}{2 \times Q},$$

et la fréquence inférieure à - 3 dB avec

$$f_2 = f_c - \frac{f_c \times \sqrt{2}}{2 \times Q}.$$

LE COUPLAGE SUR-CRITIQUE

Le couplage sur-critique demande d'avoir $a = kQ > 1$. Ce mode de couplage permet d'obtenir avec un filtre à double accord des bandes passantes très larges. En fonction des fréquences minimales et maximales imposées par la pratique (f_1 et f_2), on détermine le facteur de couplage avec les égalités ci-dessous :

$$\text{pour } f_c = \frac{f_{p1} + f_{p2}}{2} = \frac{f_{\text{res}}}{b + 1};$$

$$a = KQ = \frac{Q (f_{p1} - f_{p2})}{f_c},$$

pour l'exemple, cela donne

$$a = \frac{18 \times (39,7 - 33,9)}{36,8} = 2,8.$$

En s'imposant l'un des points (symétriques par rapport à f_c) de la courbe à - 3 dB, on trouve le facteur de couplage en appliquant également :

$$a = K \left(\sqrt{\left(\frac{(f_{p1} \text{ à } -3 \text{ dB}) - f_c}{f_c} \times 2 \times Q \right)^2 + 2} \right) - 1,$$

pour l'exemple,

$$a = \left(\sqrt{\left(\frac{(40,5 - 36,8) \times 2 \times 18}{36,8} \right)^2 + 2} \right) - 1 = 2,8.$$

La bande passante totale du filtre entre les deux fréquences situées à - 3 dB s'évalue selon la formule :

$$B_T = \left(\sqrt{a^2 + 2a - 1} \right) \times \left(\frac{f_c}{Q} \right) = 2 \times (40,5 - 36,8).$$

La fréquence des maximums est obtenue en posant :

$$f_{M1} = f_c + \left(c \times \frac{f_c}{2Q} \right) \text{ et}$$

$$f_{M2} = f_c - \left(c \times \frac{f_c}{2Q} \right),$$

$$\text{avec } c = \sqrt{a^2 - 1}$$

(le facteur c ne représente pas ici une capacité).

La fréquence centrale se détermine avec

$$f_c = \frac{f_{p1}}{b + 1}, \text{ avec } b = \frac{a}{2Q},$$

$$\text{d'où } f_c = \frac{39,7}{1,08} = 36,8 \text{ MHz}.$$

Nous verrons dans les quatre exemples qui suivent comment mettre en œuvre ces formules en fonction des éléments et caractéristiques imposées par le concepteur du filtre. La bande passante des circuits RLC primaire et secondaire doit prendre une valeur de :

$$B_P = B_S = \frac{f_c}{Q},$$

$$\text{pour l'exemple } B_P = B_S = \frac{36,8}{18} = 2 \text{ MHz}.$$

Sur la figure 4.6. (b), on voit les inscriptions P_1 , P_2 et H_p . Elles correspondent respectivement aux pôles et hauteur des pôles du filtre.

La hauteur des pôles se détermine selon la formule suivante :

$$H_p = \frac{f_c}{2Q}$$

la distance des pôles P_1 et P_2 par rapport à f_c vaut :

$$f_{P1} = \frac{f_c \times (2 + K)}{2} \quad \text{et} \quad f_{P2} = \frac{f_c \times (2 - K)}{2}$$

$$a = \frac{f_{P1} - f_{P2}}{2 H_p} \quad \text{et} \quad K = \frac{a}{Q} = \frac{f_{P1} - f_{P2}}{f_c}$$

La recherche des pôles permet d'apprécier graphiquement les résultats obtenus par la méthode de calcul. Le rayon r_1 correspond à la distance entre les pôles P_1 ou P_2 et f_c , son centre naît à l'intersection des lignes de H_p et de f_c , on le trace d'abord. Le rayon r_2 prend naissance à l'intersection de la tangente au cercle de rayon r_1 et de f_c , sa longueur rejoint le pôle P_1 ou P_2 . Le cercle coupe alors la ligne de référence aux points A et B, on a alors la bande passante à - 3 dB qui vaut la distance entre ces deux points. Nous allons voir maintenant le cas où $C_1 \neq C_2$; $L_1 \neq L_2$; $R_1 \neq R_2$ et $Q_1 = Q_2 = Q$. Les calculs restent identiques aux précédents en s'assurant des égalités ci-dessous :

$$Q = R_1 \times \omega_c \times C_1 = R_2 \times \omega_c \times C_2$$

ou

$$Q = \frac{R_1}{\omega_c \times L_1} = \frac{R_2}{\omega_c \times L_2}$$

A noter que l'amplification (produit G.B) est plus grande que dans le cas d'une répartition égale entre le primaire et le secondaire. Si les facteurs de qualité Q_1 et Q_2 divergent, la méthode pour déterminer les éléments du filtre de bande devient fort compliquée. On s'arrangera donc toujours pour qu'ils soient les mêmes.

Le cas où $L_1 \neq L_2$; $C_1 \neq C_2$; $Q_1 \neq Q_2$ et $R_1 \neq R_2$ est intéressant puisque l'amplification prend la valeur la plus grande. Les formules ci-dessous permettent de déterminer ses caractéristiques.

$$U = \frac{Q_1}{Q_2}$$

le facteur de couplage prend la nouvelle forme,

$$a_1 = K \times \sqrt{Q_1 \times Q_2}$$

Le couplage de transition qui permet de passer d'une courbe à une courbe à deux bosses vaut :

$$a_1 = \sqrt{\frac{U^2 + 1}{2U}}$$

La bande passante sera déterminée en partant de la distance entre les pôles et leurs hauteurs par rapport à l'axe de référence. Posons

$$\beta = 0,5 \left(\frac{1}{U} + 1 \right)$$

et la hauteur des pôles, H_p :

$$H_{P1} = \frac{\beta \times f_c}{2 \times Q_2}$$

La distance qui sépare les pôles P_1 et P_2 , $D_p = f_{P1} - f_{P2}$.

Pour déterminer le filtre, on applique alors la méthode graphique vue à la figure 4.6, mais ici pour chacun des pôles*.

Le coefficient K s'obtient en fonction des valeurs de Q_2 , U , f_c et D_p tel que :

$$K = \sqrt{\frac{(D_p)^2 + \left[\left(\frac{1}{4(Q_2)^2} \right) \times \left(\frac{U-1}{U} \right)^2 \right]}{(f_c)^2}}$$

La figure 4.6 b montre l'allure de la courbe obtenue par le calcul. Les éléments valent :

$$\begin{aligned} C_1 &= 20 \text{ pF}; & L_1 &= 800 \text{ nH}; & Q_1 &= 18; \\ f_{P1} &= 39,7 \text{ MHz}, & R_1 &= 3825 \Omega, & C_2 &= 102 \text{ pF}; & L_2 &= 158 \text{ nH}; \\ Q_2 &= 9; & f_{P1} &= 39,7 \text{ MHz}, & R_2 &= 382 \Omega. \\ K &= 0,16; & a &= 2, \text{ le condensateur de couplage vaut } 8,7 \text{ pF.} \end{aligned}$$

Avec $f_{P2} = 33,9 \text{ MHz}$, la hauteur des pôles vaut 1,5 MHz, la fréquence centrale escomptée est de 36,8 MHz.

Si nous appliquons sur la figure 4.6 b la méthode graphique pour déterminer la hauteur du pôle 2 qui se formule comme ci-dessous :

$$H_{P2} = \left(\frac{f_r}{2Q_1} \right) \times (1 + 2a)$$

on voit que la circonférence du cercle de H_{P2} coïncide au point A qui correspond à la fréquence à - 3 dB des fréquences hautes.

* On constate aisément que la courbe obtenue n'est plus forcément symétrique par rapport à l'axe correspondant à la fréquence f_c .

FILTRE DE BANDE 1

Sa structure est représentée sur la figure 5.1. Il met en œuvre deux circuits RLC parallèles couplés par une capacité C_{12} . Ce filtre favorise les fréquences hautes, l'accord se réalise sur le pôle P_1 de la figure 4.6 tel que :

$$L = \frac{1}{39,44 \times (f_{P1})^2 \times C}$$

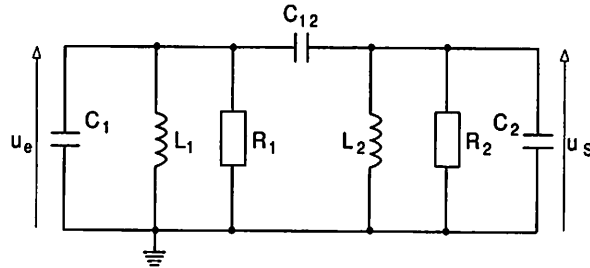


Fig. 5.1.

En fonction du facteur de couplage "a", le pôle P_2 se déplace vers les fréquences basses. La valeur du condensateur C_{12} s'obtient en appliquant la formule ci-dessous :

$$K = \frac{C_{12}}{\sqrt{(C_1 + C_{12}) \times (C_2 + C_{12})}}$$

pour trouver sans tâtonnements intempestifs C_{12} , on applique les relations données par la formule

$$C_{12} = \frac{\sqrt{\Delta} + B}{2(1 - K^2)} \quad \text{pour } K \leq 1$$

$$\Delta = A^2 - 4 \times C \times D,$$

$$\text{avec } A = B = K^2(C_1 + C_2), C = (1 - K^2),$$

$$D = (K^2 \times C_1 \times C_2).$$

Les deux circuits accordés $L_1 C_1$ et $L_2 C_2$ se règlent sur la fréquence du pôle P_1 , alors qu'avec le condensateur C_{12} on règle le couplage pour obtenir un maximum sur la fréquence f_{m2} . Le condensateur équivalent en parallèle sur L_1 , pour avoir la résonance sur f_{m2} , vaut :

$$C_{M2} = C_1 + 2 \times C_{12}.$$

Dans le cas du couplage par induction mutuelle, la fréquence de résonance des circuits couplés équivaut à la fréquence centrale f_c . Mais ici nous sommes en présence d'un couplage capacitif en tête, et la fréquence de résonance vaut :

$$f_r = f_c \times \left(1 + \frac{K}{2}\right).$$

Exemple :

$$a = 2,8 \Rightarrow f_c = 39,7 \text{ MHz}; L_1 = L_2 = 800 \text{ nH}; \\ C_1 = C_2 = 20 \text{ pF}; Q_1 = 19,1 \text{ et } f_c = 36,8 \text{ MHz}.$$

FILTRE DE BANDE 2

Sa structure est donnée à la figure 5.2. La fréquence du pôle P_1 est ici également fixe, c'est la fréquence du pôle P_2 qui se déplace vers le bas. Ce filtre dispose de caractéristiques identiques au précédent de telle manière que pour le calcul des éléments, on prendra soin de remplacer C_{12} par L_{12} , C_1 par L_1 et C_2 par L_2 . Une dissymétrie apparaît quand la résistance série de L_{12} devient trop importante.

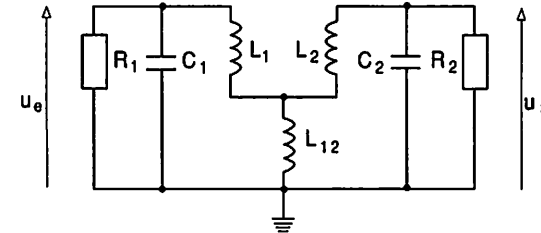


Fig. 5.2.

FILTRE DE BANDE 3

Sa structure est montrée sur la figure 5.3. Ici la fréquence du pôle P_2 est fixe, c'est le pôle P_1 qui se déplace vers les fréquences hautes en fonction du couplage "a". Il se compose de deux circuits accordés RLC couplés entre eux par une inductance en tête.

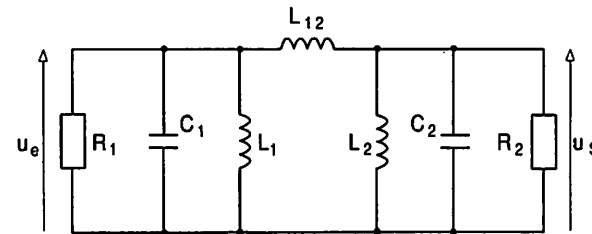


Fig. 5.3.

Pour obtenir l'inductance L_{12} en fonction du couplage, on pose :

$$K = \frac{\sqrt{L_1 + L_2}}{\sqrt{(L_1 + L_{12})(L_2 + L_{12})}}$$

En fait, il est préférable de déterminer L_{12} en fonction des valeurs connues, pour ce faire, la formule suivante s'adapte plus aux besoins :

$$L_{12} = \frac{\sqrt{\Delta} - B}{2}$$

$$\text{avec } \Delta = (L_1)^2 + (L_2)^2 + L_1 \times L_2 \left(\frac{4}{K^2} - 2\right)$$

$$\text{et } B = L_1 + L_2.$$

L'inductance équivalente en parallèle sur pour obtenir la résonance sur f_{m1} vaut :

$$L_{m1} = \frac{L_1 \times L_{12}}{2 L_1 + L_{12}} .$$

Exemple : $a = 2,8$; $f_r = 33,9$ MHz ; $L_1 = L_2 = 1,1$ μ H ;
 $C_1 = C_2 = 20$ pF et $Q_3 = 16,3$.

FILTRE DE BANDE 4

Le schéma de ce filtre se trouve sur la figure 5.4. Ses caractéristiques étant identiques au précédent, le calcul du condensateur C_{12} répond aux mêmes équations que celles utilisées lors des calculs nécessaires au filtre 3. Pour le filtre 2, on a : $a = 2,8$; $f_r = 39,7$ MHz ; $f_c = 36,8$ MHz ; $L_1 = L_2 = 800$ nH ; $C_1 = C_2 = 20$ pF ; $Q_2 = 19,1$.

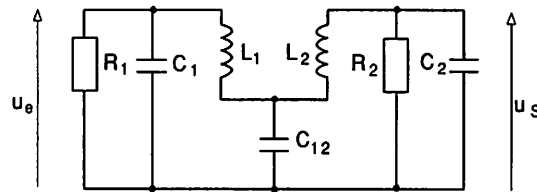


Fig. 5.4.

Pour le filtre 3, on dispose des valeurs suivantes : $a = 2,8$; $f_r = 33,9$ MHz ; $f_c = 36,8$ MHz ; $L_1 = L_2 = 1,1$ μ H ; $C_1 = C_2 = 20$ pF ; $Q_4 = 16,3$. Le facteur de sur-intensité de chacun de ces filtres équivaut à :

$$Q = \frac{f_c}{2 \times H_p} ,$$

$2 \times H_p$ correspondant à la bande passante de chacun des deux circuits RLC composant le filtre de bande.

GÉNÉRALITÉS SUR LES FILTRES DE BANDE

Sur la figure 4.6, on peut noter le rapport de l'amplitude minimale sur l'amplitude maximale, elle correspond à

$$\frac{H_1}{H_2} = \frac{2 \times a}{a^2 + 1}$$

La résistance d'entrée des filtres à f_c vaut $R_{fc} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{a^2 + 1}$.

La résistance d'entrée des filtres à la fréquence où l'amplitude est maximale vaut

$$R_{m} = \frac{\sqrt{R_1 R_2}}{2} .$$

1	Le détecteur à diode	9
2	La pratique des inductances	13
3	Les filtres à quartz	25
4	Les circuits accordés et les filtres de bande	31
5	Réalisations des filtres	43

6 LA DÉTECTION SYNCHRONES

7	La bande latérale unique (BLU)	49
8	Les résonateurs à ondes acoustiques	63
9	La synthèse de fréquence	69

Au cours de ce paragraphe, nous allons tenter d'expliquer de manière simple comment fonctionnent ces détecteurs qui portent aussi le nom de détecteurs à cohérence ou de produit.

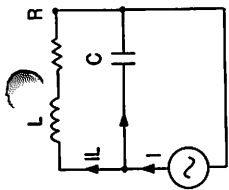


Fig. 8.1.

Les résonateurs à ondes acoustiques de surface apportent des solutions pour les fréquences entre 0,2 et 1 GHz, mais la gamme peut techniquement démarrer vers la dizaine de mégahertz. Ils travaillent selon un mode de circuit oscillant parallèle que l'on représente par le dessin de la figure 8.1. Dans ce cas, on sait que $R \times C \times \omega_0 = 1/Q$, le courant qui traverse la capacité devient Q fois plus grand que le courant principal I qui se trouve en quadrature avec lui, il en est de même pour IL .

L'ENTRETIEN DES OSCILLATIONS

Le résonateur est placé aux bornes d'un amplificateur à réaction dont le gain de boucle doit être supérieur à l'unité et la rotation de phase entre l'entrée et la sortie doit être de 0 ou 180°. La propriété du signal de sortie dépend du niveau d'excitation du résonateur, du bruit provoqué par les éléments connexes et de leur bande passante. Compte tenu de la valeur élevée du facteur de surtension (Q), seule la raie centrale apparaît avec une amplitude suffisante par rapport aux signaux harmoniques et résonances parasites. On assiste à des dérapages en fréquence lorsque les composants utilisés dans la constitution du montage subissent des variations dues à leur coefficient de température, des contraintes mécaniques et une instabilité dans le temps. D'un autre côté, le résonateur lui-même présente un coefficient de température très faible, une influence aux contraintes mécaniques réduite, et fonctionner avec un faible niveau d'excitation.

FONCTIONNEMENT

La figure 8.2 donne le schéma de principe d'un tel résonateur. Le signal appliqué à l'entrée produit une onde acoustique de surface qui se propage dans deux directions ; vers l'arrière, elle est renvoyée par le réflecteur accordé ; vers l'avant, elle est captée par le transducteur interdigité de sortie ; une fraction atteint le réflecteur avant qui la renvoie. Une onde stationnaire prend naissance à une fréquence qui dépend de la géométrie des transducteurs et des réflecteurs.

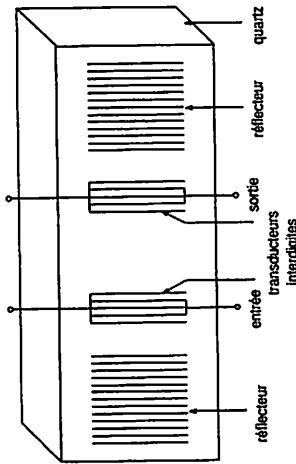


Fig. 8.2.

La propagation de l'onde de surface est relativement lente, de l'ordre de 3 000 m/s. Elle provoque une atténuation négligeable du signal, qu'il ne faut pas confondre avec la perte d'insertion, de l'ordre de 6 à 16 dB sur un circuit de 50 Ω d'impédance.

On obtient des facteurs de qualité Q de l'ordre de 20 000 à 20 MHz et de 4 000 à 1 GHz. Leur courbe de sélectivité est très pointue. Ils fonctionnent en mode fondamental.

TECHNOLOGIE

Le substrat est en quartz, car c'est le matériau piézoélectrique qui présente le coefficient de température le plus faible (150×10^{-5} pour une variation de $\pm 70^\circ \text{C}$), son coefficient de couplage est réduit ; il est préféré pour les filtres à bande étroite.

La métallisation en aluminium est déposée par photolithographie, selon la technologie VLSI la plus poussée.

En effet, il s'agit d'obtenir jusqu'à cent doigts d'une épaisseur de 5 μm , d'une largeur inférieure au micromètre, avec une précision de 50 nm sur un substrat de 0,5 mm d'épaisseur. Cette précision permet d'obtenir la fréquence d'accord à $\pm 20 \times 10^{-6}$. Les résonateurs sont encapsulés dans des boîtiers T08 et T039 particulièrement économiques. Ils peuvent être monopolaires ou bipolaires, avec un déphasage de 0° ou de 180° entre l'entrée et la sortie ; leur schéma équivalent est donné sur la figure 8.3.

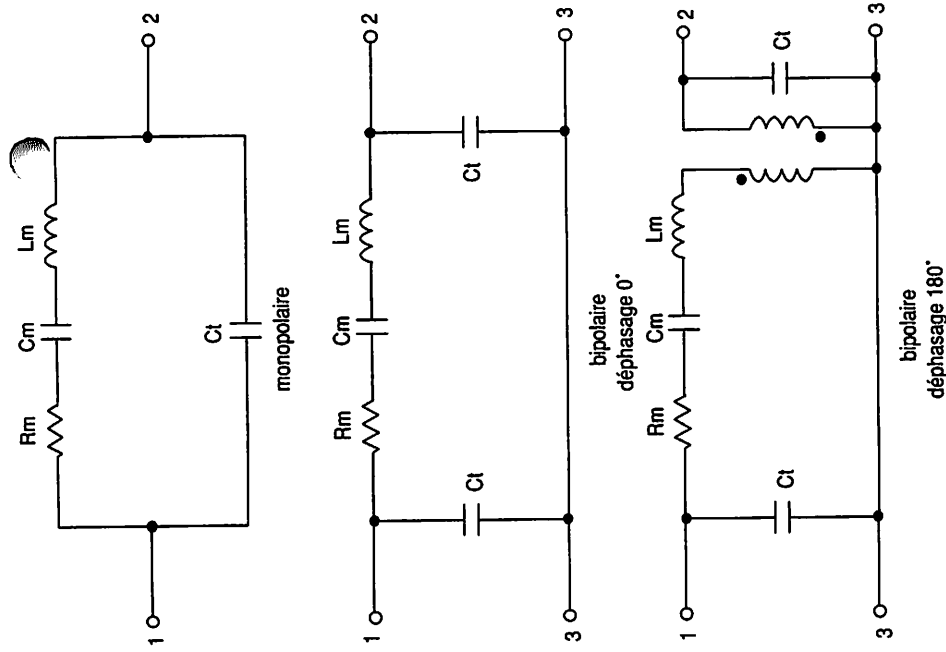
En général, on préfère les résonateurs bipolaires aux monopolaires, car ils présentent un Q plus élevé, une liberté plus grande dans l'implantation et le réglage final.

