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)

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

Source typiquement détectée au RT Nançay : 10 mJy

Avec Ae = 4500 m², ceci correspond à Ps = $4{,}5.10^{-25}$ W/Hz

Rappel sur le signal (2)

Le bruit de fond du récepteur est $Pb = k.(Ta + Tr)$

avec k (constante de Boltzmann) = $1{,}38.10^{-23}$ J/K
Ta température d'antenne
Tr température de bruit du récepteur

$Ta + Tr = 30$ K $\Rightarrow$ $Pb = 4{,}1.10^{-22}$ W/Hz

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

$\Rightarrow$ récepteur de radioastronomie nécessite

- une très grande <u>sensibilité</u>
- une très grande <u>stabilité</u>

Dans le futur la sensibilité visée par SKA : 1 µJy

Rappel sur le signal

(3) Observations du soleil :

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

$$\frac{Ps\,\max}{Ps\,\min} > 10^5$$

Interférences :

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

$$Pi = \frac{P}{4\pi r^2 B}$$

Pi = $1{,}6.10^{-12}$ $Wm^{-2}Hz^{-1}$

Les interférences sont supposées entrer dans lobes secondaires à 0 dBi soit environ 0,02 m² à λ = 21 cm.

Pi = $3{,}2.10^{-14}$ WHz^{-1}

$$\frac{Pi}{Pb} \approx 10^8$$

$\Rightarrow$ récepteur de radioastronomie nécessite

- une très grande <u>dynamique</u>

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 Ω) et le circuit électrique (souvent 75 Ω ou 50 Ω pour les câbles coaxiaux)

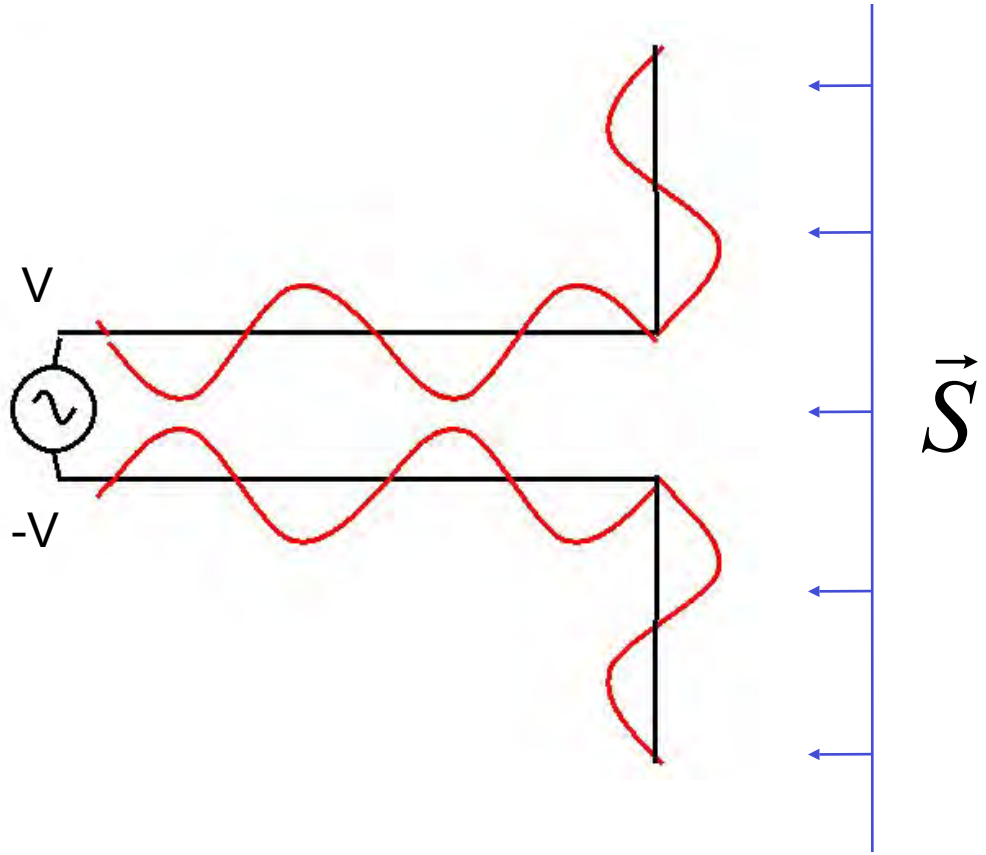
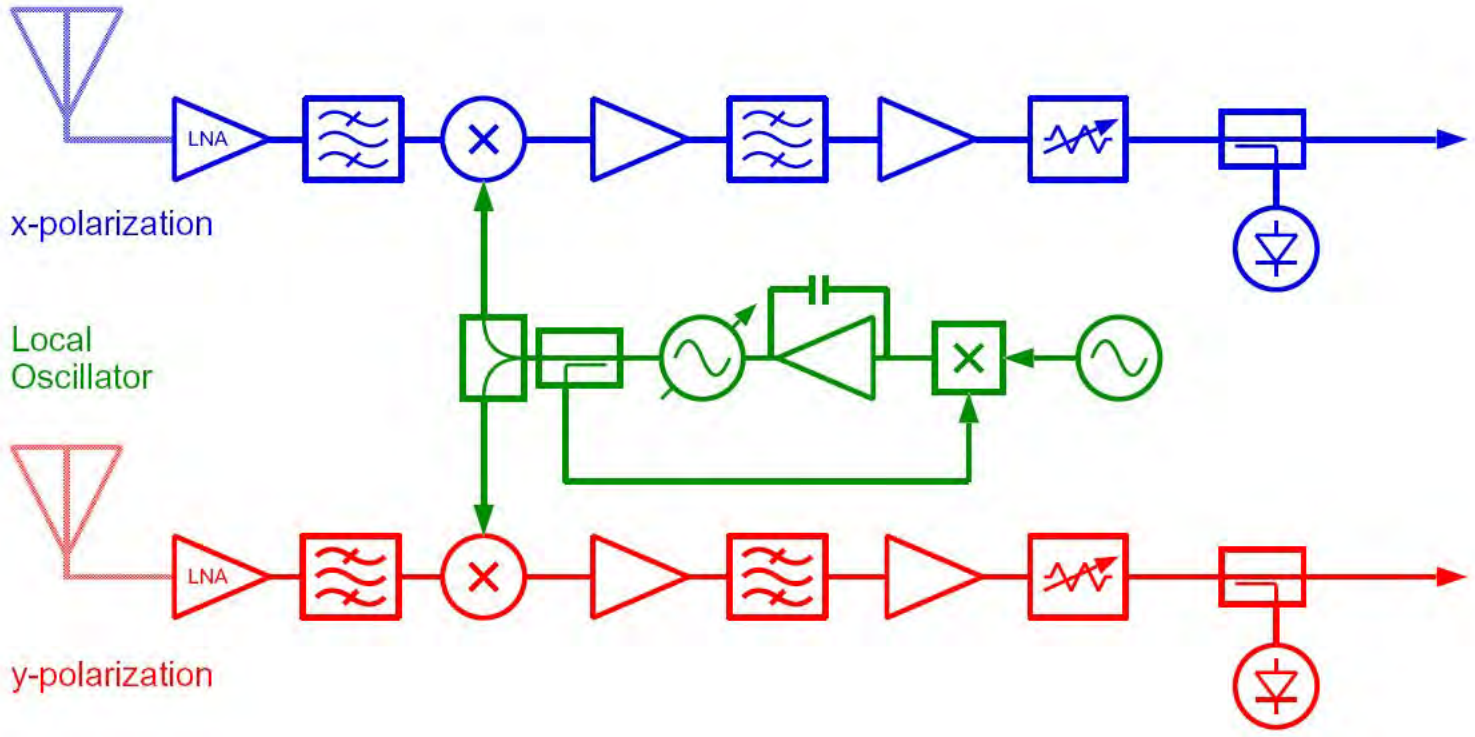


