

# LES RECEPTEURS

- ANALOGIQUES
- NUMERIQUES

Jacques PEZZANI & Philippe PICARD

# Rappel sur le signal

(1)

Dans de nombreux cas il s'agit d'un signal

- **incohérent** qui est de même nature que le bruit provenant du récepteur ou de la radiation entrant dans l'antenne émise par l'environnement
- très **faible**

densité surfacique de puissance généralement exprimée en Jansky (Jy)

$$1\text{Jy} = 10^{-26} \text{Wm}^{-2} \text{Hz}^{-1}$$

Source typiquement détectée au RT Nançay : 10 mJy

Avec  $A_e = 4500 \text{ m}^2$ , ceci correspond à  $P_s = 4,5 \cdot 10^{-25} \text{ W/Hz}$

# Rappel sur le signal

(2) Le bruit de fond du récepteur est  $P_b = k.(T_a + T_r)$

avec  $k$  (constante de Boltzmann) =  $1,38.10^{-23}$  J/K

$T_a$  température d'antenne

$T_r$  température de bruit du récepteur

$$T_a + T_r = 30 \text{ K} \Rightarrow P_b = 4,1.10^{-22} \text{ W/Hz}$$

En instantané le rapport signal à bruit vaut :  $\frac{S}{B} \approx 10^{-3}$

⇒ récepteur de radioastronomie nécessite

- une très grande sensibilité
- une très grande stabilité

Dans le futur la sensibilité visée par SKA :  $1 \mu\text{Jy}$

## Rappel sur le signal

(3) Observations du soleil :

- soleil calme :  $10^6$  K
- sursauts :  $> 10^{11}$  K

$$\frac{P_s \text{ max}}{P_s \text{ min}} > 10^5$$

Interférences :

- téléphone mobile à  $r = 500$  m,  $P = 1$  W dans  $B = 200$  kHz

$$P_i = \frac{P}{4\pi r^2 B} \quad P_i = 1,6 \cdot 10^{-12} \text{ Wm}^{-2}\text{Hz}^{-1}$$

Les interférences sont supposées entrer dans lobes secondaires à 0 dBi soit environ  $0,02 \text{ m}^2$  à  $\lambda = 21$  cm.

$$P_i = 3,2 \cdot 10^{-14} \text{ WHz}^{-1} \quad \frac{P_i}{P_b} \approx 10^8$$

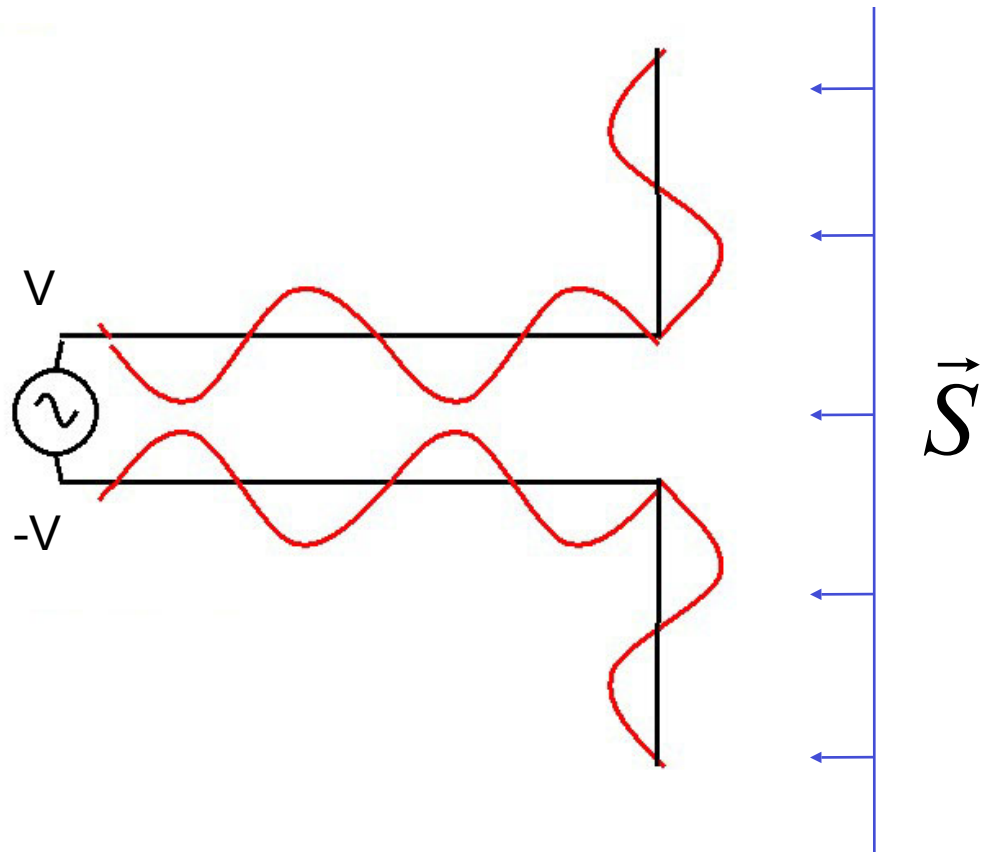
⇒ récepteur de radioastronomie nécessite

- une très grande dynamique

# Fonction de l'antenne

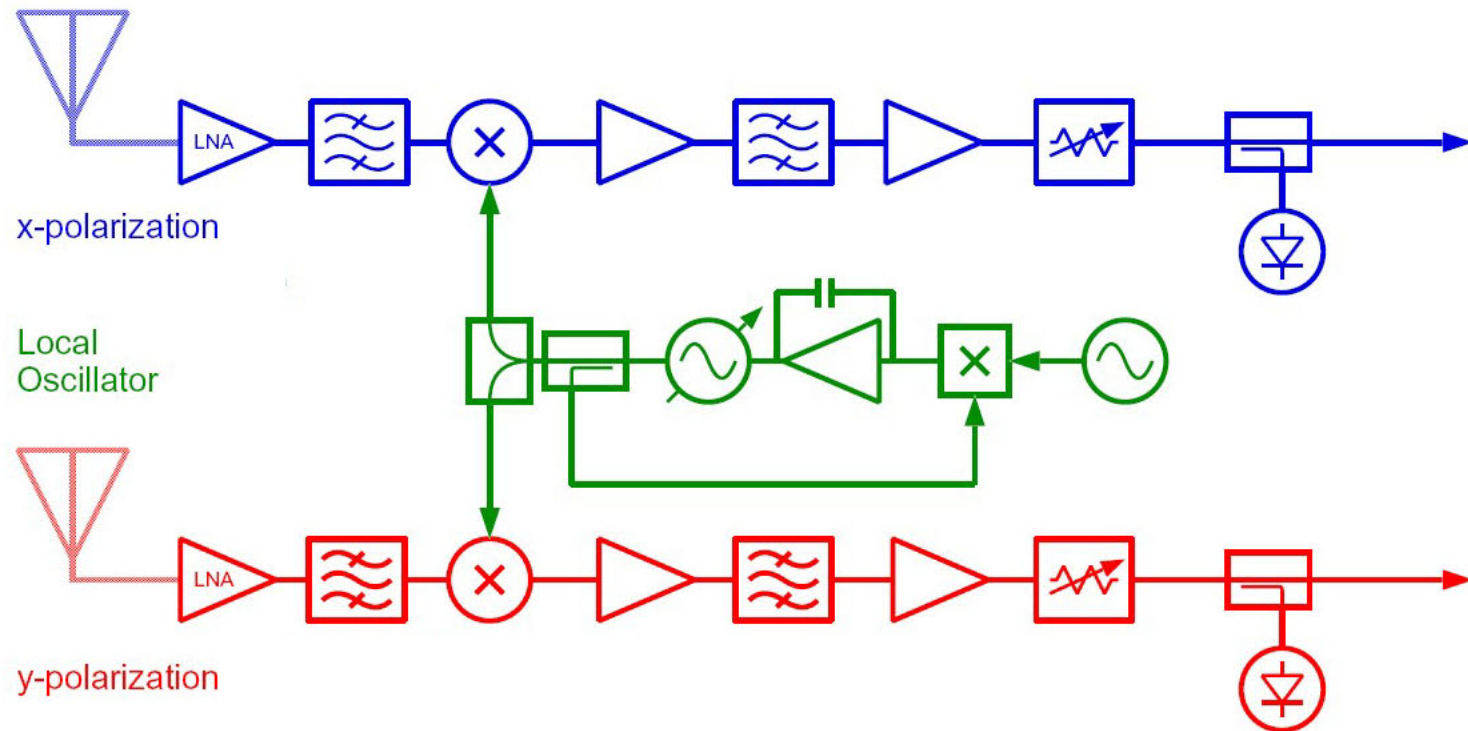
Le signal électromagnétique (onde plane) est converti en signal électrique (tension ou courant) par l'antenne. Ce signal électrique alimente le récepteur.

L'antenne effectue la transformation d'impédance entre l'espace libre ( $377 \Omega$ ) et le circuit électrique (souvent  $75 \Omega$  ou  $50 \Omega$  pour les câbles coaxiaux)



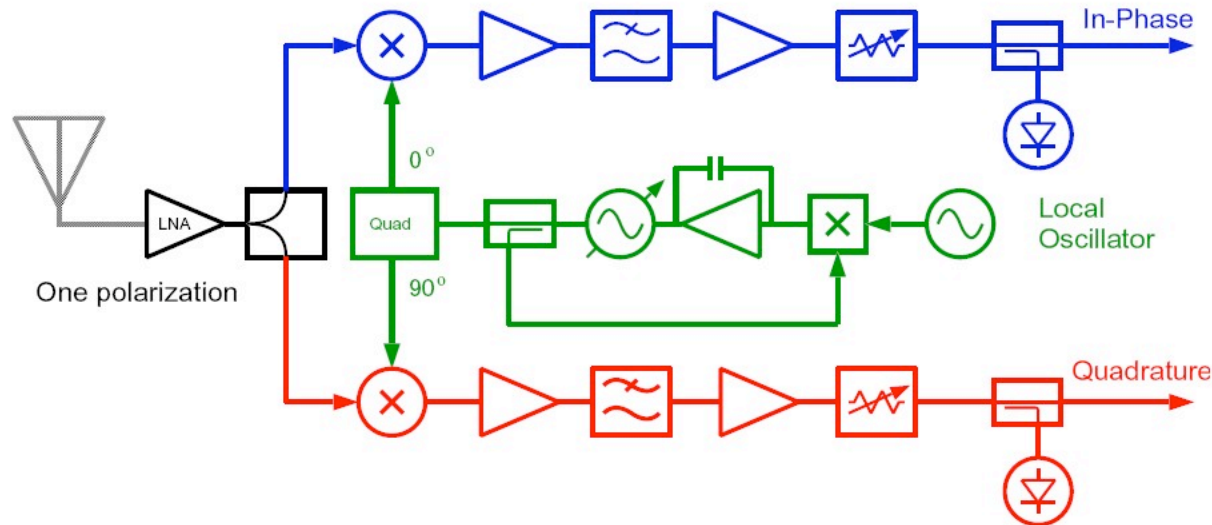
# Schéma traditionnel

Récepteur super hétérodyne à un ou plusieurs changements de fréquence



# Récepteur à conversion directe

Une alternative au superhétérodyne



- Ne nécessite pas de FI, donc moins de composants et prix réduit
- Ne nécessite que des filtres passe-bas (pas de filtres passe-bande)
- Architecture adaptée pour réaliser un récepteur sur chip
- Réjection de bande latérale effectuée en numérique (DSP)
- Grande sélectivité

# Constituants du récepteur

Récepteur superhétérodyne comprend au minimum :

- LNA (low noise amplifier)
- filtre anti repliement
- mélangeur avec oscillateur local
- amplificateur de fréquence intermédiaire ou post-amplificateur
- convertisseur analogique-numérique (CAN ou ADC)
- moyens d'analyse

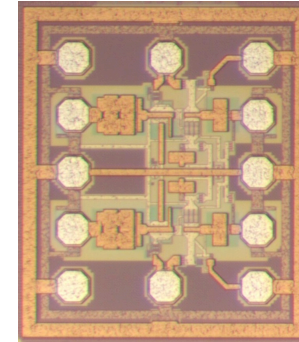
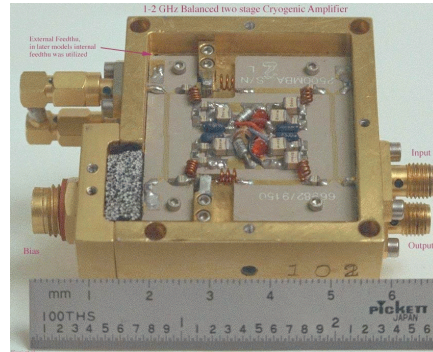


# Les composants peuvent être :

En boîtiers

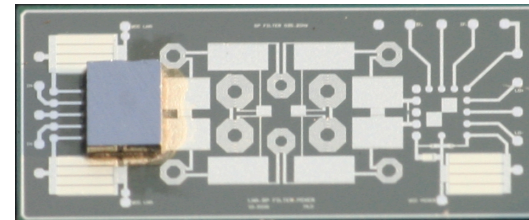
Intégrés

LNA



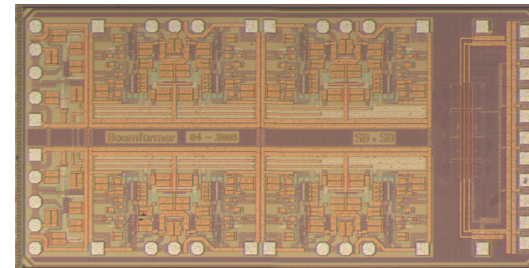
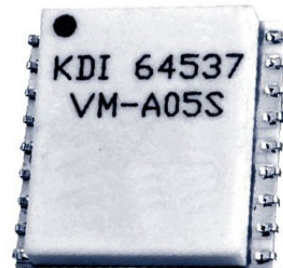
LNA photograph  
(0,63×0,73 mm<sup>2</sup>)

Filtre



Filter photograph  
(5,2×2,3 mm<sup>2</sup>)

Spécifique :  
Beamformer RF



BFC photograph  
(2,79×1,39 mm<sup>2</sup>)

# Principales caractéristiques d'un récepteur :

- bande passante en entrée
- bande passante instantanée
- gain
- adaptation
- température ou facteur de bruit
- stabilité de phase et de fréquence
- dynamique / linéarité
  - 1 dB compression point
  - point d'interception du second ordre (IP2)
  - point d'interception du troisième ordre (IP3)
- isolation entre canaux

dans le cas d'une sortie numérique

- nombre de bits
- fréquence d'échantillonnage
- débit de données en sortie

# Bande passante

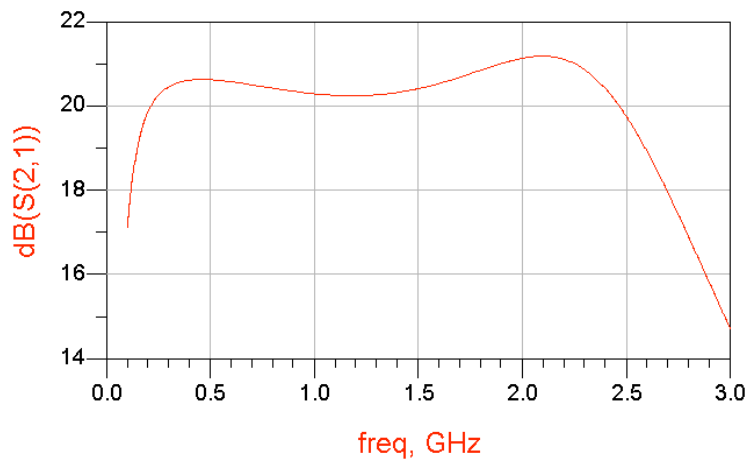
- Gamme de fréquences dans laquelle on peut effectuer les observations
- Est définie par le "front end"
  - pour le RT Nançay : 1,06 GHz - 3,5 GHz
  - pour LOFAR : 30 - 90 MHz et 110 - 240 MHz
  - pour SKA : 300 MHz - 20 GHz

# Bande passante instantanée

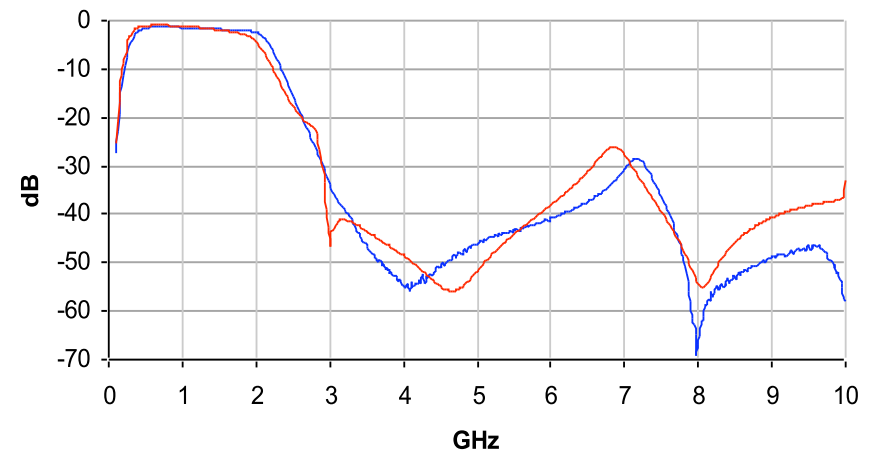
- Gamme de fréquence que l'on peut analyser à un instant donné
- Est fixée par les étages de fréquence intermédiaire et les moyens d'analyse
  - pour le RT Nançay : 4 x 50 MHz au plus
  - pour LOFAR : 2 x 32 MHz
  - pour SKA : 200 MHz à qqes GHz

# Gain

- Rapport entre la puissance de sortie et la puissance d'entrée
- Dans la zone linéaire ne dépend pas de la puissance d'entrée
- Un gain  $< 1$  est communément appelé perte d'insertion
- Dans un récepteur le gain est procuré par les amplificateurs
- Tous les autres étages créent des pertes



Gain d'un LNA



Pertes d'insertion d'un filtre

# Adaptation

- Coefficient de réflexion en tension  $\Gamma$  :  
mesure l'écart entre l'impédance du circuit  
et l'impédance caractéristique  $Z_0$

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0}$$

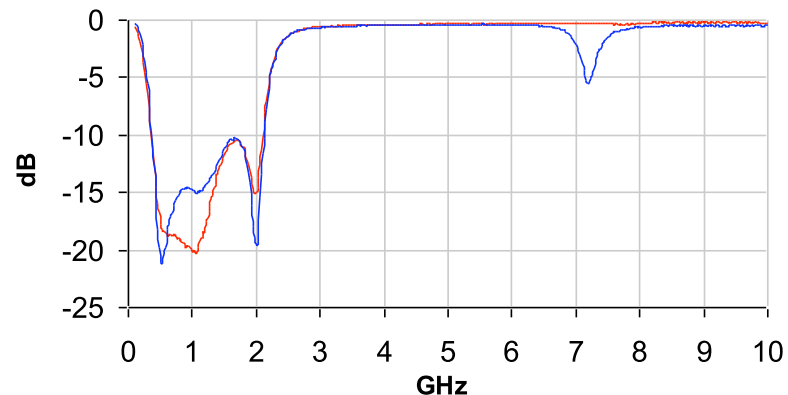
- Puissance réfléchi :  $|\Gamma|^2 P_{in}$

- Puissance transmise :  $1 - |\Gamma|^2 P_{in}$

- Taux d'ondes stationnaires TOS  
(VSWR voltage standing wave ratio)

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|}$$

- Return loss :  $20 \log(|\Gamma|)$   
(exprimé en dB)



Return loss  
d'un filtre

# Température de bruit

Le récepteur contribue au bruit à cause du bruit thermique dans les composants, le bruit de grenaille, le bruit en  $1/F$ , ... ainsi que les pertes entre l'antenne et le premier amplificateur

Le bruit de système  $T_{sys}$  est la somme du bruit d'antenne  $T_a$  et du bruit du récepteur  $T_r$ .

$$T_{sys} = T_a + T_r$$

Il chiffre la puissance de bruit  $P_b$  qui entre dans le récepteur.