Les résonateurs avec un déphasage de 0° sont utilisés avec des transistors bipolaires montés en émetteur commun ; ceux qui ont un déphasage de 180° doivent être choisis pour être associés avec un MOS à deux grilles.

Leur largeur de bande à la résonance est comprise entre quelques dizaines de kilohertz vers 200 MHz à quelques centaines de kilohertz vers 1 GHz. Ils possèdent une très haute stabilité de l'oscillateur, avec un spectre de fréquence très étroit et un spectre de bruit de bande très faible.

En général, ces oscillateurs sont chargés par une ligne de 50 Ω d'impédance.

Fig. 8.3.



QUELQUES APPLICATIONS

Les oscillateurs à transistors bipolaires (fig. 8.4).

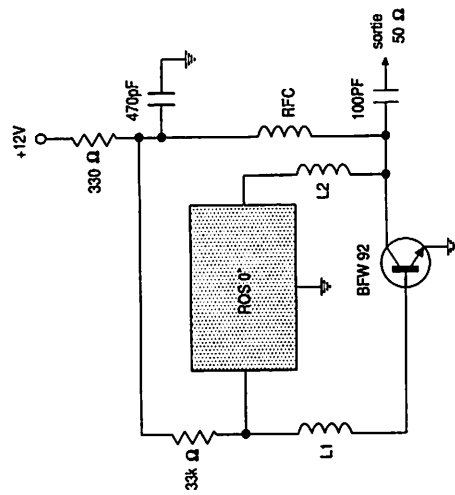


Fig. 8.4.

Les transistors haute fréquence qui donnent un gain de 15 dB à 1 GHz sont disponibles à des prix raisonnables. On obtient le schéma de la figure 8.4 qui a été essayé entre 200 MHz et 1 GHz ; seuls les bobinages L_1 et L_2 doivent être modifiés, leur valeur n'est pas critique ; ils servent à ajuster la fréquence d'accord à $\pm 100 \times 10^{-6}$.

Pour 400 MHz, L_1 et L_2 ont 4 et 5 spires de fil 0,25 mm sur un mandrin de 2 mm. Pour 1 GHz, L_1 et L_2 n'ont plus que 2 à 3 spires sur le même mandrin.

Le transistor est monté en émetteur commun ; le résonateur bipolaire 0° est relié entre le collecteur et la base. Le transistor doit avoir un facteur de bruit modéré (3 dB ou moins) et un gain de bande de 5 GHz ou plus, pour pouvoir fonctionner correctement, le niveau de sortie se situe entre 0 dB et + 10 dBm sur une charge de 50 Ω.

LES OSCILLATEURS À TRANSISTORS MOS

La figure 8.5 donne le schéma d'un oscillateur utilisant un transistor MOS double grille et un résonateur bipolaire 180° qui est très employé surtout pour les fréquences moyennes.

Pour 590 MHz et le MOSFET CF 300, le niveau de sortie est de + 3 dBm sur une charge de 50 Ω. Les inductances de contrôle de phase L_1 et L_2 ont respectivement 7 et 6 spires de fil 0,25 mm, sur un mandrin de 2 mm.

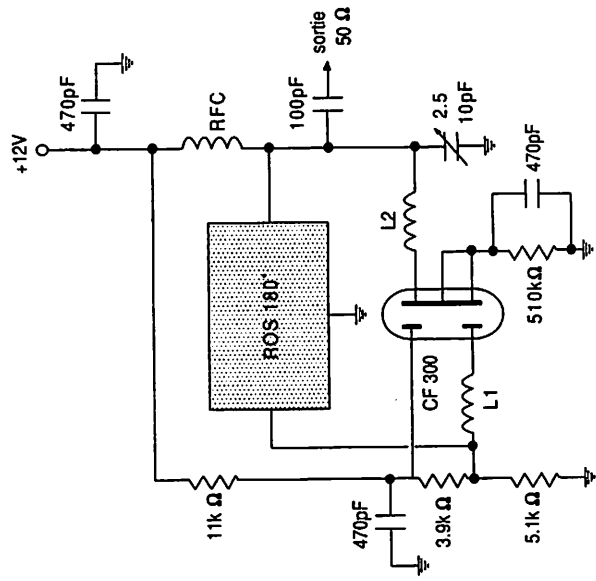


Fig. 8.5.

LA COMPARAISON DES PERFORMANCES

Les oscillateurs à transistors bipolaires sont les plus employés sur toute la plage de fréquence des résonateurs. Ces oscillateurs se règlent aisément et produisent un niveau de sortie le plus élevé.

En revanche, ce sont les oscillateurs à transistors MOS double grille qui procurent le bruit de phase de bande latérale le plus réduit, cependant, la différence n'est que de quelques dB. De plus, ces oscillateurs MOS sont plus difficiles à régler au-dessus de 600 MHz.

UN ÉMETTEUR 400 MHZ ULTRA-SIMPLE

Un résonateur à ondes acoustiques de surface permet d'obtenir un oscillateur très stable pour une consommation réduite et un prix attractif. En effet, il travaille sur la fondamentale, tandis que les quartz ne dépassent pas 100 MHz et il faut prévoir des circuits multiplicateurs.

La figure 8.6 donne le schéma de l'émetteur. Le codeur numérique est relié à l'entrée. Il délivre des signaux modulés en fréquence autour de ± 4 kHz. L'émetteur peut fonctionner avec les modes suivants :

- modulation par impulsions codées ;
- modulation par largeur d'impulsions ;
- modulation par position d'impulsions.

Le résonateur est réglé sur la fréquence d'émission autorisée par le service radioélectrique, aux alentours de 400 MHz.

L'impédance de l'antenne est réglée sur 50Ω grâce au condensateur C, dont la valeur est d'environ $0,8 \text{ pF}$.

L'antenne fouet est accordée sur le quart de l'onde, environ 17 cm.

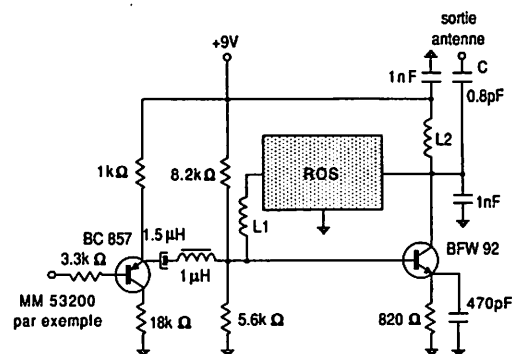


Fig. 8.6.

1	Le détecteur à diode	9
2	La pratique des inductances	13
3	Les filtres à quartz	25
4	Les circuits accordés et les filtres de bande	31
5	Réalisations des filtres	43
6	La détection synchrone	47
7	La bande latérale unique	49
8	Les résonateurs à ondes acoustiques	63

9 LA SYNTHÈSE DE FRÉQUENCE

Le montage de base	70
Les sous-ensembles	71
Le comparateur de phase	71
L'oscillateur à contrôler	76
La programmation du synthétiseur	77

Les synthétiseurs accomplissent l'asservissement linéaire de la fréquence d'un oscillateur. Celui-ci peut tout aussi bien fonctionner sans sa "boucle d'asservissement", mais avec l'instabilité qu'il en résulte. Le principal avantage d'un synthétiseur consiste à verrouiller la fréquence de l'oscillateur sur celle dite de référence, un quartz par exemple.

Un système d'asservissement comporte d'une manière générale un ensemble de six fonctions, qui sont l'oscillateur à varicap que l'on souhaite contrôler, un diviseur par N qui ramène sa fréquence d'entrée à celle de référence produite à partir d'un quartz, avant de se voir divisée par un facteur P , le comparateur de phase qui va fournir une tension proportionnelle à l'écart de phase des signaux d'entrée, cette tension traverse un filtre de boucle qui élimine tout signal périodique engendré dans le comparateur. Cet intégrateur donnera une tension continue "lissée" afin d'asservir la fréquence de l'oscillateur par le biais d'une diode varicap.

LE MONTAGE DE BASE

La figure 9.1 donne le schéma synoptique du plus simple des synthétiseurs de fréquence que l'on puisse trouver. En effet, considérons que l'on souhaite verrouiller l'oscillateur sur une fréquence de 10 MHz à l'aide d'un quartz de 1 MHz, la fréquence de comparaison sera de 10 kHz. L'oscillateur va se caler sur une fréquence équivalente à $f_{osc} = N \times f_{comp}$ avec N , le facteur de division principal, et f_{comp} la fréquence de référence divisée par le facteur P , tel qu'ici :

$$f_{comp} = \frac{1}{P}$$

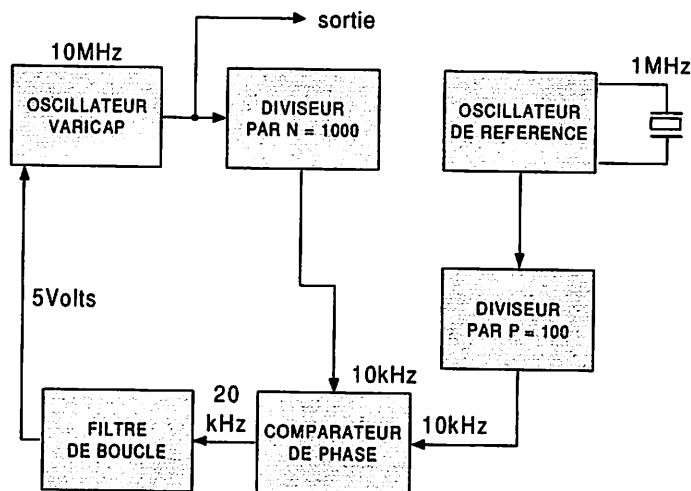


Fig. 9.1.

Nous avons décidé d'effectuer un asservissement de fréquence au "pas" de 10 kHz tel que $P = 100$. Quel sera alors le facteur de division N ?

$$N = \frac{f_{osc}}{f_{ref}} = \frac{10 \times 10^6}{10 \times 10^3} = 1\,000$$

Il reste possible d'effectuer un décalage en fréquence par au moins deux moyens simples. Le premier consiste à modifier le facteur N par "pas" de 1, ils correspondent à chaque fois à un écart de 10 kHz. Par exemple, si $N = 1\,002$, la fréquence de l'oscillateur sera de 10,02 MHz, soit 20 kHz de plus. Vérifions :

$$\begin{aligned} f_{osc} &= N \times f_{ref} = 10 \times 10^3 \times 1\,002 \\ &= 10,02 \times 10^6 \text{ Hz} \end{aligned}$$

De même, en modifiant la fréquence du quartz, on obtient un décalage proportionnel. Si le quartz vaut 990 kHz, la fréquence de sortie sera de

$$f_{osc} = 9,9 \times 10^3 \times 1\,000 = 9,9 \text{ MHz},$$

soit un écart de 100 kHz pour 10 kHz de variation au niveau de la fréquence du quartz. Cela s'explique par le rapport :

$$\frac{N}{P} = \frac{1\,000}{100} = 10$$

En pratique, si on réalise un décalage de 1 000 Hz sur le quartz par l'intermédiaire d'un condensateur ajustable, on réalisera un balayage "interpas" permettant l'accord fin en fréquence.

LES SOUS-ENSEMBLES

Dans ce paragraphe, nous allons voir comment travaillent les différents modules qui constituent un synthétiseur de fréquence.

LE COMPAREUR DE PHASE

Le principe repose sur l'emploi d'une structure différentielle qui compare à tout instant "l'écart" ou "différence" de phase qui existe entre deux signaux périodiques d'entrée. De cet écart, il délivre une suite de crêteaux à front montant ou descendant, que l'on intègre afin d'obtenir une tension continue proportionnelle à cette différence. Les signaux qui se présentent sur les entrées possèdent la forme de ceux dessinés à la figure 9.2. Nous disposons de deux périodes t_1 et t_2 décalées dans le temps, "décalage de phase", et dont celle de t_2 vaut $t_1 + a$, puisque leurs fréquences ne sont pas identiques, sauf au verrouillage de la boucle. Le schéma de la figure 9.3 montre le fonctionnement d'un tel montage. Le signal provenant de l'oscillateur est appliqué sur la double paire différentielle supérieure, transistors T_3 à T_6 , et celui de référence sur les transistors inférieurs T_1 et T_2 . Lorsque

Fig. 9.2.

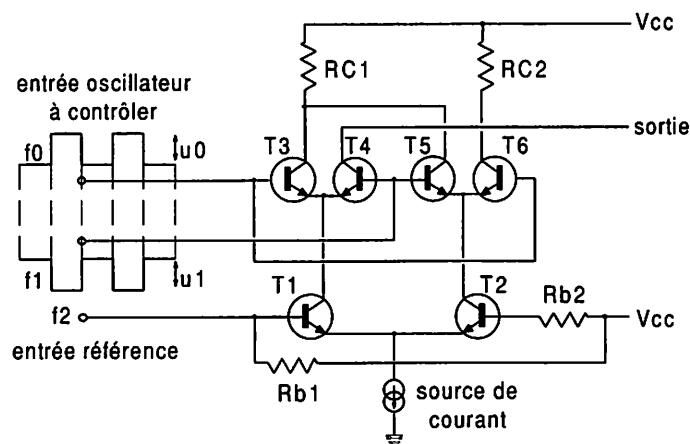
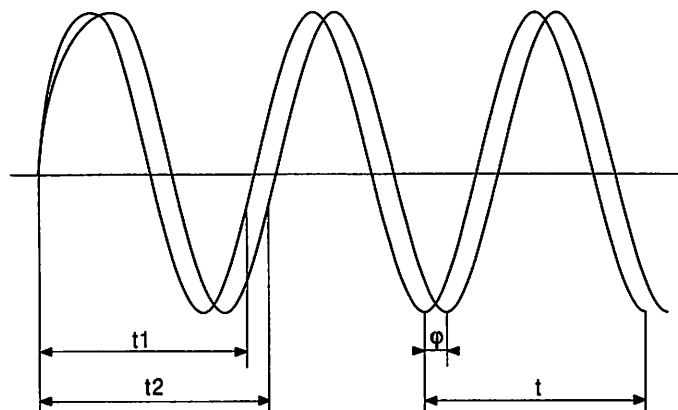


Fig. 9.3.

l'amplitude u_0 est maximale, les transistors T_3 et T_6 se comportent en interrupteurs fermés, puisqu'ils travaillent à la saturation, alors que T_4 et T_5 se bloquent ; en effet, au même moment, le signal d'amplitude u_1 se retrouve en opposition de phase. Le signal de sortie est prélevé sur le collecteur de T_6 . Trois cas extrêmes sont envisageables :

- 1^{er} cas : le signal de référence est en phase avec celui de l'oscillateur (0 degré) ;
- 2^e cas : ils se retrouvent en opposition (180 degrés) ;
- 3^e cas : ils sont en quadrature (90 degrés).

1^{er} cas : les signaux sont en phase

La tension de sortie aux bornes de R_2 est en phase avec celle de référence, lorsque l'amplitude de f_0 vaut un niveau 1 et en opposition lorsqu'elle vaut 0. Par ailleurs, la fréquence a doublé et s'établit à $2 \times f_2$. La composante continue est supérieure de $+U_c$ par rapport au niveau de référence établie quand f_0 est en quadrature avec f_2 , comme le montre le dessin de la figure 9.4.

$$\frac{N}{P} = \frac{1\ 000}{100} = 10$$

2^e cas : les signaux f_0 et f_2 en opposition

La tension de sortie sur R_2 se trouve en phase avec celle de référence f_2 quand l'amplitude de f_0 est à l'état haut, niveau 1, et en opposition dans le cas contraire. La fréquence f_2 a toujours doublé, mais la tension continue en sortie s'établit à $-u_c$ au-dessous du niveau de référence.

3^e cas : les signaux f_0 et f_2 sont en quadrature

Dans ce cas, quand l'amplitude de f_0 est à l'état haut, la tension de sortie est en phase avec celle de f_2 et en opposition dans le cas contraire. A ce moment, la composante continue s'établit au niveau de référence déjà cité.

En conclusion

La sortie délivre toujours une fréquence égale à deux fois celle de référence f_2 et la composante continue disponible varie de $-u_c$ à $+u_c$ lorsque le déphasage passe de 0 à 180 degrés. Le fonctionnement s'identifiant à celui d'un mélangeur actif, on retrouve aussi les fréquences $f_0 + f_2$ et $f_0 - f_2$.

Les comparateurs de phase les plus connus s'appellent les CD 4046, NE 564 et MC 4044 ou une porte "OU exclusif".

L'exemple de la figure 9.1 montre qu'à la sortie du comparateur, on dispose d'une fréquence de 20 kHz.

D'une manière générale, on se reporte à la figure 9.5 pour apprécier l'état des signaux de sortie sur la broche 4 du MC 145151.

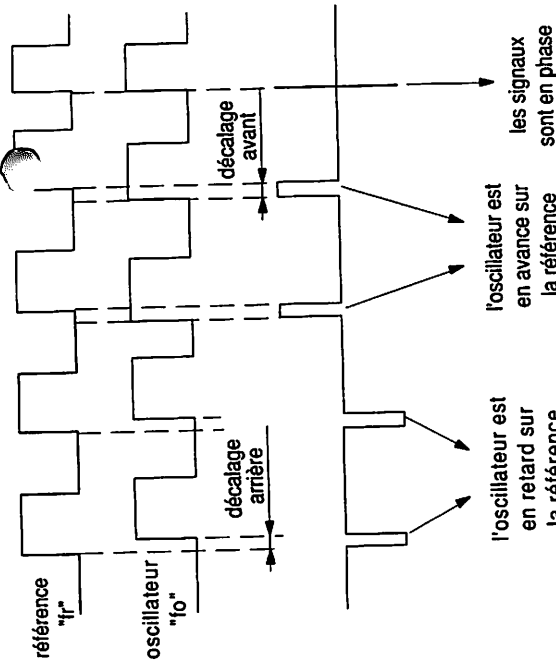


Fig. 9.4.



10	12	1
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 9.5.

La somme des signaux " $f_0 + f_2$ " est éliminée par un filtre passe-bas afin de préserver la qualité spectrale de l'oscillateur, pour éviter toute modulation de fréquence parasite. Dans le cas de la figure 9.5, le comparateur de phase s'apparente à une porte "OU exclusif" comme le "1" du CD 4046. Le comparateur "2" de celui-ci est du type 3 états, présenté à la figure 9.6. Lorsque la fréquence de référence f_2 est inférieure à celle d'entrée f_0 , le transistor Mosfet à canal P est conducteur. Ainsi lorsque f_2 est supérieur à f_0 , nous assistons à la conduction du Mosfet à canal N. Le comparateur de fréquence se caractérise par son gain appelé GP, il s'exprime en volts par radian. Il s'agit du rapport entre la tension de sortie et l'écart de phase produit par les deux signaux d'entrée. La sortie du comparateur fournit, nous l'avons vu plus haut, une fréquence $f_0 + f_2$ qu'il nous faut éliminer. Ce rôle est tenu par le filtre passe-bas appelé aussi intégrateur ou "filtre de boucle", il joue un rôle très important dans le système d'asservissement.

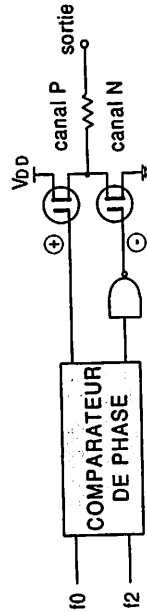


Fig. 9.6.

Plusieurs choix restent envisageables selon la loi de transfert du comparateur, ils vont du simple réseau RC passif au filtre actif. La bande passante du filtre conditionne la plage de cap-

ture de la boucle, une bande étroite la réduit, mais améliore la qualité de la tension de sortie en réduisant le bruit qui se superpose à elle. En revanche, le temps d'accrochage devient plus long à cause de la constante de temps augmentée. Lorsque la fréquence de comparaison est petite, par exemple 1 000 Hz, les problèmes surgissent puisque $f_0 + f_2 = 2$ kHz. Si f_2 vaut 10 kHz, on aura plus de facilité à réaliser le filtre et obtenir un compromis au niveau de la réjection de $f_0 + f_2$ donc du bruit, et du temps de verrouillage de la boucle. Nous avons représenté sur la figure 9.7 différents modèles envisageables. Les modèles présentés à la figure 9.7.a et 9.7.b ne conviennent que lorsque la fréquence de comparaison est élevée. La figure 9.7.c montre un filtre à crevasse très sélectif qui permet d'éliminer la fréquence de référence " f_2 ". Les éléments s'obtiennent avec les deux formules suivantes :

$$C_2 = \frac{2 \times Q}{\pi \times f_2 \times R}$$

$$\text{et } C_1 = \frac{1}{(2 \times \pi \times f_2 \times R)^2 \times C_2}$$

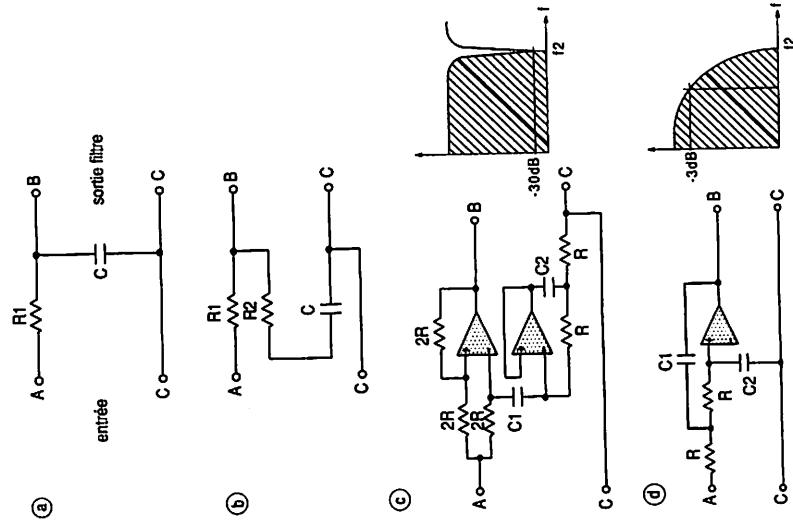


Fig. 9.