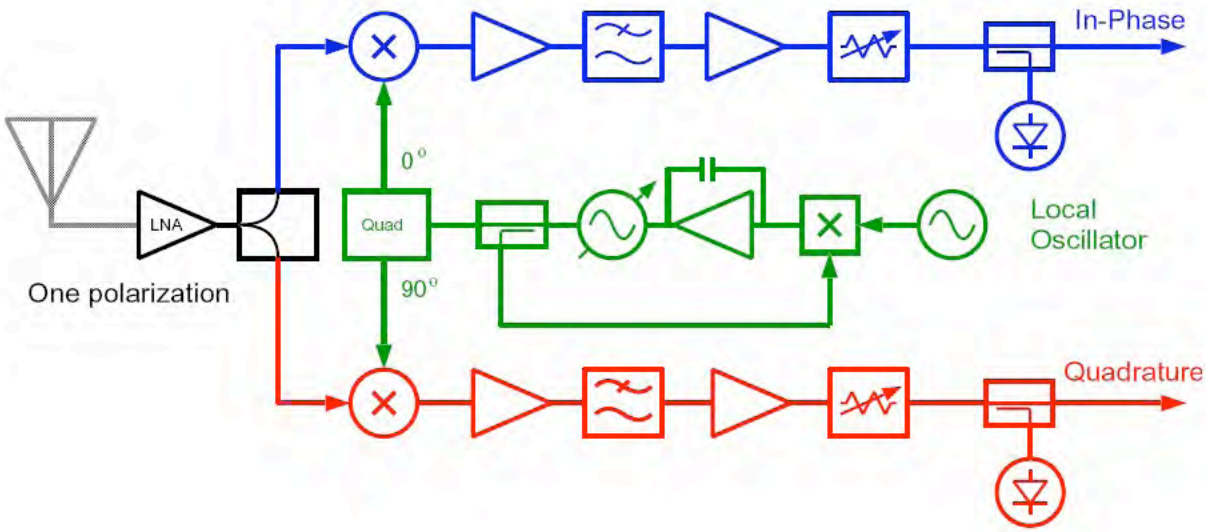
Schéma traditionnel

Récepteur super hétérodyne à un ou plusieurs changements de fréquence



Récepteur à conversion directe

Une alternative au superhétérodyne



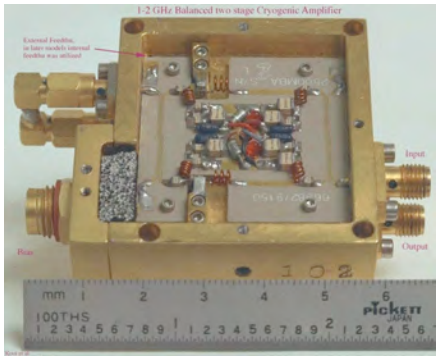
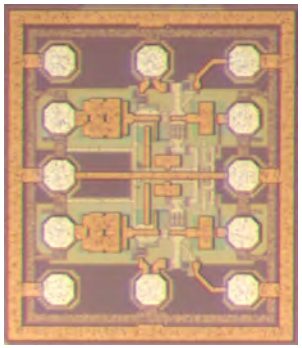
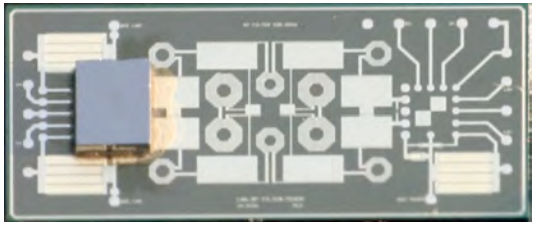
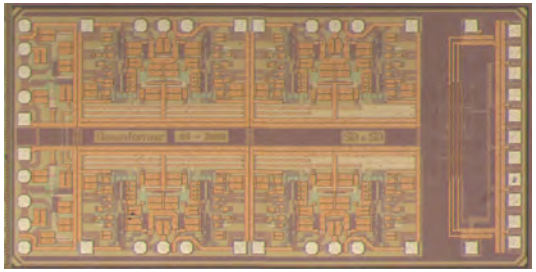
- Ne nécessite pas de FI, donc moins de composants et prix réduit
- Ne nécessite que des filtres passe-bas (pas de filtres passe-bande)
- Architecture adaptée pour réaliser un récepteur sur chip
- Réjection de bande latérale effectuée en numérique (DSP)
- Grande sélectivité

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 mm²)
Filtre		 Filter photograph (5,2×2,3 mm²)
Spécifique : Beamformer RF		 BFC photograph (2,79×1,39 mm²)

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

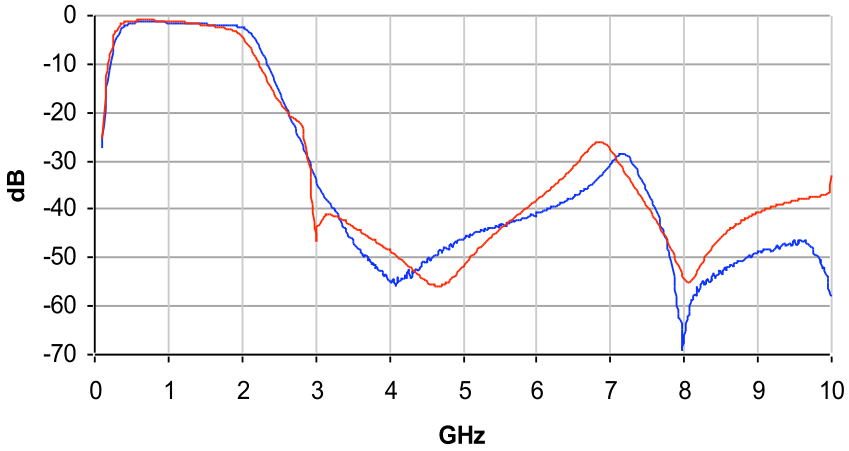
Bande passante instantanée

- 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 qques 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 Γ :
  mesure l'écart entre l 'impédance du circuit et l'impédance caractéristique Zo

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

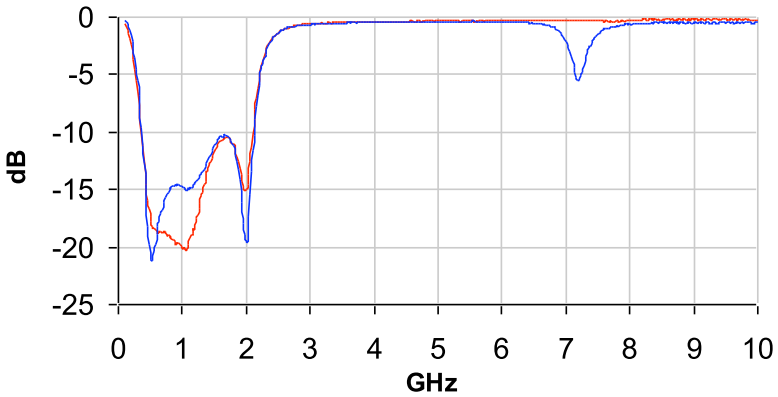
- Puissance réfléchie : $|\Gamma|^2 P_{in}$

- 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 Tsys est la somme du bruit d'antenne Ta et du bruit du récepteur Tr.

$$Tsys = Ta + Tr$$

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

$$Pb = k.Tsys.B$$

Tsys (en K) conditionne la sensibilité du récepteur

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

Le facteur de bruit F est relié à Tr par :

