

## Un filtre gaussien analogique

*J'invite le lecteur à consulter le site pour des informations complémentaires.*

Page d'accueil du site Internet :  
[page d'accueil](#)

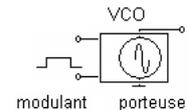
d'autres pdf, sur différents sujets :  
[liste des PDF](#)

*Parmi les différents types de modulation en transmission numérique, il existe la modulation de fréquence. Par un paramétrage particulier, on réalise la MSK (minimum shift keying), dont le spectre est étroit. Un encombrement spectral encore plus réduit est possible par l'ajout d'un filtre supplémentaire. Le filtre « gaussien » permet de former la modulation GMSK. C'est ce filtre que nous allons analyser.*

### 1) La modulation GMSK

#### 1a) La modulation MSK

En numérique, une modulation de fréquence peut être réalisée par un VCO, dont la fréquence libre est la porteuse que l'on pose  $f_0$ , qui reçoit des sauts de tension  $\pm \Delta u$ . En sortie du VCO, la fréquence est alors soit  $f_0 + \Delta f$ , soit  $f_0 - \Delta f$ . L'onde modulée est appelée FSK (frequency shift keying).



*comment faire une FSK*

Les sauts de fréquence sont cadencés à la fréquence bit, notée  $f_b$ .

La durée d'un bit est  $T_b = 1/f_b$ . On pose :  $m = \frac{2 \Delta f}{f_b}$ , sans dimension.

Les profils de puissance (ou DSP, densité spectrale de puissance) sont très liés à la valeur de  $m$ .

- Les modulations à  $m =$  entier sont peu exploitées, car le spectre en tension présente des raies aux fréquences  $f_0 + \Delta f$  et  $f_0 - \Delta f$ , qui représentent à elles seules 50 % de la puissance du signal.

- On privilégie ainsi les modulations FSK à  $m$  non entier.

La valeur de  $m = 0,5$  permet une DSP de faible largeur, c'est la MSK (minimum shift keying). Le graphe ci-dessous montre la DSP = fonction de la fréquence :

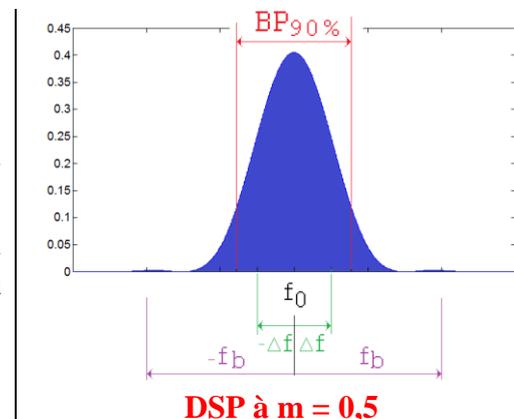
- elle est centrée sur la porteuse  $f_0$ ,

- les fréquences instantanées sont à  $\pm \Delta f$  de  $f_0$ .

- on peut positionner les emplacements de la fréquence bit ( $f_b$ ), vis à vis de la porteuse  $f_0$ .

- Les zéros sont placés à  $\pm 0,75 f_{bit}$  autour de  $f_0$ . La bande de cet intervalle représente 99,5 % de la puissance. C'est dire la faible importance des lobes secondaires.

- On affiche également la bande passante à 90 %.

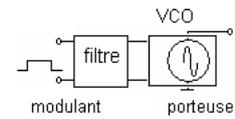


### 1b) La modulation GMSK

Pour réduire l'encombrement spectral, on peut atténuer les lobes secondaires afin de ne conserver principalement le lobe principal. Pour ce faire, on place un filtre passe bas sur le signal modulant.

En reprenant le schéma à base de VCO, paramétré pour avoir de la MSK, on obtient la structure ci-contre :

Parmi les possibilités de filtrage, on utilise fréquemment un filtre « gaussien ». La modulation est alors GMSK.



*comment faire une GMSK*

La conséquence d'intercaler un filtre passe bas dans la commande du VCO est de remplacer les brusques sauts de fréquence par des transitions plus douces.

Remarque : le schéma à base de VCO est réalisable et simple à comprendre. Néanmoins, on préfère un autre montage pour faire de la MSK, à base de modulateurs IQ. L'intérêt de cette structure est de pouvoir implanter le filtrage dans la partie numérique. Nous n'en parlerons pas dans cet article.