En principe, on prend $Q = 1$. La figure 9.7 représente un filtre passe-bas du second ordre qui donne une bonne réjection de f_2 . Les éléments prennent une valeur correspondant à :

$$2 \times \pi \times f_2 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 \times C_2}}$$

Le rapport $\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}$

détermine la pente du filtre, on lui donne souvent la valeur de 0,707. Nous verrons plus loin que d'autres paramètres rentrent en ligne de compte dans le calcul du filtre de boucle, particulièrement à cause de l'oscillateur, du facteur de division principal et du gain du comparateur de phase.

La valeur moyenne de la tension continue est proportionnelle au rapport cyclique du signal rectangulaire disponible à la sortie du comparateur de phase. Plus le rapport t/T devient petit, plus la valeur moyenne diminue. L'intégration du signal s'effectue à l'aide du filtre passe-bas qui vient juste après le comparateur de phase.

L'OSCILLATEUR À CONTRÔLER

Il s'agit du module que contrôle le synthétiseur, il fournit une fréquence stable. Son fonctionnement repose sur le principe exposé à la figure 9.8, il peut tout aussi bien travailler sans la boucle de verrouillage, mais avec une instabilité certaine. Pour que le synthétiseur verrouille l'oscillateur, ce dernier doit obligatoirement fonctionner dans la plage de capture de la boucle avec la même variation de la tension de contrôle. Le gain de l'oscillateur est un paramètre important, on l'évalue par la variation de fréquence qu'engendre une variation de tension de 1 V, par exemple 2 MHz par volt, tel que :

$$\frac{\Delta F}{\Delta V} = \frac{28 - 26}{7 - 6} = 2$$

On l'exprime aussi en radians par secondes par volts, et dans ce cas, il vaut :

$$G_0 = 2 \times \pi \times \frac{\Delta F}{\Delta V} = 12,56 \times 10^6 \text{ rad/s/V}$$

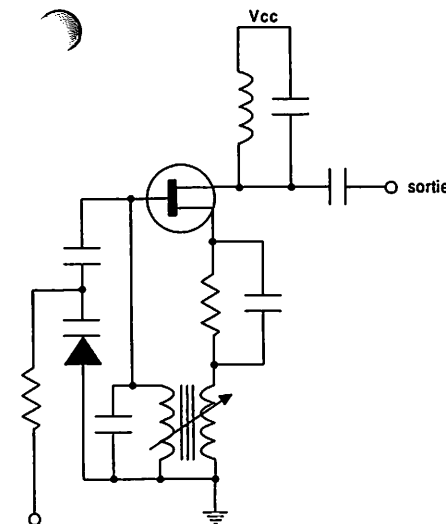


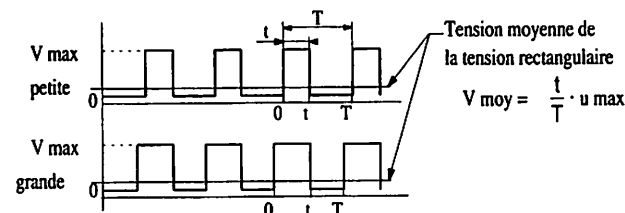
Fig. 9.8.

LA PROGRAMMATION DU SYNTHÉTISEUR

Nous parlerons des diviseurs par N vus à la figure 9.1. Le principe consiste à multiplier par $1/N$ la fréquence de l'oscillateur local, afin de mettre en évidence l'égalité ou l'écart de fréquence résultant, le comparateur traitera cet écart afin de rétablir la fréquence programmée. Dans certaines applications, le diviseur pourra être fixe et, dans d'autres, il deviendra programmable ; dans cette catégorie, on peut citer les CD 4029, 74 191, 74 192. Le CD 4029 permet de compter/décompter en binaire de 0 à 15 ou en décimal de 0 à 9, et ce pour une fréquence d'entrée ≤ 10 MHz. Le 74 192 effectue les mêmes opérations mais en décimal uniquement jusqu'à 30 MHz. Le 74 191 compte et décompte en binaire jusqu'à 30 MHz. Les deux modèles existent en version CD 40 191 et 40 192. Dans le cas de la figure 9.1, le diviseur par N multiplie par $1/1\,000$ la fréquence d'entrée, c'est-à-dire qu'à la sortie nous retrouvons 1 impulsion pour 1 000 présentes à l'entrée.

Annexe aux filtres de boucles.

La valeur moyenne de la tension continue est proportionnelle au rapport cyclique du signal rectangulaire disponible à la sortie du comparateur de phase. Plus le rapport t/T devient petit, plus la valeur moyenne diminue. L'intégration du signal s'effectue à l'aide du filtre passe-bas qui vient juste après le comparateur de phase.



La réception d'images météorologiques issues de satellites : principes de base

Jean-Michel Friedt¹, Simon Guinot^{1,2}

¹ Association Projet Aurore, UFR-ST La Bouloie,
16, route de Gray
25030 Besançon Cedex

² Alcôve, 15 avenue de l'Agent Sarre
92700 Colombe

friedtj@free.fr, simon.guinot@alcove.com

21 janvier 2006

Nous proposons une introduction à la réception d'images issues de satellites en orbite polaire basse de la série NOAA. Nous abordons l'ensemble des étapes, de l'identification et la prédiction de la date de passage des satellites à la réalisation de l'antenne et du récepteur radio puis à la démodulation du signal acquis pour enfin arriver à afficher une image de la Terre obtenue du satellite.

1 Introduction

Des satellites météorologiques nous survolent chaque jour à basse altitude en transmettant continuellement un signal radiofréquence contenant les images de la Terre vue de l'espace. Nous proposons ici de présenter les différentes étapes pour réceptionner ces images, en présentant les différents types de satellites présents, les caractéristiques de leurs orbites dont nous déduirons les durées de passage au-dessus d'un point donné (*i.e.* le temps que nous aurons pour capter une image) et les dates de passage (*i.e.* quand écouter). Nous décrirons les montages expérimentaux (récepteurs radiofréquence) nécessaires à l'écoute des satellites, puis les modes de modulation pour comprendre comment transformer un fichier son (le signal reçu du satellite) en une image. Toutes ces étapes seront l'occasion de mettre en pratique et d'approfondir des notions enseignées en premier cycle universitaire.

Les satellites en orbite basse polaire transmettent des images qui peuvent être reçues avec un équipement simple et peu coûteux, accessibles aux écoles et associations d'étudiants [1].

2 Les satellites météorologiques

Une vaste gamme de satellites sont en orbite autour de la Terre, pour des applications commerciales (communications, transmissions de données ou d'images), militaires [2, p.242] [3, p.466] (Ikonos¹), scientifiques (Jason, Modis), de communications radioamateurs réalisés sous l'égide de l'AMSAT², ou des observations à des fins météorologiques. Nous nous intéresserons ici en particulier à ce dernier ensemble.

Nous distinguons deux grandes classes de satellites météorologiques : ceux en orbite géostationnaire [4] (Meteosats européens encryptés, GOES américains transmettant en clair) et ceux en orbite basse polaire. Les premiers sont à une distance $h_{geo} = \sqrt[3]{\frac{M_T G T_{geo}^2}{4\pi^2}} - R_{Terre}$ de l'ordre de $h_{geo} \simeq 36000$ km de la surface de la Terre, connaissant la période de révolution terrestre ($T_{geo} = 23h56$ min), la masse de la Terre ($M_T = 5.98 \times 10^{24}$ kg), la constante gravitationnelle $G = 6.67259 \times 10^{-11} \text{ m}^3 \cdot \text{kg}^{-1} \cdot \text{s}^{-2}$ et le rayon terrestre $R_{Terre} = 6378$ km³. Cette orbite a été définie en 1945 par A.C. Clarke [5] pour toujours maintenir le satellite à la verticale d'un même point (dans une ellipse de l'ordre de $75 \times 75 \times 10 \text{ km}^3$ [6, p.79]) de la surface de la Terre.

Au contraire les satellites en orbite basse polaire sont en orbite à une altitude beaucoup plus modeste de l'ordre de $h_{polaire} = 800$ km selon une trajectoire passant par les pôles. Ils défilent donc rapidement, d'un côté à l'autre de l'horizon – selon un axe nord-sud. Nous pouvons estimer le temps maximum de visibilité d'un tel satellite depuis le sol en utilisant la troisième loi de Kepler, à savoir $T^2/R^3 = \text{constante}$ avec T la période de révolution du satellite et R le rayon de son orbite par rapport au centre d'inertie (*i.e.* centre de la Terre). Sachant qu'un satellite géostationnaire orbite la Terre à une altitude de l'ordre de 36000 km et que le rayon terrestre est de l'ordre de 6400 km, nous savons que

¹<http://www.spaceimaging.com/>

²<http://www.amsat.org/amsat/AmsatHome.html>

³<http://nssdc.gsfc.nasa.gov/planetary/factsheet/earthfact.html>

la période d'un satellite polaire en orbite basse est de l'ordre de $\sqrt{R_{polaire}^3 \times \frac{T_{geo}^2}{R_{geo}^3}} = \sqrt{(6400 + 800)^3 \frac{(24 \times 60)^2}{(36000 + 6400)^3}} \simeq 101$ minutes. De plus, le satellite n'est visible que lors de son passage au-dessus de l'horizon. En se reportant à la figure 1, nous constatons que seule la fraction de l'orbite définie par $\frac{2\theta}{2\pi} = 2 \times \arccos\left(\frac{R_{terre}}{R_{polaire}}\right) / (2\pi) \simeq 0.151$ est visible du sol, d'où un temps de passage maximum en cas de passage du satellite au zénith de $101 \times 0.151 \simeq 15.3$ minutes, qui est bien la valeur observée. Le même raisonnement montre qu'un passage de la station spatiale internationale, en orbite à 400 km environ au-dessus du sol ⁴, est encore bien plus court : 9.7 minutes au maximum pour un passage au zénith.

Ces différences d'altitude et de comportement (position fixe dans l'espace par rapport au sol, ou défilant) vont conditionner la chaîne de réception, de l'antenne au récepteur et démodulateur radio, ainsi que le mode d'observation (prédiction des horaires de passage des satellites défilant).

3 Orbites et altitudes : les données orbitales ("keplers")

3.1 Effet Doppler lié au mouvement du satellite

Nous avons auparavant calculé la durée de visibilité des satellites en orbite basse, d'où nous déduisons la vitesse de défilement et donc par exemple le décalage de la fréquence radio de transmission par effet Doppler tel que perçu par l'observateur au sol [7]. Prenons l'exemple des satellites de la constellation GPS en orbite à environ 20000 km de la surface terrestre. Le même calcul que précédemment montre que la période orbitale est 707 minutes (qui est proche de la demi journée recherchée par cette orbite) et le temps maximum de visibilité est 299 minutes ou environ 5 heures. Ces 701 minutes servent à parcourir les $2\pi R_{GPS} = 2\pi(6400 + 20000) = 166000$ km de l'orbite, soit une vitesse tangentielle de 3.9 km/s. En considérant maintenant que lors du passage du satellite au-dessus de l'horizon (cas où l'effet Doppler est maximum, pour ensuite s'annuler lors du passage au zénith) son orbite est inclinée de $\theta = \arccos\left(\frac{R_{terre}}{R_{GPS}}\right) \simeq 76^\circ$ de l'horizon, nous constatons que la vitesse du satellite en direction de l'observateur au sol est $v_{GPS} \times \cos(76^\circ) \simeq 0.95$ km/s. Nous en déduisons l'écart par effet Doppler de fréquence radio reçue $f_{observée}$ à la fréquence émise $f_{GPS} = 1.5$ GHz : $f_{observée} = f_{GPS} \times \frac{c}{c+v_{GPS}}$ ou de façon plus utile $f_{GPS} - f_{observée} = \frac{v_{GPS}}{c} \times f_{GPS}$. En conclusion de ce calcul, $(f_{GPS} - f_{observée})_{max} = \frac{v_{GPS}}{c} \times f_{GPS} = \frac{0.95}{3 \times 10^8} \times 1.5 \times 10^9 \simeq 4500$ Hz. Cette valeur est supranamment proche, compte tenu des nombreuses approximations numériques au cours du calcul, de la valeur observée au moyen d'un récepteur Motorola GPS-Oncore VP (Figure 1, droite) [8].

Un calcul similaire dans le cas des orbites polaires basses des satellites météorologiques NOAA [9, 10] montre que leur vitesse tangentielle est 7.5 km/s, l'angle par rapport à l'horizon au lever est $\theta \simeq 20^\circ$ et le décalage Doppler maximum est 3050 Hz pour une fréquence de transmission de 137.5 MHz. Cependant, dans le cas particulier des modes de communication qui vont nous intéresser ici (section 3.3), l'utilisation d'une modulation en fréquence de la porteuse pour la transmission des données du satellite vers la station au sol nous affranchit des effets du décalage Doppler. En effet, la boucle à verrouillage de phase (PLL - *phase locked loop*) utilisée pour démoduler le signal saura, sous réserve de posséder une largeur de bande suffisante (ce qui sera le cas ici), se caler sur la fréquence de la porteuse reçue et la sortie de la PLL possédera un offset au signal désiré du fait du décalage Doppler. Or cet offset varie très lentement (lié à la vitesse de défilement du satellite dans le ciel par rapport à l'observateur au sol) et sera donc éliminé par les filtres passe-haut présents dans la chaîne de restitution audio (au niveau du récepteur radio qui élimine toute composante DC du signal de sortie et au niveau de la carte son). Cet effet est observé en particulier lors des transmissions radioamateurs autour de 430 MHz avec des satellites défilant avec des modes de modulation où la largeur de bande est beaucoup plus réduite.

3.2 Prédiction des horaires de passage

La prédiction efficace des horaires de passage des satellites nécessitent d'utiliser des modèles considérablement plus complexes que l'approximation classique du point se déplaçant sous l'effet de la gravité dans le vide, tenant compte notamment des frottements de la haute atmosphère qui ralentissent les satellites en orbite basse. Les paramètres orbitaux des satellites sont distribués selon un format utilisé par le NORAD américain ⁵, l'organisme chargé de suivre l'ensemble des objets circulant en orbite terrestre (qu'il s'agisse de fusées, de satellites ou de débris).

⁴<http://www.hq.nasa.gov/osf/station/viewing/issvis.html>

⁵<http://www.norad.mil>

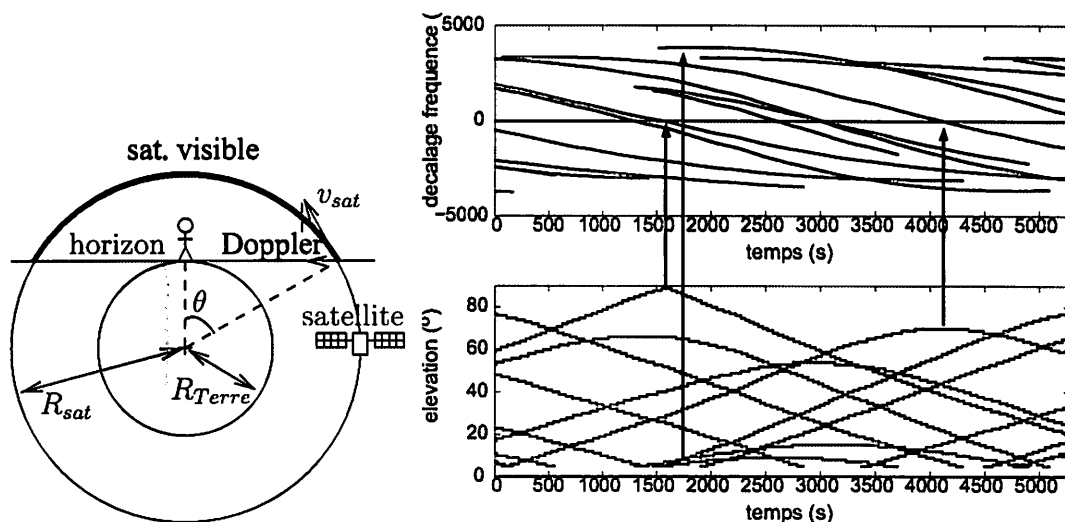


FIG. 1 – Gauche : définition des notations utilisées dans le texte lors des calculs de paramètres orbitaux de satellites tournant autour de la Terre. Droite : décalage de fréquence de transmission par effet Doppler observé sur des satellites GPS (depuis Orléans, le 26 Mai 2003). Les traces de plusieurs satellites visibles à chaque instant sont affichées simultanément. Le passage au maximum d'élévation correspond à l'annulation du décalage Doppler de la fréquence (composante radiale de la vitesse nulle) tandis que ce décalage est maximal à l'horizon (élévation nulle).

Les paramètres (*Two Line Elements* : TLE) sont distribués sur le site web de Celestrak (www.celestrak.com)⁶. Plus récemment, le site de Space Track (<http://www.space-track.org/perl/login.pl>) a été mis en place pour répondre aux nouvelles exigences du gouvernement américain d'identifier les utilisateurs de données orbitales permettant de suivre la position d'un satellite (en pratique il suffit de donner une adresse mail valide). Ces données sont remises à jour quotidiennement et doivent être réactualisées périodiquement afin de garantir une prédiction précise. En effet, même si les orbites de satellites tels que ceux en orbite géostationnaire ou en orbite polaire basse varient très peu avec le temps (et donc ne nécessitent une réactualisation des paramètres orbitaux que peu fréquente – moins d'une fois par mois) ce n'est pas le cas de la station spatiale internationale (ISS) dont l'orbite est souvent modifiée pour compenser sa chute liée aux frottements de l'atmosphère. Outre les corrections voulues de trajectoire, une cause de modification d'orbite peut être par exemple les fluctuations du vent solaire [6, p.73] et en particulier les tempêtes qui peuvent considérablement perturber les satellites. Les modèles ne tiennent pas non plus compte des perturbations gravitationnelles des autres corps célestes agissant sur le satellite (et ne sont donc par exemple pas appropriés pour prédire la position de la Lune dans le ciel).

Le format des paramètres orbitaux inclut en particulier⁷, pour les parties les plus simples à interpréter intuitivement, la période de rotation (Fig. 2), l'angle de l'orbite par rapport au plan de l'équateur et l'excentricité de l'ellipse dont la Terre est un des foyers.

Ainsi par exemple

NOAA 17

```
1 27453U 02032A 04141.47085506 .00000028 00000-0 31630-4 0 9103
2 27453 98.7010 214.0435 0012905 114.4615 245.7918 14.23528214 98966
```

indique que NOAA 17 suit une orbite inclinée de 98.7010° par rapport à l'équateur (*i.e.* orbite polaire), d'excentricité 0.0013 (*i.e.* orbite circulaire) et effectue 14.24 révolutions autour de la Terre par jour (en accord avec la période de l'ordre de 100 min vue précédemment). Les perturbations liées aux frottements atmosphériques sont incluses sous la forme des dérivées première (.00000028) et seconde (0.0) du nombre de révolutions par jour utilisé par les modèles les plus simples de prédiction de passage, tandis que le coefficient de frottement est contenu dans le terme suivant

⁶<http://celestrak.com/NORAD/documentation/tle-fmt.shtml>

⁷http://artemis.univ-mrs.fr/cybermecca/Formcont/mecaspa/CODE_TLE/CODE_TLE.HTM

(mais doit encore être corrigé en tenant compte de la densité de l'atmosphère à la distance où se trouve le satellite [11, p.188]). Noter que le choix de l'inclinaison de l'orbite à 98.7° au lieu de 90° comme on s'y attendrait pour une "vraie" orbite polaire n'est pas fortuite : il s'agit d'une inclinaison qui permet au satellite d'être héliosynchrone ⁸ et donc de profiter d'un ensoleillement à peu près constant à chaque passage au dessus d'un point donné de la Terre. Nous constatons en effet avec un peu d'habitude que NOAA 17 passe toujours au-dessus de Besançon vers 12h30 (heure d'été, soit heure UTC+2), tandis que NOAA 12 et 15 passent au-dessus de cette même latitude vers 17h40 et 19h20 respectivement (heures d'été) pour ne citer que les horaires d'écoute les plus pratiques.

Pour prendre un exemple de satellite géostationnaire (i.e. orbitant beaucoup plus loin de l'atmosphère et suivant le plan équatorial) :

GOES 12

```
1 26871U 01031A 04141.10366189 -.00000239 00000-0 10000-3 0 4830
2 26871 0.0473 268.8515 0003028 189.7673 102.0547 1.00273744 10412
```

L'angle par rapport au plan équatorial est ici nul (0.0473), le satellite effectue bien 1.00 tours de la Terre par jour, et l'excentricité encore plus faible (0.0003) : l'approximation d'orbite circulaire est ici parfaitement valide. Le terme de frottement n'a ici aucun sens puisque l'atmosphère est inexistante à la distance où évolue le satellite.