$$P_b = k.T_{sys}.B$$

$T_{sys}$  (en K) conditionne la sensibilité du récepteur

# Facteur de bruit (F) / noise factor (NF)

Le facteur de bruit F est relié à  $T_r$  par :

$$F = 10 \log \left( \frac{T_r}{T_o} + 1 \right) \quad (\text{en dB})$$

par convention :  $T_o = 290 \text{ K}$

$T_r = 290 \text{ K}$      $F = 3 \text{ dB}$

$T_r = 75 \text{ K}$      $F = 1 \text{ dB}$

$T_r = 50 \text{ K}$      $F = 0,7 \text{ dB}$

$T_r = 7 \text{ K}$      $F = 0,1 \text{ dB}$

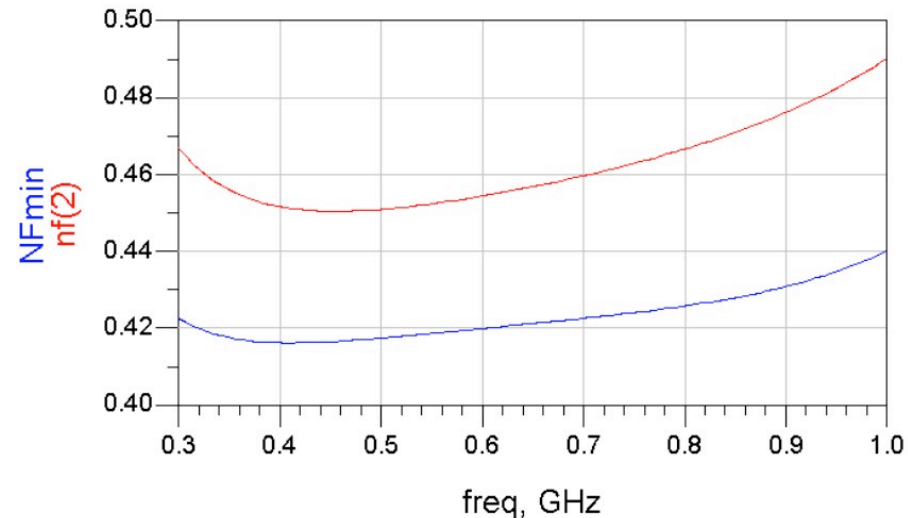
L'état de l'art (cryo) est  $T_r \approx 1 \text{ à } 2 \text{ K / GHz}$

Sensibilité de SKA :  $20\,000 \text{ m}^2/\text{K}$

Spécification :  $T_{\text{sys}} = 50 \text{ K}$

Si on peut baisser  $T_{\text{sys}}$  à  $45 \text{ K}$ , on obtient la même sensibilité pour  $900\,000 \text{ m}^2$  au lieu de  $10^6 \text{ m}^2$

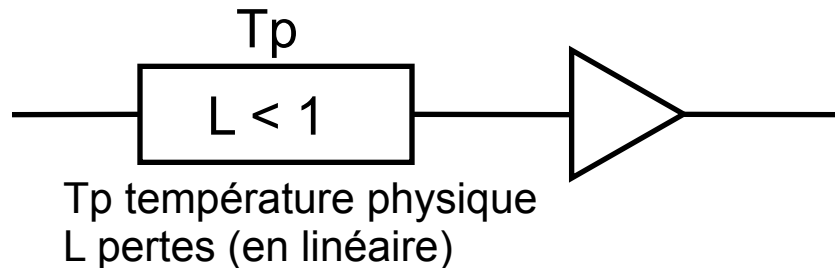
⇒ baisse de coût !!



NF d'un LNA intégré pour SKA

# Effet des pertes

Des pertes (ligne de transmission) entre l'antenne et le premier amplificateur augmentent  $F$



$$T = T_p \left( \frac{1}{L} - 1 \right)$$

$$\text{Si } T_p = T_o \text{ (290 K)} \quad F = -10 \log(L)$$

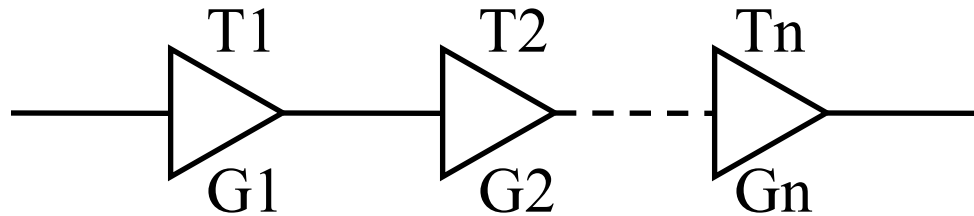
0,1 dB de pertes ( $L = 0,975$ ) à  $T_p = 290 \text{ K}$   $\Rightarrow$   $F$  augmente de 0,1 dB  
 $T_r$  augmente de 7 K

Si on refroidit à  $T_p < 290 \text{ K}$  :

- on réduit l'effet des pertes ( $7 \text{ K} \cdot \frac{T_p}{T_o}$  pour 0,1 dB)
- et on diminue la température de bruit de l'électronique



# Récepteur à plusieurs étages



Formule de Friis pour n étages de gain  $G_i$  et de température de bruit  $T_i$

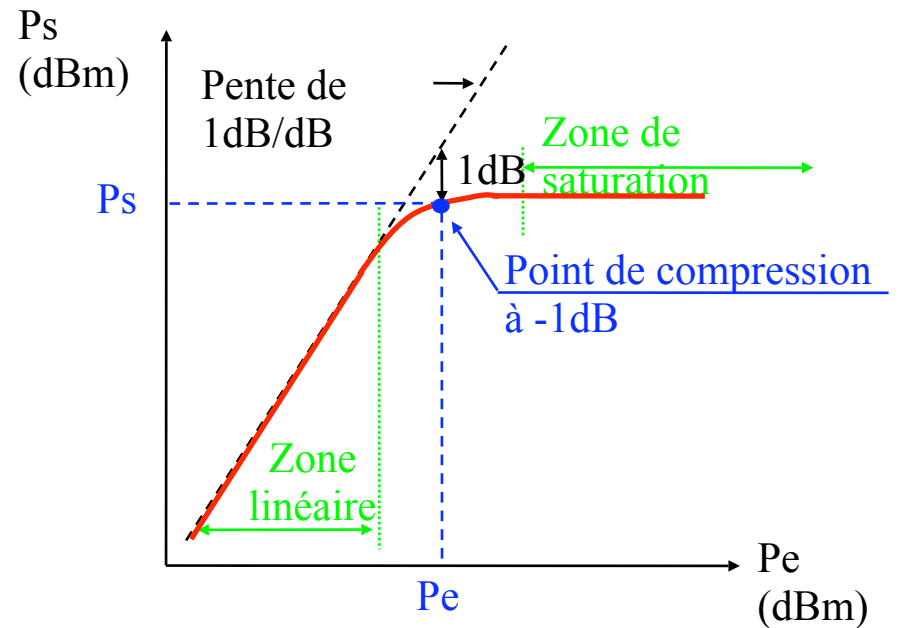
$$T_r = T_1 + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1 G_2} + \dots + \frac{T_n}{\prod_{i=1}^{i=n-1} G_i}$$

Dans un récepteur bien conçu les gains sont suffisamment élevés pour que  $T_1$  soit le facteur prépondérant pour déterminer  $T_r$ .

- Seul le premier étage a besoin d'être ultra faible bruit

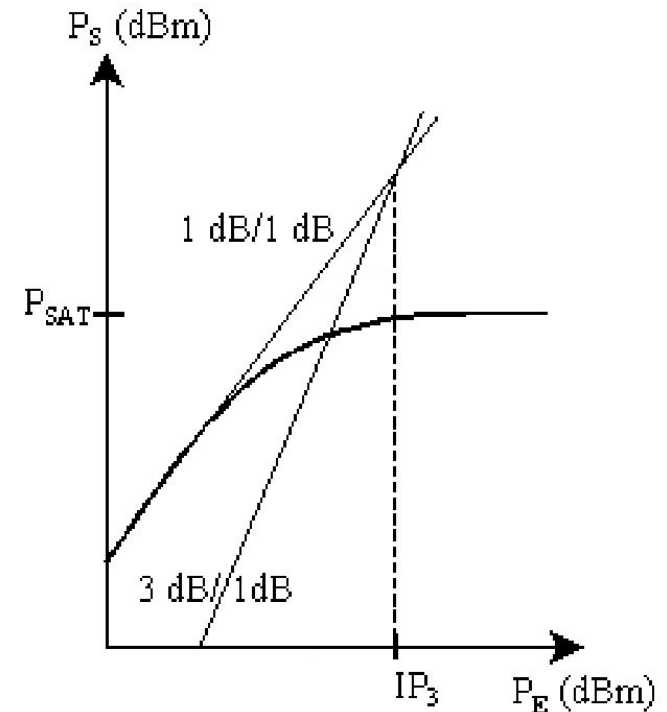
# Linéarité

- La courbe de gain montre une zone de linéarité et une zone de saturation
  - Le gain constant dans la zone de linéarité chute ensuite
  - Point de compression à - 1dB :  $P_{-1dB}$  : point où la chute de gain atteint 1 dB
  - Généralement défini à la sortie
- 
- Pour un LNA,  $P_{-1dB} =$  environ 0 dBm



# IP2, IP3

- Le signal de sortie comprend les harmoniques du signal d'entrée
- Le niveau de l'harmonique de rang  $n$  augmente de  $n$  dB par dB de signal d'entrée
- $IP_n$  point d'interception d'ordre  $n$  : point où les droites prolongeant les parties linéaires des courbes de puissance de sortie sur le fondamental et sur l'harmonique  $n$  se coupent
- peut-être défini à l'entrée ( $IIP_n$ ) ou à la sortie ( $OIP_n$ )
- On considère surtout  $IP_2$  et  $IP_3$
- Un circuit différentiel permet d'avoir de très grands  $IP_2$
- Dans le cas général on a  $OIP_3 \approx P - 1dB + 10dB$
- :



# Dynamique

- Rapport entre le signal le plus fort et le signal le plus faible que l'on peut recevoir
- Est limitée vers le haut par la saturation et vers le bas par le bruit

Exemple, étage d'entrée de EMBRACE :  
LNA avec une bande équivalente de bruit  $B = 700$  MHz,  
un gain  $G = 18$  dB, un  $P_{-1dB} = 0$  dBm et  $T_{sys} = 50$  K

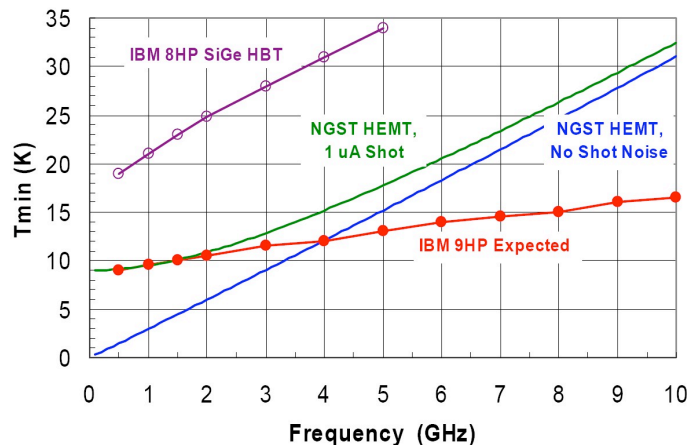
$$dynamique = \frac{P_{-1dB}}{kT_{sys}BG}$$

$$dynamique = 75 \text{ dB}$$

# Composants : Amplificateur faible bruit (LNA)

- amplificateur maser (maser à rubis refroidi à 4,2 K)
- amplificateur paramétrique (refroidi à 10 - 20 K)
- amplificateur à transistors FET ou HEMT (depuis  $\approx 1980$ ) : refroidi ou à température ambiante
- circuits intégrés spécifiques à transistors bipolaires (BJT ou HBT) ou MOS : pour utilisation à température ambiante essentiellement

Le gain du LNA doit être de l'ordre de 30 dB pour s'affranchir du bruit des étages suivants.



Prévisions à température ambiante (Weinreb, 2005)

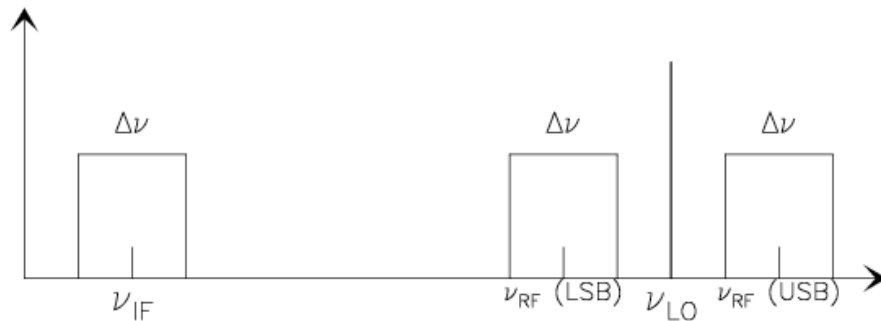
# Composants : Mélangeur (1)

Elément non linéaire donnant une fréquence de sortie

$$F_{mn} = mF_{RF} + nF_{OL} \quad m \text{ et } n \text{ entiers relatifs}$$

Si  $m, n = +/- 1$

- en gardant  $F_{IF} = F_{RF} + F_{OL}$  le récepteur est dit supradyné
- en gardant  $F_{IF} = F_{RF} - F_{OL}$  (cas  $F_{RF} > F_{OL}$ )  
ou  $F_{IF} = F_{OL} - F_{RF}$  (cas  $F_{OL} > F_{RF}$ )  
le récepteur est dit infradyné



$$\text{De plus : } |\varphi_{IF}| = |\varphi_{RF} - \varphi_{OL}|$$

La même fréquence IF peut être donnée par

$$F_{IF} = F_{RF1} - F_{OL} \quad \text{et} \quad F_{IF} = F_{OL} - F_{RF2}$$

## Composants : Mélangeur (2)

- Si on utilise les 2 fréquences RF (qui alors se superposent et sont indiscernables) le récepteur est double bande (DSB : double sideband)
- Dans le cas général on utilise une seule bande (BLU : bande latérale unique ou SSB : single sideband) qui est soit :
  - la bande latérale supérieure (BLS) (USB : upper sideband)
  - la bande latérale inférieure (BLI) (LSB : lower sideband)
- La bande non utilisée est la bande image

On a la relation : 
$$\left| F_{RF} - F_{image} \right| = 2F_{IF}$$

Note : en millimétrique le premier étage est souvent un mélangeur (pas de LNA, mélangeur Schottky ou SIS) et on travaille alors en double bande

# Composants : Filtre

(1)

- passe bas (LP : low pass) : coupe  $F < F_1$
- passe haut (HP : high pass) : coupe  $F > F_2$
- passe bande (BP : band pass) : coupe  $F < F_1$  et  $F > F_2$
- coupe bande : coupe  $F_1 < F < F_2$

$F_1$  et  $F_2$  définissent la bande, généralement à - 3 dB ou - 1 dB

Caractéristiques :

- ondulation dans la bande (dépend de la topologie : Tchebychev, Butterworth, elliptique, Cauer ...)
- phase ou time delay dans la bande passante (important pour les interféromètres et réseaux phasés)
- valeur de la réjection hors bande
- sélectivité : pente de la zone de transition entre bande passante et bande rejetée (dépend du nombre de sections du filtre)



# Composants : Filtre (2)

Est nécessaire à plusieurs endroits

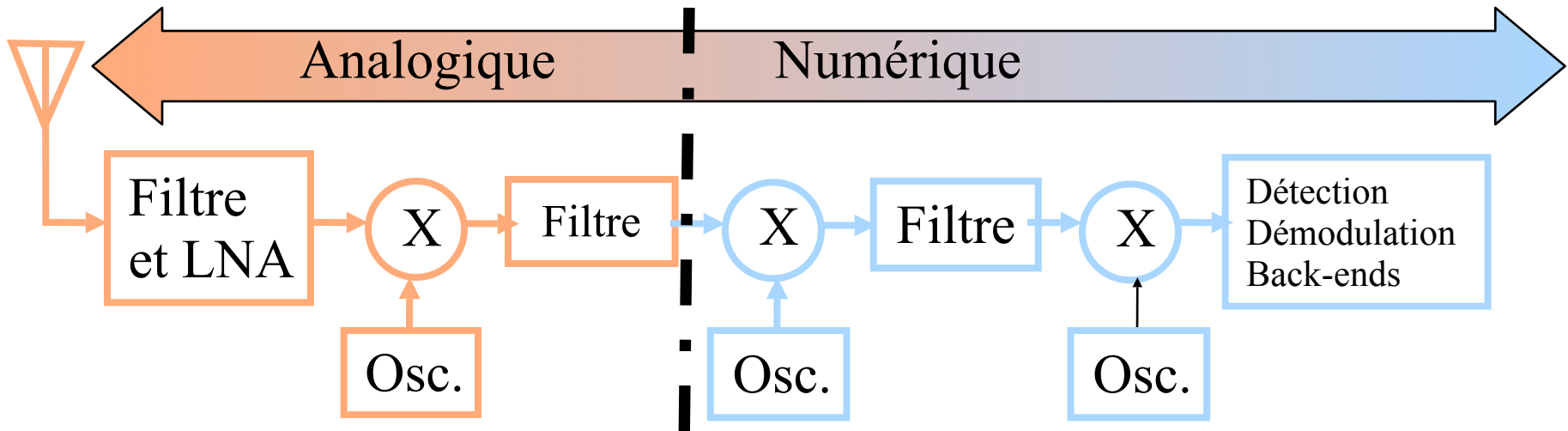
- avant un mélangeur : élimination de la bande image
- à chaque étage : réduction de la bande dans lequel le bruit est intégré ⇒
  - augmentation de la dynamique
  - filtrage des interférences

Attention : un filtre avant le LNA serait souhaitable (interférences)  
MAIS impossible à cause de l'effet des pertes sur  $T_{sys}$   
0,5 dB de pertes à l'ambiante augmentent  $T_{sys}$  de 35K !!!  
SAUF si supraconducteur en cryogénie.