## 2) Le filtre gaussien théorique

### 2a) Aspect mathématique

Un filtre passe bas gaussien est caractérisé par sa réponse impulsionnelle :

$$h(t) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right)$$

où  $\sigma$  est l'écart type.

La réponse indicielle est donnée ci-contre :

On donne également sa fonction de transfert :

$$H(f) = \exp\left(-\frac{f^2\sigma^2}{2}\right)$$

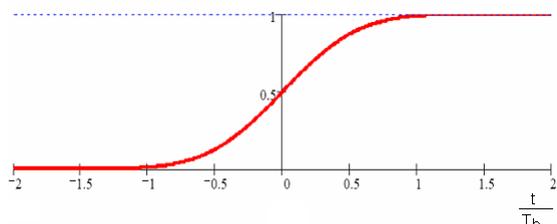
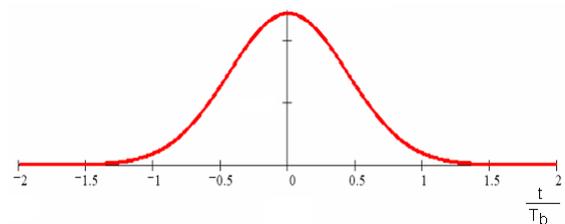
où  $\sigma$  est  $\frac{\sqrt{\ln 2}}{B}$  avec B la **bande passante à - 3 dB**.

Il vient une autre écriture de  $H(f)$  :  $\exp\left(-\frac{f^2 \ln 2}{2 B^2}\right)$ .

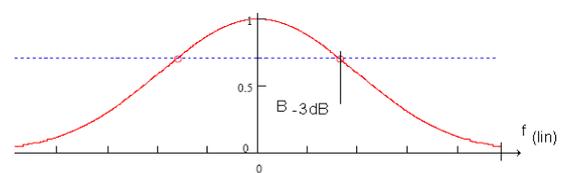
En faisant apparaître le produit  $B \times T_b$  avec  $T_b = 1/D$  où D est le débit binaire (ou la fréquence bit), on

peut réécrire cette expression :  $H(f) = \exp\left[-\frac{f^2 \ln 2}{2 (B T_b D)^2}\right]$ , soit  $H(f) = \exp\left[-0,3466\left(\frac{f}{B T_b D}\right)^2\right]$ .

A débit binaire imposé, la réponse harmonique est donc liée à la valeur du produit  $B T_b$ , sans dimension. Les valeurs usuelles de  $B T_b$  vont de 0,1 à 1.



*Réponses impulsionnelle et indicielle du filtre gaussien*



*Réponse harmonique (en bilatéral et normalisée) du filtre gaussien*

### 2b) Exemples numériques concrets

Parmi les cas de figure industriels citons :

- la téléphonie DECT : porteuse 1880,064 MHz à 1895,616 MHz, dont le débit binaire est 1152 kbits/s, et le produit  $B T_b = 0,5$ . On déduit une bande passante  $B = 0,5 / T_b = 0,5 \times 1152 \text{ kHz} = 576 \text{ kHz}$ .

- la téléphonie mobile :

EGSM : porteuse de 880 à 915 MHz du mobile vers la base et de 925 à 960 MHz de la base vers le mobile,

DCS : porteuse 1710 à 1785 MHz du mobile vers la base, de 1805 à 1880 MHz de la base vers le mobile

Autres gammes de fréquence, et autres débits pour d'autres techniques

Remarquons qu'il existe la modulation GFSK : filtre gaussien et FSK (donc  $m \neq 0,5$ ), utilisée pour :

- les liaisons Bluetooth ( $m$  compris entre 0,28 et 0,35, et produit  $B T_b = 0,5$ ),

- l'internet des objets sous Sigfox par exemple.