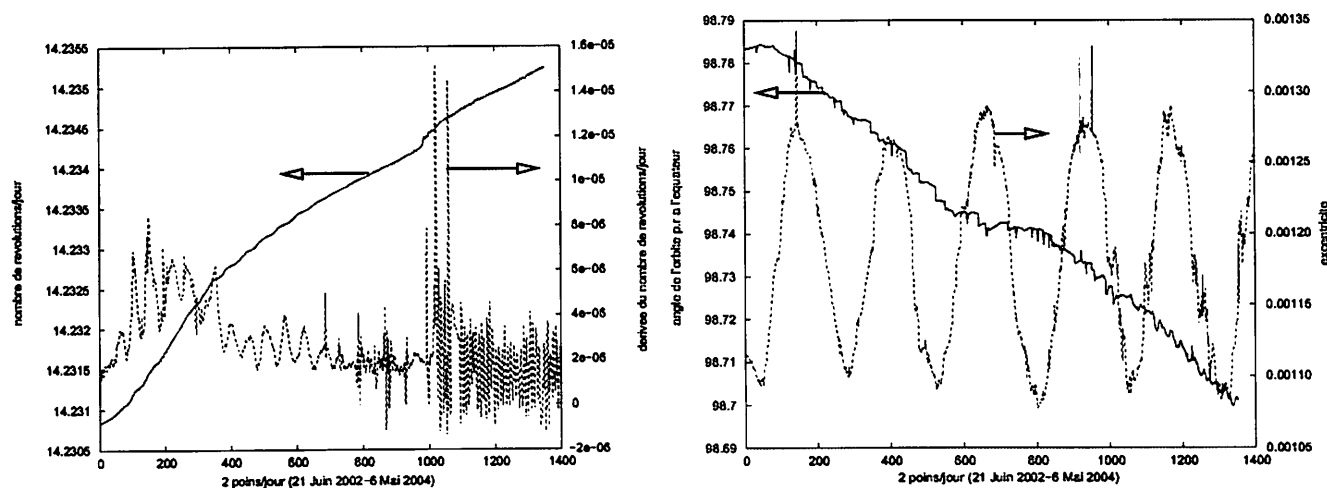


FIG. 2 – Évolution des paramètres orbitaux. À gauche : nombre de rotations autour de la Terre par jour – qui détermine l'altitude du satellite – et sa dérivée première, pour NOAA 17 depuis son lancement. À droite : oscillations de l'excentricité de l'orbite, et angle par rapport au plan de l'équateur.

Ces paramètres orbitaux sont injectés dans les modèles d'orbites pour prédire les dates de passage et élévation au-dessus de l'horizon du satellite considéré. On peut en général considérer qu'un satellite ne s'élevant pas au-dessus de 45 degrés au-dessus de l'horizon ne donnera pas de résultats satisfaisants en terme de réception radio. Le site <http://www.heavens-above.com> fournit en plus une prédiction de la visibilité optique du satellite [12], de sa magnitude et de sa trajectoire parmi les constellations.

Nous utilisons le logiciel Sattrack sous linux ⁹ pour prédire les horaires de passage. Les paramètres nécessaires au bon fonctionnement de ce logiciel sont les coordonnées GPS du lieu d'observation (noter que les villes à l'est du méridien de Greenwich ont une longitude négative) et une horloge à l'heure. Le protocole NTP (ntpd sous linux, Dimension4 ¹⁰ sous Windows) permet de maintenir l'horloge de l'ordinateur à l'heure avec une précision meilleure que la seconde.

⁸http://artemis.univ-mrs.fr/cybermeca/Formcont/mecaspa/COURS_SA/PARAMORB/Paramorb.htm

⁹par exemple disponible à <http://packages.debian.org/stable/hamradio/sattrack> – les nouveaux TLE sont remis à jour dans le fichier `/var/lib/Sattrack/tle/tlex.dat`. Récemment, <http://bugs.debian.org/325363>, Debian a décidé de remplacer Sattrack par d'autres outils tels que Predict, <http://www.qsl.net/kd2bd/predict.html>, qui n'ont pas été testés par les auteurs.

¹⁰<http://www.thinkman.com/dimension4/>

3.3 Transmission des données

La transmission d'images en mode APT se fait à la fréquence de 2 lignes par seconde. Chaque ligne contient deux images côte à côte, l'une obtenue dans les longueurs d'onde visibles et l'autre dans les longueurs d'onde de l'infrarouge thermique (autour de $1.6 \mu\text{m}$, longueur d'onde où la différenciation entre nuages et neige est la plus marquée [11, p.104]). Les images sont obtenues par rotation continue d'un miroir devant un unique capteur optique à bord du satellite selon un axe parallèle à la trajectoire : il y a donc transmission continue de lignes d'images au cours de leur acquisition par le capteur et pas de définition de début et de fin d'image comme on pourrait s'y attendre si le capteur était une matrice de pixel (comme dans un appareil photo numérique) [11, p.97]. L'abscisse d'un pixel sur l'image reçue est donc définie par l'angle de rotation du miroir tandis que l'ordonnée est due au défilement du satellite. Ainsi, la capture d'image commence lorsque le signal radio devient détectable – i.e. lorsque le satellite devient visible au-dessus de l'horizon – et s'interrompt lorsque le signal radio disparaît. La résolution des images en mode APT est de 4 km/pixel [9], déterminée par la vitesse de défilement du satellite – donc son altitude – et la vitesse de transmission des données. En effet, deux lignes adjacentes doivent viser des régions adjacentes à la surface du sol. Nous avons vu que la période de rotation d'un satellite en orbite basse est de 94 min, pendant lesquels le satellite observe les 40000 km de la circonférence terrestre. De plus, le satellite transmet deux lignes par seconde donc la largeur d'un pixel (selon l'axe des ordonnées) doit couvrir la longueur correspondant au déplacement du satellite pendant cet intervalle de temps, $40000/(94 \times 60) \times 0.5 = 3.5 \text{ km} \approx 4 \text{ km}$. Le grossissement de l'optique embarquée dans le satellite est réglé de façon à couvrir une telle surface vue de l'altitude de l'orbite [11, p.98].

Ainsi, sachant que la durée maximale de visibilité d'un satellite est 15 minutes, que nous obtenons 2 lignes par seconde et que chaque pixel couvre une surface de $4 \times 4 \text{ km}^2$, l'extension en latitude maximale d'une image est (puisque la circonférence terrestre selon un méridien est 40000 km) : $\frac{15 \times 60 \times 2 \text{ pixels} \times 4 \text{ km/pixel}}{40000 \text{ km}} \times 360 = 65^\circ$. Une telle plage, passant par la longitude de la France, s'étend par exemple du Spitzberg au nord à la Mauritanie au sud. Une telle estimation se compare avantageusement avec la figure 9, droite.

3.4 Les modes de modulation

Les satellites en orbite polaire qui nous intéressent transmettent sur une porteuse à 137.500 MHz (NOAA 12 et NOAA 15) et 137.620 MHz (NOAA 17) pour les signaux analogiques que nous allons capter (un autre type de transmission, numérique cette fois, nécessitant un matériel plus perfectionné s'effectue à 1.7 GHz). L'état de fonctionnement des satellites en orbite polaire (dits POES ¹¹ – *Polar Operational Environmental Satellites*) est constamment remis à jour sur un site web du NOAA ¹².

L'encodage des signaux transmettant les images météorologiques est un peu complexe mais très intéressant car il permet d'aborder divers modes de modulation (figure 3). Nous allons décrire ici le mode de communication APT (*Automatic Picture Transfer*), mode de communication analogique qui ne nécessite aucun matériel spécialisé complexe de décodage autre qu'un ordinateur équipé d'une carte son.

Nous partons d'un signal constitué d'une trame de pixels (image obtenue par la caméra embarquée à bord du satellite) d'intensités lumineuses variables. Ces variations d'intensité lumineuse modulent en amplitude une sinusoïde à 2400 Hz (i.e. l'amplitude de la sinusoïde est proportionnelle à l'intensité du pixel). Cette sinusoïde modulée est ensuite elle-même utilisée pour moduler en fréquence une porteuse autour de 137.5 MHz ou 137.62 MHz selon le satellite.

Au sol, le récepteur radio est donc utilisé dans son mode de démodulateur de fréquence qui convertit le signal radiofréquence en un signal audio autour de 2400 Hz. Ce signal est enregistré par la carte son d'un ordinateur (fréquence d'échantillonnage de 11025 Hz, 16 bits/donnée dans notre cas), et son amplitude restitue l'intensité lumineuse de chaque pixel. La façon la plus simple de retrouver l'amplitude de cette sinusoïde est d'y appliquer un filtre passe-bas de fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la porteuse (noter que moyenner plusieurs échantillons successifs correspond au filtre passe-bas le plus simple possible). Le son caractéristique issu du récepteur radio lorsque la transmission d'un satellite est démodulée est un sifflement continu à cette fréquence de 2400 Hz.

¹¹<http://poes.gsfc.nasa.gov>

¹²<http://noaasis.noaa.gov/NOAASIS/ml/status.html>

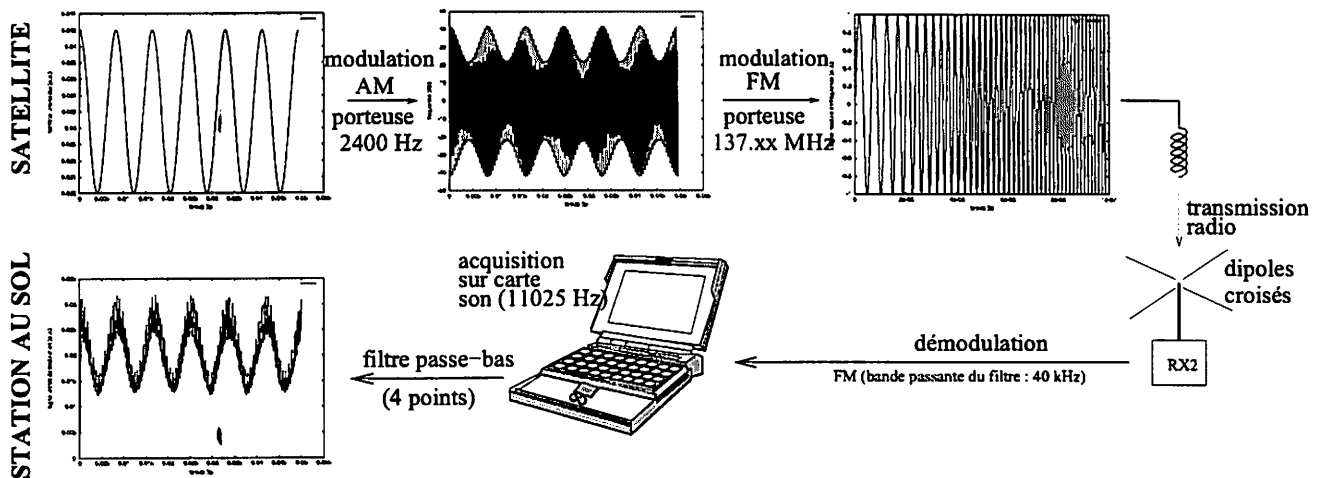


FIG. 3 – Chaîne de transmission des valeurs des pixels du satellite vers la station au sol et résultat de la simulation de la démodulation des signaux AM par un filtre passe-bas (en bas à gauche). La modulation FM sur porteuse à 137.xx MHz ne peut être représentée sur la même échelle temporelle : la sinusoïde à 2400 Hz apparaît comme une droite sur les 100 ns sur lesquelles la porteuse à 137 MHz est représentée.

4 Les antennes

Nous avons vu que les deux ensembles de satellites météorologiques sont les satellites en orbite géostationnaire et ceux en orbite basse.

Dans le premier cas, le satellite étant fixe au-dessus d'un point sur la Terre, l'utilisation d'une antenne de gain élevé et pointée dans une direction fixe dans le ciel fournit une méthode optimale pour obtenir un bon rapport signal sur bruit. Ce résultat est en général obtenu au moyen d'une parabole convenablement pointée dans la direction dans le ciel où se situe le satellite (vers le sud dans l'hémisphère nord puisqu'un satellite géostationnaire se situe au-dessus de l'équateur). Cette solution est d'autant plus efficace que la plage de fréquences de transmission se situe dans le GHz, soit une longueur d'onde inférieure à 30 cm. Plus la parabole est grande, plus son gain est élevé et plus son diagramme de rayonnement est directionnel [13]. Rappelons avant toute discussion la formule fondamentale en radio reliant la fréquence f (en MHz) et la longueur d'onde λ (en m) via la célérité de la lumière ajustée des bons coefficients numériques pour tenir compte des unités : $\lambda = \frac{300}{f}$. Ainsi, $\lambda(137.5 \text{ MHz}) \simeq 2.2 \text{ m}$.

Dans le cas qui nous intéresse, les satellites en orbite basse transmettent dans une plage de fréquence beaucoup plus accessible – 137.500 ou 137.620 MHz – mais défilent rapidement dans le ciel. Les contraintes sur la sélection de l'antenne sont donc toutes différentes : au lieu d'une antenne directionnelle nous voulons une antenne avec un diagramme de rayonnement aussi isotrope que possible, sans nul (direction dans l'espace selon laquelle l'antenne ne reçoit aucun signal), et de plus capable de recevoir efficacement un signal en polarisation circulaire.

En effet, lors de la transmission de données par faisceau hertzien, la polarisation de l'antenne réceptrice (définie comme l'orientation du champ électrique à laquelle l'antenne est sensible) doit être la même que la polarisation de l'antenne émettrice. Par exemple la transmission d'images de télévision ou de contacts radioamateurs au moyen d'antennes Yagi habituellement visibles sur les toits des pavillons, se fait en polarisation horizontale (orientation parallèle au sol du dipôle de l'antenne Yagi). Or un satellite est en rotation sur lui-même et une polarisation rectiligne apparaîtrait au sol comme tournant lentement. Il en résulterait une perte périodique du signal si le récepteur était en polarisation rectiligne. L'utilisation d'une polarisation circulaire résout ce problème : en utilisant une antenne hélicoïdale ou deux dipôles déphasés de 90° , la réception devient non seulement insensible à l'orientation relative de l'émetteur au récepteur, mais en plus devient aussi insensible aux réflexions potentielles (sol, montagne) qui pourraient induire une perte de signal par interférence destructive (l'insensibilité aux réflexions vient de ce que le sens de polarisation circulaire est inversé lors de la réflexion d'une onde électromagnétique sur un conducteur, et l'antenne n'est par fabrication sensible qu'à un sens de polarisation).

Nous mettons en application ces notions quelque peu abstraites par l'utilisation d'un code de simulation du comportement électromagnétique de structures métalliques, NEC [14, p.2-12]. Nous utilisons en particulier une version du code

réactualisée et disponible sous GNU/Linux, NEC2¹³. Ces simulations vont nous permettre de prédire le comportement de diverses géométries simples d'antennes et de sélectionner celle qui correspond le mieux à nos contraintes.

Nous sommes partis d'un montage de dipôles croisés tel que décrit dans les références [15]. L'idée de base d'un tel montage est de combiner, au moyen d'une ligne à retard (un bout de câble de la bonne longueur, $\lambda/4$ pour un déphasage de 90°), les signaux de deux dipôles orthogonaux. Les simulations au moyen de NEC de ce circuit montrent que

1. les deux dipôles ne jouent pas le même rôle et par conséquent l'antenne n'est pas isotrope dans le plan parallèle au sol. Ceci est probablement lié à une différence d'impédance vue par les deux dipôles, la ligne quart-d'onde en câble coaxial 75Ω n'étant probablement pas idéale
2. les 4 réflecteurs placés en bas de l'antenne sont totalement inefficaces et peuvent être retirés sans modifier fondamentalement le diagramme de rayonnement. Quatre tiges rayonnant du mât de support sont largement insuffisantes pour former un plan de masse efficace, et il faut soit les remplacer par un grillage, soit augmenter le nombre de tiges, soit placer le dipôle croisé sur un toit conducteur (tôle) qui joue le rôle de plan de masse
3. la conséquence du point précédent est que le diagramme de rayonnement est fortement dépendant de la hauteur des dipôles par rapport au sol [16, p.206]. Ce dernier point est illustré sur la figure 4. Il est fondamental de tenir compte de l'influence du sol sur le diagramme de rayonnement et le résultat obtenu pour une antenne dans le vide (figure 4, en haut à droite) n'a aucune utilité pratique.

NEC étant issu d'anciens codes de simulation écrits à l'origine en Fortran, il requiert des entrées sous formes de cartes commençant par le type de données suivi des arguments. La liste de paramètres définit dans un premier temps la géométrie de l'antenne comme un assemblage de tubes droits (segments dans le cas qui nous intéresse ici) de diamètres donnés (le diamètre des tubes va influencer l'impédance de l'antenne) :

```
GW 1,31,0,-525,1100,0,0,1100,1.5
GW 2,31,0,0,1100,0,525,1100,1.5
GW 3,31,-525,0,1100,0,0,1100,1.5
GW 4,31,0,0,1100,525,0,1100,1.5
GM 0 0 0 0 0 0 0 0100
GS 0,0,0.001
```

signifie que nous définissons les coordonnées (x, y, z) des points de départ et d'arrivée de chaque segment (carte GW) après en avoir donné un indice de compteur (premier argument) et le nombre de sous segments (second argument : plus cette valeur est grande, meilleure sera la résolution de la simulation, dans la limite de l'espace mémoire disponible et d'un temps de calcul raisonnable). L'antenne est ensuite translatée (carte GM) selon l'axe z pour traduire sa variation de hauteur par rapport au sol. Toutes ces coordonnées étant données en mm, nous passons au mètre requis par NEC en effectuant une homothétie de toute la structure par un facteur de 10^{-3} par rapport à l'origine : GS 0,0,0.001.

Vient ensuite la définition des paramètres de simulation : la plage de fréquence et le pas de simulation (carte FR), la plage et le pas d'angles dans lesquels le diagramme de rayonnement sera présenté (carte RP), l'ajout de lignes de transmission (que nous utilisons pour déphaser un dipôle par rapport à l'autre : carte TL) et le point d'excitation de l'antenne (carte EX avec pour argument le numéro de segment et de sous-segment auquel est connecté le câble coaxial amenant le signal excitant l'antenne, l'âme et la gaine étant supposées symétriques). En effet, NEC calcule un diagramme de rayonnement pour une antenne émettrice, qui est aussi valable pour une antenne réceptrice tel que le démontre le théorème de réciprocité [17, p.127]. Nous devons nous attarder sur la carte GN qui définit les propriétés du sol : un argument de -1 signifie que l'antenne flotte dans l'espace vide et qu'il n'y a pas de plan de sol, un cas rarement valide en pratique (même une simulation d'antenne embarquée sur un avion ou un satellite doit tenir compte de l'influence de la coque conductrice sur le diagramme de rayonnement). Un argument de 1 signifie que le sol est parfaitement conducteur, cas réalisé par exemple pour une antenne située sur un grillage ou un toit de tôle. Un argument de 0, que nous utiliserons par la suite dans ce document, permet d'attribuer des valeurs réalistes de conductivité et de perméabilité au sol¹⁴ qui sont l'équivalent des coefficients de réflectivité et d'absorption en optique.

Nous avons donc finalement le code suivant :

CM Crossed dipole (137.500-137.620 APT polar sats)

¹³<http://www.nec2.org>

¹⁴<http://www.cebik.com/vdgp.html>

```

CM GN 1
CM GN 0,0,0,0,13,0.005
CE
GW 1,31,0,-525,1100,0,0,1100,1.5
GW 2,31,0,0,1100,0,525,1100,1.5
GW 3,31,-525,0,1100,0,0,1100,1.5
GW 4,31,0,0,1100,525,0,1100,1.5
GM 0 0 0 0 0 0 0 0100
GS 0,0,0.001
GE 0
GN 1
FR 0,1,0,0,137.5,0.5
EX 0,1,31,0,1,0
TL 1,31,3,31,75,0.545
RP 0,121,121,1000,0,0,3,3
EN

```

qui donne pour résultat les diagrammes présentés à la figure 4. Nous avons pour cela exécuté la commande `nec2` sous linux, fourni les noms de fichiers en entrée et en sortie, puis `xnecview fichier.sortie` pour tracer la courbe résultante (représentation ARRL [14, p.2-10], plan Y, représentation filaire – *frame*). `xnecview` est aussi capable de tracer la géométrie de l'antenne dans l'espace si on lui donne en entrée le fichier de définition de l'antenne tel que nous venons de le présenter.

Nous remarquons sur la figure 4 la croissance du nombre de nuls avec la hauteur de l'antenne par rapport au sol. De façon générale on peut dire qu'il y a N nuls lorsque l'antenne se trouve à N demi-longueurs d'onde du sol [17, p.169]. La solution intuitive consistant à placer l'antenne en altitude n'est donc pas forcément optimale. Nous avons pour notre part choisi de monter les dipôle à 235 cm du sol pour les images présentées ici, sauf mention explicite du contraire.

Noter que bien que le choix d'un dipôle croisé vise à permettre la réception de signaux polarisés circulairement avec un diagramme de rayonnement isotrope, nous avons par ailleurs eu de bons résultats avec une antenne discône commerciale (Diamond D190) malgré son inadéquation à cette application (impédance très différente des 50 Ω recherchés à 137 MHz d'après NEC, polarisation rectiligne au lieu de circulaire). La localisation de l'antenne (terrain dégagé dans l'axe nord-sud, fig. 6 à gauche) semble donc plus importante que le type d'antenne utilisé, le signal émis par les satellites NOAA en orbite basse étant relativement puissant.

5 Les récepteurs radio – démodulation des signaux obtenus

La solution la plus simple en terme de mise en œuvre pour démoduler un signal à 137.500 ou 137.620 MHz modulé en fréquence (Frequency Modulation : FM) est l'utilisation d'un scanner radio large bande tel que le AOR3000A. Bien que relativement coûteux, ce type d'équipement est parfois disponible à moindre coût sur le marché de l'occasion et offre de nombreuses autres possibilités au-delà de la réception d'images satellites (citons par exemple la réception des signaux radioamateurs issus de l'ISS ou la réception des signaux numériques d'identification des avions civils suivant le protocole ACARS). L'inconvénient majeur de ce type d'équipement est l'inadéquation de la largeur de bande des modes FM disponibles : soit trop large pour la bande FM commerciale (Wide FM : WFM – 180 kHz), soit trop fine pour le mode FM fin (Narrow FM : NFM – 12 kHz). Les images ainsi obtenues offrent malgré tout une qualité acceptable pour une solution très simple à mettre en œuvre si ce type de matériel est disponible (figure 5).