# Composants : L'oscillateur local (OL) (LO : local oscillator)

- Peut être fixe ou variable
- Au moins un étage variable est nécessaire pour ramener une RF large bande dans une IF fixe
- Doit être très stable
  - En single dish dépend simplement de la plus faible résolution spectrale souhaitée.
  - Une résolution spectrale de 10 Hz avec un OL à 10 GHz demande une stabilité de  $10^{-9}$
  - En interférométrie et réseau phasé il s'agit de conserver la phase et la cohérence les contraintes sont beaucoup plus sévères
- Les oscillateurs locaux sont donc asservis
  - sur des horloges atomiques
    - Rubidium (Rb) : qqes  $10^{-11}$
    - Césium (Cs) : qqes  $10^{-12}$
  - masers à hydrogène : qqes  $10^{-14}$

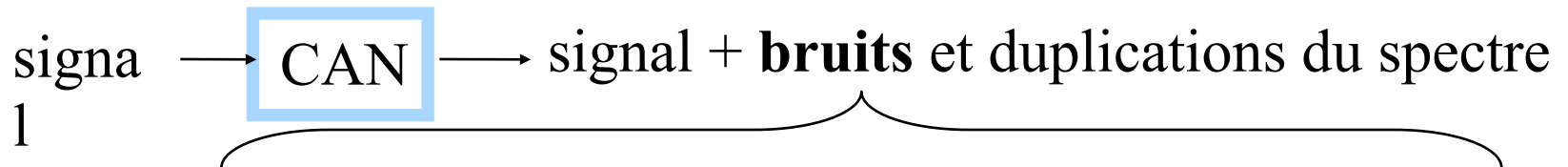
# Récepteurs numériques



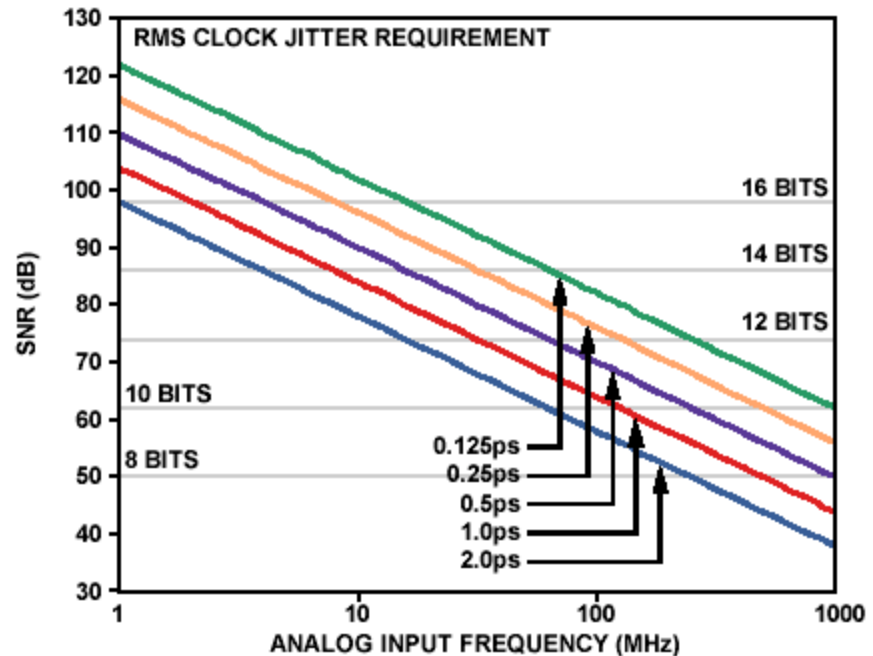
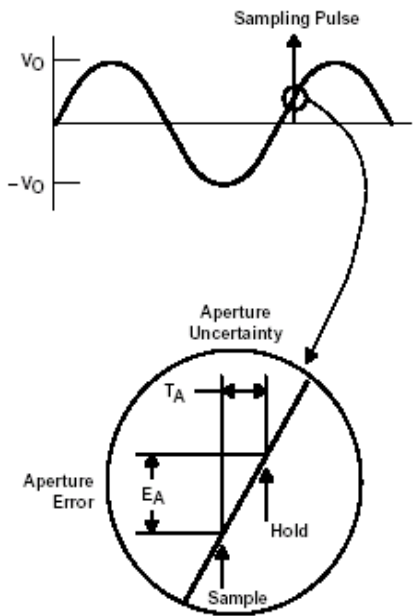
- ⇒ {
- hardware => software
  - reconfigurabilité

# Le convertisseur analogique numérique

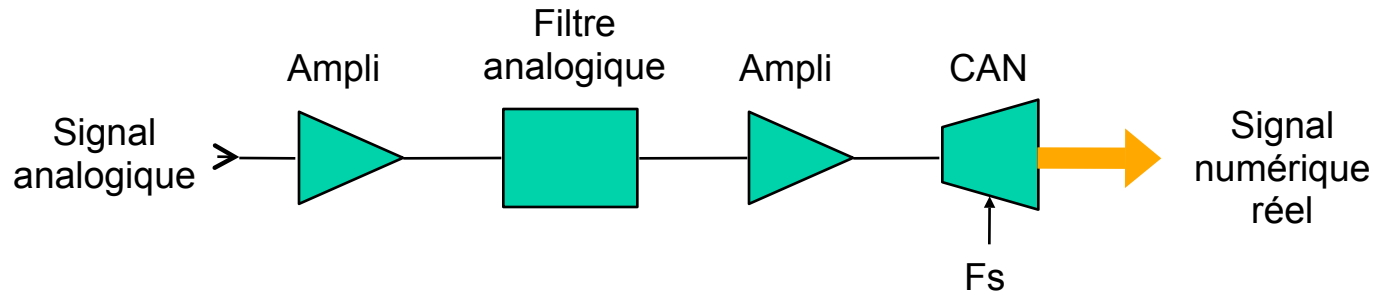
Quantifie un signal analogique en k niveaux discrets  
Délivre n bits avec  $k = 2^n$  pour un codage binaire



- bruit de quantification  $SNR_{dB} \approx 6 \times \text{nombre de bits} \Rightarrow$  dynamique
- bruit dû au jitter
- autres bruits + non-linéarités



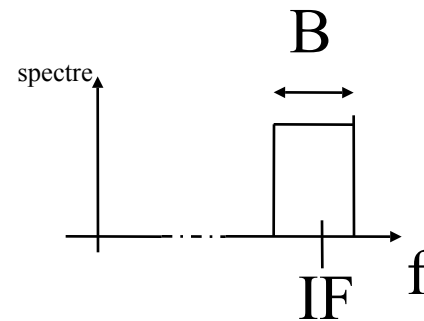
# Mélangeur numérique (1)



Echantillonnage classique:

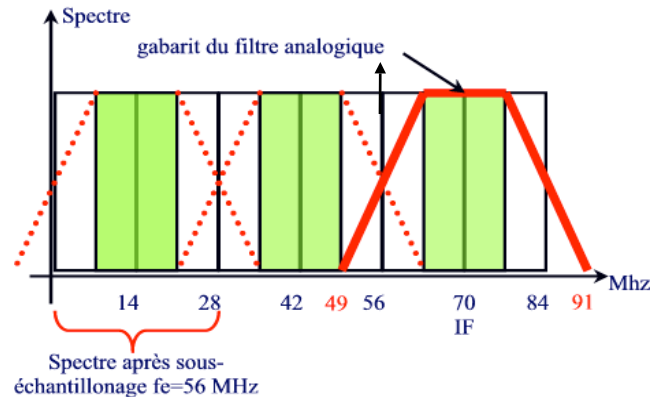
Ex : IF= 70 MHz et B=14 Mhz

=>  $F_s = 144$  Mhz minimum

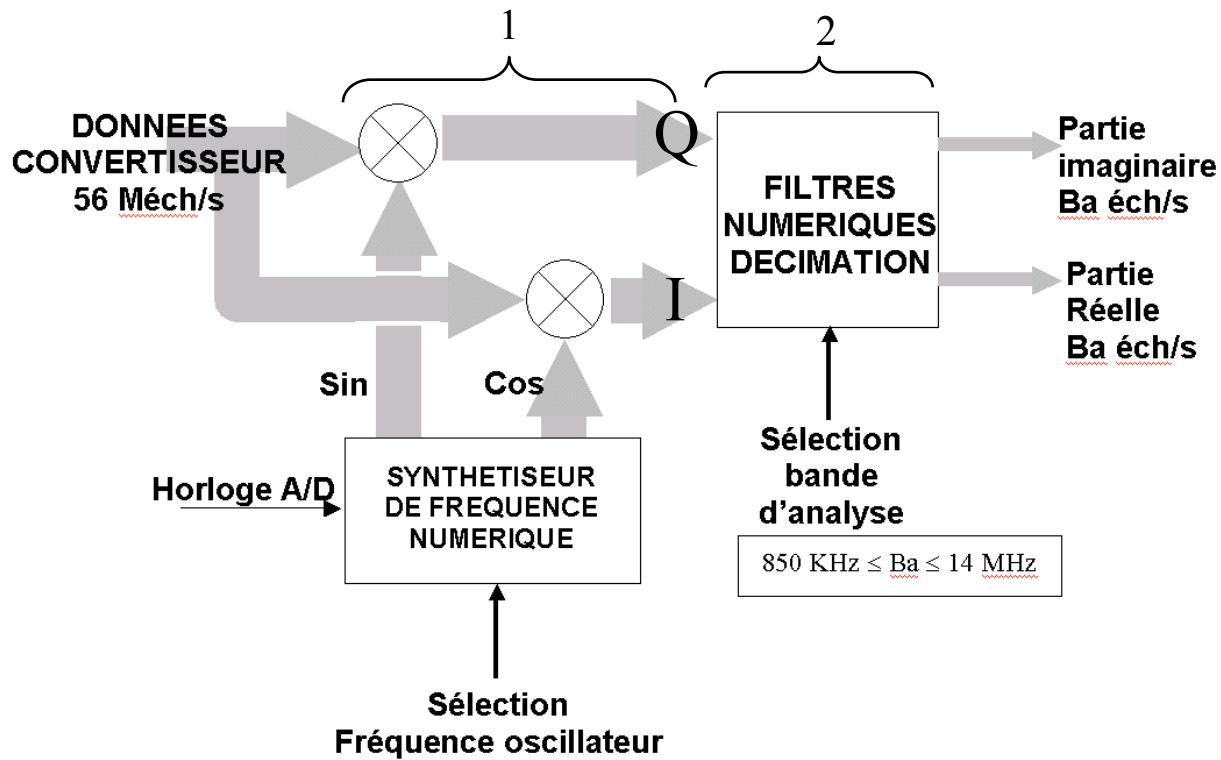
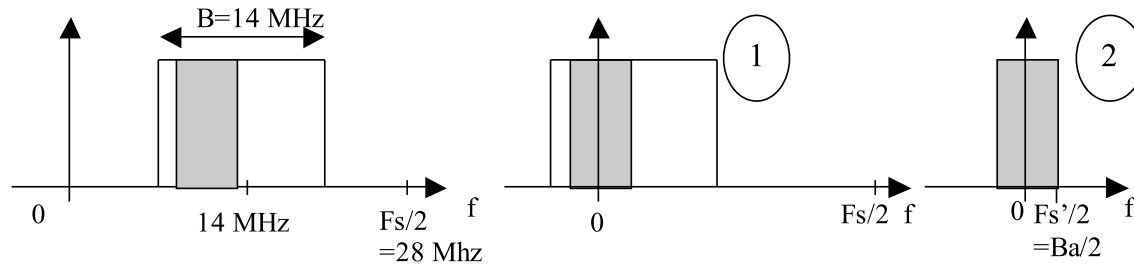


Sous - échantillonnage:  $F_s = 56$  MHz

- Attention à la bande passante d'entrée analogique du CAN
- Nb de bits effectifs du CAN en sous échantillonnage
- Bruit du CAN



# Mélangeur numérique (2)



# Modes spécifiques d'analyse et traitement des données en temps réel

- Spectrométrie: *densité spectrale de puissance*
- Polarimétrie: *paramètres de Stokes*
- Interférométrie: *imagerie radio*
- VLBI: *interférométrie non connectée*
- Addition phasée: *réseau = 1 instrument*
- Beamforming: *n faisceaux 'indépendants'*
- Dédispersion et timing pulsars
- Forme d'onde (transient): *Amplitude et phase =  $f(t)$*
- Traitement(s) RFI

*Combinaison des modes:*

Imageur radio multifaisceaux à N canaux spectraux

# Spectromètres:

## Calcul de la Densité Spectrale de Puissance

- Bancs de filtres
- TF de la fonction d'autocorrélation (Wiener-Khintchine)
- Périodogramme modifié (estimateur de Welch)
- Filtres polyphase

## *Paramètres:*

Nombre de voies

Bande analysée (par voie) qq MHz à qq GHz

Dynamique

Nombre de canaux fréquentiels

Espacement fréquentiel entre canaux

Largeur de canal à mi puissance

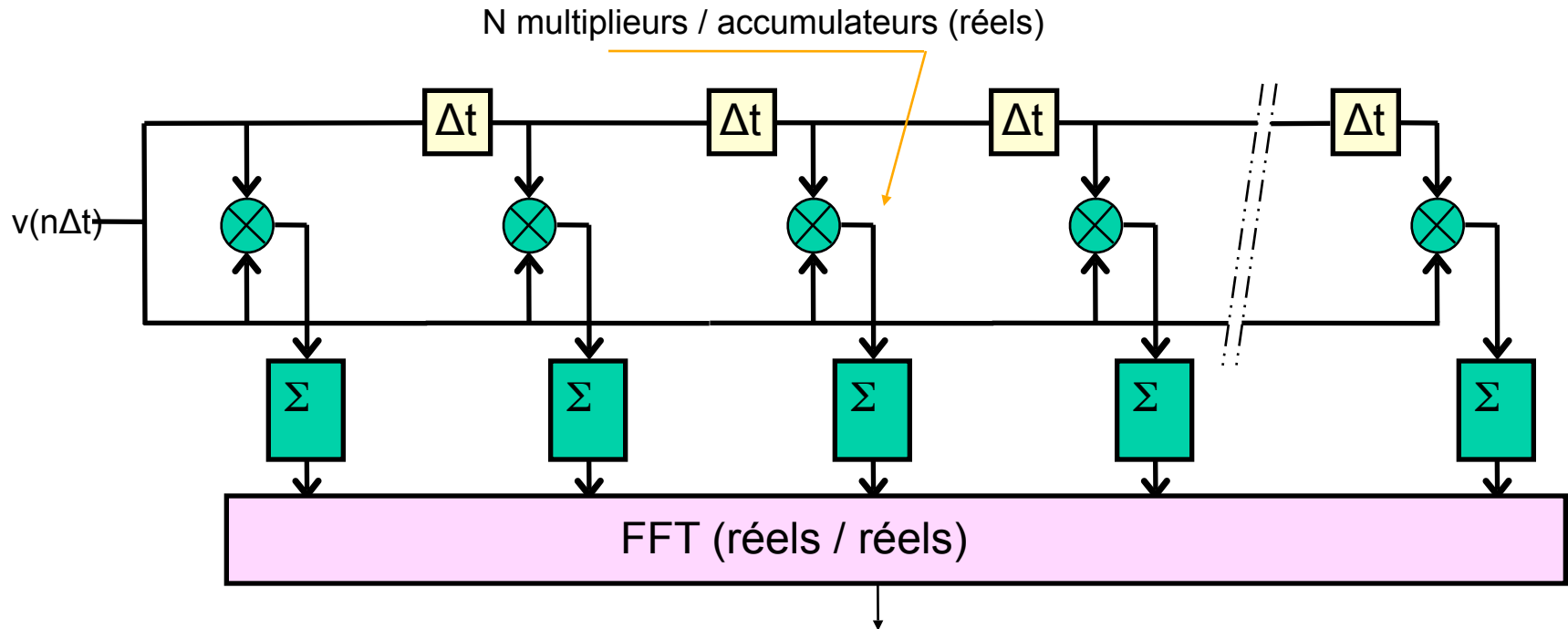
Réponse spectrale d'un canal

Période d'intégration (nb spectres/s en sortie)



# Spectromètres à autocorrélateur (1)

DSP par transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation



Accès à des bandes instantannées très larges (ALMA 2GHz, GBT 800MHz)  
La fonction d'autocorrélation est intégrée sur la période d'intégration ( $\sim$ ms à  $\sim$ s)  
=> Le calcul de la FFT n'est pas le facteur limitant

Technologies:

ASICs spécialisés ou FPGAs pour les multiplieurs / accumulateurs

Logiciel pour la FFT

# Spectromètres à autocorrélateur (2)

Caractéristiques:

N nombre de canaux => espacement fréquentiel entre canaux:  $\Delta F_c = 1/2N\Delta t$

Largeur de canal à mi puissance:  $\Delta F > \Delta F_c$

La réponse spectrale est celle d'une FFT, elle dépend de la fenêtre de pondération utilisée qui modifie la largeur du lobe à mi puissance, le niveau des lobes secondaires et le gain

*Rectangulaire:*

$$2N \Delta t (\sin(2\pi f N \Delta t)) / 2\pi f N \Delta t \sim \text{sinc}(x)$$

*Bartlett:*

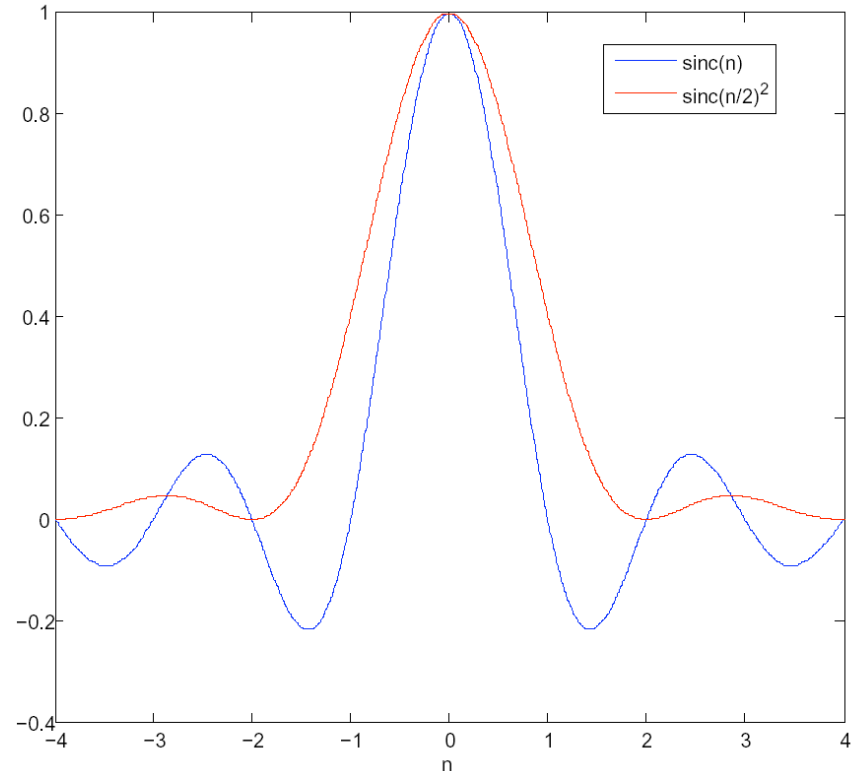
$$N \Delta t ((\sin(\pi f N \Delta t)) / \pi f N \Delta t)^2 \sim \text{sinc}^2(x/2)$$

*Welch:*

$$(1/(\pi f)^2 N \Delta t) (\sin(2\pi f N \Delta t) / 2\pi f N \Delta t) - \cos(2\pi f N \Delta t) \sim \text{sinc}(x) - \cos(x)$$

*Parzen:*

$$3/4 (N \Delta t) (\sin(\pi f N \Delta t / 2) / \pi f N \Delta t / 2)^4 \sim \text{sinc}^4(x/4)$$



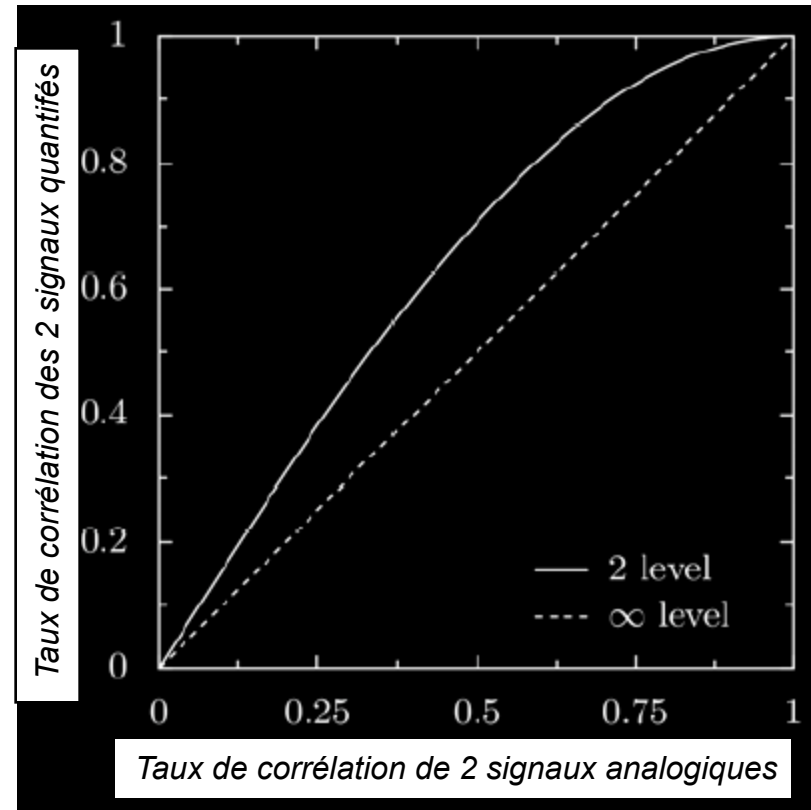
# Spectromètres à autocorrélateur (3)

Efficacité par rapport à un corrélateur analogique:

Dépend de la quantification du signal à l'entrée du corrélateur:

2 niveaux	0.64 à Nyquist	0.74 à 2 x Nyquist
3 niveaux	0.81	0.89
4 niveaux	0.88	0.94
Analogique	1.00	1.00

Pour linéariser: correction de Van Vleck du résultat de l'autocorrélation avant FFT



Pour maintenir l'efficacité maximum: système de gestion dynamique des seuils de quantification suivant le signal (rapport  $V_{\text{seuil}}/\sigma$ )

Dynamique: faible à cause du faible nombre de niveaux de quantification => nécessité d'un système de contrôle automatique de gain à l'entrée

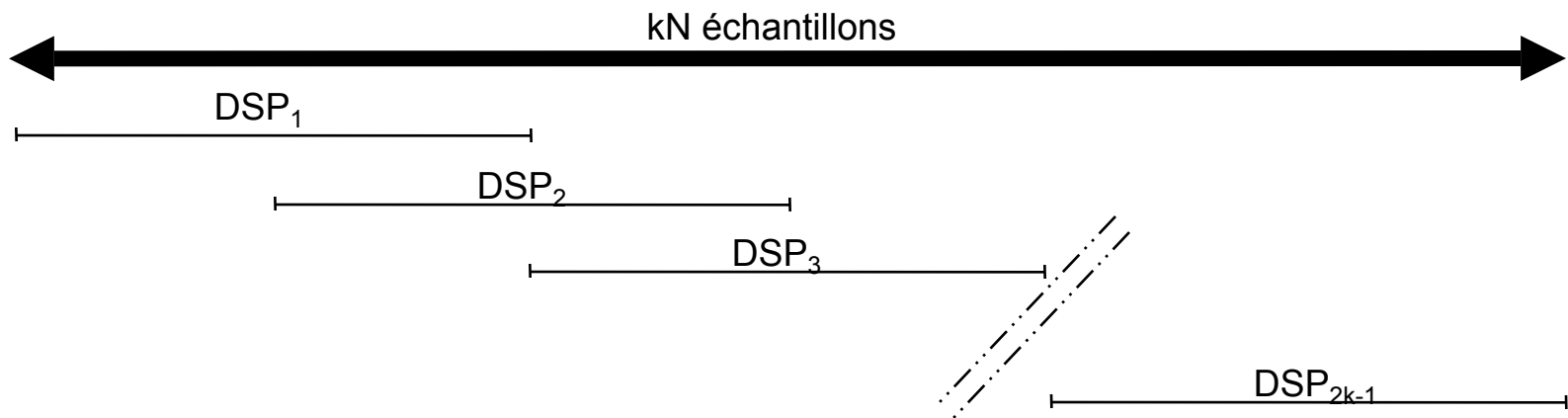
# Spectromètre à TF directe (1)

Calcul de la DSP par périodogramme modifié

Pour une suite de N échantillons la DSP sur N canaux est le périodogramme:

$$DSP = 1/NT_e |T_e \sum x_k e^{-j2\pi f k T_e}|^2 \text{ pour } k = 0 \text{ à } k = N-1$$

Pour une suite temporelle de kN échantillons la DSP sur N canaux est la moyenne normalisée des 2k-1 périodogrammes réalisables par recouvrement d'un facteur 1/2 sur la suite d'échantillons, chaque tranche est affectée d'une fenêtre de pondération W:



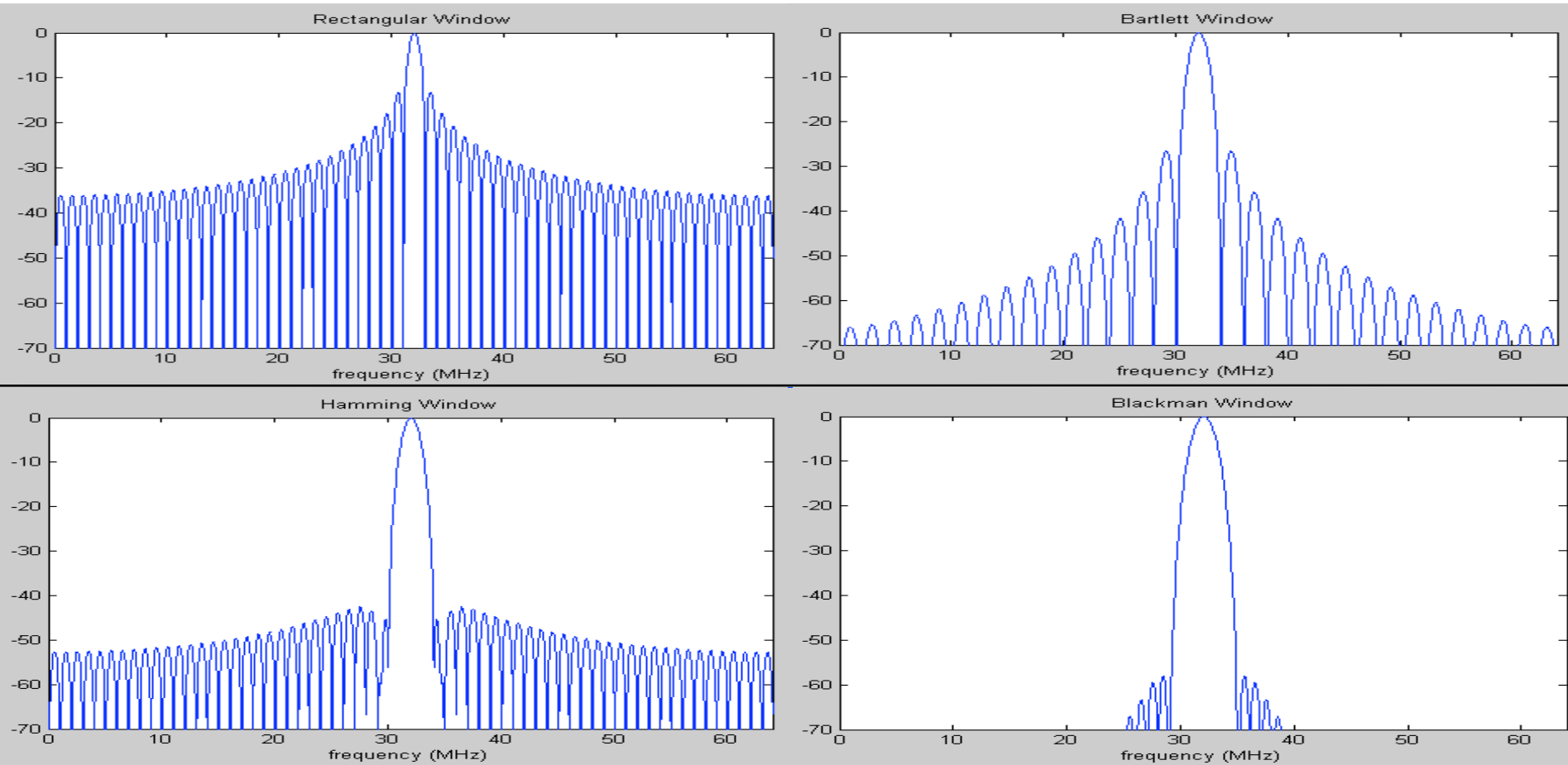
$$DSP_i = 1/NT_e |T_e \sum w_k \cdot x_k \cdot e^{-j2\pi f k T_e}|^2 \text{ pour } k = 0 \text{ à } k = N-1$$

$$DSP = 1/ (2k-1)(\text{Norm}) \sum DSP_i \text{ pour } i = 0 \text{ à } 2k-1, \text{ avec Norm} = T_e/N \sum w_m^2 \text{ pour } m = 0 \text{ à } N-1$$

# Spectromètre à TF directe (2)

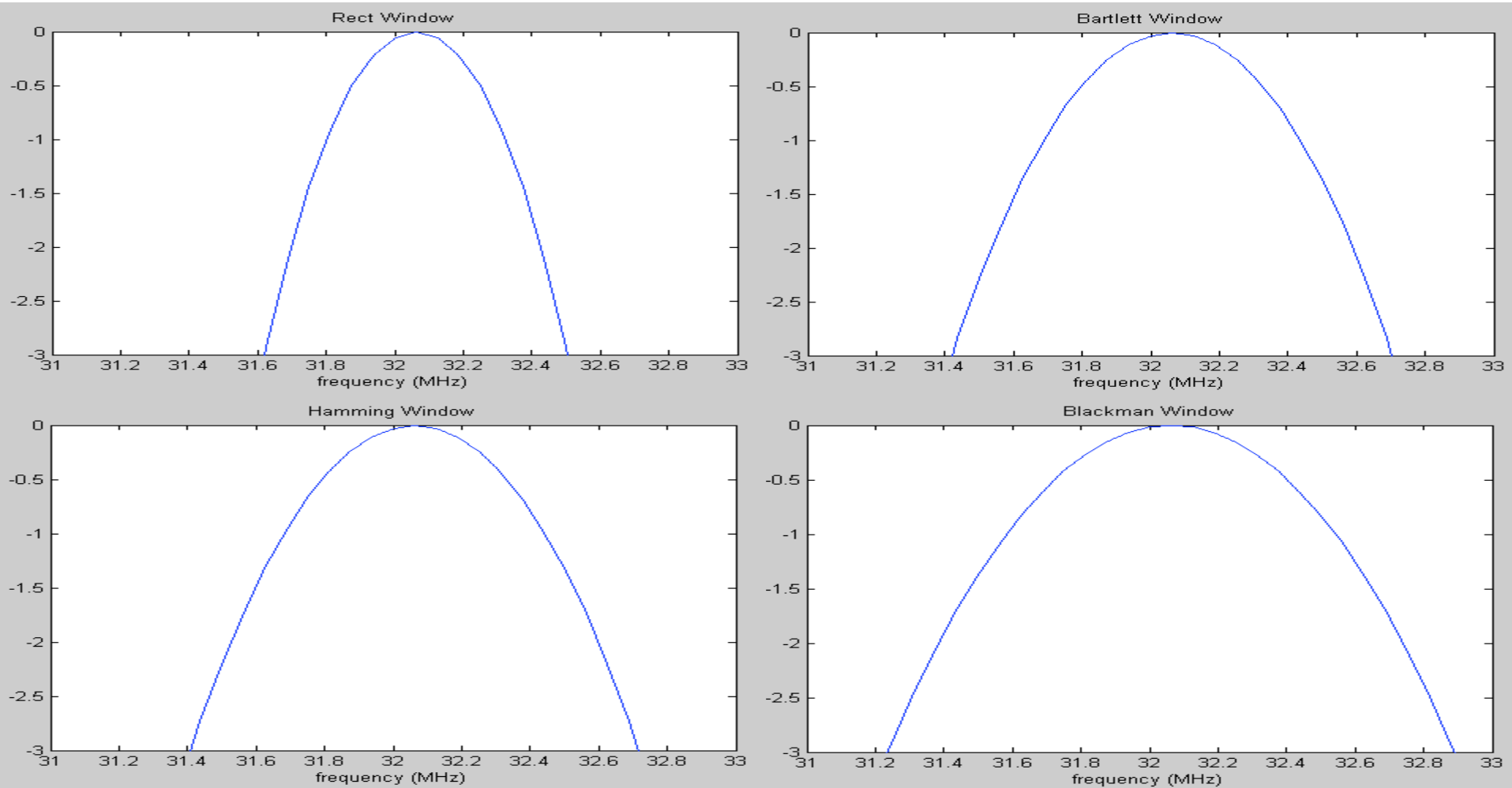
N nombre de canaux => espacement fréquentiel entre canaux:  $\Delta F_c = 1 / (2\Delta t.N)$

La réponse spectrale est celle d'une FFT<sup>2</sup>, elle dépend de la fenêtre de pondération utilisée qui modifie la largeur du lobe à mi puissance, le niveau des lobes secondaires et le gain



# Spectromètre à TF directe (3)

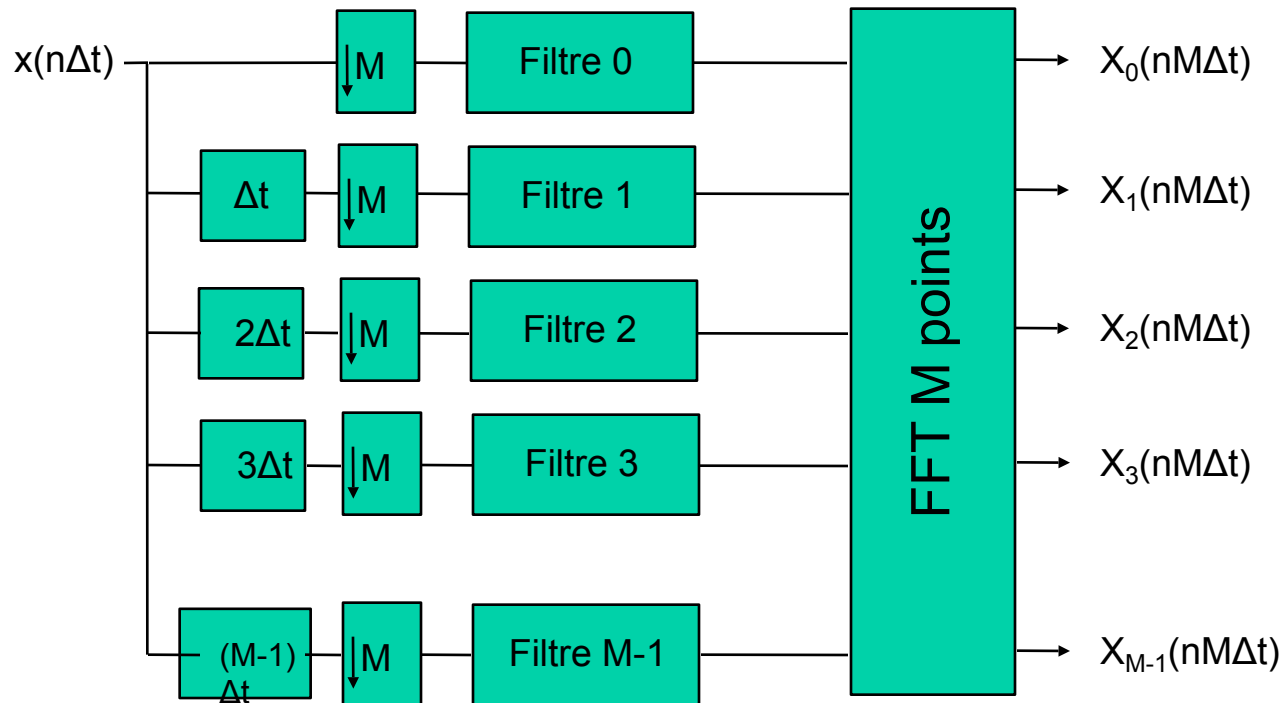
Largeur du lobe à mi puissance pour quelques fenêtres usuelles:



# Spectromètre à filtres polyphase (1)

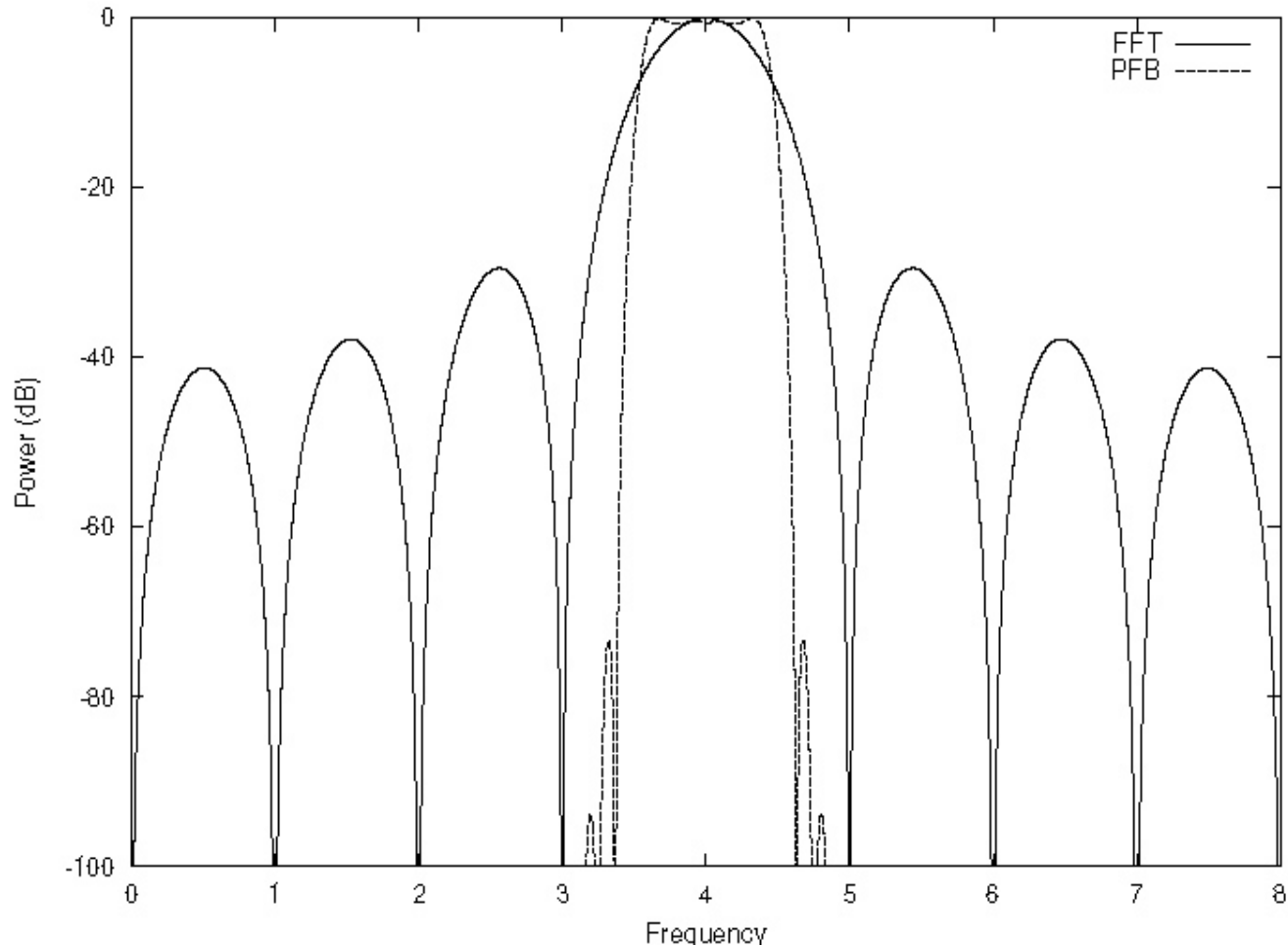
Il est possible d'obtenir la DSP d'un signal par un banc de  $M$  filtres numériques discrets, chaque filtre produit un canal fréquentiel (équivalent à un banc de filtres analogiques).  
Une méthode similaire mais plus efficace en ressources de calcul est l'utilisation de filtres multiscadence ou filtres polyphase équivalent à une FFT à  $M$  canaux avec une fenêtre de pondération sur  $k.M$  points.