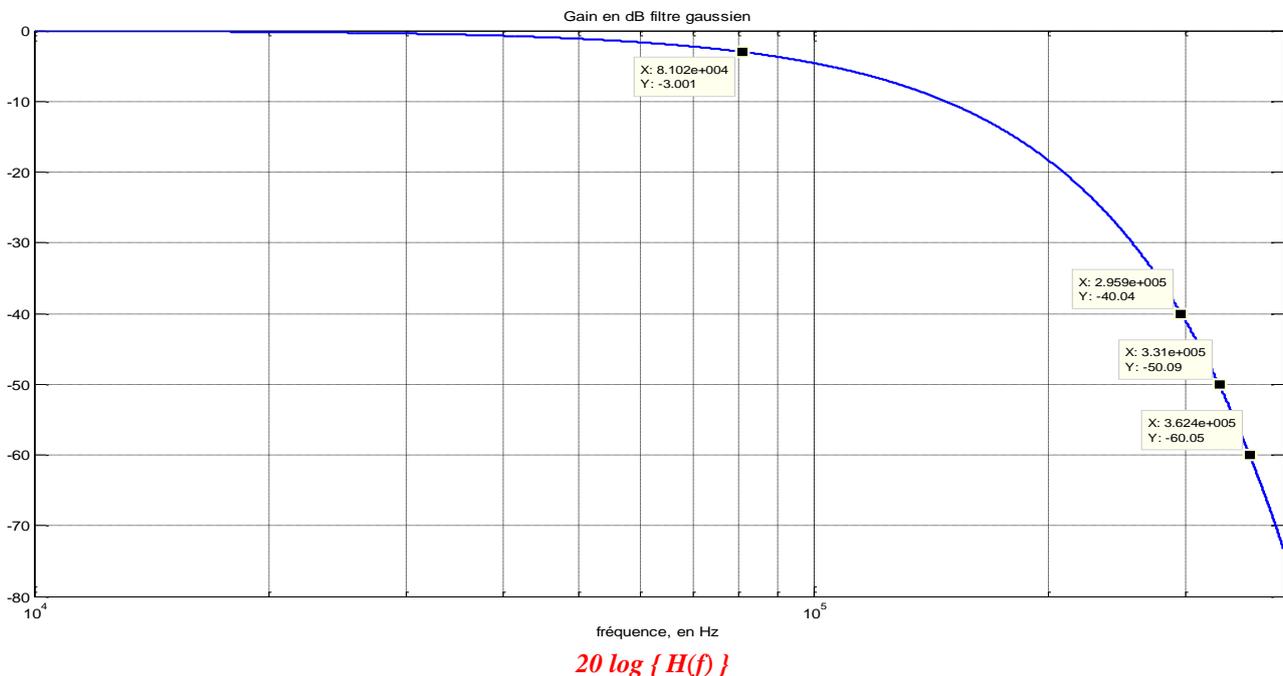
Reprenons les exemples EGSM, DCS : le débit binaire est  $270,833 \text{ kHz}$ , et le produit  $B T_b = 0,3$ .

On peut en déduire une bande passante  $B = 0,3 / T_b = 0,3 \times 270,833 \text{ kHz} = 81,25 \text{ kHz}$ .

$$\text{Il vient : } H(f) = \exp\left[-0,3466\left(\frac{f}{B T_b D}\right)^2\right] = \exp\left[-0,3466\left(\frac{f}{0,3 \times 270,833 \text{ k}}\right)^2\right] = \exp\left(-\frac{f^2}{19 \times 10^9}\right)$$

Représentons cette réponse harmonique sous la forme usuelle  $20 \log H(f)$  fonction de la fréquence.

Pour ce faire exploitons MATLAB : (script en [annexe 1](#))



### Interprétation

On reconnaît clairement l'allure passe bas. Le passage à  $-3 \text{ dB}$  est à  $81 \text{ kHz}$ , comme attendu.

La fonction en  $\exp(-f^2)$  est très plongeante. Par exemple, quand la fréquence passe de  $296 \text{ kHz}$  à  $362 \text{ kHz}$ , on passe de  $-40 \text{ dB}$  à  $-60 \text{ dB}$ .

### 3) Le filtre gaussien analogique

#### 3a) Fonction de transfert équivalente

On cherche à réaliser un filtre analogique dont la réponse harmonique est « la plus ressemblante » à celle donnée par l'expression mathématique. Il est évident qu'il faut se limiter sur une bande de fréquence basse, le comportement en HF n'étant pas réaliste. Examinons l'association de 2 filtres passe bas d'ordre 2 en cascade.