Une autre solution, moins coûteuse et plus performante, est l'acquisition d'un récepteur spécialisé. Nous avons expérimenté avec le récepteur RX2 commercialisé par le RIG anglais (Remote Imaging Group ¹⁵) sous forme de kit (figure 6). Le prix est avantageux (moins de 120 euros, inscription au club et frais de ports inclus), le circuit imprimé d'excellente qualité et la notice de montage et de calibration claire et bien illustrée. Tout amateur soigneux et un peu expérimenté pourra monter ce kit sans problème et sans recours à du matériel radiofréquence spécialisé. Notons que la disponibilité d'un scanner radio tel que cité en début de ce paragraphe permet de faciliter une des étapes de

¹⁵<http://www.rig.org.uk>

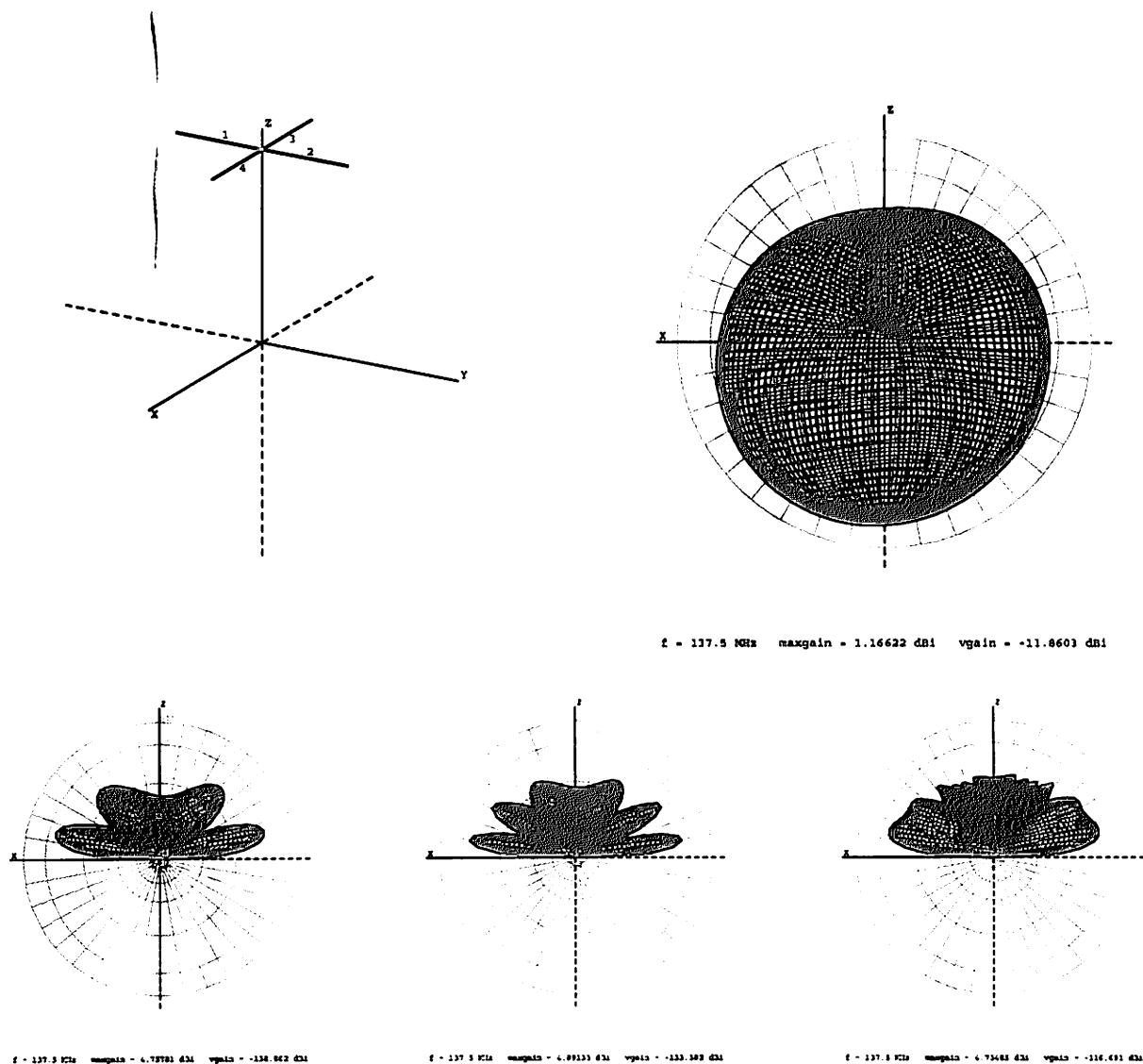


FIG. 4 – Haut : schéma de l'antenne à gauche (la paire de dipôles croisés se situe ici à 1.10 m du sol), et diagramme de rayonnement de l'antenne placée dans le vide. Chaque rayon des dipôles mesure 52,5 cm de long, et les deux dipôles sont reliés entre eux par une ligne de 36 cm de câble 75 Ω (tel que utilisé pour les connections d'antenne de télévision par exemple). Bas : diagramme de rayonnement en fonction de la hauteur des dipôles au sol. Noter la différence avec le diagramme obtenu dans le vide qui laissait a priori penser que la condition d'isotropie du rayonnement avait été atteinte avec cette géométrie. La conductivité du sol a été prise $\epsilon_{\text{sol}} = 13$ et sa conductivité $\sigma = 0.005 \text{ S/m}$. De gauche à droite : les dipôles se trouvent à 2.1 m du sol, 3.1 m du sol, et 23.1 m du sol.

calibration (réglage d'une capacité variable pour ajuster un oscillateur à une fréquence de référence) en l'utilisant comme un compteur de fréquence.

Une fois le signal radio démodulé, le signal audio résultant est numérisé au moyen de la carte son d'un ordinateur pour un traitement ultérieur, soit au moyen du logiciel gratuit mais disponible uniquement sous forme de binaire `wxtoimg`¹⁶, soit par traitement sous Matlab/octave. En effet, nous avons vu que le signal audio à 2400 Hz est modulé en amplitude correspondant à l'intensité lumineuse de chaque pixel de l'image finale. Le démodulateur d'amplitude le plus simple est le filtre passe-bas : en moyennant les valeurs successives du signal audio, on obtient une image

¹⁶<http://www.wxtoimg.com/> pour linux, Windows et MacOS

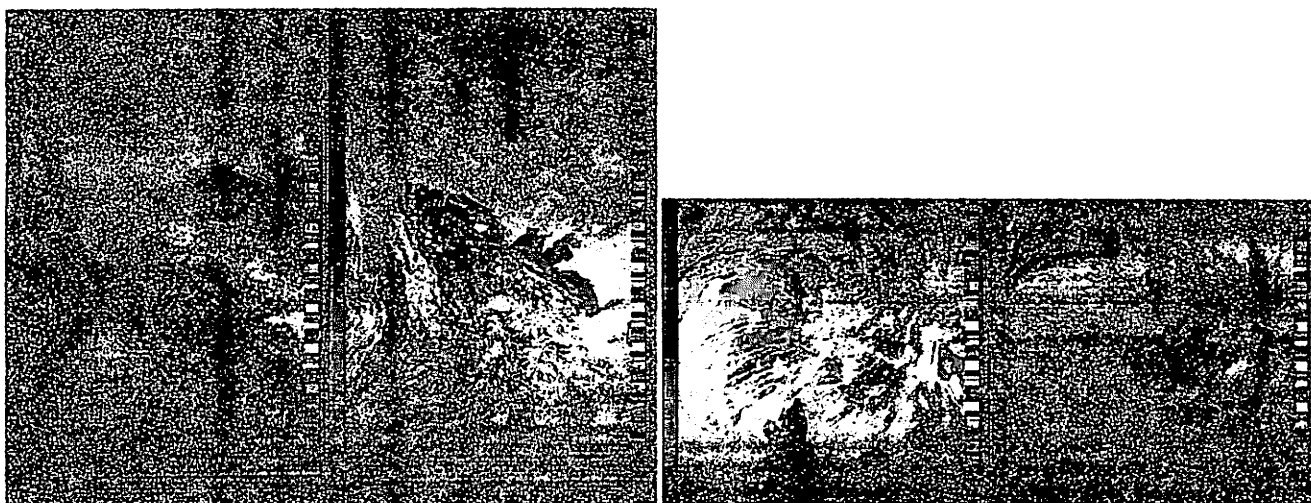


FIG. 5 – Deux des meilleures images obtenues après deux ans de réception d'images satellites au moyen d'un scanner large bande AOR3000A et une antenne discône Diamond D190 placée au coin d'un balcon orienté vers le sud-ouest au second étage d'un bâtiment de quatre étages à Orléans (NOAA 17, les 05/10/2002 et 26/01/2003). Même si la qualité de ces images est suffisante pour se familiariser avec la technique et reconnaître les contours maritimes de l'Europe de l'ouest, les blancs sont saturés et l'image infrarouge de très mauvaise qualité du fait de la bande passante trop réduite du filtre IF en mode NFM du scanner. Noter sur l'image de droite la visibilité des traînées des bateaux traversant l'atlantique, aussi visibles sur les images Meteosat. Comparer avec les figures 7 et 9. L'image à gauche présente exceptionnellement la composante infrarouge à gauche et visible à droite.

acceptable en réorganisant les données dans une matrice. En pratique si nous supposons enregistrer le signal audio à une fréquence d'échantillonnage de 11025 échantillons par seconde, nous savons qu'une période de la porteuse tient entre 4 et 5 ($11025/2400 \approx 4.6$) points échantillonnés, et nous pouvons donc soit prendre la valeur la plus élevée de la valeur absolue de 4 points successifs pour avoir une estimation de l'amplitude de la porteuse à cette période, soit en prendre la somme puisque la valeur maximale dominera cette opération. La liste des données résultantes est réorganisée en lignes successives contenant un nombre de points égal à la fréquence d'échantillonnage divisée par le nombre de points sur lesquels nous moyennons divisé par 2 (puisque 2 lignes sont transmises par seconde).

En pratique l'algorithme qui vient d'être présenté s'implémente (testé avec Matlab 5.3 sous Windows 98 et Octave 2.1.35 sous linux) de la façon suivante :

Le logiciel `wxtoimg` est plus performant parce qu'il asservit la démodulation du signal audio sur la porteuse de la modulation AM (supposée être à 2400 Hz) et identifie les débuts de ligne pour compenser une différence éventuelle entre les références de fréquence embarquées dans le satellite et les oscillateurs présents sur la carte son. De plus, ce logiciel est lui aussi capable de prédire le passage des satellites (et donc de vérifier les dates issues de `sattrack`) ainsi que, dans sa version la plus récente (2.5.7 à la rédaction de ce document), de superposer à l'image brute acquise une carte des frontières des pays observés. Une comparaison des résultats du logiciel professionnel et de notre algorithme beaucoup plus simple est présentée à la figure 7.

Nous pouvons cependant tirer une information intéressante de la forme de l'image (Fig. 7, gauche) déduite du processus simple de démodulation que nous avons mis en œuvre. Nous constatons que l'image résultante, de 1379×1784 pixels, présente une dérive entre le haut et le bas de l'image de 263 pixels (tel que mesuré sur la bande de calibration centrale). Nous savons que les 1379 pixels en abscisse correspondent à 0.5 s, et que les 1784 lignes en ordonnée correspondent à 892 seconde d'écoute. La dérive au cours de cette acquisition est donc de $263 \times 0.5/1379 = 0.095$ s, ou $0.095/892 = 106$ ppm. Nous attribuons cette erreur à une dérive de l'oscillateur de référence de la carte son, 100 ppm étant typiquement l'ordre de grandeur de la stabilité en fréquence des oscillateurs TTL commercialisés pour les applications informatiques bon-marché¹⁷. De biens meilleurs résultats pourraient être obtenus en remplaçant l'oscillateur

¹⁷voir par exemple les spécifications des oscillateurs C-MAC, référence fabricant IQXO-36, http://www.cmac.com/mt/databook/oscillators/leaded/spxo/siqxo_35.html

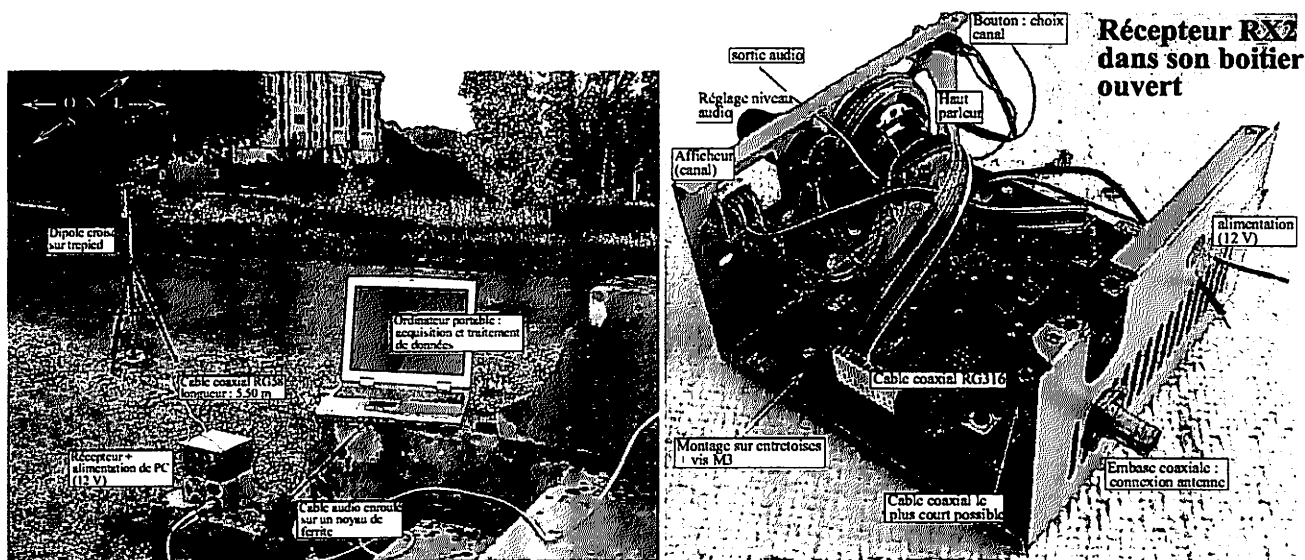


FIG. 6 – Montage expérimental utilisé lors de la réception de signaux issus des satellites polaires NOAA en mode APT. La photo de gauche a été prise du bâtiment hébergeant l'association, d'où le courant alimentant les divers instruments est disponible. La vue selon l'axe nord-sud est dégagée d'horizon à horizon, tandis que le bâtiment situé à l'est de l'antenne n'interfère pas avec la réception pour des satellites passant à une élévation suffisante ($> 60^\circ$). Le câble liant la sortie audio du récepteur à l'ordinateur portable est enroulé autour d'un noyau de ferrite pour tenter de limiter les interférences de l'ordinateur sur le récepteur radio (le noyau de ferrite augmente l'inductance du câble ainsi bobiné et atténue les signaux radiofréquences). Droite : montage du récepteur RX2 dans une boîte métallique (récupération d'une alimentation de PC).

de la carte son par un oscillateur contrôlé en température ou en asservissant l'oscillateur présent sur le signal 1 PPS du GPS.

6 Un peu de traitement d'images

Une fonction de traitement d'images proposée par wxtoimg dont nous avons souvent fait usage pour améliorer le contraste des images présentées dans ce document est *histogram equalize*. Nous allons présenter ici cet algorithme, en insistant sur le fait qu'il s'agit simplement d'une méthode de traitement d'images qui n'a aucun sens physique si un traitement ultérieur quantitatif des images satellite est à effectuer (par exemple extraction de températures à partir des données infrarouges), et que son intérêt réside uniquement dans le rendu esthétique des données [11, p.196].

Une image en tons de gris est caractérisée par un histogramme des couleurs, défini comme le nombre de pixels d'une certaine teinte normalisé par le nombre total de pixels. Cette distribution peut être vue en terme de probabilité de trouver dans l'image un pixel d'une certaine couleur. Le contraste d'une image est d'autant meilleur que l'histogramme est étalé dans toute la plage de couleurs disponibles. Ainsi, un histogramme caractérisé par un pic fin, localisé, correspond à une image terne dont presque tous les pixels ont la même couleur. Au contraire un histogramme uniforme (constant sur la plage des couleurs) caractérise une image très contrastée où toutes les couleurs sont présentes en proportions égales. C'est ce dernier résultat que nous cherchons à obtenir, tel que illustré sur la figure 8.

Plutôt que de parler uniquement en terme d'histogramme $h(c)$ des tons de gris c , qui peut avoir une distribution quelconque, nous allons considérer les histogrammes cumulés $H(c)$. L'histogramme cumulé $H(c)$ est déduit de l'histogramme des couleurs $h(c)$ par $H(c) = \sum_{n=0}^c h(n)$: pour avoir la valeur de l'histogramme cumulé au point c nous sommions donc les valeurs de l'histogramme jusqu'à ce point. Étant donné que l'histogramme contient des probabilités donc des valeurs positives, $H(c)$ est une fonction croissante de c . De plus, nous constatons facilement que l'histogramme cumulé d'un histogramme constant est une droite de pente 1, passant par l'origine, si nous définissons la plage des couleurs c dans l'intervalle $c \in [0; 1]$. Le problème se ramène donc à trouver une transformation des couleurs c de

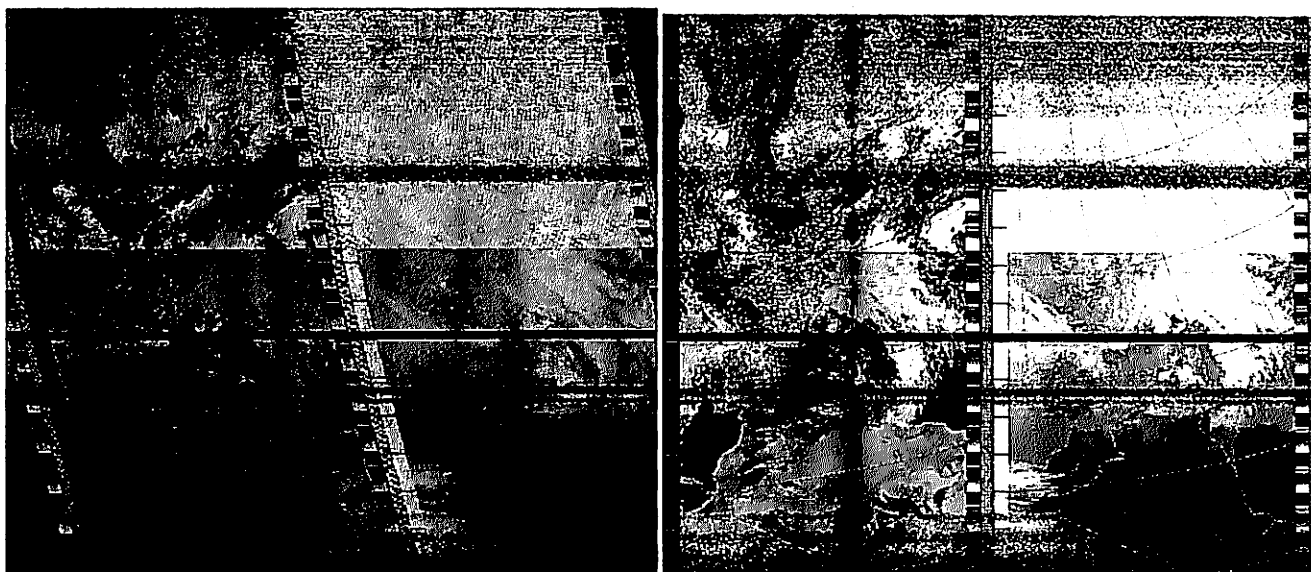


FIG. 7 – Image de gauche : résultat de la démodulation d'un signal de NOAA 17 acquis le 23 Mars 2004 (12h24 heure locale, élévation maximale : 84.7°) par octave sous linux en moyennant le fichier son (11025 Hz, 16 bits/échantillon) sur 4 points successifs. Bien que l'algorithme fonctionne sous Matlab, ce dernier n'a pu effectuer le calcul complet sur le même ordinateur (Intel 400 MHz, 128 MB RAM) tournant sous Windows98, probablement à cause de la mauvaise gestion de mémoire par ce système d'exploitation. Image de droite : résultat de la démodulation par wxtoimg. Noter que le logiciel permet d'ajouter les frontières des pays observés. La moitié gauche de chaque image est obtenue dans le visible et la partie droite dans l'infrarouge. La bande noire au niveau de la frontière franco-espagnole est due à une erreur de manipulation sur le niveau de son lors de l'enregistrement.

l'intervalle $[0; 1]$ vers $[0; 1]$ qui convertit l'histogramme cumulé expérimental $H(x)$ en un nouvel histogramme cumulé décrit par la première bissectrice.

La solution à ce problème est simplement de convertir l'axe des abscisses original c en un axe $H(c)$ puisque le graphique original $c \rightarrow H(c)$ est ainsi transformé en $H(c) \rightarrow H(c)$ qui est bien la première bissectrice recherchée. Nous retrouvons là le théorème¹⁸ annonçant que si H est l'histogramme cumulé des valeurs des pixels de l'image d'entrée, alors l'application de H à l'image d'entrée donne en sortie une image avec un histogramme des couleurs constant. En pratique, cette transformée est disponible sous Matlab (Image Processing Toolbox) et octave sous la forme de la fonction `histeq()`. Une extension de cette technique est la spécification d'histogramme $c \rightarrow G^{-1}(H(c))$ avec G l'histogramme cumulé à obtenir après traitement (le cas particulier démontré précédemment correspondant à $G = Id$).