Tous les filtres 0 à  $M-1$  ont le même gabarit ( $k$  coefficients) => au total  $k.M$  coefficients  
Les sorties  $X_i(nM\Delta t)$  sont les suites temporelles des échantillons des  $M$  canaux fréquentiels  $i$ , de 0 à  $M-1$



# Spectromètre à filtres polyphase (2)

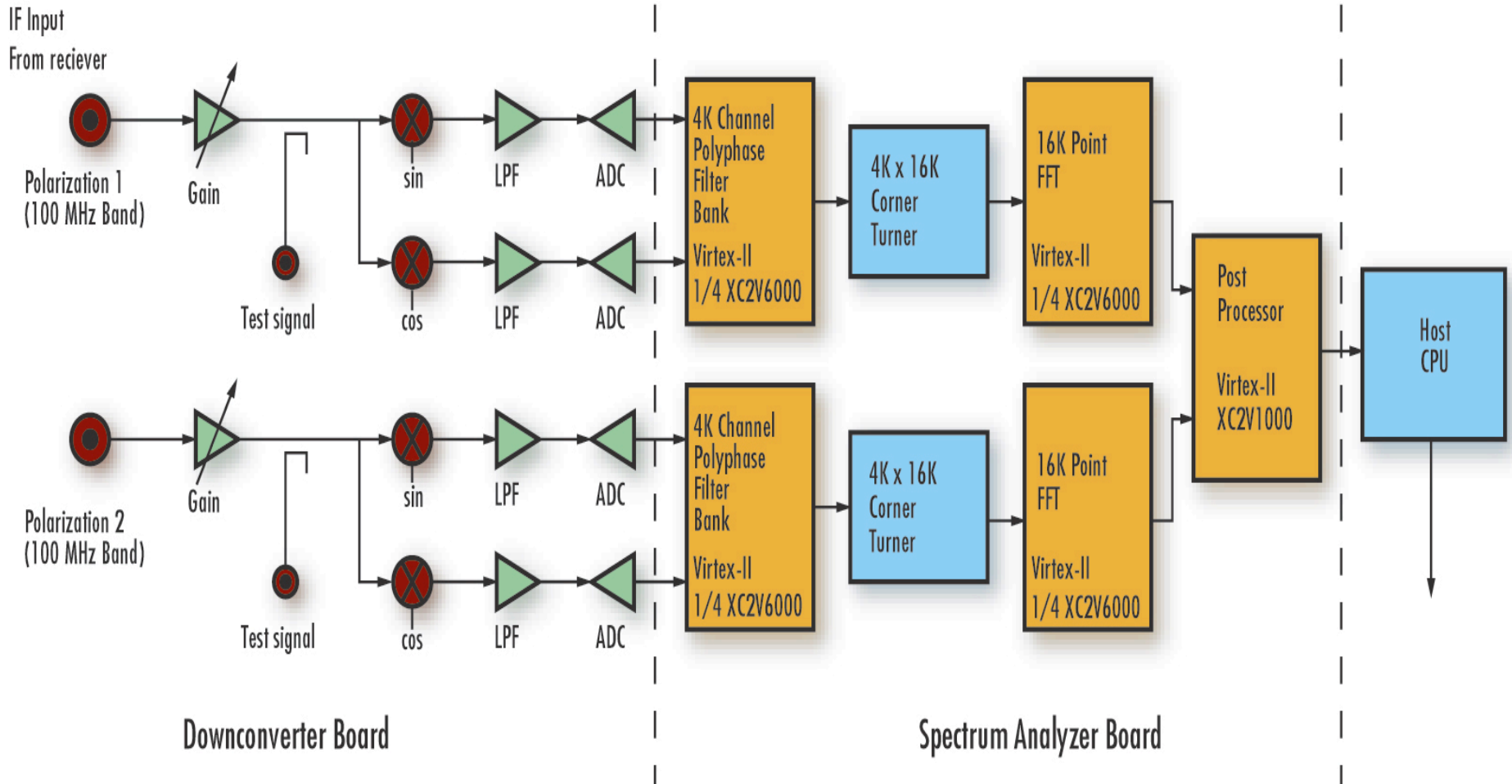
La structure polyphase permet d'obtenir une réponse spectrale avec les réglages indépendants d'une très bonne réjection des lobes secondaires et d'une largeur de canal définie. Elle est bien adaptée à l'utilisation de FPGAs.



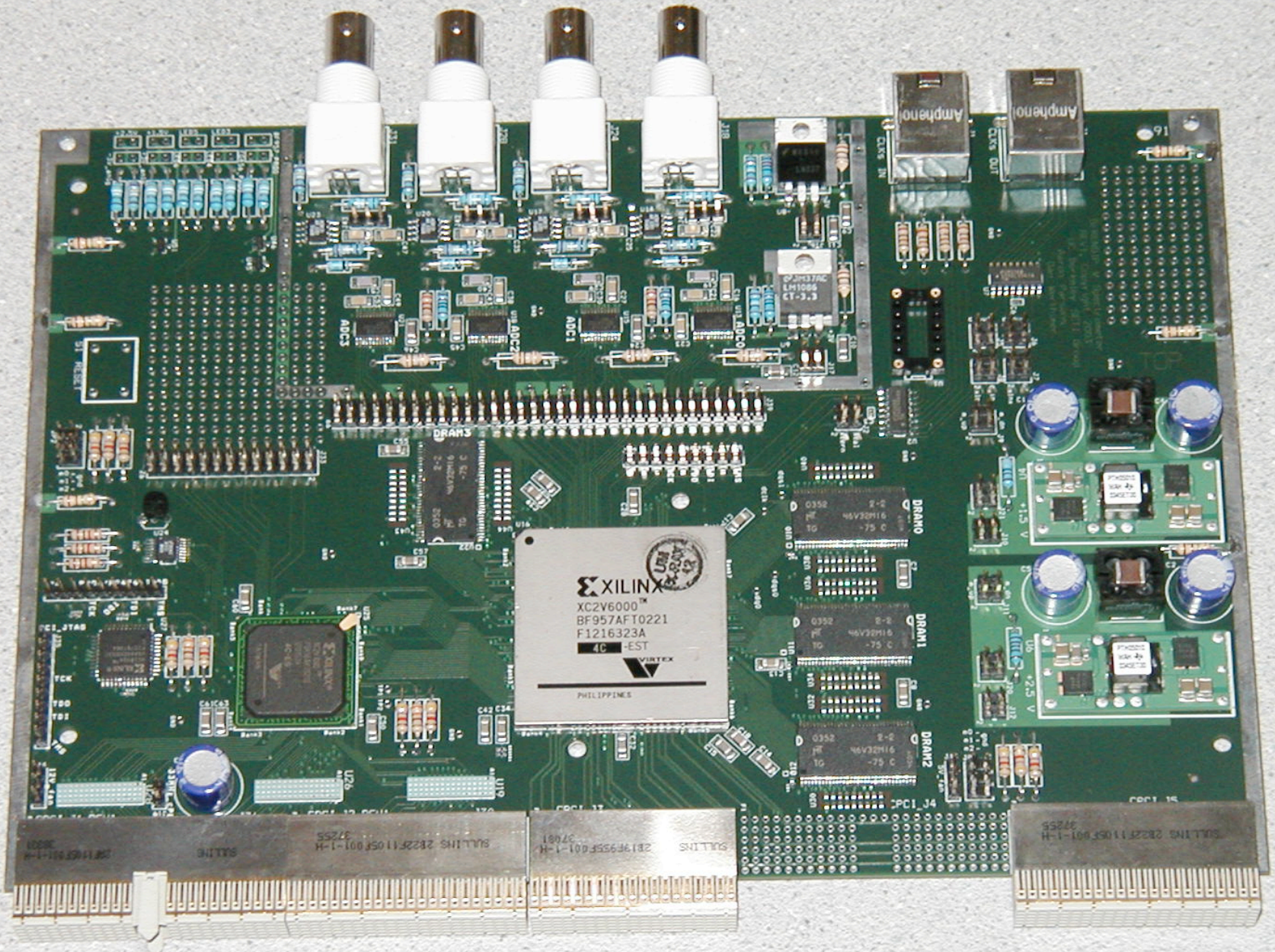
Réponses spectrales:  
FFT et filtre polyphase



# SERENDIP V Spectrometer

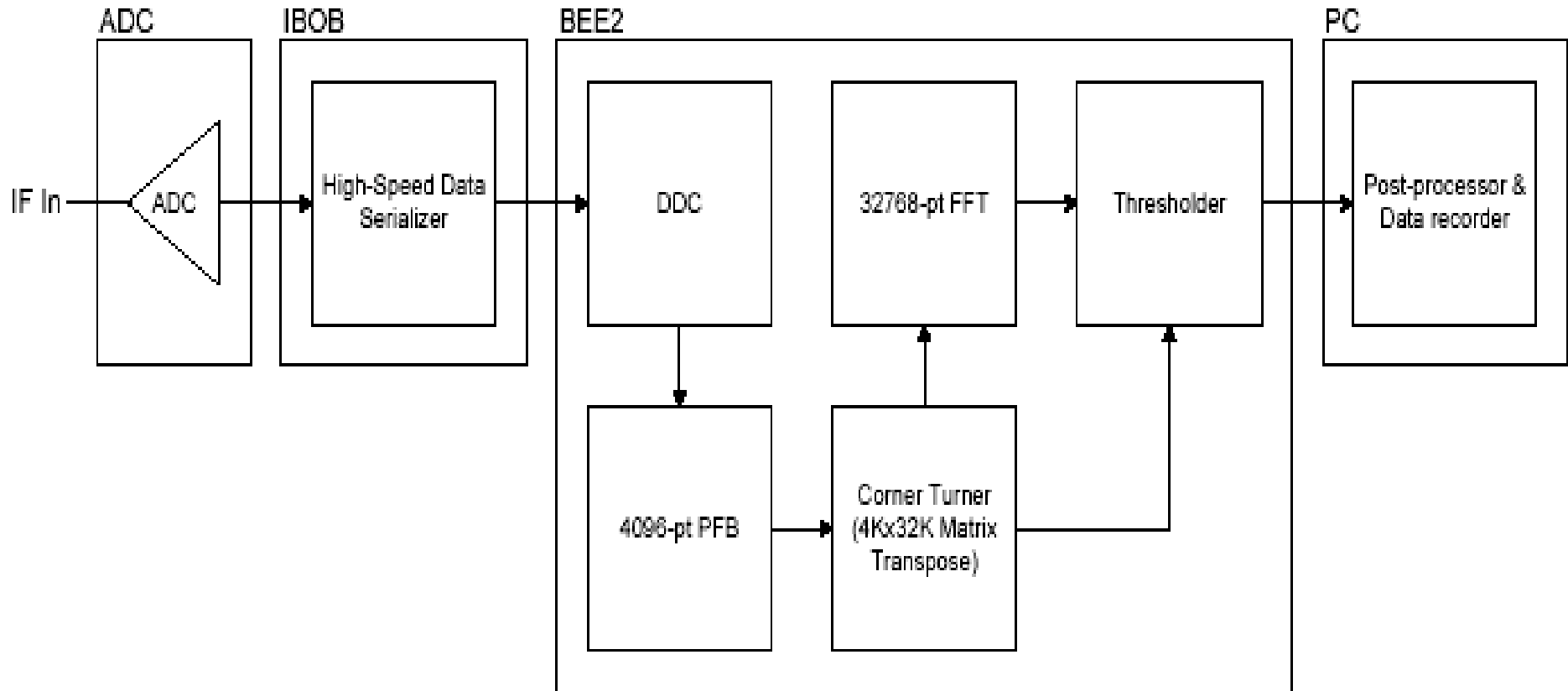


CASPER – Center for Astronomy Signal Processing and Electronics Research  
RAL - Radio Astronomy Lab



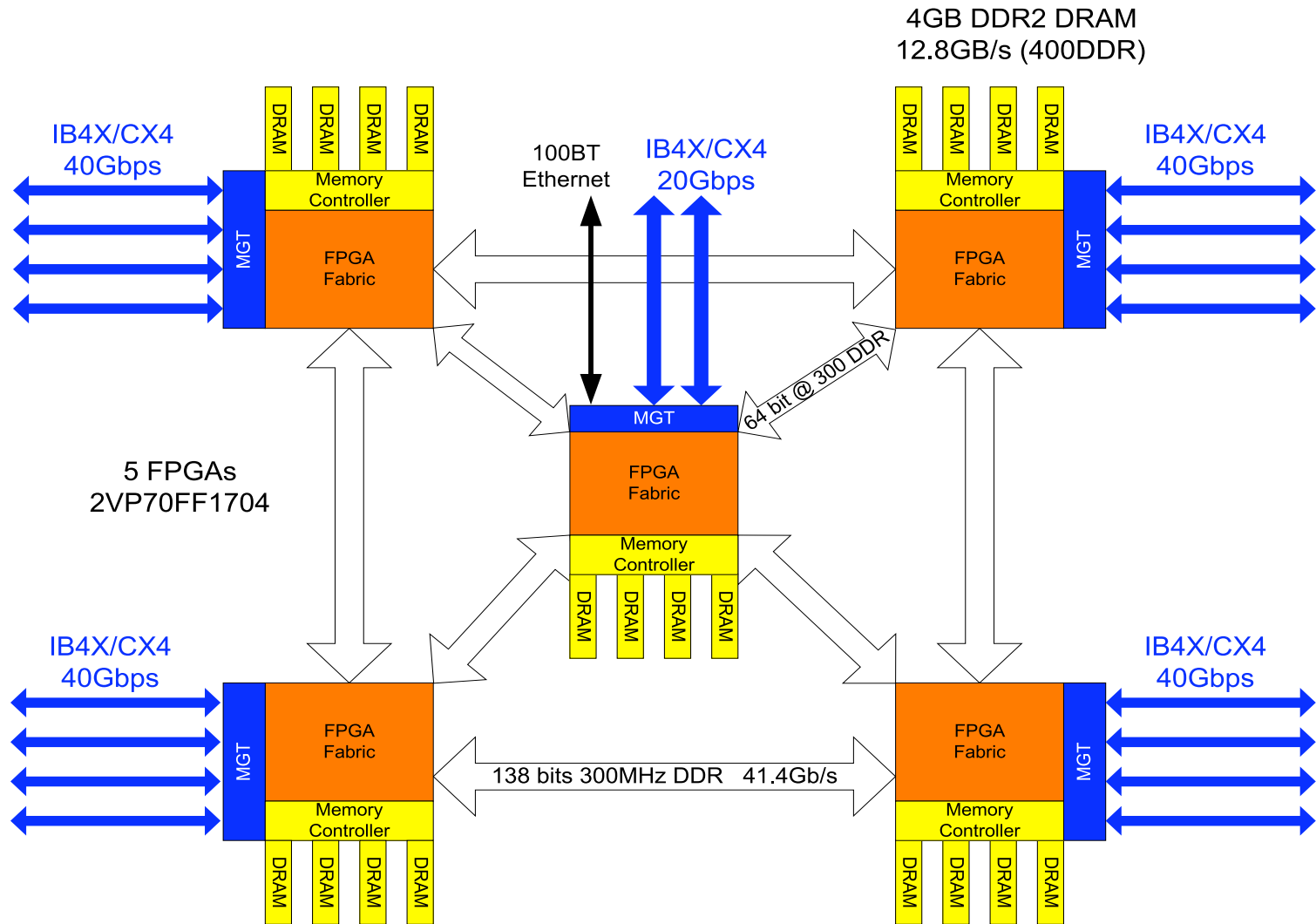
# Spectromètre SETI à 128 millions de canaux

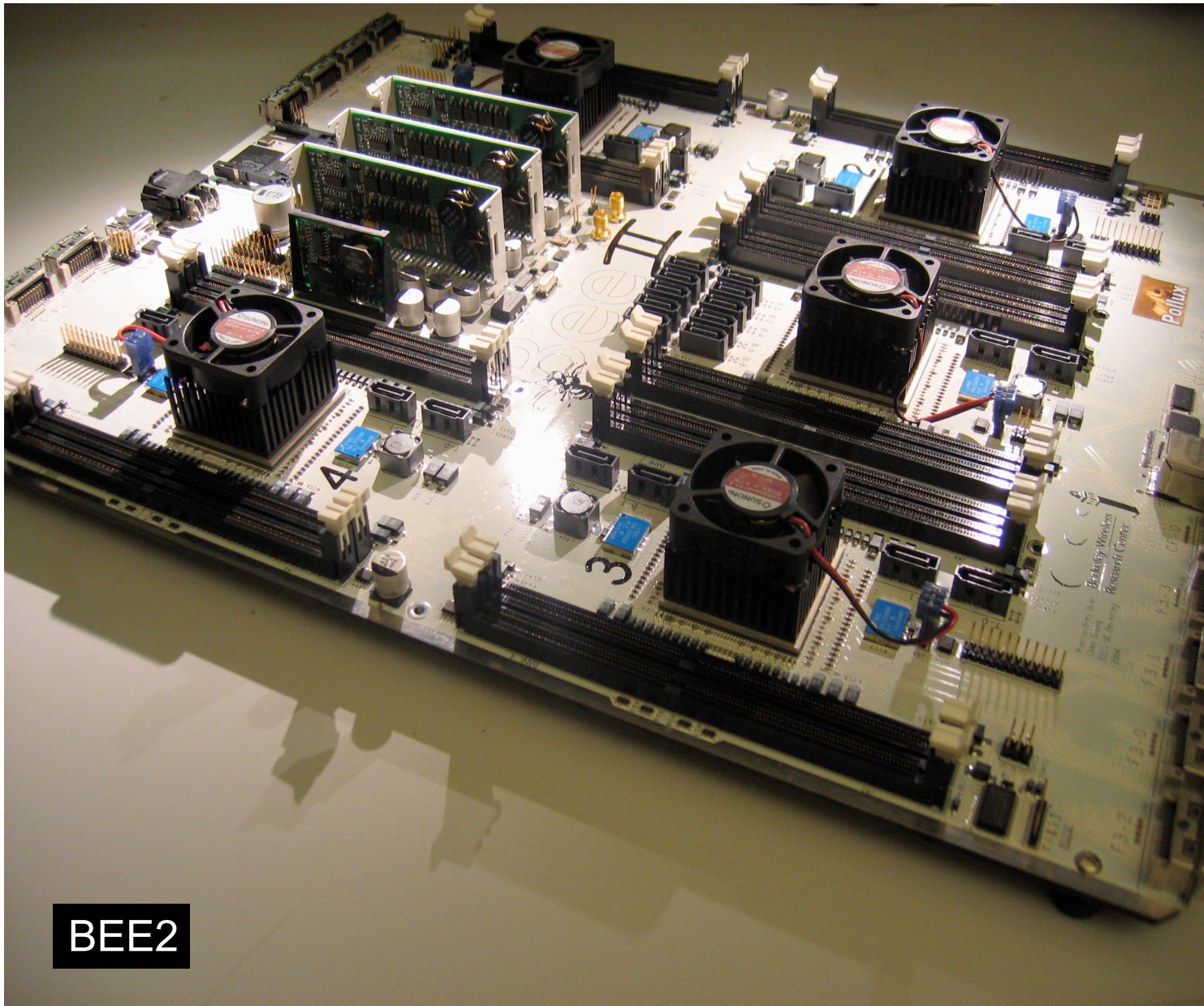
Bande analysée: 200 MHz, résolution en fréquence: 2 Hz



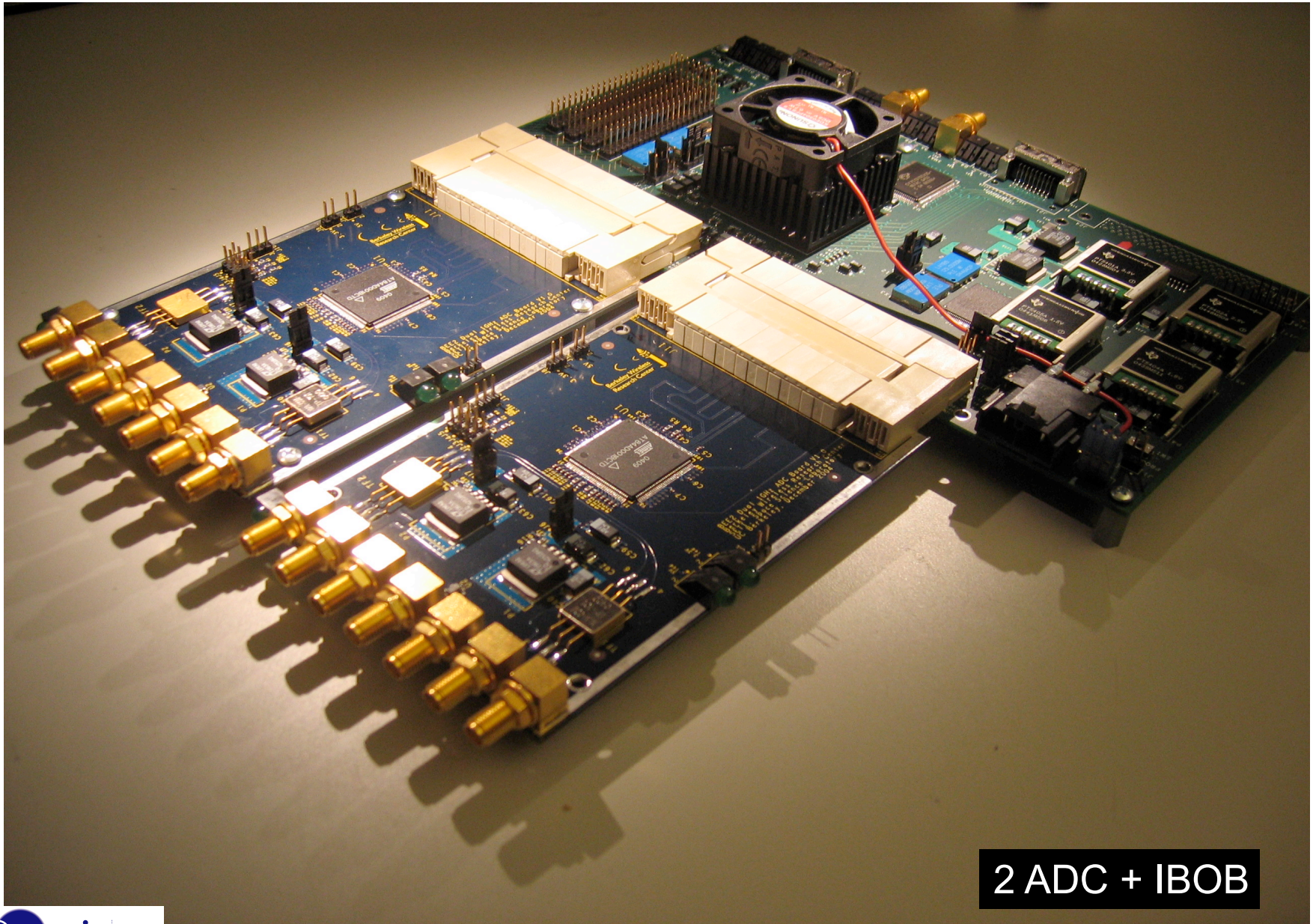
CASPER – Center for Astronomy Signal Processing and Electronics Research  
RAL - Radio Astronomy Lab

# Berkeley Emulation Engine 2 (BEE2)





BEE2



2 ADC + IBOB



gress  
such  
sons

# Future Spectrometers

2015	4 THz	400 beams 10 GHz each
2020	128 THz	12,800 beams
2025	4000 THz	40,000 beams
2030	128,000 THz	1M beams

Roadmap des groupes CASPER / RAL (Berkeley)



# Polarimètres

Les polarimètres permettent de déterminer les 4 paramètres de Stokes I, Q, U, V qui définissent la polarisation d'une onde radio.