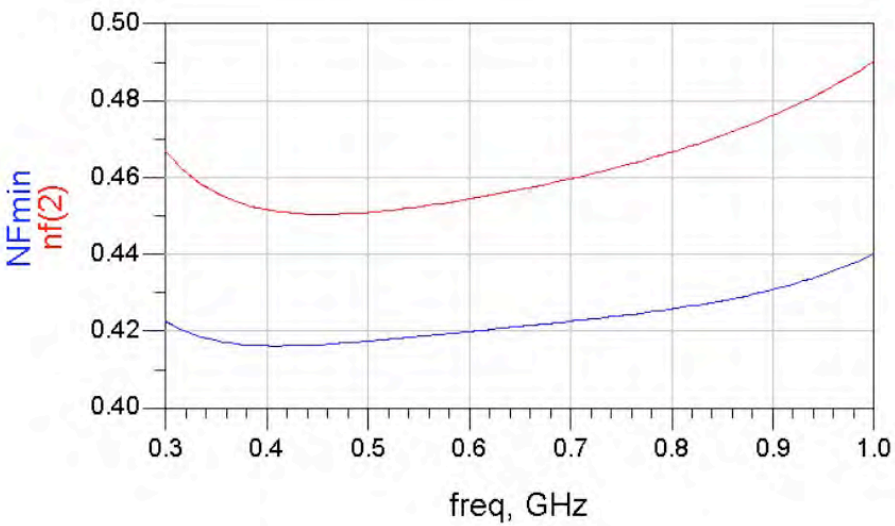
$$F = 10\log\left(\frac{Tr}{To} + 1\right) \quad \text{(en dB)}$$

par convention : To = 290 K

Tr = 290 K F = 3 dB
Tr = 75 K F = 1 dB
Tr = 50 K F = 0,7 dB
Tr = 7 K F = 0,1 dB

L'état de l'art (cryo) est Tr ≈ 1 à 2 K / GHz

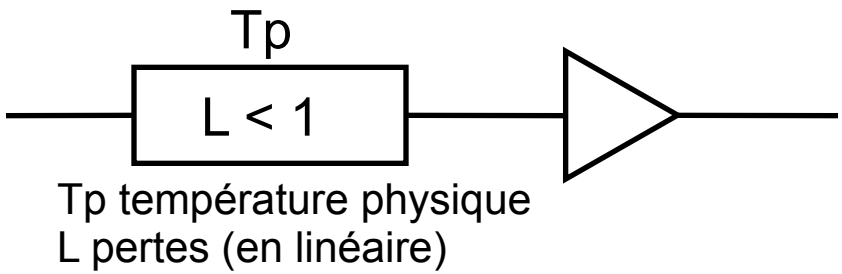
Sensibilité de SKA : 20 000 m²/K
Spécification : Tsys = 50 K
Si on peut baisser Tsys à 45 K, on obtient la même sensibilité pour 900 000 m² au lieu de 10^6 m²
⇒ baisse de coût !!



NF d'un LNA intégré pour SKA

Effet des pertes

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



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

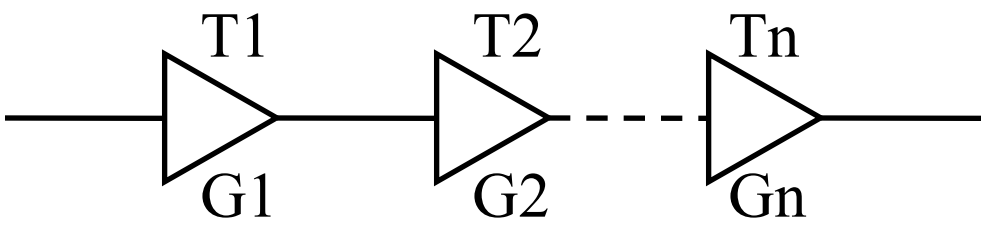
Si Tp = To (290 K) $$F = -10\log(L)$$

0,1 dB de pertes (L = 0,975) à Tp = 290 K $\Rightarrow$ F augmente de 0,1 dB
Tr augmente de 7 K

Si on refroidit à Tp < 290 K :

- on réduit l'effet des pertes ($7K.\frac{Tp}{To}$ 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 Gi et de température de bruit Ti

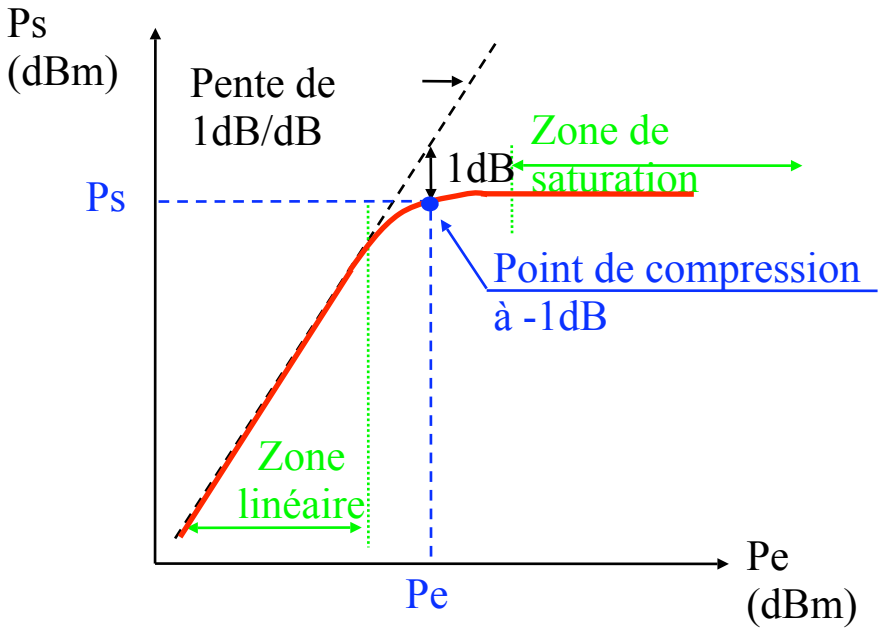
$$Tr = T1 + \frac{T2}{G1} + \frac{T3}{G1G2} + \ldots \frac{Tn}{\prod_{i=1}^{i=n-1} Gi}$$

Dans un récepteur bien conçu les gains sont suffisamment élevés pour que T1 soit le facteur prépondérant pour déterminer Tr.

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

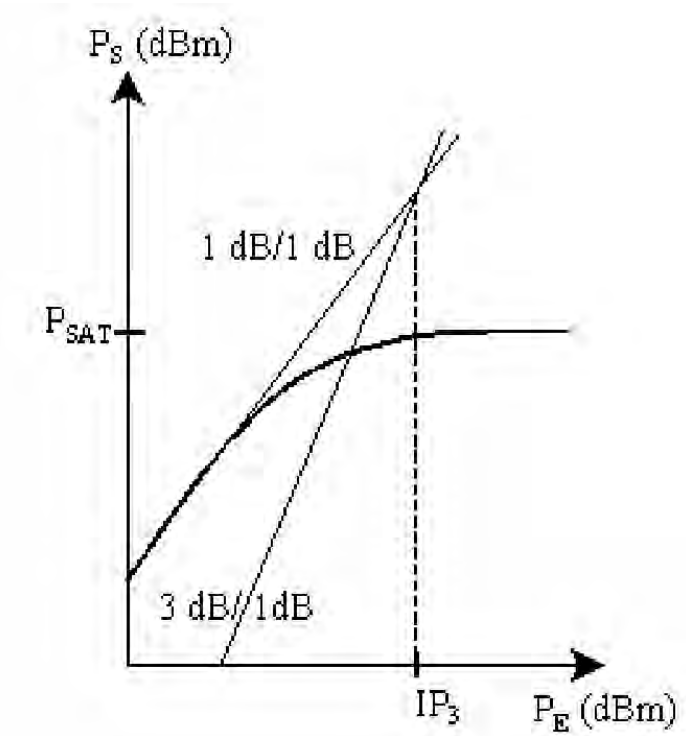
Linéarité

- 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

- IPn 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 a l'entrée (IIPn) ou à la sortie (OIPn)

- On considère surtout IP2 et IP3
- Un circuit différentiel permet d'avoir de très grands IP2

- Dans le cas général on a : $OIP3 \approx P_{-1dB} + 10dB$

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 Tsys = 50 K

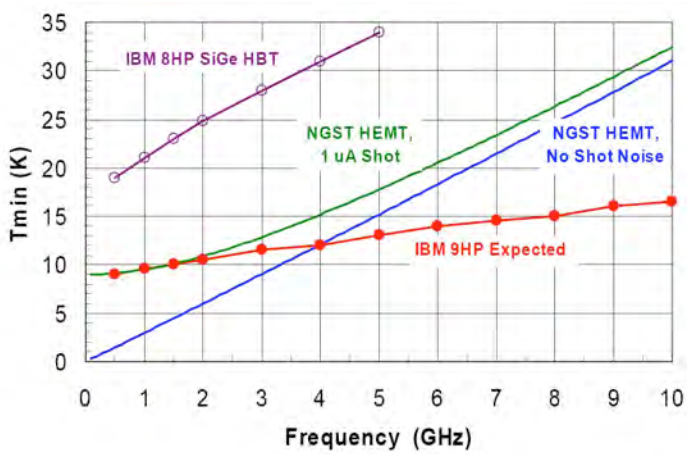
$$dynamique = \frac{P_{-1dB}}{kTsysBG}$$

dynamique = 75 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 ≈ 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)