7 Résultats

La première satisfaction est de pouvoir obtenir une image issue d'un satellite alors que celui-ci survole la station de réception. Nous fournissons deux exemples d'images (Fig. 9) obtenues depuis Besançon (coordonnées GPS : 47.230N, 6.030E) au moyen d'une antenne crossed-dipole et d'un récepteur RX2.

Au delà de l'aspect esthétique, un certain nombre d'analyses peuvent être réalisées sur ces images :

- utilisation du comportement du satellite comme source radio défilante dont l'élévation est parfaitement connue. Nous utilisons cette source pour analyser l'adéquation des modèles d'antennes réalisées, et éventuellement déduire les modifications à apporter pour améliorer les images obtenues (le paramètre le plus simple dans notre cas est la hauteur des dipôles du sol – 235 cm pour les images présentées dans ce document). Comparer pour cela les figures 9 et 10.
- prédiction météorologique et corrélation des données visuelles et thermiques (obtenue dans l'infrarouge), étude de

¹⁸<http://www.dai.ed.ac.uk/HIPR2/histeq.htm>

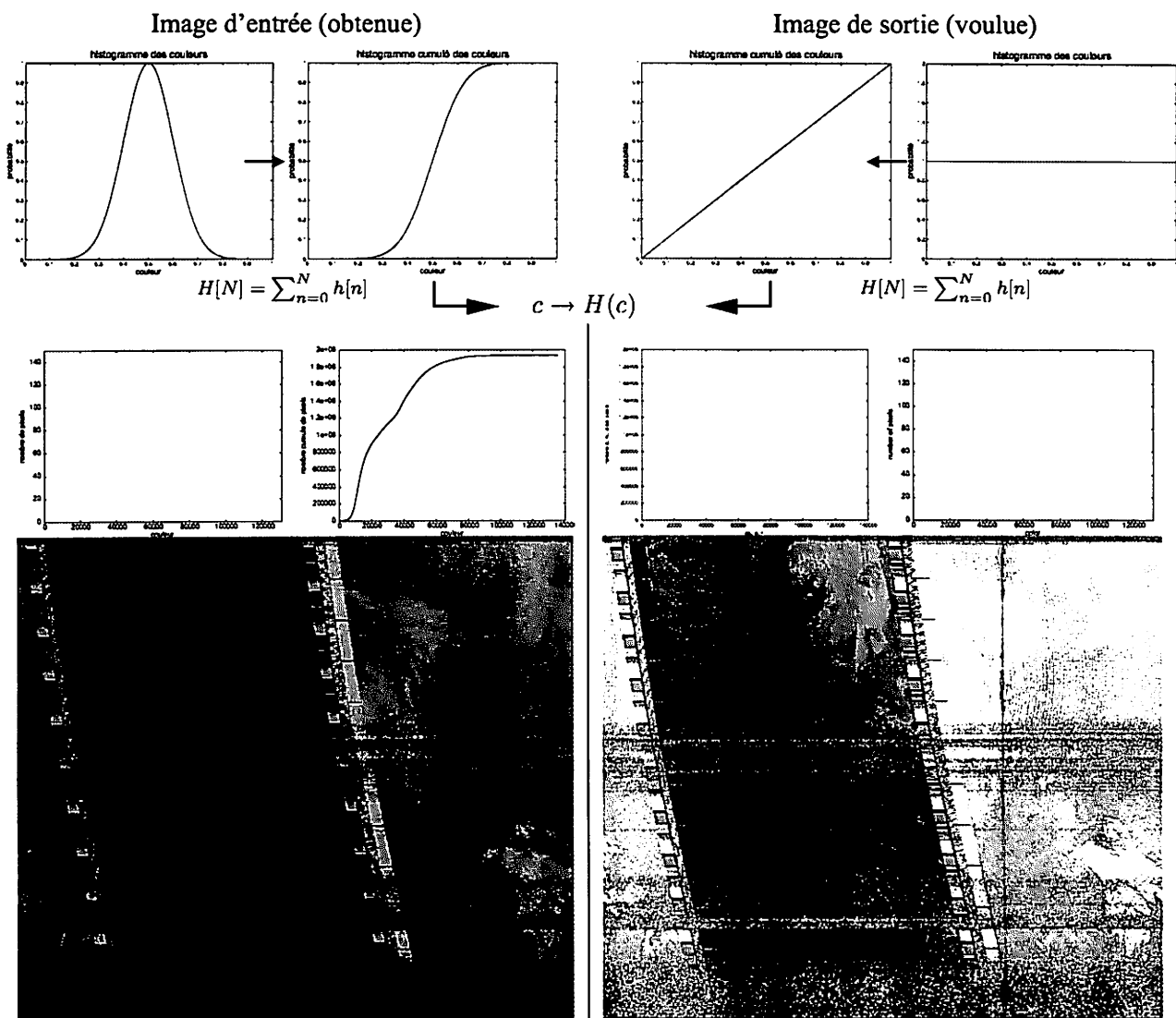


FIG. 8 – Haut : simulation de l'évolution des histogrammes de couleurs et des histogrammes cumulés de couleurs des images initiale (à gauche) et finale (à droite), l'objectif étant de passer d'une distribution de pixel quelconque vers un histogramme plat. Nous voyons là que le passage de l'histogramme cumulé quelconque initial vers l'histogramme cumulé défini comme la première bissectrice se fait en appliquant la fonction $H(c)$ aux couleurs initiales c , $H()$ étant l'histogramme cumulé de l'image initiale. Milieu : même graphiques, mais pour les images présentées plus bas. Bas : image brute à gauche (issue de NOAA 12 le 8 Juin 2004 à 6h56 heure locale depuis Besançon, élévation maximale : 82.5°) obtenue avec le script Matlab présenté auparavant, et après traitement d'égalisation d'histogramme à droite. Noter l'apparition des contours des côtes encore dans la pénombre après traitement.

la complémentarité des informations extraites (les deux méthodes observent des nuages à des altitudes différentes et se forment selon des mécanismes différents, tel que par exemple les contrails¹⁹ visibles en IR et pas dans le visible : figure 10 au sud-ouest de l'Espagne. Contrairement aux traces correspondant à un brouillard de basse altitude condensé par les particules issues des moteurs des bateaux visibles au dessus de l'atlantique sur la figure 5 (image de droite), les contrails (*condensation trails*) sont des nuages froids cristallisés en haute altitude). L'augmentation de la couverture nuageuse par ces contrails issues de l'activité humaine a été proposée comme

¹⁹<http://www.epa.gov/otaq/regs/nonroad/aviation/contrails.pdf>

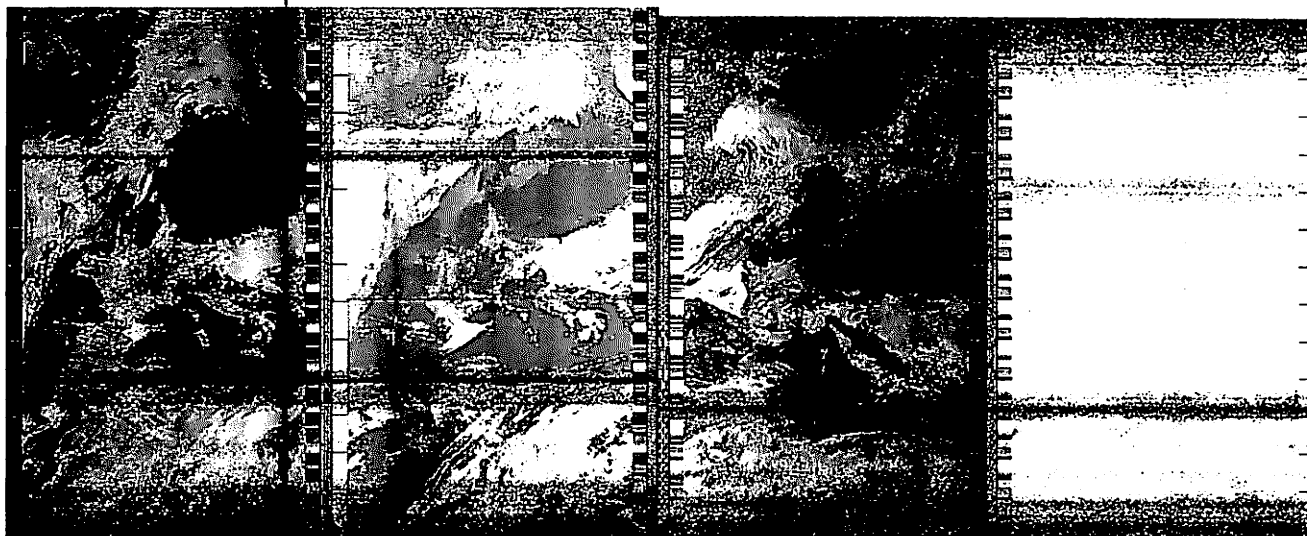


FIG. 9 – Image de gauche : image issue de NOAA 17 obtenue le 14 Avril 2004 à 12h24 heure locale (élévation maximale : 85.2°). Image de droite : image issue de NOAA 12 obtenue le 14 Avril 2004 à 17h29 heure locale (élévation maximale : 81.9°), particulièrement esthétique avec le reflet du soleil dans l'océan atlantique. Noter l'espacement identique des bandes sombres dans les deux images, que nous interprétons comme la position des nuls de l'antenne utilisée.

source possible de modification climatique [18]. Ce même principe est utilisé dans l'exploration planétaire spatiale où l'observation à différentes longueurs d'ondes permettent d'observer différentes couches nuageuses formées de la condensation de divers gaz [19, p.89] [21, pp.251,255,264].

- application des méthodes de traitement d'images pour améliorer le contraste (définition de l'histogramme des tons de gris désirés pour faire ressortir différentes propriétés de l'image), identification des contours des côtes ou de structures nuageuses caractéristiques (tourbillons).
- d'un point de vue géographique, identification des points les plus marquants visibles de l'espace (lacs de Neuchâtel, Léman et de Constance, région parisienne et Seine, Alpes enneigées en hiver par exemple : figure 10). Dans les meilleures conditions, pour des images obtenues quelques heures avant le coucher du soleil, le reflet de ce dernier dans l'océan atlantique combiné avec l'ombre projetée des nuages illuminés en incidence rasante fournit des images exceptionnelles (fig. 9, droite). La meilleure saison pour identifier les structures géologiques au sol est en automne, quand la couverture végétale est minimale sans que la couverture neigeuse ne réduise le contraste [20].

8 Conclusion et perspectives

Nous avons présenté la réception d'images satellites comme un thème offrant l'occasion d'aborder de nombreux domaines d'études, tant technologiques dans la réalisation pratique du récepteur radio et de l'antenne, que théorique avec l'analyse des orbites ou les modes de transmission de données ²⁰. Les sujets impliqués vont de la physique avec la mécanique céleste et l'électromagnétisme requis dans la modélisation des antennes, à la programmation pour la démodulation et le traitement des images en passant par l'électronique et la géographie avec l'identification de régions remarquables au sol.

La suite logique de cette étude serait l'installation d'une petite parabole et la réalisation de l'électronique nécessaire à la réception des images issues des satellites géostationnaires GOES. Un autre aspect de l'étude des satellites est de compléter la réception des signaux radio par une observation visuelle, puisqu'un certain nombre de corps en orbite terrestre deviennent visibles quelques heures après le coucher du soleil ou avant le lever du soleil par réflexion sur leurs panneaux solaires ou leurs antennes de transmissions [23, 12].

Finalement, il est bon de noter que ces mêmes satellites contiennent d'autres capteurs que ceux fournissant des images optiques, et en particulier des détecteurs de flux de particules cosmiques et des magnétomètres. Ces données

²⁰home.fnal.gov/~prebys/talks/satellite_seminar.pdf et <http://www.hep.princeton.edu/~marlow/satlab/>

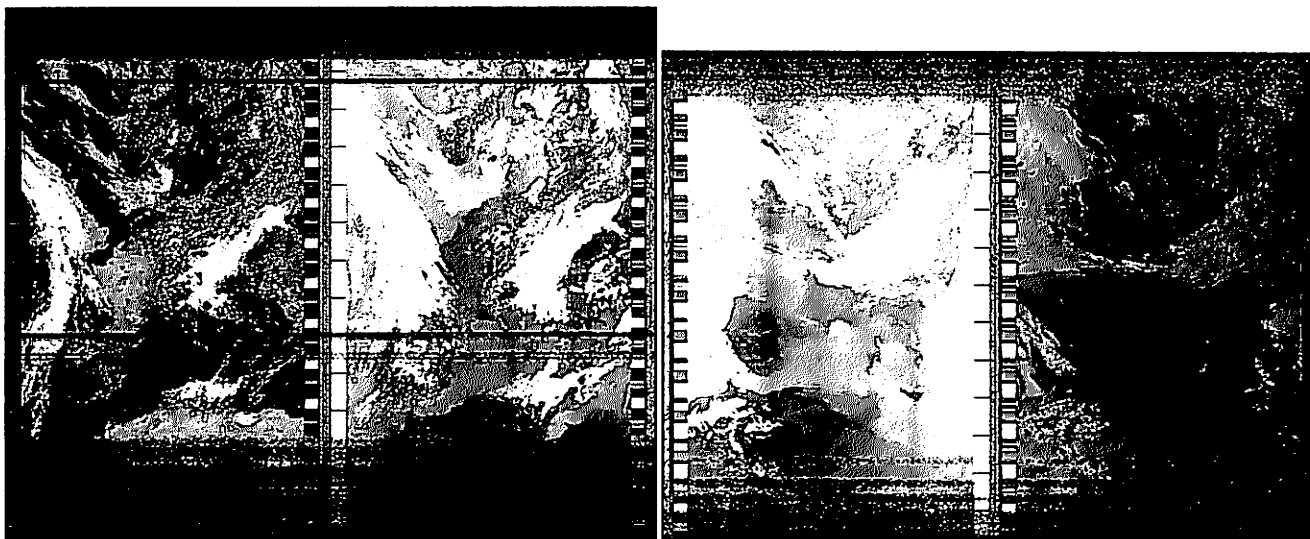


FIG. 10 – Haut : image obtenue le 28 Mai 2004 à 12h24 (heure locale) depuis Besançon lors d'un passage à une élévation maximale de 84.4° . Noter les traces de condensation (*contrails*) laissées par les avions au sud-ouest de l'Espagne, visibles dans l'infrarouge mais pas dans le visible. Les dipôles de l'antenne étaient exceptionnellement placés ici à une hauteur de 135 cm du sol : noter l'absence de bandes horizontales de perte du signal au niveau de la France par rapport aux autres images (fig. 9). Bas : image obtenue le 05 Aout 2005 depuis le plateau de Gergovie, près de Clermont Ferrand, avec une antenne transportable telle que présenté dans le prochain article, présentant une bonne isotropie de son diagramme de réception. Cet emplacement est idéal pour une bonne réception couvrant pratiquement toute la gamme des latitudes théoriquement observable car situé au sommet d'une colline élevée d'environ 350 m au dessus de la plaine environnante, sans obstacle dans l'axe nord-sud.

sont disponibles presque en temps réel sur le web à <http://sec.noaa.gov/Data/>.

Le lancement d'un satellite en orbite basse polaire le plus récent a été celui de NOAA-N, lancé le 20 Mai 2005, et depuis renommé NOAA-18 émettant un signal APT sur 137.9125 MHz. Ce lancement garantit l'émission d'images météorologiques en mode APT pour les années à venir. Le dernier satellite de cette série, nommé NOAA-N', est prévu pour décembre 2007.

9 Remerciements

L'association Projet Aurore remercie F. Vernotte, directeur de l'Observatoire de Besançon, pour l'accès gracieux au bâtiment Méridienne qui nous héberge actuellement. F. Tronel (F1SDZ) a proposé l'utilisation de NEC pour la simulation des diagrammes de rayonnement des antennes.

Références

- [1] J. Summers, *Educator's Guide for Building and Operating Environmental Satellite Receiving Stations - NOAA Technical Report NESDIS 44*, US Department of Commerce, National Oceanic and Atmospheric Administration (1989), disponible à <http://npoesslib.ipo.noaa.gov/techlib/doc41/doc41.pdf>
- [2] J. Bamford, *The puzzle palace*, Penguin Books (1983)
- [3] J. Bamford, *Body of secrets*, Anchor Books (2002)
- [4] P. Le Fur, *Référentiels et mouvements de satellites*, Bulletin de l'Union des Physiciens **869** (2004), pp.1705-1728
- [5] T.S. Kelso, *Basics of the Geostationary Orbit Satellite Times* (1998), disponible à <http://www.celestrak.com/columns/v04n07/>

- [6] F. Meyer, *Comparaison d'horloges atomiques distantes par les satellites de télévision directe TDF2 et TC2A*, thèse en sciences pour l'ingénieur, Université de Franche-Comté n.470 (1995)
- [7] M. Soutif, *Vibrations, propagation, diffusion*, Dunod Université (1982)
- [8] *Oncore User's guide, Rev. 3.2*, Motorola (1998), disponible à http://www.synergy-gps.com/TR_Manual.html. Le récepteur GPS-Oncore VP a été obtenu chez Synergy pour 35\$/pièce (prix Juillet 2003).
- [9] *NOAA-L*, NASA & NOAA, disponible à poes.gsfc.nasa.gov/history/noaal/noaal.pdf
- [10] *NOAA-L Press kit*, NASA & NOAA (2000), disponible à www.gsfc.nasa.gov/gsfcc/earth/noaal/noaa-l_presskit.pdf
- [11] W.G. Rees, *Physical principles of remote sensing*, Cambridge University Press (1990)
- [12] P. Le Fur, *Et pourtant ils tournent ou les satellites artificiels*, Bulletin de l'Union des Physiciens **860** (2004), pp.79-91
- [13] D.J. Mudgway, *Uplink-Downlink. A History of the Deep Space Network 1957-1997*, NASA (2001) disponible à history.nasa.gov/SP-4227/Uplink-Downlink.pdf
- [14] *ARRL Antenna Handbook* (1997)
- [15] Nous avons basé notre montage sur le circuit proposé à l'origine à http://www.applet.cz/~ulcak/crossed_dipoles_ant.htm, site qui ne semble plus actif aujourd'hui. Une description moins claire est disponible à <http://www.chez.com/shackradio/schemas.htm>. Il s'agit dans tous les cas de deux dipôles (chaque bras de longueur 52,5 cm) reliés par une ligne de déphasage de 90° obtenu par un câble de 36 cm d'impédance 75 Ω , et placés à une hauteur de l'ordre du mètre au dessus du sol. Le lecteur est encouragé à tester divers emplacement et hauteurs au-dessus du sol afin d'obtenir les meilleurs résultats.
- [16] Y. Blanchard, *Le radar 1904-2004 - Histoire d'un siècle d'innovations techniques et opérationnelles*, Ellipses (2004)
- [17] C.A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design, 2nd Ed.*, John Wiley & Sons, Inc. (1997)
- [18] D.J. Travis, A.M. Carleton & R.G. Lauritsen, *Contrails reduce daily temperature range* **418** Nature (2002) p.601
- [19] E.D. Miner & R.R. Wessen, *Neptune. The planet, rings and satellites* Springer-Praxis (2001)
- [20] D.M. Harland, *The story of space station MIR* Springer-Praxis (2005)
- [21] D.M. Harland, *Jupiter Odyssey. The story of NASA's Galileo mission* Springer-Praxis (2000)
- [22] J.-M. Friedt, S. Guinot, *Introduction au Coldfire 5282*, GNU/Linux Magazine France, **75** (Septembre 2005)
- [23] T.S. Kelso, *Visually Observing Earth Satellites*, Satellite Times (1996), disponible à <http://www.celestrak.com/columns/v03n01/>

MC3361 = Same RSSI as à voir.
 Sinon identique. (Vcc=5V?)



MOTOROLA

Order this document by MC3359/D

MC3359

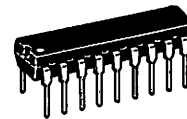
Low Power Narrowband FM IF

...includes oscillator, mixer, limiting amplifier, AFC, quadrature discriminator, op/amp, squelch, scan control, and mute switch. The MC3359 is designed to detect narrowband FM signals using a 455 kHz ceramic filter for use in FM dual conversion communications equipment. The MC3359 is similar to the MC3357 except that the MC3359 has an additional limiting IF stage, an AFC output, and an opposite polarity Broadcast Detector. The MC3359 also requires fewer external parts. For low cost applications requiring V_{CC} below 6.0 V, the MC3361BP,BD are recommended. For applications requiring a fixed, tuned, ceramic quadrature resonator, use the MC3357. For applications requiring dual conversion and RSSI, refer to these devices; MC3335, MC3362 and MC3363.