Mesures des champs électriques  $E_x$  et  $E_y$  dans deux directions perpendiculaires normales à la direction de propagation (antenne donnant les deux polarisations linéaires):  $e_x(t)$  et  $e_y(t)$

$$E_x = e_x \cos(\omega t + \delta_x) \text{ et } E_y = e_y \cos(\omega t + \delta_y)$$

$$I = \langle e_x^2(t) \rangle + \langle e_y^2(t) \rangle$$

$$Q = \langle e_x^2(t) \rangle - \langle e_y^2(t) \rangle$$

$$U = 2 \langle e_x(t) \cdot e_y(t) \cdot \cos(\delta_x - \delta_y) \rangle$$

$$V = 2 \langle e_x(t) \cdot e_y(t) \cdot \sin(\delta_x - \delta_y) \rangle$$

La mesure des corrélations  $e_x^2(t)$  et  $e_y^2(t)$  permet de calculer I et Q

La mesure des cross corrélations  $e_x(t)e_y(t)$  et  $e_x(t)e_y^*(t)$  permet de calculer U et V

Taux de polarisation linéaire:  $mL^2 = (Q^2 + U^2) / I^2$

Taux de polarisation circulaire:  $mc^2 = V / I$

Taux total de polarisation:  $mt^2 = (Q^2 + U^2 + V^2) / I^2$

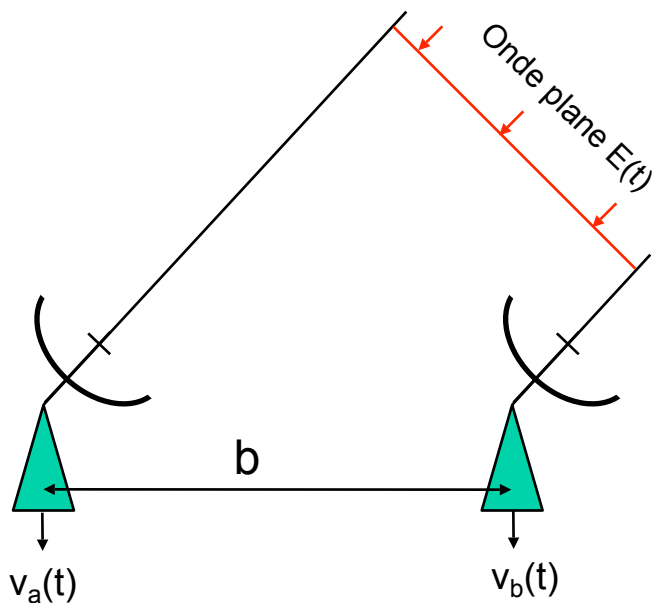
Angle de polarisation:  $(1/2) \tan^{-1}(U / Q)$

# Interféromètres (1)

Image radio = distribution de brillance radio dans un repère lié à la source:  $B(\theta, \Phi)$   
 Transformée de Fourier de la distribution de brillance => Visibilité complexe

Mesure de la fonction de visibilité complexe pour chaque ligne de base:  $Vis_{ab}$

Avec un réseau à N antennes:  $N.(N-1) / 2$  interféromètres



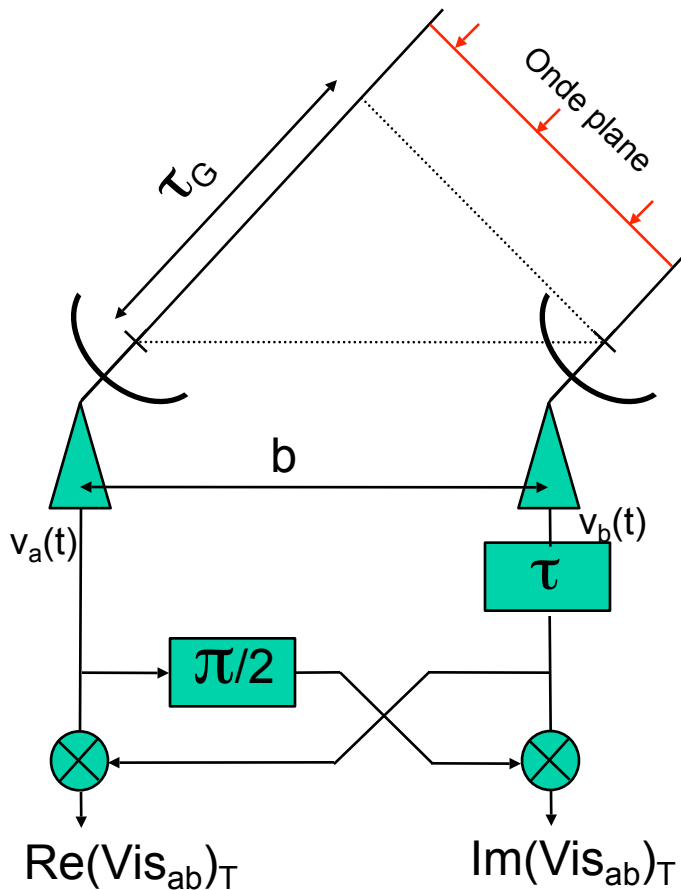
$$Vis_{ab} = \langle v_a(t)v_b(t+\tau) \rangle_T + i \langle v_d(t)v_b(t+\tau) \rangle_T$$

$v_d(t) = v_a(t)$  déphasée de  $+\pi/2$ ,  
 T durée d'intégration

=> Cross corrélateur complexe:  
 mesure de  $\langle \text{Re}(Vis_{ab}) \rangle_T$  et  $\langle \text{Im}(Vis_{ab}) \rangle_T$   
 amplitude et phase de  $Vis_{ab}$

$v_a(t)$  et  $v_b(t)$  tensions  
 ionnelles à  $E_a(t)$  et  $E_b(t)$

# Interféromètres (2)



## *Delay tracking:*

Pour suivre la source plusieurs heures il faut ajuster  $\tau$  pour compenser  $\tau_G(t)$ .

Utilisation de pas discret  $\Delta t$  avec  $\tau_G = n\Delta t + \varepsilon$ ,  $\varepsilon$  délai fractionnaire

## *Fringe stopping:*

La compensation de  $\tau_G(t)$  n'est pas faite à la fréquence RF d'observation mais à la fréquence FI. La rotation de la terre module la fonction  $\text{Vis}_{ab} \Rightarrow$  défilement (translation) des franges. Un mécanisme de compensation assure le blocage de frange.

## *Spectroscopie:*

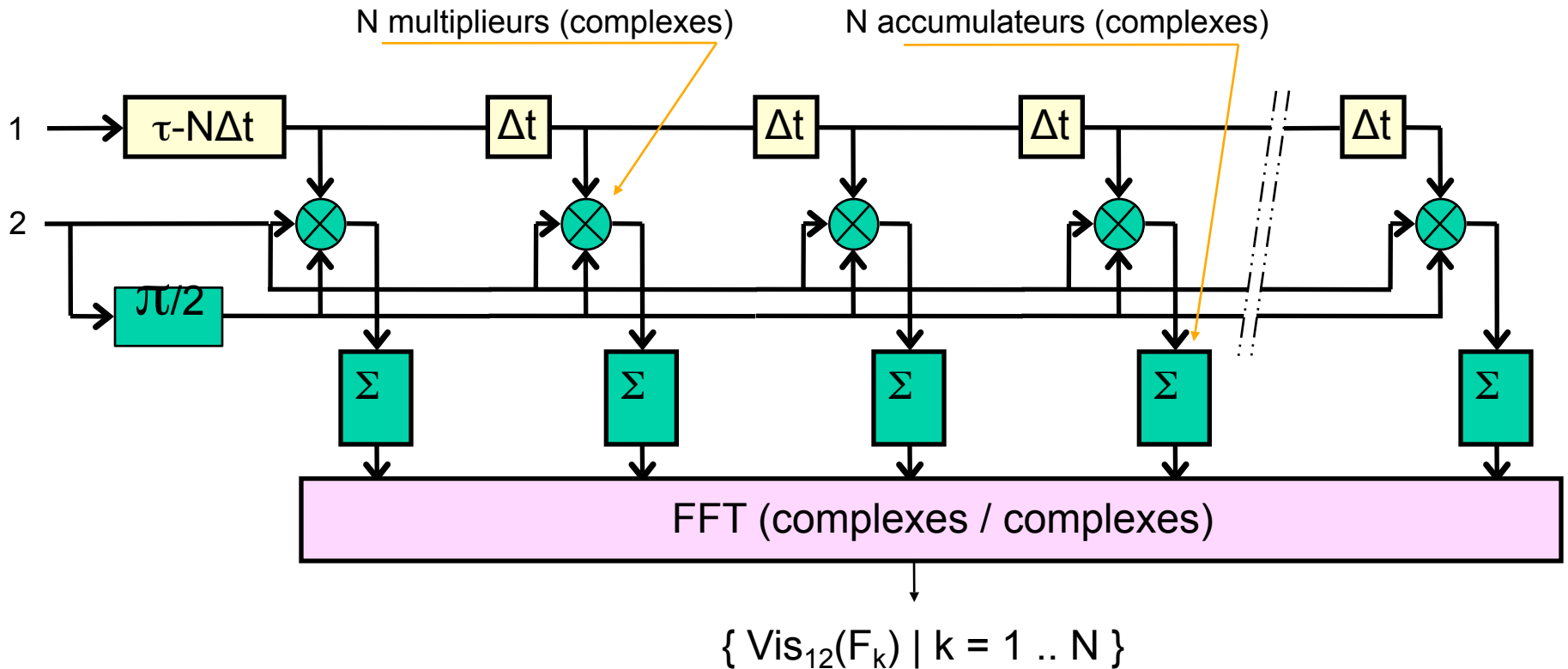
Mesures de  $\text{Vis}_{ab}$  pour  $n$  canaux de fréquence dans une bande d'analyse  $\Delta F$

Pas entre canaux:  $\Delta F/n$

Résolution fréquentielle: dépend de la méthode d'analyse spectrale, en général  $> \Delta F/n$

# Interféromètres (3)

## Corrélateur XF

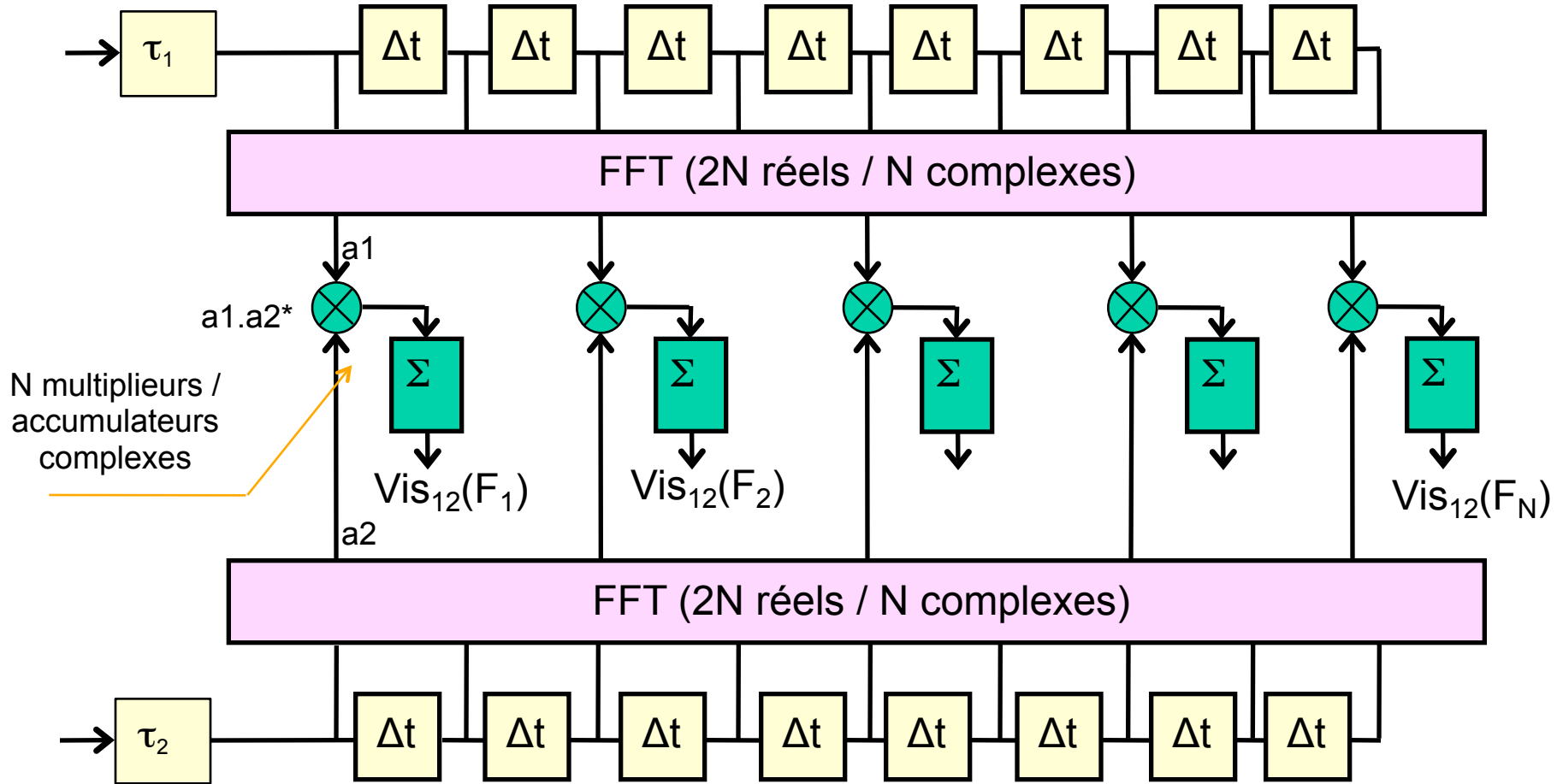


Réponse spectrale:  $\text{Vis}_{ij}(F_k) = \text{FFT}[\langle v_i(t+\tau_i) \cdot v_j(t) \rangle \cdot \text{fen\^etre de pond\^eration}]$   
 $= \text{FFT}[\langle v_i(t+\tau_i) \cdot v_j(t) \rangle] \text{ conv } [\text{FFT}(\text{fen\^etre de pond\^eration})]$

~ convolution par un sinc pour une fen\^etre de pond\^eration rectangulaire

# Interféromètres (4)

## Corrélateur FX



Réponse spectrale:  $V_{ij}(F_k) = \text{FFT}(v_i(t)) \cdot \text{FFT}(v_j(t))$

~ convolution par un  $\text{sinc}^2$  pour une fenêtre de pondération rectangulaire

# Interféromètres (5)

Comparaison corrélateurs XF et FX, M antennes, B bande instantannée (Hz), N canaux spectraux

*Nombre d'opérations XMAC/s:*

$$[M(M-1)/2]BN + [M(M-1)/2T]\log_2 N \sim [M(M-1)/2]BN$$

*Réponse spectrale:*

TF(fenêtre de pondération)

*Difficulté de réalisation (interconnexions):*

M entrées dans le réseau XMAC

*Technologie:*

réseau XMAC: ASICs spécialisés

FFT: logiciel ou FPGAs

*Quantification (XMAC):*

2 à 4 niveaux => correction de Van-Vleck

*Instruments:*

VLA, IRAM, ALMA

Accès aux bandes spectrales B/N par antenne: non

*Nombre d'opérations XMAC/s:*

$$2M B \log_2 N + [M(M-1)/2]B$$

*Réponse spectrale:*

$$[TF(\text{fenêtre de pondération})]^2$$

Filtrage spécifique: bancs de filtres polyphase

*Difficulté de réalisation (interconnexions):*

M.N entrées dans le réseau XMAC

(Corner turner memory)

*Technologie:*

réseau XMAC: ASICs spécialisés ou FPGA

FFT / PFB: FPGAs

Interconnexions: FPGAs

*Quantification (XMAC):*

> 8b en sortie des FFT

*Instruments:*

GMRT, EVLA (Filtres puis XF ~FXF), WSRT, ATA

Accès aux bandes spectrales B/N par antenne: oui

# Interféromètres (6)

## corrélateur logiciel

Meilleure précision:

Limite les effets de quantification, d'arrondi et de troncatures dans les calculs, en particulier dans les FFT

Grande flexibilité pour choisir la résolution spectrale, la résolution temporelle, le nombre d'entrées..