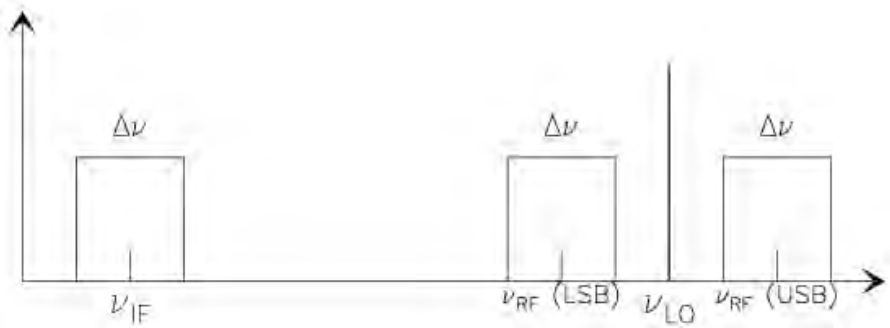
Composants : Mélangeur (1)

Elément non linéaire donnant une fréquence de sortie

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

Si m,n = +/- 1

- en gardant $F_{IF} = F_{RF} + F_{OL}$ le récepteur est dit supradyne
- 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 infradyne



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 < F1
- passe haut (HP : high pass) : coupe F > F2
- passe bande (BP : band pass) : coupe F < F1 et F > F2
- coupe bande : coupe F1 < F < F2

F1 et F2 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 Tsys
0,5 dB de pertes à l'ambiante augmentent Tsys de 35K !!!
SAUF si supraconducteur en cryogénie.

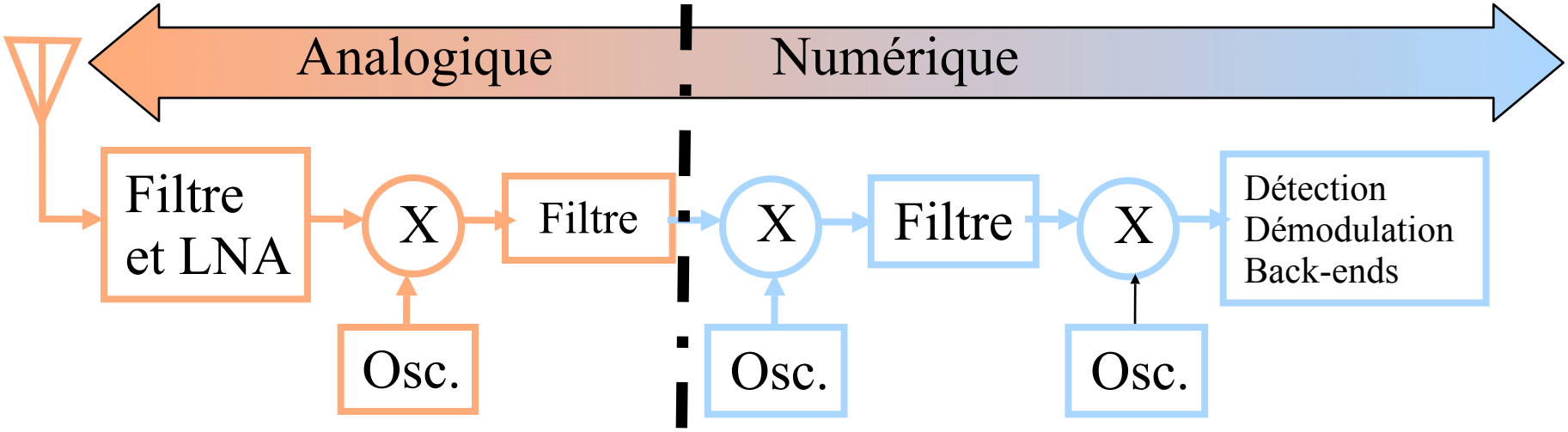
Composants : L'oscillateur local (OL) (LO : local oscillator)

- 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) : qques 10^{-11}
    - Césium (Cs) : qques 10^{-12}
  - masers à hydrogène : qques 10^{-14}

Récepteurs numériques



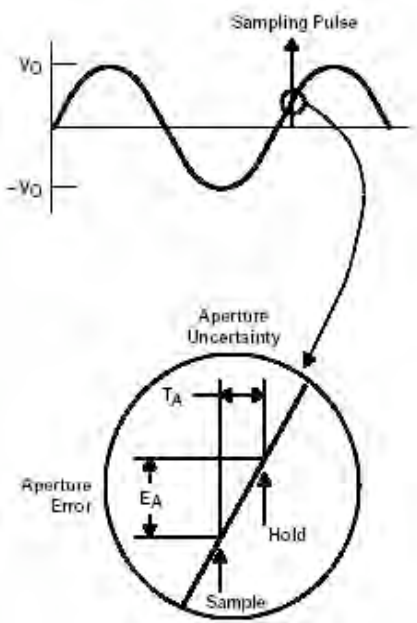
- hardware => software
- reconfigurabilité

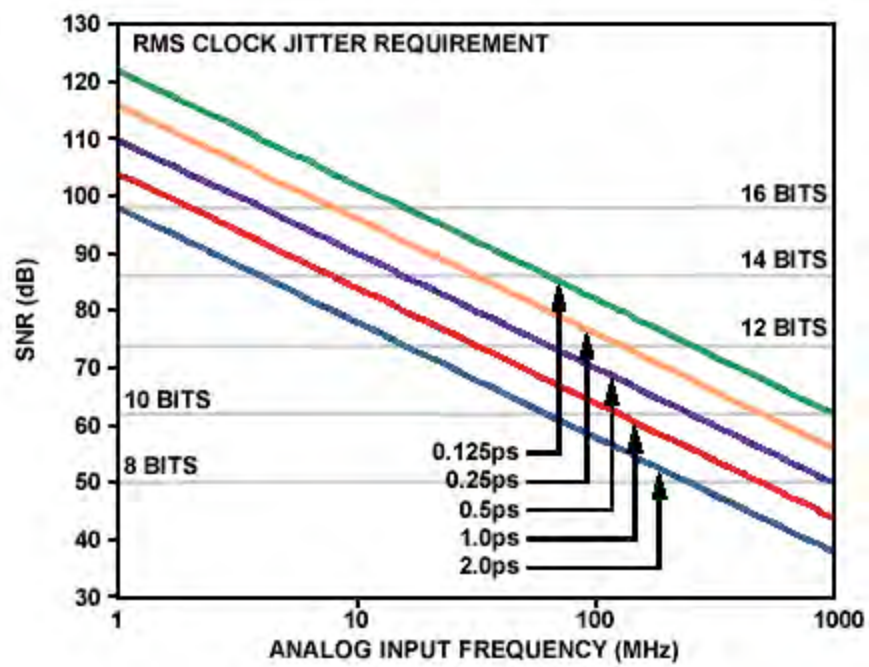
Le convertisseur analogique numérique

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

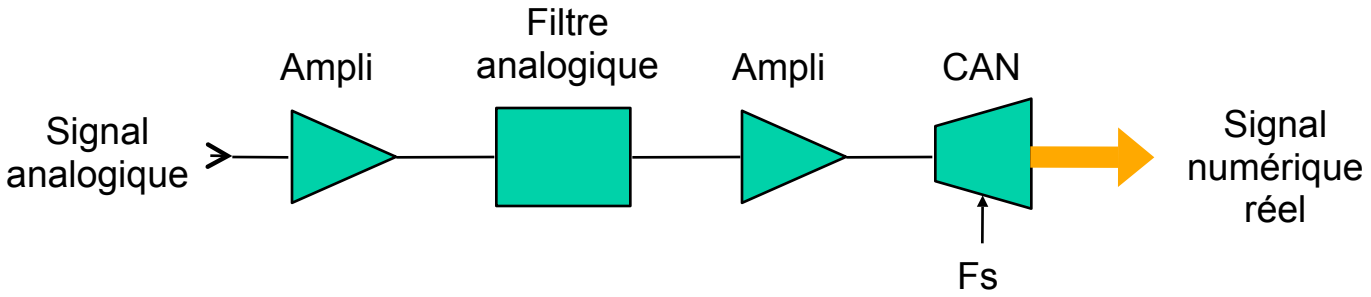
signal → CAN → signal + **bruits** et duplications du spectre