- Low Drain Current: 3.6 mA (Typical) @ V_{CC} = 6.0 Vdc
- Excellent Sensitivity: Input Limiting Voltage –
– 3.0 dB = 2.0 μV (Typical)
- Low Number of External Parts Required
- For Low Voltage and RSSI, use the MC3371

HIGH GAIN LOW POWER FM IF

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751D
(SO-20L)



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC3359DW	T _A = -30 to +70°C	SO-20L
MC3359P		Plastic DIP

Figure 1. Simplified Application in a Scanner Receiver

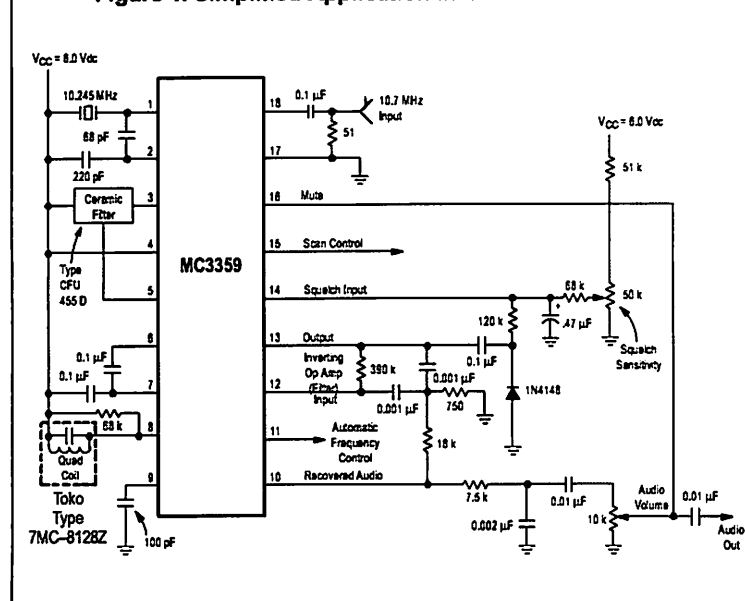
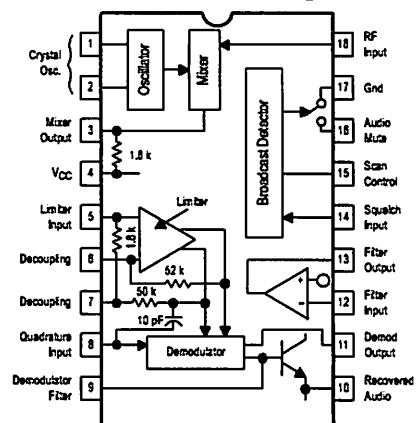
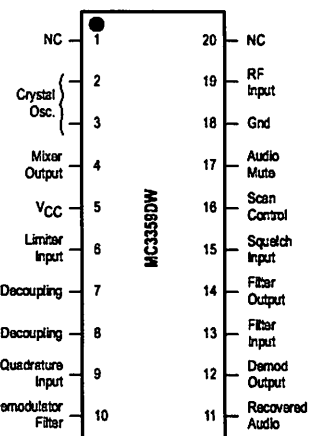


Figure 2. Pin Connections and Functional Block Diagram



CASE 707



CASE 751D

Low-Power Narrowband FM Receiver

- Complete Dual Conversion Circuitry
- Low Voltage: $V_{CC} = 2.0$ to 6.0 Vdc
- Low Drain Current (3.6 mA (Typical)) @ $V_{CC} = 3.0$ Vdc
- Excellent Sensitivity: Input Voltage $0.6 \mu\text{Vrms}$ (Typical) for 12 dB SINAD
- Externally Adjustable Carrier Detect Function
- Low Number of External Parts Required
- Manufactured Using Motorola's MOSAIC® Process Technology
- MC13135 is Preferred for New Designs

MC3362

LOW-POWER DUAL CONVERSION FM RECEIVER

**DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751E
(SO-24L)**



RF Input to 200 MHz

VCC

120 pF

10.245 MHz

50 pF

Ceramic Filter 455 kHz

0.1

0.1

0.1

200 k

10 k

To Carrier Detect Indicator

39 K

$L_p = 680 \mu\text{H}$

$C_p = 180 \text{ pF}$

MC3362

From PLL Phase Detector

0.01

0.41 μH

To PLL or Prescaler

Ceramic Filter 10.7 MHz

1.0

10 k

0.1

Data

0.001

8.2 k

Recovered

0.01 Audio

VCC

The diagram shows the pin configuration for the AD634 integrated circuit, a 24-pin package. The pins are numbered 1 through 24, with functions listed on both sides of the package. The internal circuitry includes two mixers, two limiters, two comparators, and various control and output stages.

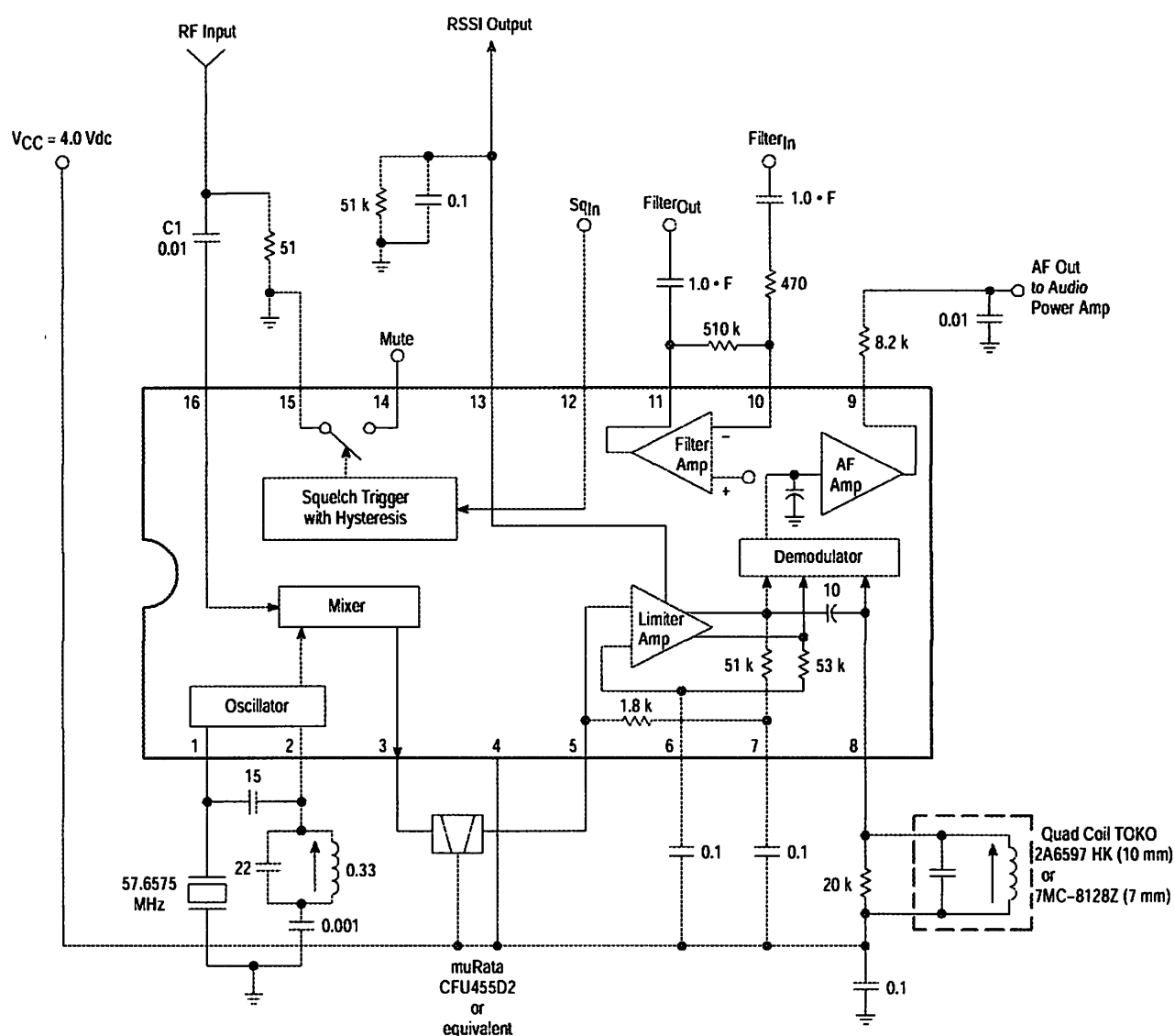
Pin Number	Function
1	1st Mixer Input
2	2nd LO Output
3	2nd LO Emitter
4	2nd LO Base
5	2nd Mixer Output
6	V _{CC}
7	Limiter Input
8	Limiter Decoupling
9	Limiter Decoupling
10	Meter Drive
11	Carrier Detect
12	Quadrature Coil
13	Detector Output
14	Comparator Input
15	Comparator Output
16	V _{EE}
17	2nd Mixer Input
18	2nd Mixer Input
19	1st Mixer Output
20	1st LO Output
21	1st LO Tank
22	1st LO Tank
23	Varicap Control
24	1st Mixer Input

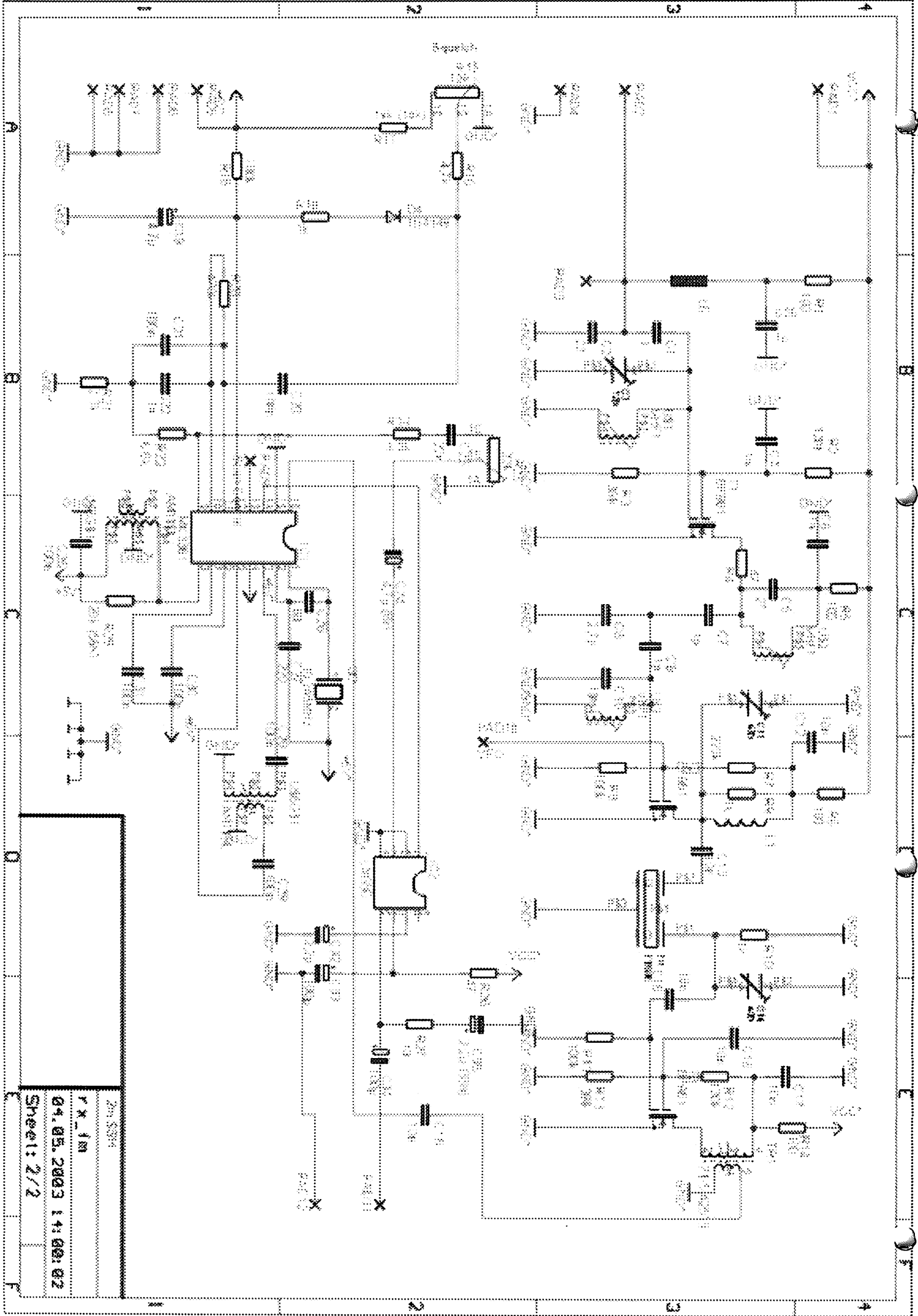
Device	Operating Temperature Range	Package
MC3362DW	T _A = - 40 to +85°C	SO-24L
MC3362P		Plastic DIP

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 4.0 \text{ Vdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)

Characteristic	Pin	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Drain Current (No Input Signal)	4					mA
Squelch Off, $V_{SQ} = 2.0$ Vdc		lcc1	–	3.2	4.2	
Squelch On, $V_{SQ} = 0$ Vdc		lcc2	–	3.6	4.8	
Squelch Off, $V_{CC} = 2.0$ to 9.0 V		dlcc1	–	1.0	2.0	
Detector Output (No Input Signal)	9					Vdc
DC Voltage, $V_8 = V_{CC}$		V9	0.9	1.6	2.3	
Filter Output (No Input Signal)	11					Vdc
DC Voltage		V11	1.5	2.5	3.5	
Voltage Change, $V_{CC} = 2.0$ to 9.0 V		dV11	2.0	5.0	8.0	
Trigger Hysteresis	–	Hys	34	57	80	mV

Figure 1. ML3371 Functional Block Diagram and Test Fixture Schematic





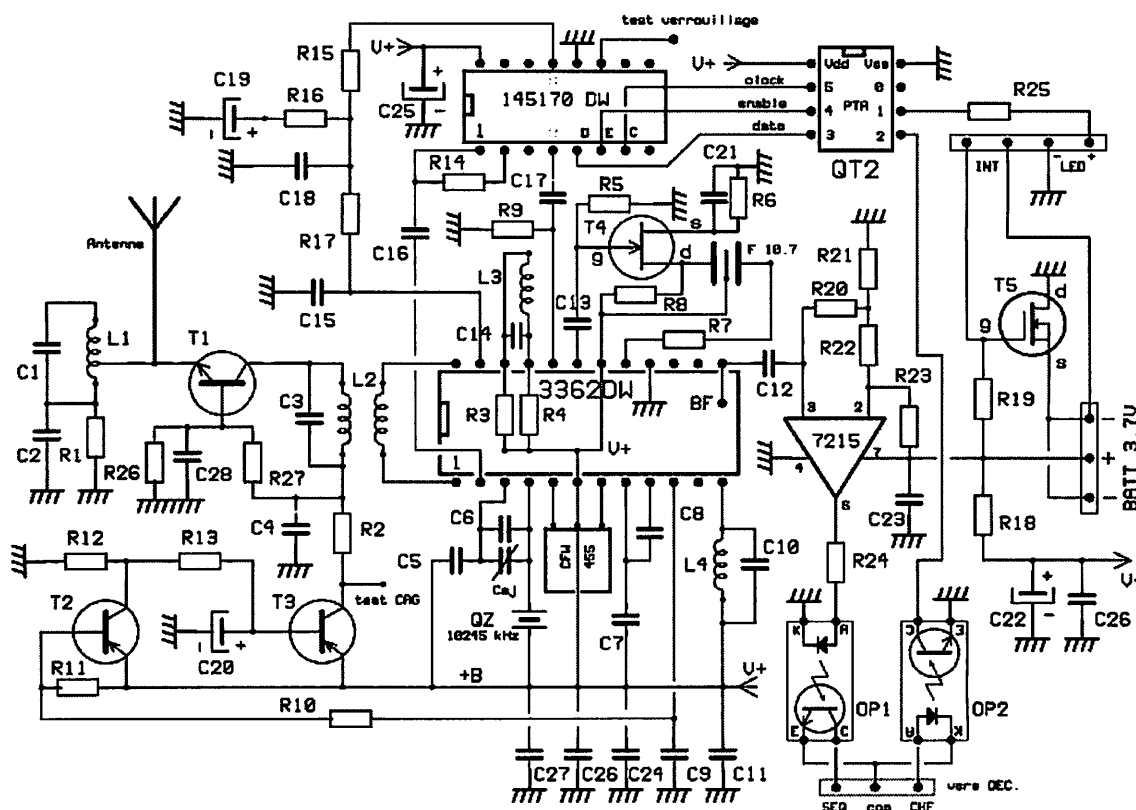
2m SSB
V X - 1m
04.05.2003 14:00:02
Sheet: 2/2

DESCRIPTION et REALISATION du RX24

ETUDE THEORIQUE

LA PARTIE HF

Vous en trouvez le schéma ci-dessous.



SCHEMA du RX24-HF

On retrouve le schéma des récepteurs précédents, en particulier celui du RX23. Nous n'allons donc pas nous étendre sur la question. Contentons-nous donc d'observer les quelques différences :

L'ampli HF a repris un montage qui nous avait donné toute satisfaction dans nos anciens récepteurs. C'est donc un transistor bipolaire HF, le BFR93 qui est utilisé. Le gain est un peu meilleur qu'avec le J310 et la CAG plus efficace.

- Si le MC3362 a été conservé, par contre nous n'avons plus utilisé son comparateur de mise en forme (dispo entre picots 13 et 14) mais monté un comparateur externe, un LMC7215IM permettant de mieux fixer les seuils de basculement et qui a de plus la possibilité de "driver" directement la diode Led de l'opto-coupleur OP1 associé.

- Le circuit du filtre à quartz a également été revu. La sortie du mixer 1 du MC3362 attaque un transistor FET 4416 dont le drain est chargé par une 1800 Ω ce qui donne une

meilleure adaptation à l'impédance d'entrée du filtre. Ce dernier attaquant l'entrée de l'ampli FI à travers une $1\text{ k}\Omega$.

La synthèse de fréquence est toujours gérée par un MC145170 dont la commande est faite par les lignes PTA3/4/5 d'un petit μC MC908QT2. Celui-ci envoie les séquences de programmations puis passe en régime "STOP", avec arrêt de l'oscillateur interne (à 12.8 MHz), ce qui nous garantit un rayonnement perturbant nul. Le passage de F_n à F_s ou de F_s à F_n est commandé par le décodeur via un opto-coupleur OP2. Le transistor de ce coupleur mettant à 0 la ligne PTA2 du μC pendant quelques milli-secondes. Celui-ci "se réveille", change la programmation du MC145170 puis repasse en STOP. Une diode Led connectée à la ligne PTA1 est allumée si le RX24 est en F_s même si le μC est en STOP (ce régime ne changeant pas les niveaux statiques des entrées/sorties). A noter que cette Led est aussi utilisée dans la phase de programmation des fréquences. A voir dans le décodeur.

Le RX24-HF est alimenté par un seul élément LiPo qui peut être de 145 mAh. le branchement se faisant par un connecteur 3 points inversible puisque le + est au point central. Le transistor Mosfet T5 de canal N relie ce -batt à la masse quand il est conducteur, ce qui est son état de repos, le gate étant relié au +batt par R19. Le blocage de T5 se fait par un interrupteur externe reliant le gate à -batt. C'est le principe de nos INTERTEFs permettant de voler interrupteur ouvert ou déconnecté, mais ici il est intégré au récepteur.

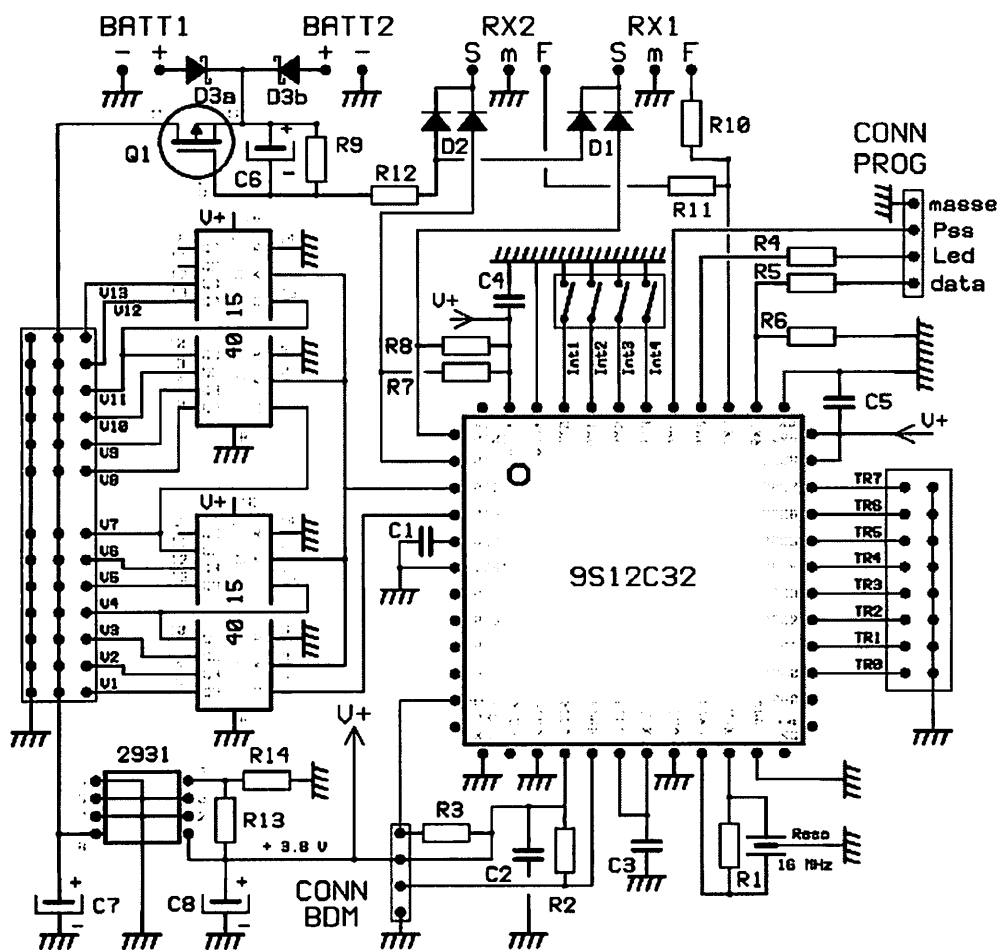
LE DECODEUR

La liaison du décodeur avec la partie HF se fait à l'aide des deux opto-coupleurs de RX24-HF. L'un (OP1) envoie la séquence mise en forme dans ce décodeur (entrée S), l'autre (OP2) recevant les ordres de changement de fréquence ou de programmation (Sortie F du schéma ci-dessous). Le décodeur est construit autour d'un membre de la famille 9S12 de FREESCALE (ex Motorola). Il s'agit d'un petit μC en boîtier LQFP à 48 pattes au pas de 0.5 mm. Il est mis en fonctionnement par un résonateur 16 MHz donnant une fréquence de bus de 8 MHz. La mémoire FLASH de 32 Ko est plus que suffisante pour le programme ici nécessaire. Le décodeur intègre lui aussi un "INTERTEF" réalisé avec Q1, un Mosfet de canal P. Q1 est normalement bloqué par R9 reliant gate et source. Les impulsions de la séquence PPM font conduire le transistor de l'opto-coupleur ce qui relie le gate de Q1 à la masse décodeur par R12 et 1/2 de D2 ou D1. Le condensateur C6 permet de conserver la conduction de Q1 pendant 2 à 3 secondes après une impulsion (Il y en a plus de 500 par seconde !). Si l'émetteur est à l'arrêt, il n'y a pas de séquence, mais un bruit de fond intense qui commande l'opto-coupleur en continu et provoque également la mise sous tension du décodeur. On peut utiliser deux batteries en principe identiques pour alimenter le décodeur, la séparation des BATT1 et BATT2 faite par D3a/b. La diode choisie (MBRB20100CT, boîtier D2PACK) permet 2 fois 10 A. Le Mosfet choisi (SUD45P03-15A, boîtier DPAK) autorise 15 A. Le μC est alimenté par un régulateur LM2931 ajustable. La tension régulée est fixée à + 3.8 V par R13 et R14. La seconde moitié des D1 et D2 commande le niveau des entrées PT0 et PT1 du μC . Ces entrées sont les "INPUT CAPTURE" du timer. Tirées au + au repos, par R7 et R8, elles passent à 0 sur les impulsions de la séquence. Le μC mémorise les instants précis de ces basculements. Les résultats étant ensuite analysés pour tester la validité de la séquence et transmettre ces données, si tout est correct, vers la routine de sortie qui va fabriquer la trame nécessaire sur PT2 (clock) et PT3 (data) pour la commande des deux registres à décalage de type 4015 connectés en série pour la sortie des 13 voies décodées. (12 voies normales transmises par l'émetteur, plus une voie obtenue par le temps de synchro de la séquence

PPM..). Rappelons que les 4015 permettent d'annuler tout jitter sur les créneaux de servos (Il s'agit ici du jitter créé par le µC lui-même).