Utilisons le formalisme de Laplace.

La fonction de transfert est  $H_1(p) \times H_2(p)$ , soit :

$$\frac{1}{\frac{p^2}{\omega_{01}^2} + 2z_1 \frac{p}{\omega_{01}} + 1} \times \frac{1}{\frac{p^2}{\omega_{02}^2} + 2z_2 \frac{p}{\omega_{02}} + 1}$$

On a  $\omega_0 = 2 \pi f_0$ .

Une méthode permet de trouver les paramètres  $z_1, \omega_{01}$ , et  $z_2, \omega_{02}$ , pour obtenir la meilleure coïncidence, sur la courbe **en module**.

Cette méthode est indiquée ci-contre pour  $B T_b = 0,3$ .

Paramètres du filtre 1	Paramètres du filtre 2
$f_{01} = \frac{D_b}{2 \pi 0,455}$	$f_{02} = \frac{D_b}{2 \pi 0,2878}$
$z_1 = 0,908$	$z_2 = 0,509$

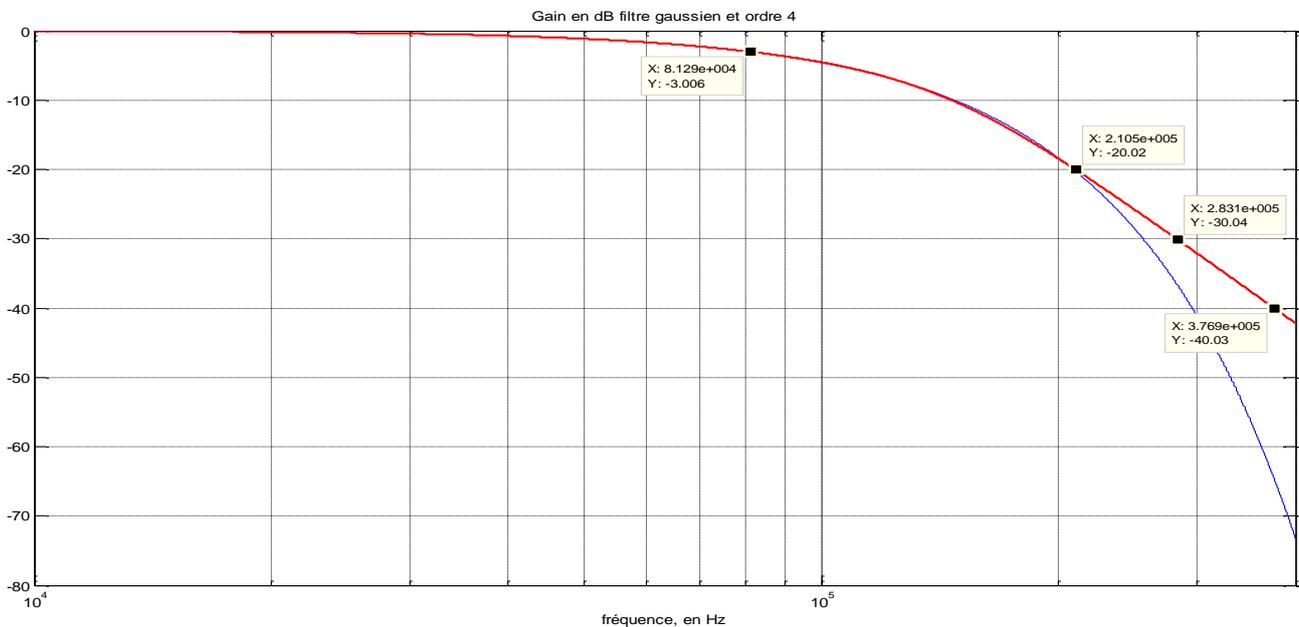
Application numérique : réseau EGSM. On a  $D_b = 270,833$  kHz.

On obtient :  $f_{01} = 94,73$  kHz ;  $z_1 = 0,908$  ;  $f_{02} = 149,77$  kHz ;  $z_2 = 0,509$ .

En régime harmonique (où on remplace  $p$  par  $j\omega$ ), le module s'écrit :  $\frac{1}{\sqrt{(1 - f/f_0)^2 + (2z f/f_0)^2}}$

Dans un premier temps, vérifions cette réponse. (Script MATLAB en **annexe 2**).