- bruit de quantification $SNR_{dB} \approx 6$ x nombre de bits => dynamique
- bruit dû au jitter
- autres bruits + non-linéarités





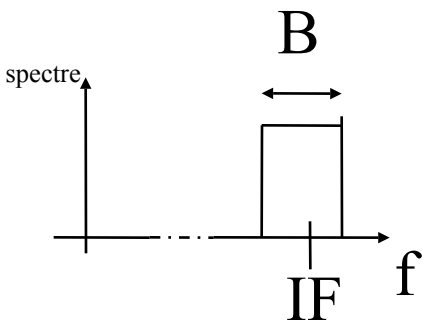
Mélangeur numérique (1)



Echantillonnage classique:

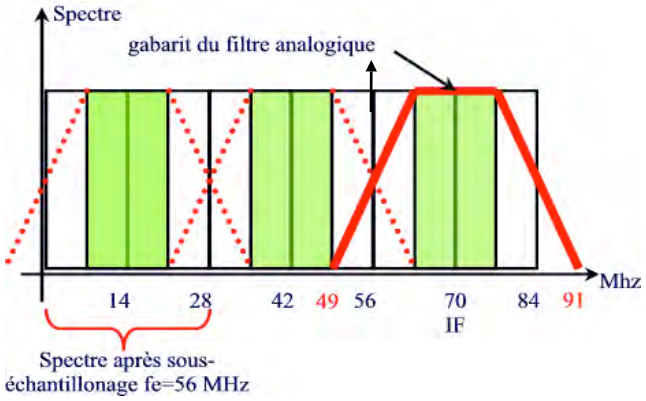
Ex : IF= 70 MHz et B=14 Mhz

=> Fs= 144 Mhz minimum

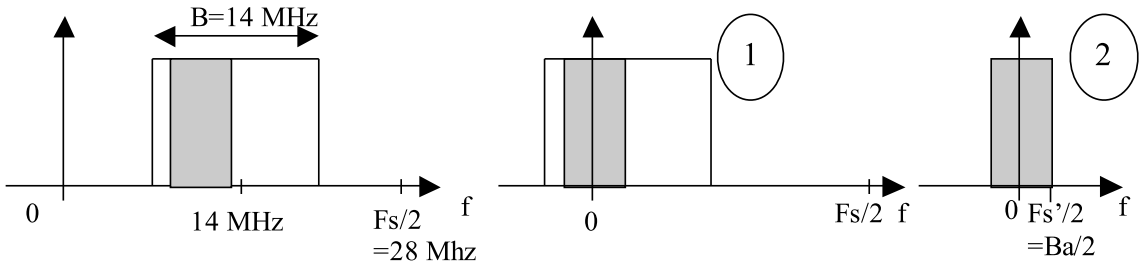


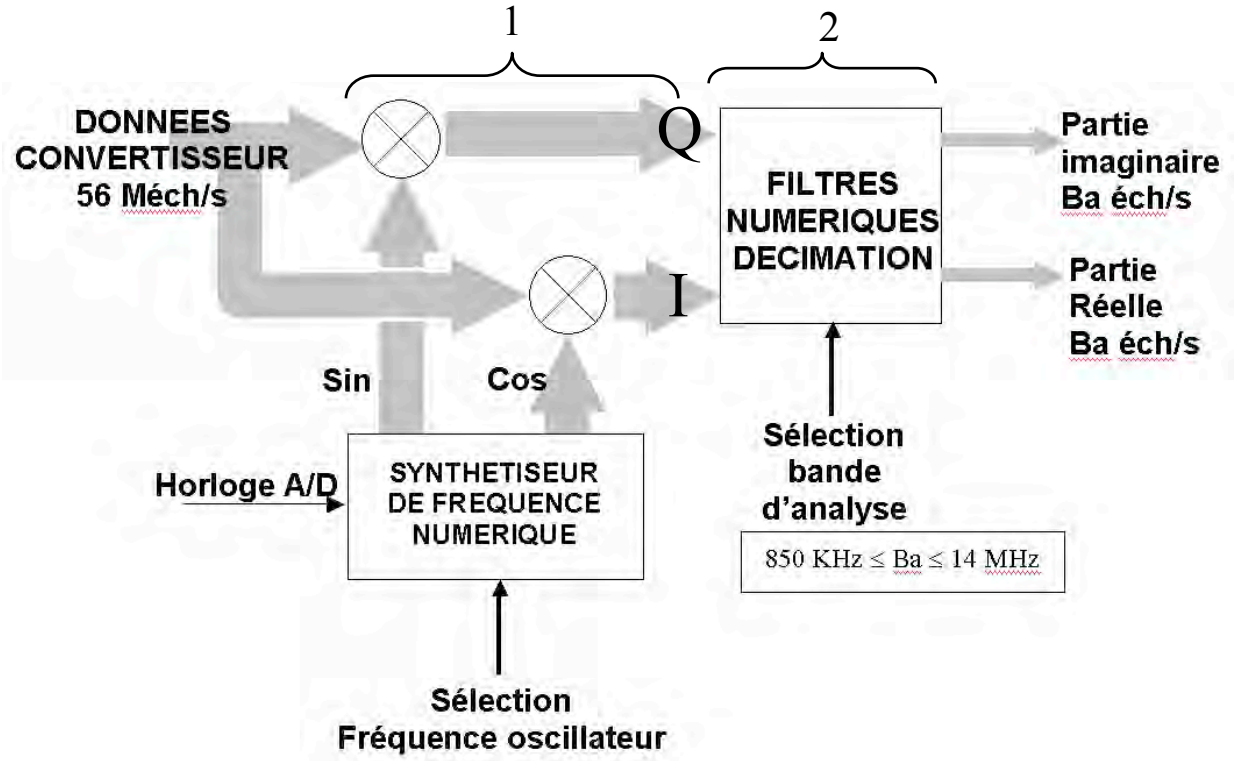
Sous - échantillonnage: Fs = 56 MHz

- 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: *interféromètrie 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

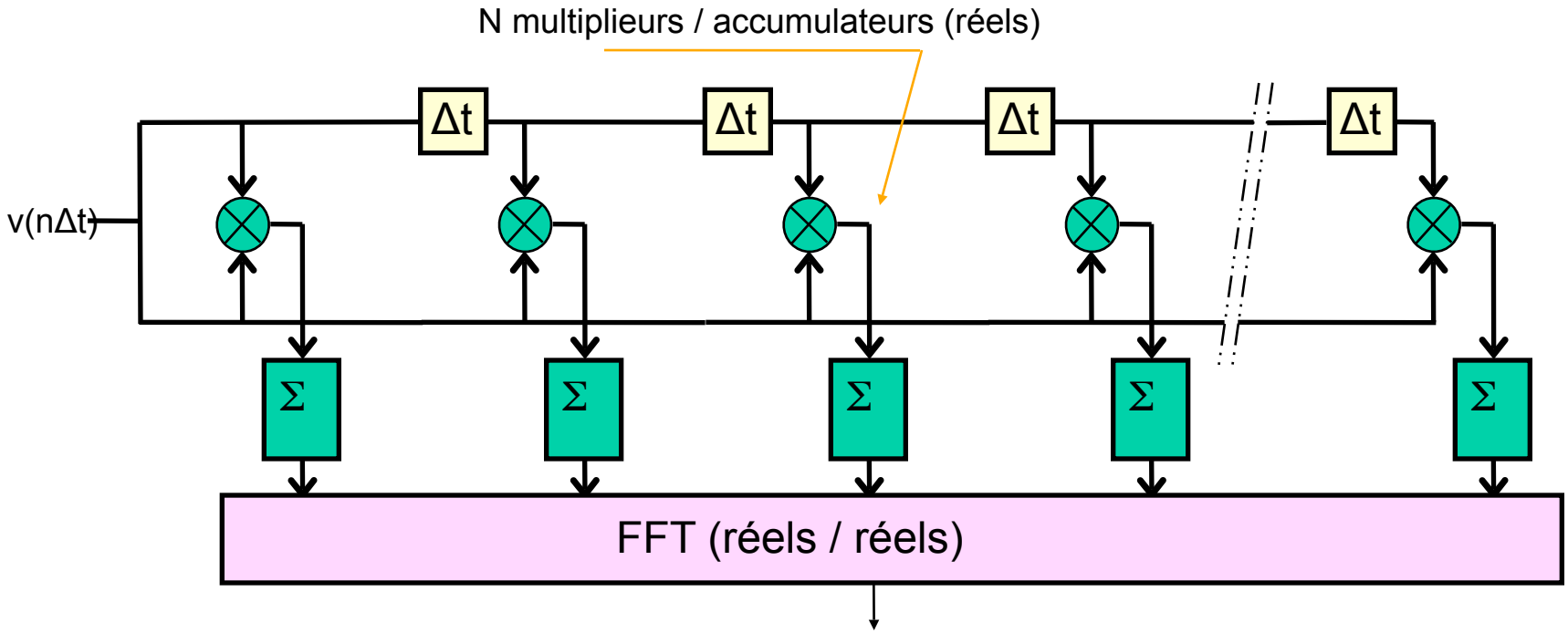
- Bancs de filtres
- TF de la fonction d'autocorrélation (Wiener-Khintchine)
- Périodogramme modifié (estimateur de Welch)
- Filtres polyphase