Développement et mise au point de type 'développement logiciel' sans modification de matériel

Addition de modes spéciaux facilité (prise en compte d'algorithmes de traitement RFI avant corrélation)

Mais:

Si la puissance de calcul existe facilement, l'accès à des bandes passantes instantanées élevées n'est pas simple ( débit d'entrée, flux de données dans les calculs)

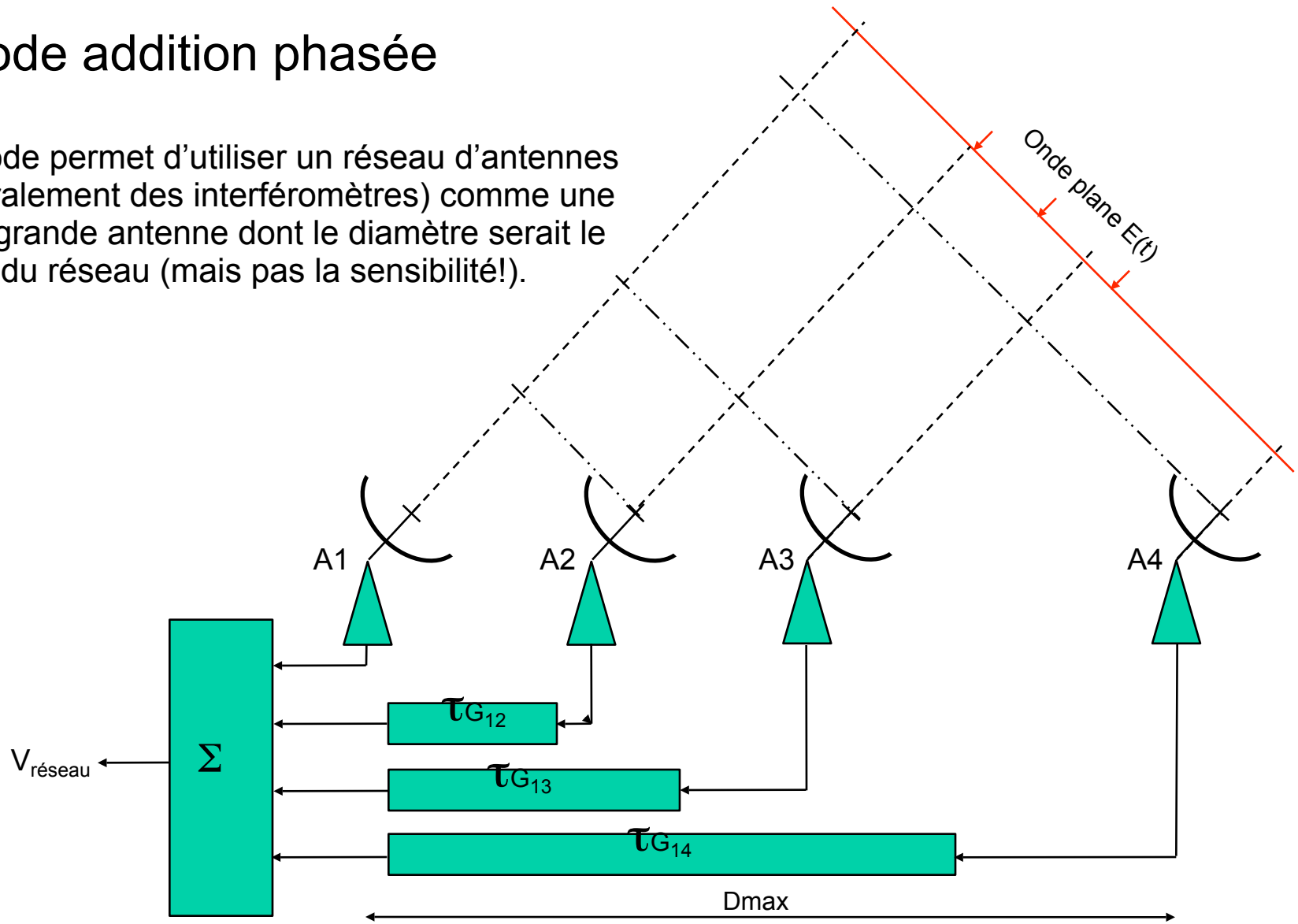
Faible coût?

Beaucoup de petits corrélateur logiciels sont en cours d'essai pour l'évaluation d'algorithmes ou l'apprentissage.

Actuellement seul LOFAR utilise un 'corrélateur' logiciel dans un très grand instrument.

# Mode additionphasée

Ce mode permet d'utiliser un réseau d'antennes (généralement des interféromètres) comme une seule grande antenne dont le diamètre serait le  $D_{\text{max}}$  du réseau (mais pas la sensibilité!).



$N$  antennes  $\Rightarrow N$  retards variables de 0 à  $D_{\text{max}}/c$



# Beamforming

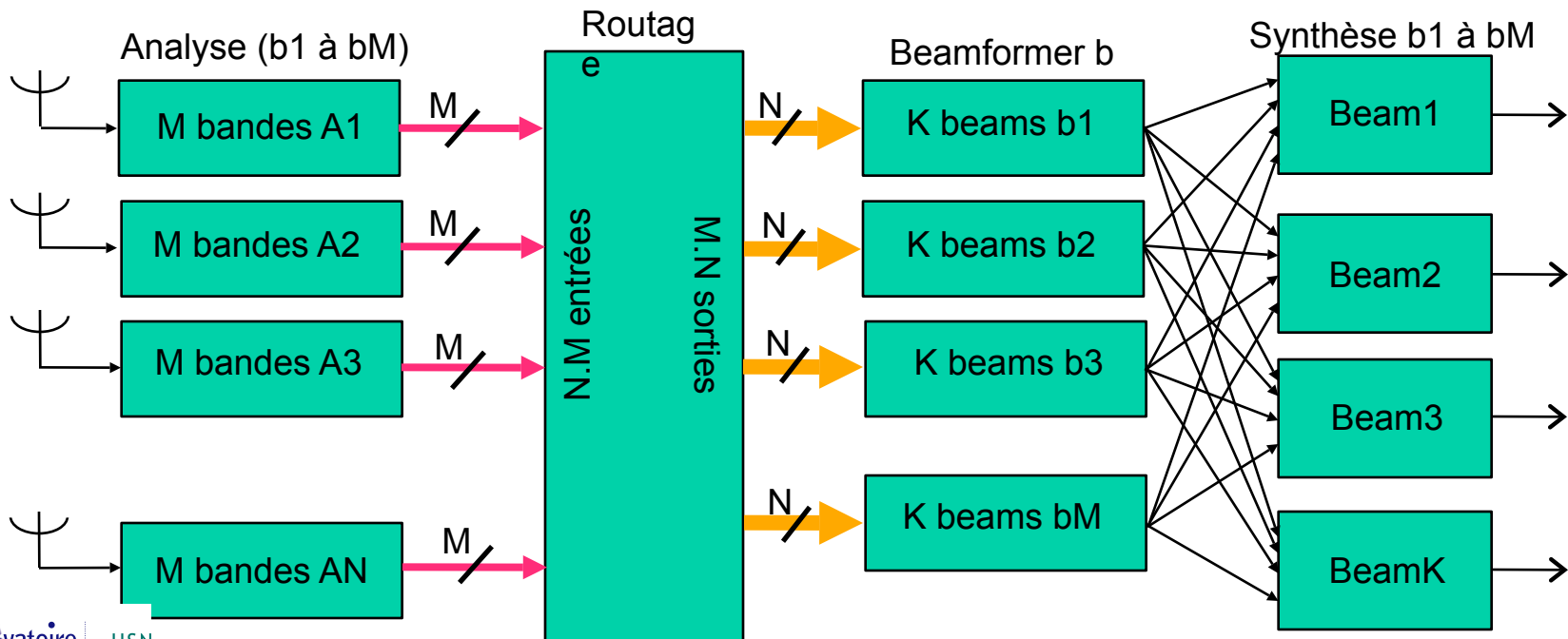
Ce mode permet à partir d'un réseau de  $N$  antennes d'obtenir  $K$  faisceaux (beams) indépendants. Il est équivalent à  $K$  radiotélescopes.

Réalisation: il suffit de diviser le signal de chaque antenne par  $k$  et de dupliquer  $k$  fois le système de retards de la page précédente...

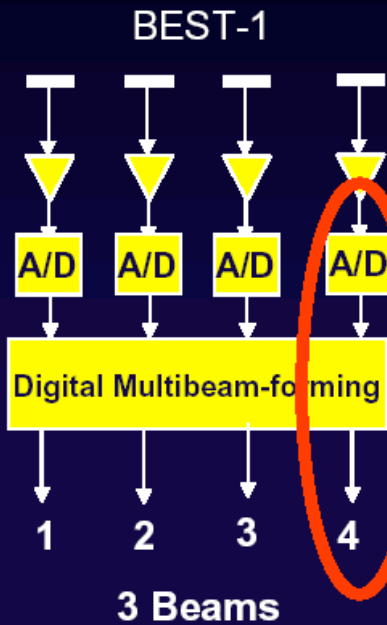
Les retards peuvent être remplacés par des déphaseurs (à la fréquence centrale de la bande reçue).

Si le signal est numérisé en complexe (I et Q), un déphasage est équivalent à une multiplication par un nombre complexe (poids de beamforming).

Un découpage de la bande reçue en  $M$  bandes étroites est nécessaire avant d'appliquer le beamforming par déphasages sur les  $M$  bandes issues des  $N$  antennes.  $K$  filtres de synthèse délivrent  $K$  beams.



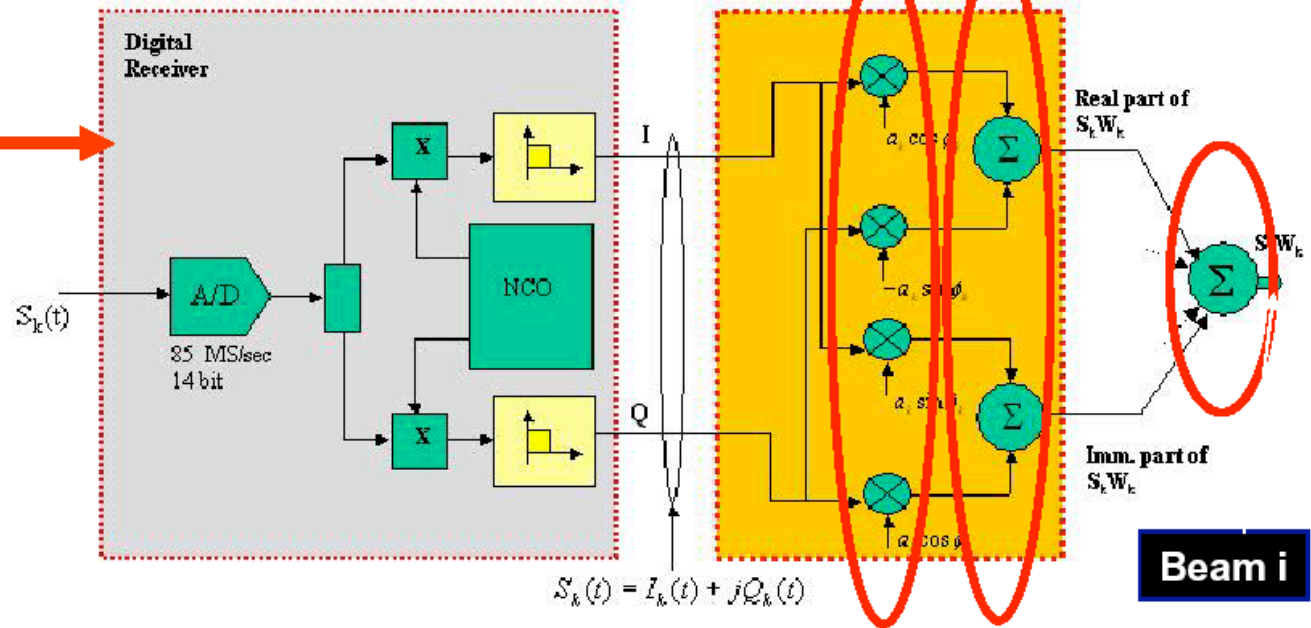
# IMAGING: Direct imaging of the full FOV



$$W_k = a_k e^{j\phi_k} = a_k \cos \phi_k + j a_k \sin \phi_k \quad \leftarrow \text{Weight (Phase and Amplitude)}$$

$$S_k(t) = I_k(t) + jQ_k(t) \quad \leftarrow \text{Complex Signal}$$

$$S_k(t)W_k = a_k [I_k(t) \cos \phi_k - Q_k(t) \sin \phi_k] + j a_k [I_k(t) \sin \phi_k + Q_k(t) \cos \phi_k] \quad \leftarrow \text{Weighted Signal}$$

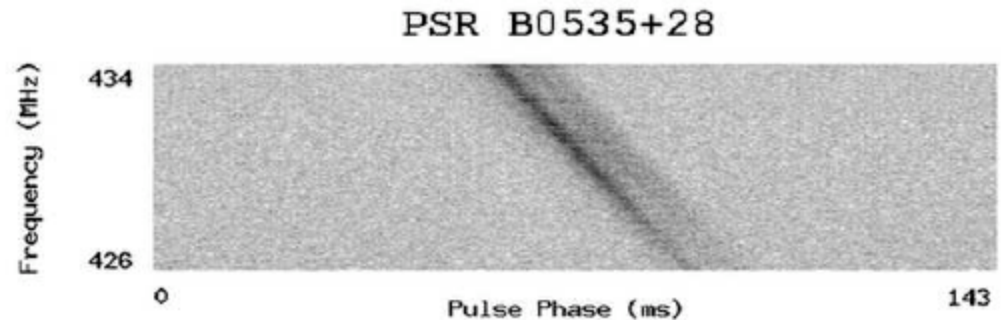


- 4 (Multiplications / sample) / Rx
- 2 (Sum / sample) / Rx
- 2(N<sub>Rx</sub>-1) (Sums / sample) / Rx

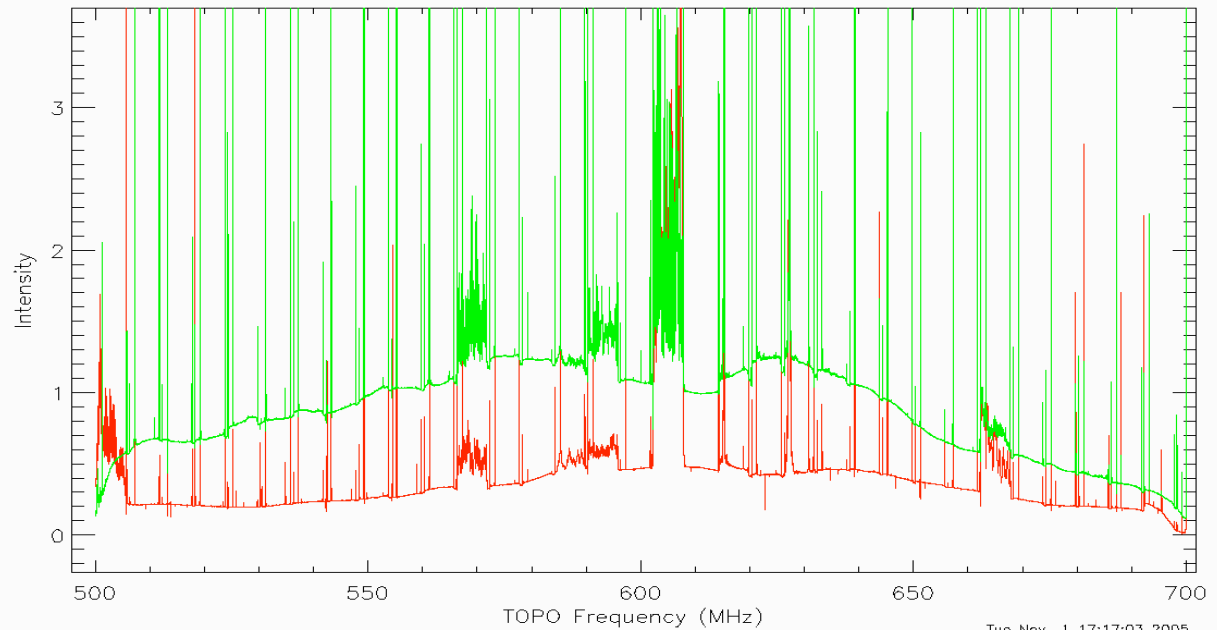
# Dédispersion et timing des pulsars

Dérive rapide de la fréquence en fonction du temps

Traitements spécifiques pour dédisperser et chronométrer les pulses



Scan 196 V : 0.0 RADI-OBS FD : 600.00000 MHz Pol: XX Tsys: Inf  
2005-11-01 Int : 00 00 58.6 Fsky : 599.99390 MHz IF : 0 Tcal: 2.68  
Toney Minter LST : +19 23 54.3 BW : 200.0000 MHz T\_RCO600\_1101 OnOff  
13 31 08.32 +30 30 32.7 3C286 Az: 293.8 El: 19.8 HA: 5.88



## Traitement des RFI

# Exemple: Giant Meter wavelengths Radio Telescope

- Main components :

- FX Correlator
- Pulsar Receiver

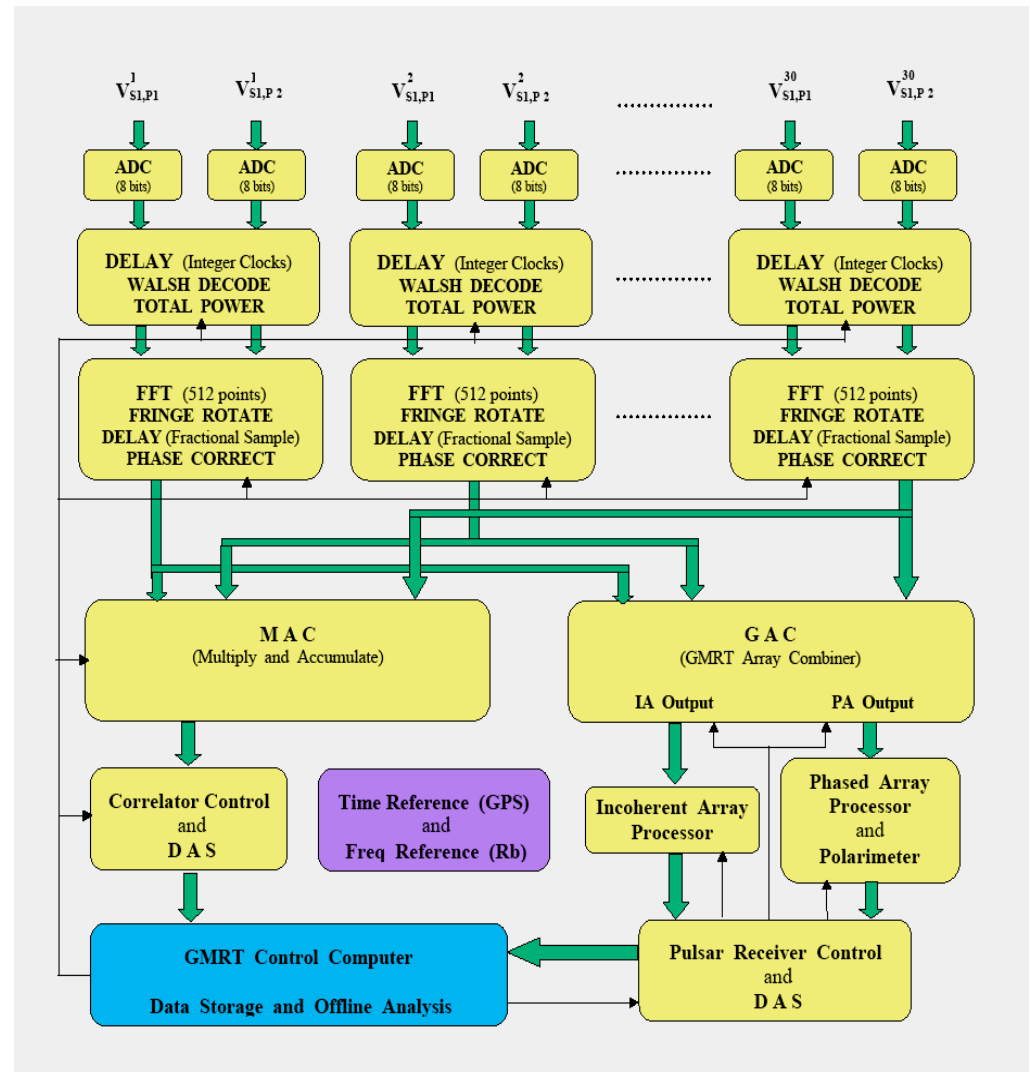
can operate simultaneously

- Common signal processing stages: sampling, delay correction, fringe stopping and FFT