On compare la réponse en  $H(f)$  précédente avec la réponse issue des 2 cellules d'ordre 2 en cascade :



$20 \log \{ |H_1(jf) | |H_2(jf) | \}$  et  $20 \log \{ H(f) \}$

### Interprétation

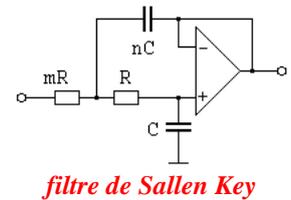
La comparaison est aisée sur le même plot.

- L'association  $H_1 H_2$  donne un filtre passe bas d'ordre 4. On peut remarquer, en bout de tracé, l'asymptote en  $-24 \text{ dB / octave}$ .
- La courbe du filtre gaussien  $H(f)$ , en  $\exp(-f^2)$ , est, bien entendu, plus plongeante.
- Les 2 courbes sont confondues jusqu'à 210 kHz environ. On peut visualiser que de 0 à  $-20 \text{ dB}$ , la concordance est assurée.

### 3b) Schéma électronique

Il ne reste plus qu'à synthétiser cette fonction. La solution la plus simple est d'exploiter 2 filtres passe bas de type Sallen Key. On dispose des relations :

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{m n} R C} \quad Q = \frac{\sqrt{m n}}{m + 1}$$



A.N.

#### Etage 1

$f_0 = 94,73 \text{ kHz}$ ,  $z = 0,908$  soit  $Q = 1/2z = 0,55$   
 Si on fixe  $m = 1$ , on déduit :  
 $\sqrt{n} = Q \times (m+1) = 0,55 \times 2 = 1,1$ , soit  $n = 1,21$ .  
 Il vient  $R_1 C_1 = 1/(2 \pi \times 94,73 \text{ k} \times 1,1) = 1,527 \times 10^{-6}$ .  
 Prenons arbitrairement  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$   
 on a alors  $C_1 = 152 \text{ pF}$  et  $n C_1 = 185 \text{ pF}$

#### Etage 2

$f_0 = 149,77 \text{ kHz}$ ,  $z = 0,509$  soit  $Q = 1/2z = 0,98$   
 Si on fixe  $m = 1$ , on déduit :  
 $\sqrt{n} = Q \times (m+1) = 0,98 \times 2 = 1,96$ , soit  $n = 3,86$ .  
 Il vient  $R_2 C_2 = 1/(2 \pi \times 149,77 \text{ k} \times 1,96) = 0,542 \times 10^{-6}$ .  
 Prenons arbitrairement  $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$   
 on a alors  $C_2 = 542 \text{ pF}$  et  $n C_2 = 2146 \text{ pF}$