Le RX24-DEC n'accepte la séquence PPM que si elle a 12 voies et un temps de synchro compris entre 4 et 5 ms. Il faut par ailleurs que le code PPCM correct soit incrusté dans la séquence. Ce code est plus élaboré que celui de nos précédents Rx. En effet il ajoute au code normal programmé dans le Supertef 5 bits correspondant au n° de la cellule utilisée. Ainsi si vous utilisez les valeurs par défaut : **Code "86"** soit \$56 en hexa et 01010110 en binaire **N° de cellule "1"** (celui de la cellule " @") alors le code PPCM complet sera 0101011000001 soit un code à 13 bits. Si la cellule était la "Z" de n° 27 soit \$1B en hexa et 11011 en binaire, ce code serait 0101011011011.

Ainsi, aucun risque de décoller avec la programmation de Z si votre avion est le @



DECODEUR RX24

Deux récepteurs peuvent être connectés sur le décodeur :

- **RX1**, le récepteur principal dont les signaux sont envoyés vers l'entrée Timer PT0.
- **RX2**, le récepteur de secours dont les signaux sont envoyés vers l'entrée Timer PT1.

Hors fail-safe, c'est RX1 qui est utilisé, RX2 pouvant ne pas exister. Cette remarque nous

amène d'ailleurs à parler des choix du mode Fail-Safe. Ces choix sont déterminés par les inters DIL Int1 et Int2 :

- **Si Int1 et Int2 sont sur OFF**, alors le fail-safe ne fait que conserver les positions des servos au moment de son entrée en action.

- **Si Int1 = ON et Int2 = OFF**, le fail-safe met TOUTES les voies sur des positions pré-programmées. Voir plus loin.

- **Si Int1 = OFF et Int2 = ON**, seule la voie 4, à utiliser pour les gaz, passe sur une position pré-programmée, les autres voies restant où elles sont.

- **Si Int1 = ON et Int2 = ON**, le récepteur de secours est activé et est supposé recevoir une signal valable et contrôlé.

- **Si Int3 = OFF**, RX2 doit être du type RX24-HF, donc identique à RX1, il est sensé recevoir le même signal que RX1 supposé en panne. Il fonctionne alors sur les mêmes fréquences que RX1 et avec le même code PPCM

- **Si Int3 = ON**, RX2 peut être un récepteur PPM quelconque recevant son signal d'un émetteur de secours. La séquence peut avoir un nombre quelconque de voies (max 12), un signal synchro de durée assez quelconque . Il n'y a pas à avoir de code PPCM. Ce RX2 n'utilise pas son décodeur s'il en a un et se contente d'envoyer la séquence, de sens quelconque, reçu. Il peut inclure un opto-coupleur, ce qui permet d'en garder les avantages, ou ne pas en avoir, en les perdant évidemment.

- **Si Int4 = OFF**, Le changement de fréquence sur défaut se fait après 40 trames erronées , soit env. 0.8 ms et le passage en fail-safe se fait après 3 tentatives de changement de fréquence soit donc env. 2.5 s.

- **Si Int4 = ON**, cela se fait après 30 trames erronées, soit env. 0.6 ms et le fail-safe après 2 changements de fréquence, soit env. 1.2 s.

Le décodeur délivre 13 voies proportionnelles : V1 à V13. Il fournit également **8 voies Tout ou Rien** : TR0 à TR7, doublant les voies V6 à V13. Si ces voies sont au mini, avec les sorties TRx correspondantes sont au niveau logique 0, si elles sont au maxi, alors Trx sont à 1 (+ 3.8 V). Si une de ces voies est au neutre, la sortie TRx devient entrée permettant au système commandé d'avoir une logique à 3 états.

Le connecteur CONN-PROG permet la programmation des fréquences et du code des paramètres exploités par le fail-safe d'autre part.

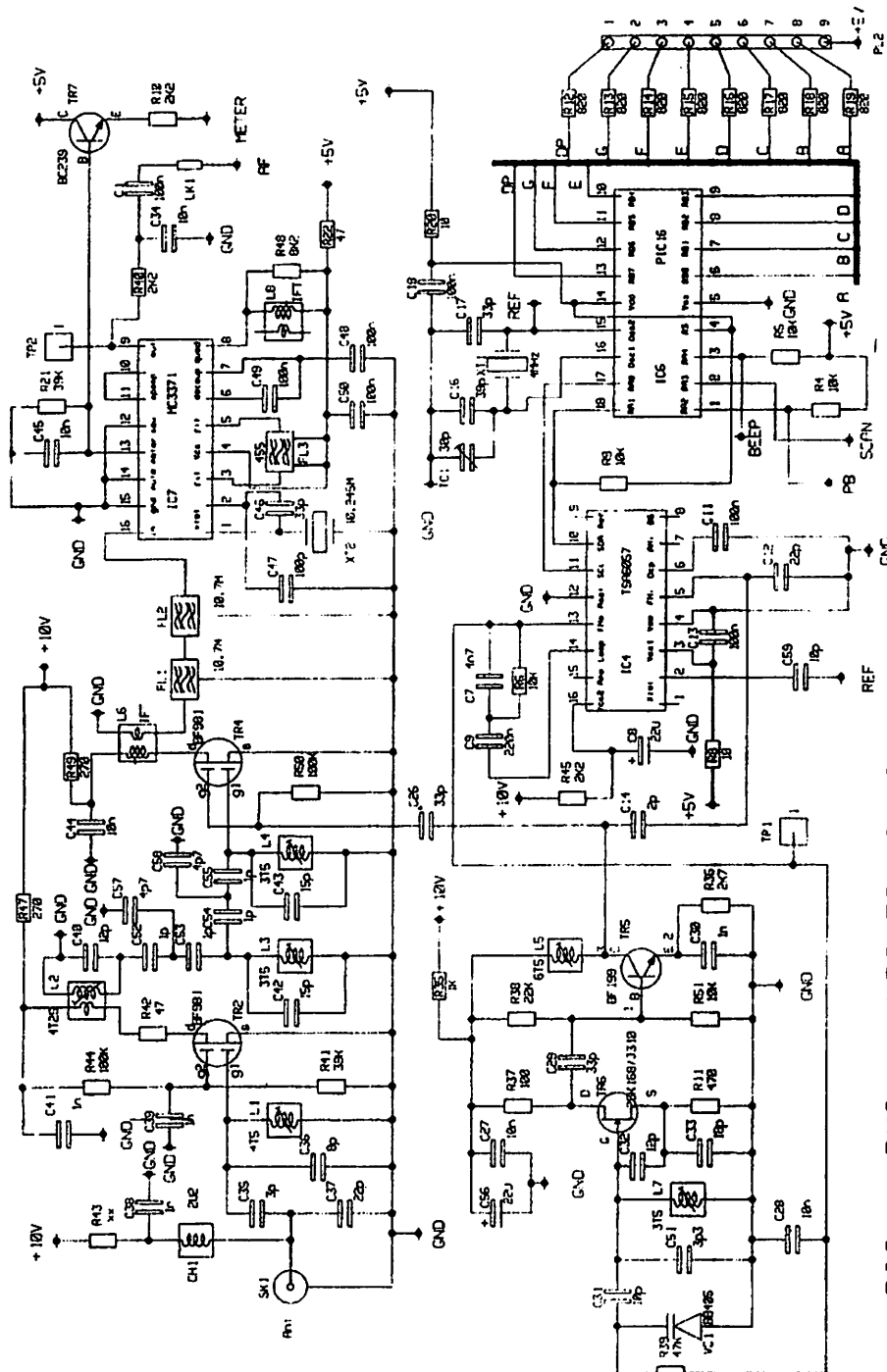
- **Programmation Code/Fréquences.** Elle se fait par le STF05 exclusivement qui envoie ses informations sur DATA du connecteur. Il faut bien comprendre le déroulement de l'opération pour la maîtriser :

Lors de la mise sous tension du RX24-HF, le µC QT2 scrute pendant 1 seconde la ligne PTA2 commandée par le décodeur, via l'opto-coupleur OP2. Si cette ligne reste au niveau 1, le RX24-HF démarre normalement.

Pendant cette seconde le décodeur s'est mis sous tension et immédiatement le 9S12C32 scrute la ligne DATA de CONN-PROG. Si cette ligne est à 0, il démarre son

Remote Imaging Group RX2cc INSTRUCTIONS

Diagram A – IF and RF circuitry



RIGS01 RX2 (a) WRG 30/12/02

YT: 21/03.

MECANIQUE CELESTE

Distance terre-soleil : 147170000 km le 2 janvier
153180000 km juillet

Vitesse de la terre : 31.128 km/s
28.084 km/s

Axe de la terre : 23°25' par rapport au plan de l'écliptique
Axe de rotation fait 1 tour en 26000 ans
Période : 23h56mn4.09s (jour sidéral)
+ compt de 1/365

Durée de la révolution de la terre/soleil = année tropique + 20mn (précession des équinoxes)

Rayon équatorial de la terre : 6378160 km
Rayon polaire de la terre : 6356774 km

Trajectoire : Ellipse
excentricité : 0.01673
1/2 grand ax 149598600 km = 1 UA (unité astronomique)

Longitude géométrique l du soleil comptée sur l'écliptique à partir de l'équinoxe moyen

$$l = 279^{\circ}41'48.04'' + 129602768.13'' \cdot t + 1089'' \cdot t^2 + E + \text{Somme (Per)}$$

t: en siècle s de 36 525 jours à compter à partir du 31 décembre 1899 à midi (GMT)

E : équation du centre
 $E = -115'1'' \sin M - 72'' \sin 2M$

M : anomalie moyenne de la terre sur son orbite

Débuts des saisons: $l =$ 0°, 90°, 180°, 270° :

Ascension droite Alpha

$$\text{Alpha} = l + R + \text{Somme}' (\text{Per})$$

$$R = -147'57'' \sin 2l + 4'57'' \sin [(2l-M) - \sin(2l+M)]$$

R: réduction à l'équateur.

Somme' (Per) = somme des petits termes périodiques

Rotation de la Terre

Équinoxe : point γ

Temps sidéral local = angle (Meridien local et plan (axe de rotation) + Équinoxe)

• T_s : Temps sidéral de Greenwich.

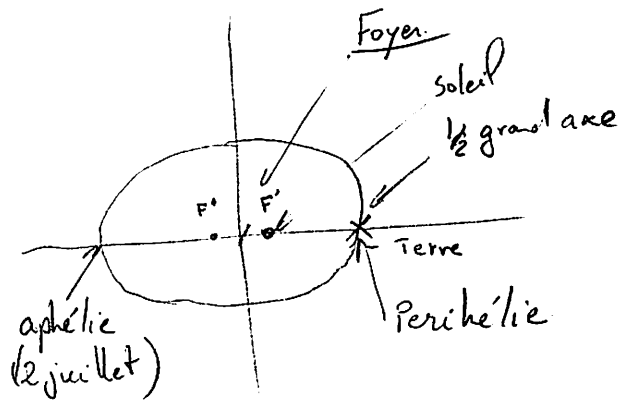
$$T_s = T_p + L$$

T_p : temps sidéral local

L : Longitude comptée \rightarrow vers l'ouest.

• Temps solaire local vrai H_p qui est l'angle horaire du centre du soleil

$$H_p = T_p - \alpha$$



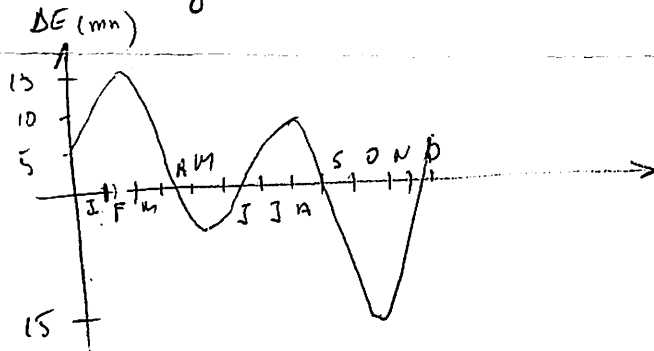
temps solaire vrai de Greenwich.

$$H = T_s - \alpha$$

temps moyen = tp solaire vrai corrigé de toutes ses parties périodiques

$$t = H - \Delta E$$

ΔE : contient les quantités E et R (formules 2 et 4) et les autres irrégularités de α .



Ecliptique = cercle décrit par le soleil sur la sphère des fixes.
 inclinée sur l'équateur céleste $\epsilon = 23^\circ 27'$
 avec $+23.27'$ solstice d'été
 $-23.27'$ " d'hiver.

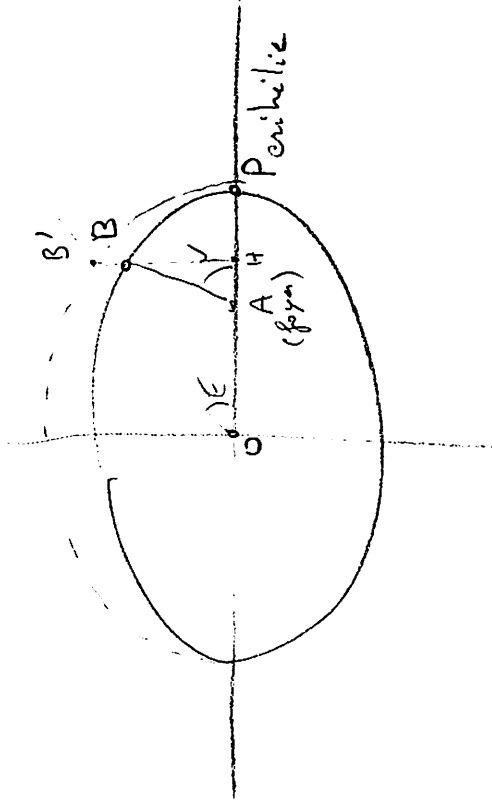
... intersection de l'équ. céleste en 2 pts.
 (déclinaison du soleil nulle)

Point ascendant (vernal) = γ - soleil \rightarrow hemisphere austral
 \rightarrow boreal
 \hookrightarrow équinoxe du printemps -

$$x^2 + \frac{y^2}{a^2} = 1$$

Figure ?

Equation de Kepler.



$$V = \angle (AB, AP) = \text{anomalie vraie}$$

$$E = \angle (OA, OB') = \text{anomalie excentrique}$$

$$a = \frac{1}{2} \text{ grand axe}$$

$$e = \text{excentricité}$$

$$E - e \sin E = n(t - \tau)$$

↑ temps pour aller de P en B

$$M = n(t - \tau) = \text{anomalie moyenne de B}$$

$$n = \frac{2\pi}{T} = \text{moyen mouvement}$$

$$T = \text{période du mouvement}$$

Détermination de la position d'un satellite géostationnaire

Présentation de la méthode.

On va définir la position du satellite dans un repère donné, puis calculer les coordonnées du satellite dans un autre repère. Les repères vont être choisis le plus judicieusement possible pour simplifier les calculs. Le passage d'un repère à l'autre se fera par calcul matriciel ce qui impose l'utilisation de repères cartésien. Par contre il faudra faire quelques calculs pour avoir les coordonnées du satellite qui nous intéresse en polaire!

Tout cela ne pose pas de problème avec Excel, le plus difficile étant de faire une présentation élégante de la solution.

Unités : le mètre pour les distances et le degré pour les angles ($360^\circ = 1$ tour)

Repère de base :

Origine : Centre de la terre
 Axe Ox : Centre de la terre / Intersection équateur/méridien de Greenwich
 Axe Oy : Centre de la terre / Intersection équateur/méridien 90° Ouest
 Axe Oz : centre de la terre / Pôle nord

Repère local :

Origine : point d'observation M
 Axe Ox : horizontale direction Sud
 Axe Oy : horizontale direction Ouest
 Axe Oz : Verticale

Saisie de la position du point d'observation M : Apt

Altitude : 230 m
 Latitude : 44° Latitude Nord >0
 Longitude : -5.5° Longitude Ouest >0

Saisie de la position du satellite S : Intelsat 5

Altitude : 35 900 000 m
 Latitude : 0° Latitude Nord >0
 Longitude : 12° Longitude Ouest >0

Constantes

Rayon de la terre : 6 378 160 m
 Orbite géostat. : 35 900 000 m (par rapport au sol)
 Degré->Rad 0.01745329

Calcul des coordonnées de M et du satellite dans le repère de base :
 M va être l'origine du repère local.

	M	Sat
$x = (\text{Rayon de la Terre} + \text{altitude}) * \cos(\text{Longitude}) * \cos(\text{Latitude})$	4 567 106	41 354 281
$y = (\text{Rayon de la Terre} + \text{altitude}) * \sin(\text{Longitude}) * \cos(\text{Latitude})$	-439 762	8 790 124
$z = (\text{Rayon de la Terre} + \text{altitude}) * \sin(\text{Latitude})$	4 430 802	0

Les vecteurs directeurs du repère local exprimé dans le repère de base :

Axe Oz	C'est la verticale, en fait c'est le vecteur OM normé (distance de 1m)	
	$x = \cos(\text{Longitude}) * \cos(\text{Latitude})$	0.7160281
	$y = \sin(\text{Longitude}) * \cos(\text{Latitude})$	-0.06894566
	$z = \sin(\text{Latitude})$	0.69465837
Axe Ox	$x = \cos(\text{Longitude}) * \sin(\text{Latitude})$	0.6914603
	$y = \sin(\text{Longitude}) * \sin(\text{Latitude})$	-0.06658005
	$z = -\cos(\text{Latitude})$	-0.7193398
Axe Oy	$x = -\sin(\text{Longitude})$	0.09584575
	$y = \cos(\text{Longitude})$	0.9953962
	$z = 0$	0

On va maintenant l'équation matricielle de changement de repère:

$$\begin{array}{r}
 \text{Matrice} \\
 \begin{pmatrix} 0.6914603 & 0.09584575 & 0.7160281 \\ -0.06658005 & 0.9953962 & -0.06894566 \\ -0.7193398 & 0 & 0.69465837 \end{pmatrix}
 \end{array}$$

On calcule maintenant la position du satellite dans le repère local:

Sat		Origine du repère local		Inverse de la matric		Sat dans le repère local
41 354 281		4 567 106		$\begin{pmatrix} 0.691 & -0.07 & -0.72 \\ 0.096 & 0.995 & 1E-17 \\ 0.716 & -0.07 & 0.695 \end{pmatrix}$	=	$\begin{pmatrix} 28009596.5 \\ 12713287.9 \\ 22626396.3 \end{pmatrix}$
8 790 124	---	-439 762	X			
0		4 430 802				

Enfin, à partir de ces coordonnées on calcule les deux angles qui nous intéressent pour viser le satellite

Azimut: angle avec le le plan méridien (angle avec le Sud)

Élévation: Angle par rapport à l'horizon

Azimut = Arctangente (y / x)

Elevation = Arcsinus (z / Racine (x² + y² + z²))

Azimut $\begin{pmatrix} 24.41 \\ 36.34 \end{pmatrix}^{\circ}$

Elévation