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 (~ms à ~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: $\Delta Fc = 1/2N\Delta t$

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

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:

$2N\,\Delta t\,(\sin(2\pi fN\Delta t))/2\pi fN\Delta t \quad \sim \mathrm{sinc}(x)$

Bartlett:

$N\,\Delta t\,((\sin(\pi fN\Delta t))/\pi fN\Delta t)^2 \quad \sim \mathrm{sinc}^2(x/2)$

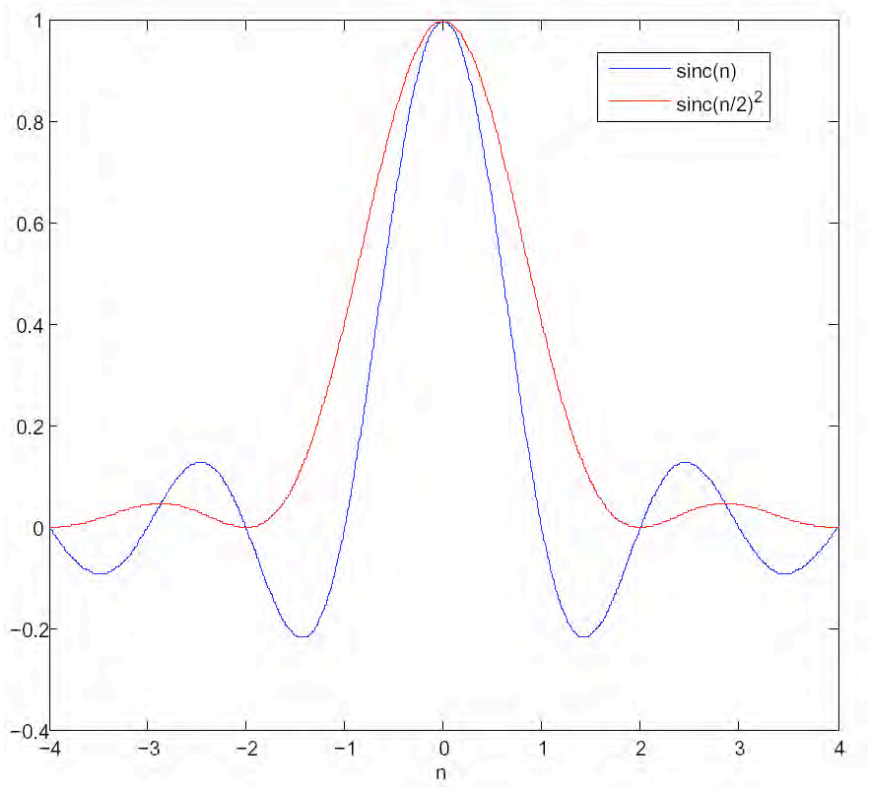
Welch:

$(1/(\pi f)^2\,N\,\Delta t\,)(\sin(2\pi fN\Delta t)/2\pi fN\Delta t) - \cos(2\pi fN\Delta t)$

$\sim \mathrm{sinc}(x) - \cos(x)$

Parzen:

$\frac{3}{4}(N\,\Delta t\,)(\sin(\pi fN\Delta t/2))/\pi fN\Delta t/2\,)^4 \sim \mathrm{sinc}^4(x/4)$

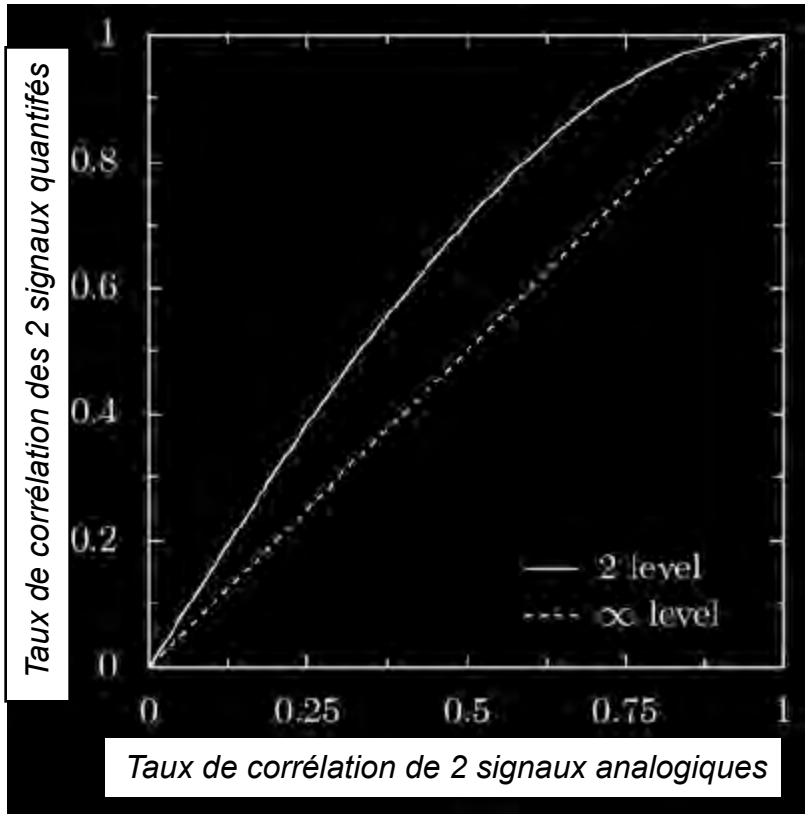


Spectromètres à autocorrélateur (3)

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 Vseuil/σ)

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

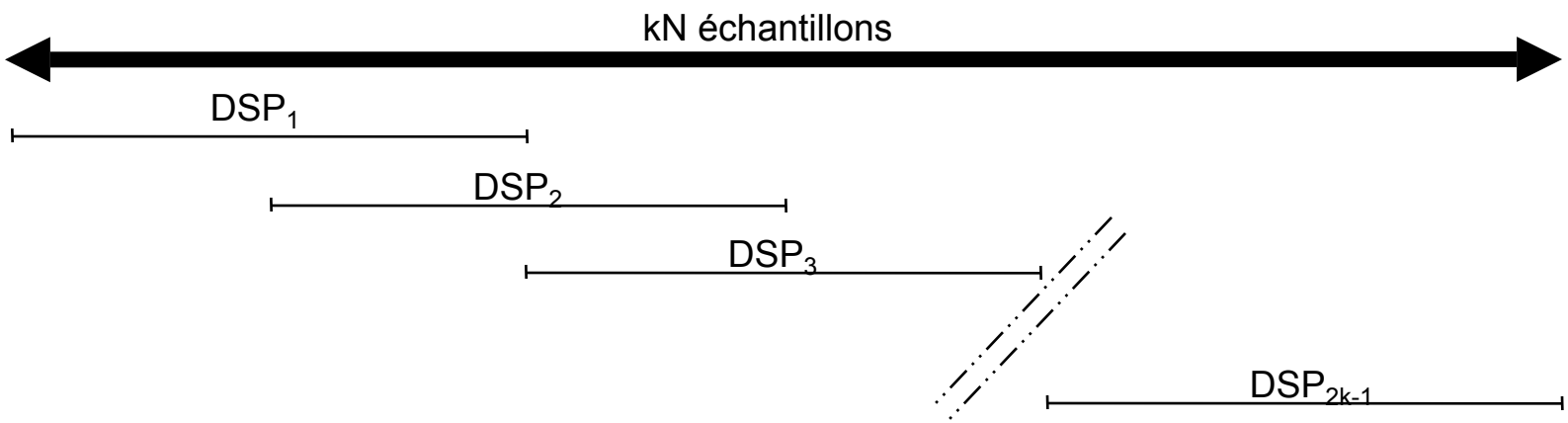
Spectromètre à TF directe (1)