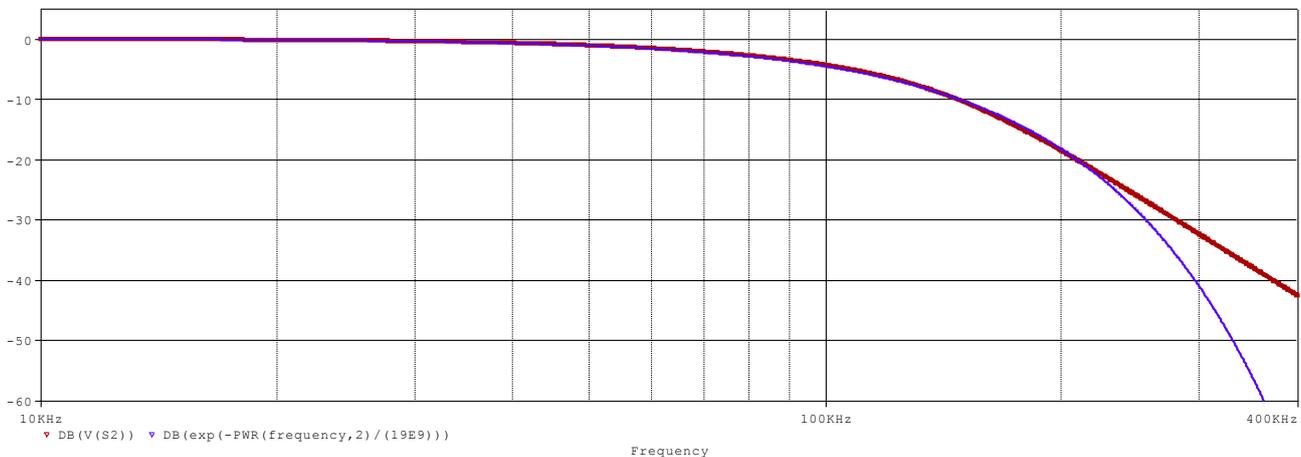
## 4) Simulation Pspice

### 4a) Filtre seul, réponse harmonique (netliste en annexe 3)

Remarque : on peut, au préalable, afficher les réponses de chaque filtre, afin de vérifier les  $f_0$  et  $z$  respectifs.

Affichons :

- la réponse globale  $20 \log \{ |H_1(jf)| |H_2(jf)| \}$
- et l'expression mathématique de  $20 \log \{ H(f) \}$  : en affichant  $20 \log (\exp (-f^2/19e9))$ , ce qui s'écrit, avec la syntaxe de Probe : `dB (exp (-PWR (frequency, 2) / (19E9)))`.



*$20 \log \{ |H_1(jf)| |H_2(jf)| \}$  et  $20 \log \{ H(f) \}$*

### Interprétation

On confirme les courbes issues de Matlab.

La bande passante à - 3 dB est sensiblement celle attendue :

80,8 kHz pour H et 83,6 kHz pour H<sub>1</sub> H<sub>2</sub>.

Les 2 réponses harmoniques sont confondues lors de la traversée à - 20 dB (209 kHz), et se détachent nettement vers 280 kHz.

X Values	80.817K	83.666K
DB(V(S2))	-2.7993	-3.0015
DB(exp(-PWR(frequency,2)/(19E9)))	-2.9858	-3.2001

X Values	209.542K	280.624K
DB(V(S2))	-20.069	-30.069
DB(exp(-PWR(frequency,2)/(19E9)))	-20.048	-35.980

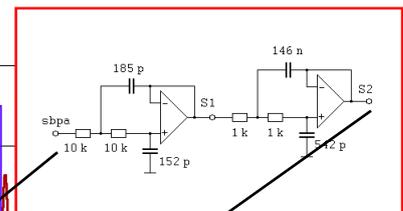
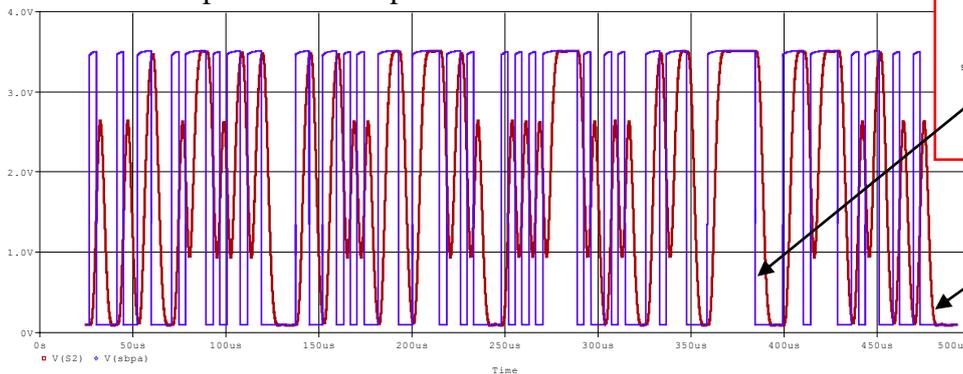
En fait, les A. Op. se dégradent en hautes fréquences (le LF411 n'assure plus d'amplification au-delà du MHz, sa traversée à 0 dB est à 3 MHz typique). C'est sans conséquence pour notre fréquence de travail.

Remarque : il serait tentant de chercher à améliorer la coïncidence entre les 2 courbes en ajoutant un autre filtre passe bas, intervenant vers 280 kHz. Mais cela aurait comme conséquence de modifier la réponse harmonique pour des fréquences inférieures, et donc, de tout refaire...