- Input data rate : 1.9 Gsamples/s

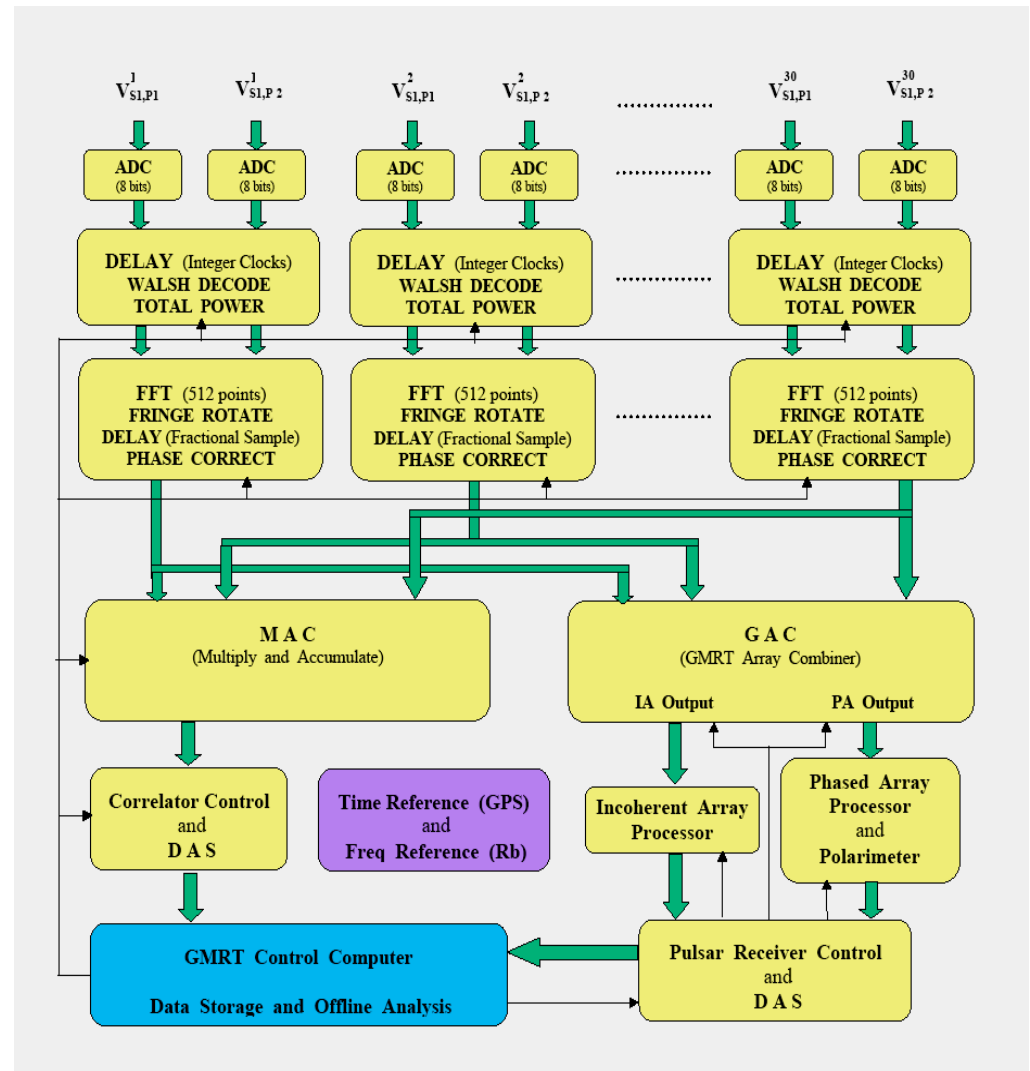
- 8 bit sampling but input to FFT stage is 4 bits

- Integer delay correction to +/- 16 ns sample and fractional sample delay correction to 2 ns using phase gradients across the FFT



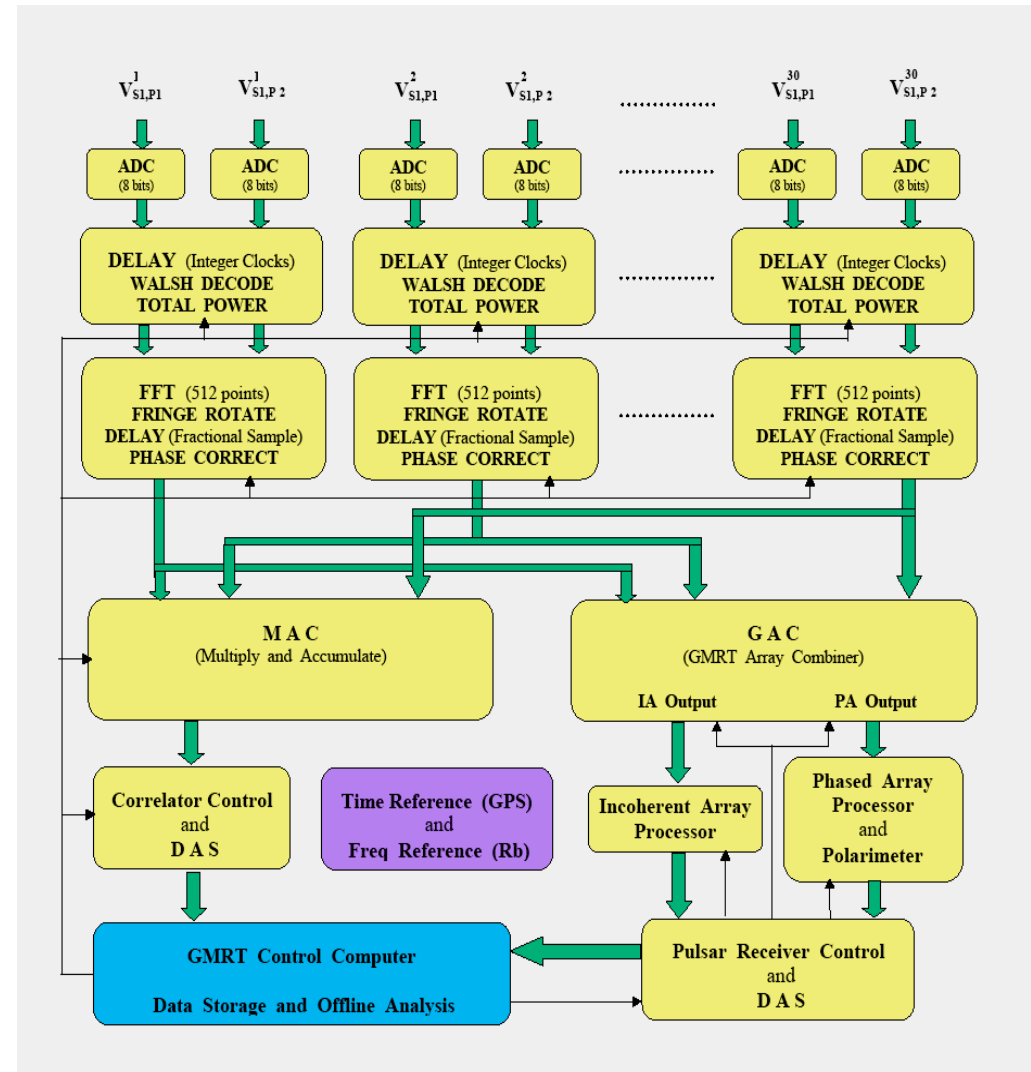
# Exemple: Giant Meter wavelenghts Radio Telescope

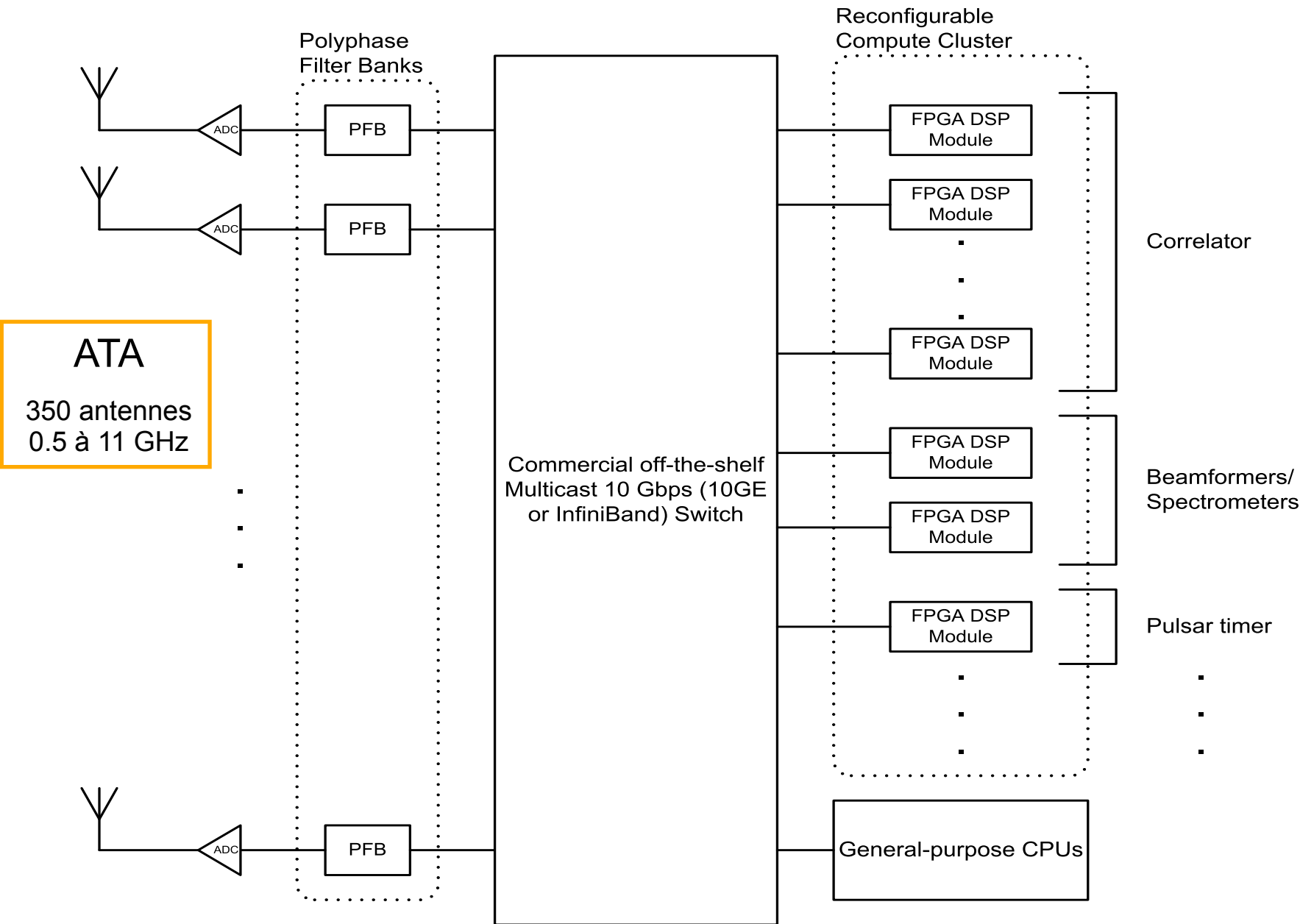
- Input data rate : 1.9 Gsamples/s
- Output visibilities at 128 ms rate
- 256 spectral channels across 32 MHz BW for total intensity mode; full polar mode at half the BW
- Supports sub-array mode of GMRT with different sources / frequencies for each sub-array
- Total compute power : ~ 100 GCops
- Uses mostly ASICs + some FPGAs

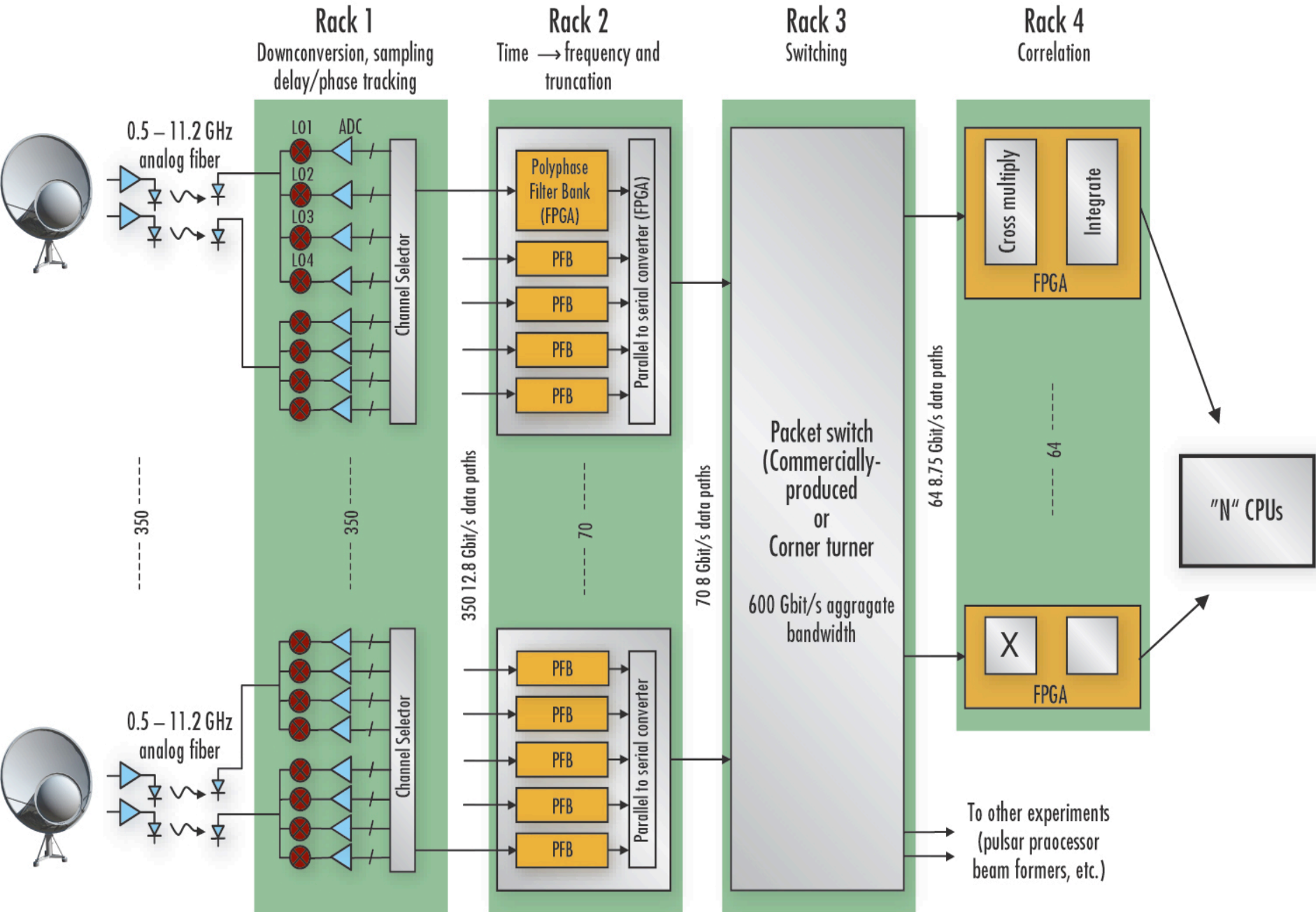


# Exemple: Giant Meter wavelenghts Radio Telescope

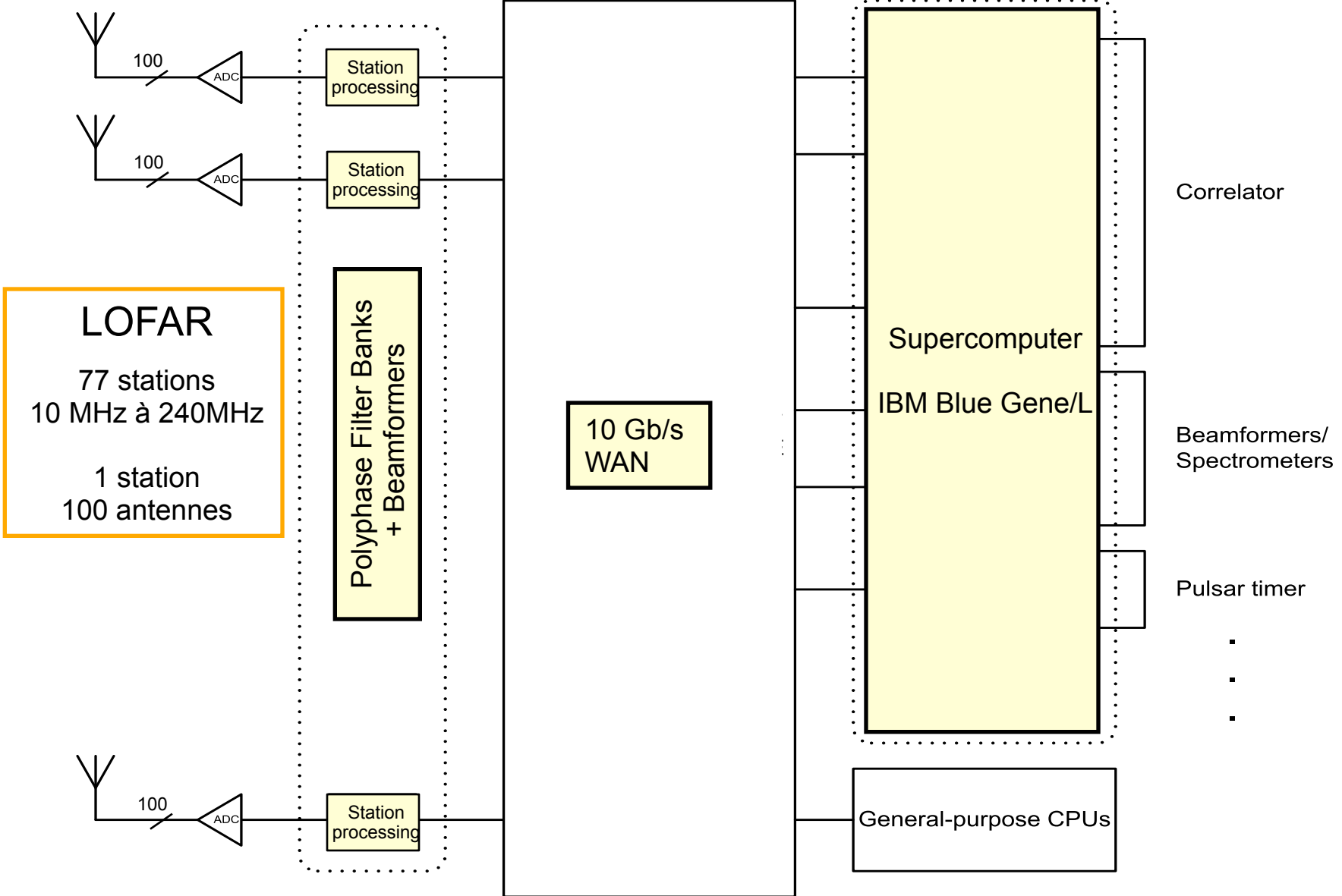
- Delay and phase corrected data from the FFT outputs is given to the GMRT Array Combiner (GAC)
- The GAC allows any user selected set of antenna signals to be added to get the array output
- Supports 2 modes (simultaneous operation) :
  - incoherent array -- power sum
  - phased array -- voltage sum
- Can do simultaneous multi-frequency observations with a single pulsar receiver -- trade-off BW for different sub-arrays
- Pulsar Receiver uses more of DSPs (flexible signal processing)
- Significant amount of real-time processing on general purpose computer network : shared memories, socket communications etc.











*Pour en savoir plus:* <http://www.radionet-eu.org>

Engineering forum meetings [Reinhard Keller Max-Planck-Institut für Radioastronomie](#)

***History and Proceedings of past meetings:***

[WorkshopOnDigitalBackends](#) at the MPIfR in Bonn on September 6, 2004

[NewTrendsInReceiverDevelopments](#) at the IRA in Medicina on Monday, May 30, 2005

[CryogenicLowNoiseComponents](#) in Onsala on Monday, June 19, 2006

[NextGenerationCorrelator](#) in Groningen on Tuesday, June 27, until Thursday, June 29, 2006

[Instrumentation for Measuring Atmospheric Water Vapour](#) in Wettzell on Monday, October 9 until Wednesday, October 11, 2006 (with ALMA Forum and Software Forum)

[DigitalReceivers](#) at the IRA in Bologna on Monday, April 23, 2007

Future workshops:

-Summer 2007: "Receiver Developments II", Location to be defined.

-Fall 2007: "Digital Backends II", Bonn.

And maybe there will be a special workshop on "Antennas" at the new Yebes Telescope in Fall this year.