Calcul de la DSP par périodogramme modifié

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

$DSP = 1/NT_e|T_e\Sigma x_k e^{(-j2\pi fkTe)}|^2$ pour k = 0 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 ½ sur la suite d'échantillons, chaque tranche est affectée d'une fenêtre de pondération W:

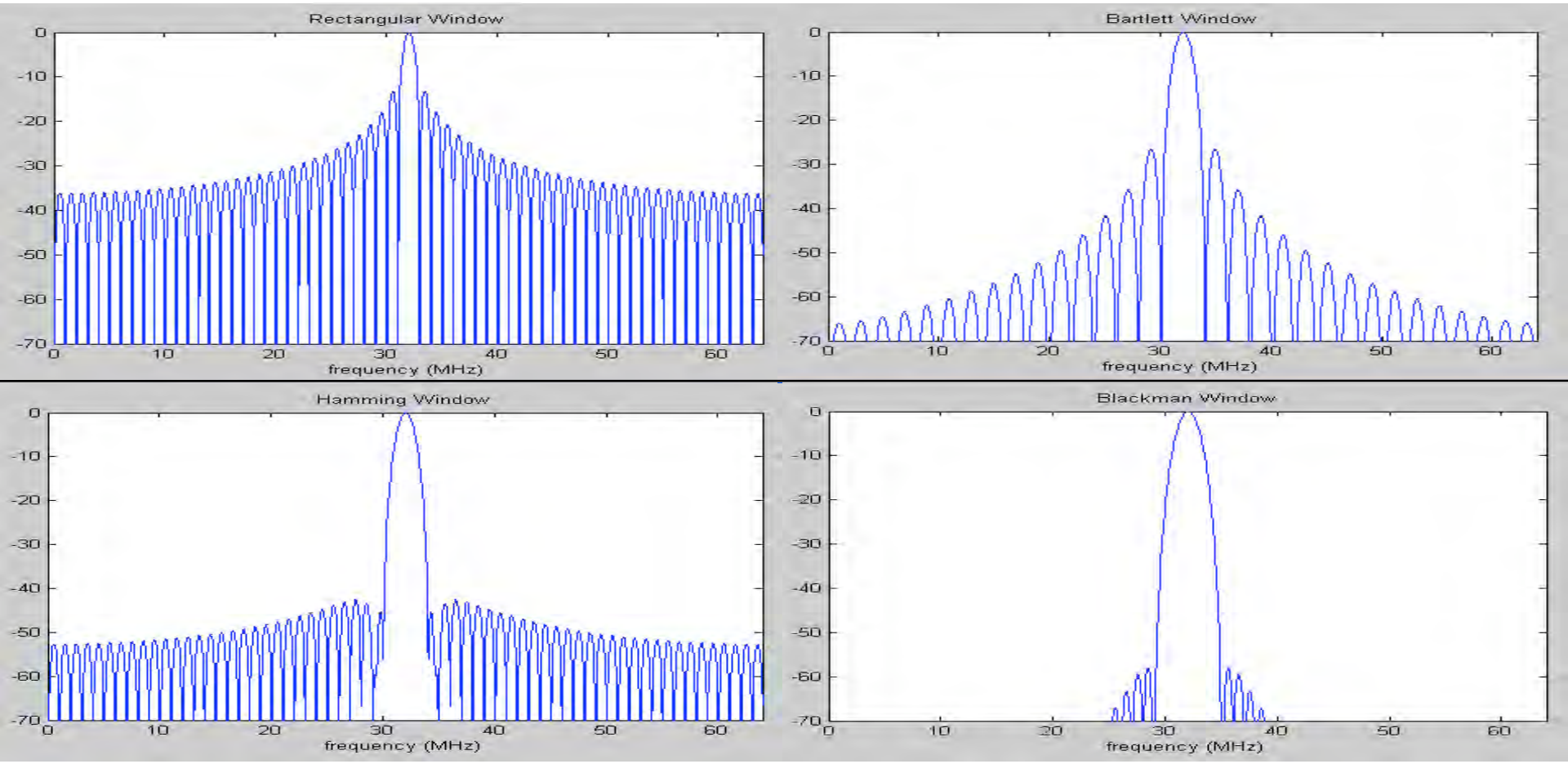


$DSP_i = 1/NT_e|T_e\Sigma w_k.x_k.e(-j2\pi fkT_e)|^2$ pour k = 0 à k = N-1

$DSP = 1/(2k-1)(Norm)\ \Sigma\ DSPi$ pour i = 0 à 2k-1, avec $Norm = Te/N\ \Sigma\ w_m^2$ pour m = 0 à N-1

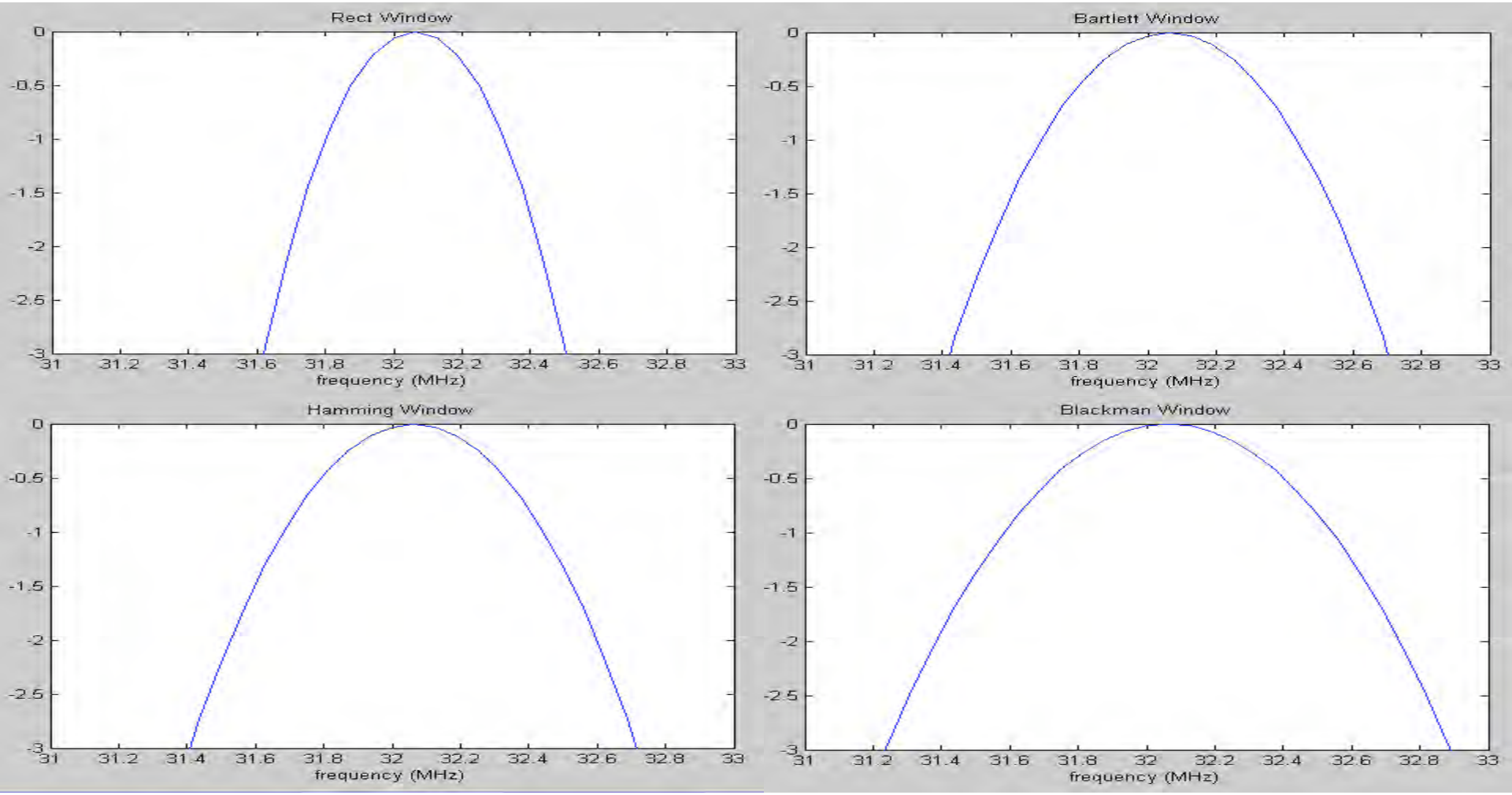
Spectromètre à TF directe (2)