### 4b) Filtre et flot binaire, réponse temporelle (netliste en annexe 4)

Pour se rapprocher du cas concret EGSM, imaginons un flot binaire série aléatoire, cadencé à 271 kHz. Pour réaliser la simulation, on exploite le schéma d'un PRPG (pseudo random pattern generator). Ce circuit a été étudié, notamment dans l'article 69. La séquence obtenue, appelée aussi SBPA (séquence binaire pseudo aléatoire), est constituée de 127 bits.

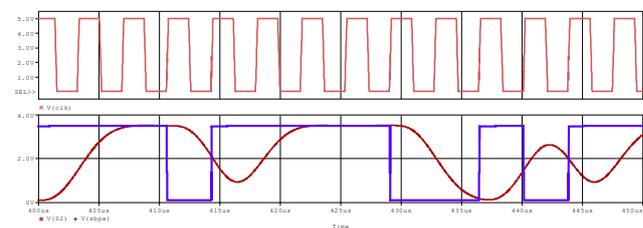
Vérifions le comportement temporel :



Une suite de 0 et 1 aléatoire et la sortie du filtre d'ordre 4.

Zoom : un extrait de la SBPA : 11101111001011

La sortie du filtre d'ordre 4 montre des variations de niveau progressives, ce qui forme la commande du VCO qui génère ainsi la GMSK.



horloge, SBPA, et SBPA filtré par l'ordre 4

### Conclusion

La modulation de fréquence est une notion d'électronique primordiale. Dans l'enseignement pratique, il est facile de la réaliser par 2 GBF, l'un délivrant le modulant, l'autre, câblé en VCO, le modulé.

En numérique, la réalisation de la FSK (cas quelconque), ou de la MSK (m = 0,5), nécessite un flot binaire aléatoire. On peut l'obtenir facilement par une circuiterie logique, pour réaliser une SBPA, (avec une séquence très longue). Avec le filtre analogique montré dans ces pages, il est aussi possible de générer une onde GMSK.

Bien entendu, ces manipulations ont un réel intérêt si on visualise les spectres de ces ondes.

**Annexe 1** Script Matlab

```
f = (10e3 : 1 : 400e3) ; % f en Hz
G = 20*log10((exp(-(f.^2)/19e9))) ;
figure(1) ;
plot(f,G) ;
title('Gain en dB filtre gaussien')
xlabel('fréquence, en Hz')
```

**Annexe 2** Script Matlab

```
f = (10e3 : 1 : 400e3) ; % f en Hz
G = 20*log10((exp(-(f.^2)/19e9))) ;
figure(1) ;
plot(f,G) ;
Den1 = ([1 - (f.^2)/94.73e3^2].^2 + [2*0.908*f./94.73e3].^2).^0.5 ;
Den2 = ([1 - (f.^2)/149.77e3^2].^2 + [2*0.509*f./147.77e3].^2).^0.5 ;
T4 = 20*log10((1./Den1 * 1./Den2)) ;
hold on ;
plot(f,T4) ;
title('Gain en dB filtre gaussien et ordre 4')
xlabel('fréquence, en Hz')
```

**Annexe 3** Netliste Pspice

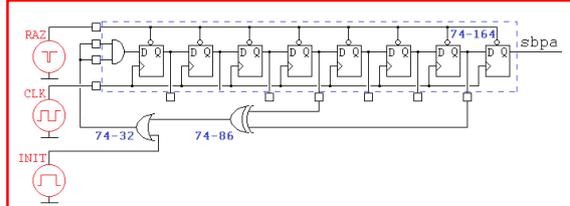
```
filtre Gaussien
* fichier filtre_gaussien.cir
.lib eval99.lib
* circuit :
Vplus 15 0 DC 12
Vmoins 16 0 DC -12
* étage 1
R1 in 2 10k
R2 2 e+ 10k
C1 e+ 0 152p
C2 2 S1 185p
Xa1 e+ S1 15 16 S1 LF411
```

```
* étage 2
R10 S1 3 1k
R20 3 e++ 1k
C10 e++ 0 542p
C20 3 S2 2.146n
Xa2 e++ S2 15 16 S2 LF411

Vin in 0 AC=1
.AC DEC 1000 10k 0.4Meg
.PROBE
.END
```

**Annexe 4** Netliste Pspice

```
sbpa et filtre Gaussien
* fichier filtre_gaussien_temp.cir
.lib eval99.lib ; contient LF411 et logique
* circuit :
Vplus 15 0 DC 12
Vmoins 16 0 DC -12
```



```
Vraz 4 0 pwl (0,5 10n,5 20n,0 50n,0 60n,5) ; pour le clear
Vinit 5 0 pwl (0,0 900n,0 910n,5 1.5u,5 1.51u,0) ; pour le lancement
Vclk clk 0 pulse (0 5 1u 175n 175n 1.67u 3.69u) ; 271 kHz, retard 1u
X1 5 8 9 7432 ; or
X2 4 clk 9 9 10 11 12 7 13 14 6 sbpa 74164 ; shift, sortie en sbpa
X3 6 7 8 7486 ; xor sequence complète dure 127 fois 3.69us = 468 us
```

\* étage 1

*Idem annexe 3*

\* étage 2

*Idem annexe 3*

```
.TRAN 2n 700u 0 2n
.PROBE
.END
```

articles 1 à 43 : sur le livre

**Tableau récapitulatif des articles PDF disponibles sur ce site**

n°	titre	lien présentation	lien direct article
	Guide d'installation et d'emploi simplifié	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
44	Exemples basiques et des exercices...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
45	Un exemple de circuit passif	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
46	Un oscillateur Colpitts	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
47	Compensation en fréquence des amplificateurs opérationnels	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
48	Un amplificateur à transistors bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
49	Une bascule D Flip Flop CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
50	Une porte XOR à transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
51	Un VCO à 12 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
52	Une PLL à moins de 20 transistors MOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
53	Un oscillateur à résistance négative	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
54	Une charge électronique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
55	Un amplificateur en classe C	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
56	Le monostable 74 123	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
57	Un amplificateur en classe D	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
58	Le transformateur en linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
59	La loi d'ohm thermique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
60	Le transformateur en non linéaire	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
61	Robustesse d'un oscillateur en anneau	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
62	Une alimentation stabilisée	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
63	Modélisation d'un haut-parleur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
64	Un synthétiseur de fréquence	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
65	Un ampli audio de Sparkfun	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
66	Simulation logique et analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
67	Un oscillateur à relaxation	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
68	Lecteur de TAG RFID 125 kHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
69	Diagramme de l'œil avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
70	Un amplificateur hautes fréquences	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
71	Une bizarrerie enfin expliquée...	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
72	Comprendre le paramétrage de la FFT	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
73	La relation de Bennett	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
74	Simuler un circuit à plus de 20 transistors avec PSpice Eval	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
75	Une horloge biphase sans recouvrement	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
76	Quelques simulations sur la diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
77	Un ampli classe A, avec transformateur de sortie	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
78	Des stimuli pour PSpice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
79	Simuler le TL431 : zener ajustable	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
80	Un ADC flash	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
81	Une chaîne d'acquisition : S&H, ADC, DAC	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
82	Un amplificateur 50 MHz	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
83	Un dérivateur non inverseur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
84	Un amplificateur bipolaire avec push pull CMOS	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
85	Rôle des répéteurs logiques dans un circuit intégré	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
86	Un driver logique CMOS pour charge 50 ohms	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
87	Des triggers de Schmitt et des applications	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
88	Un filtre gaussien analogique	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
89	Un générateur de bruit rose	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>

90	Un anémomètre à fil chaud : simulation comportementale	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
91	Un oscillateur à pont de Wien stabilisé par CTN	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
92	L'emballage thermique d'une diode	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
93	Les puissances dans un amplificateur	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
94	Asservissement de puissance dans une résistance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
95	Asservissement de la puissance émise par une antenne radio	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
96	Un driver de LED de puissance	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
97	Exploiter Pspice pour simuler des filtres numériques	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
98	Un filtre en cosinus surélevé avec Pspice	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
99	Effet de la température sur un amplificateur en classe A	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
100	Un amplificateur à transistors JFET et bipolaires	<a href="#">présentation</a>	<a href="#">document PDF</a>
<b>Supplément, hors article :</b>			
<b>mon cours « Electronique pour les communications numériques », <a href="#">polycopié couleur 201 pages en pdf</a></b>			

[retour à l'écran d'accueil de ce site](#)