N nombre de canaux => espacement fréquentiel entre canaux: $\Delta Fc = 1 / (2\Delta t.N)$
La réponse spectrale est celle d'une FFT², 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)

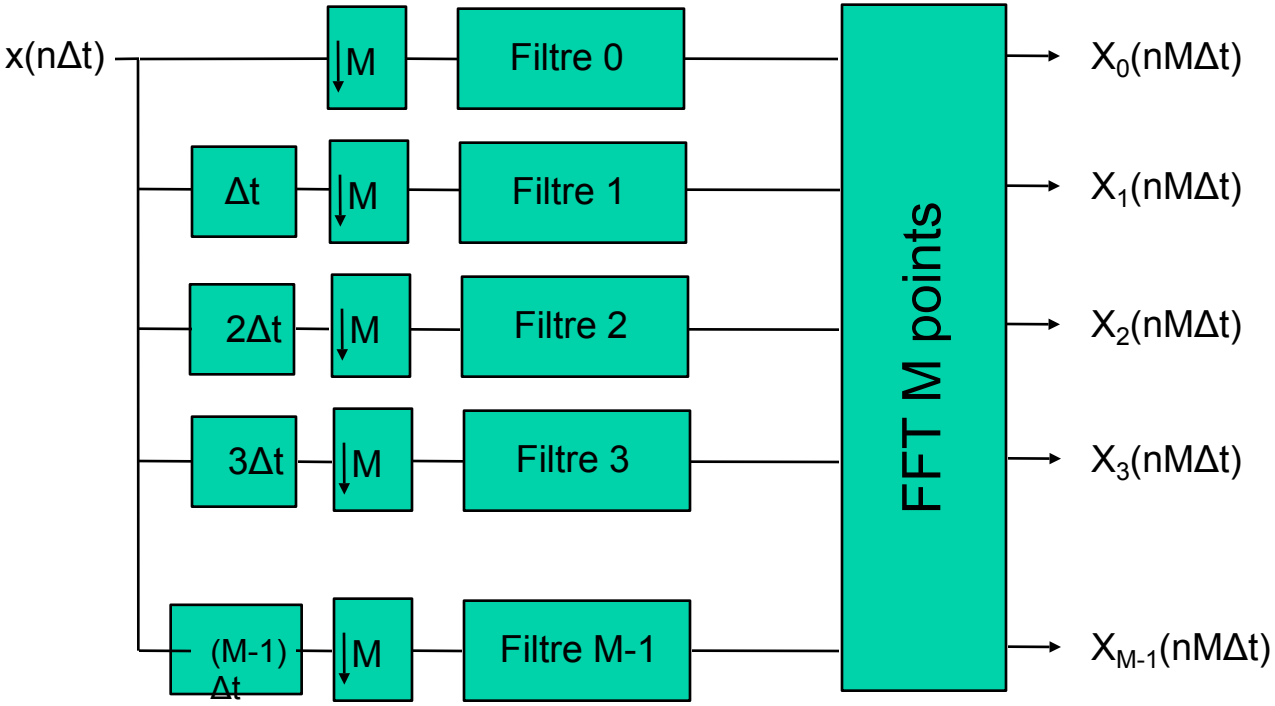
Largeur du lobe à mi puissance pour quelques fenêtres usuelles:



Spectromètre à filtres polyphase (1)

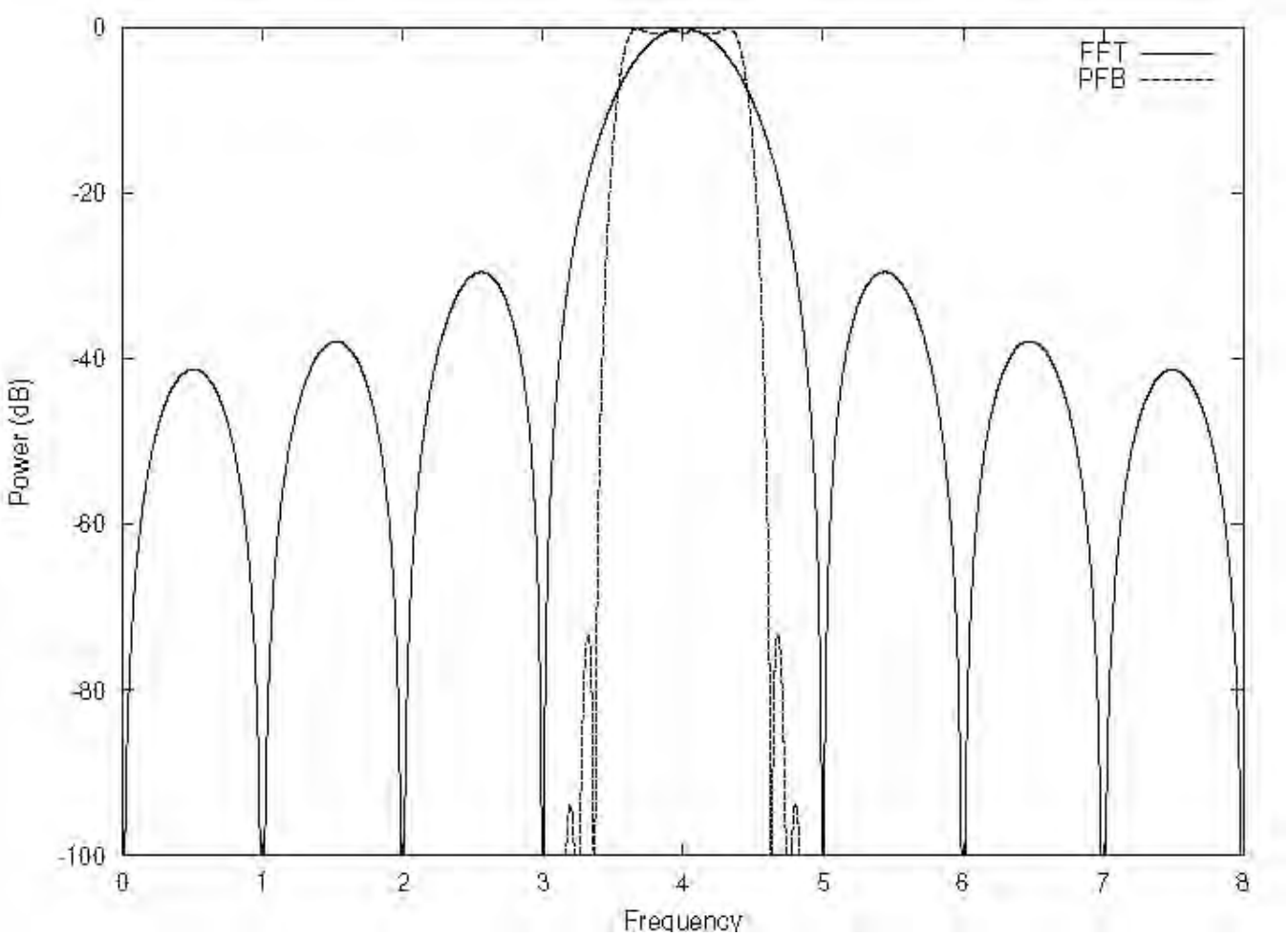
Il est possible d'obtenir la DSP d'un signal par un banc de M filtres numériques discrets, chaque filtre produit un canal fréquentiel (équivalent à un banc de filtres analogiques).
Une méthode similaire mais plus efficace en ressources de calcul est l'utilisation de filtres multicadence ou filtres polyphase 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



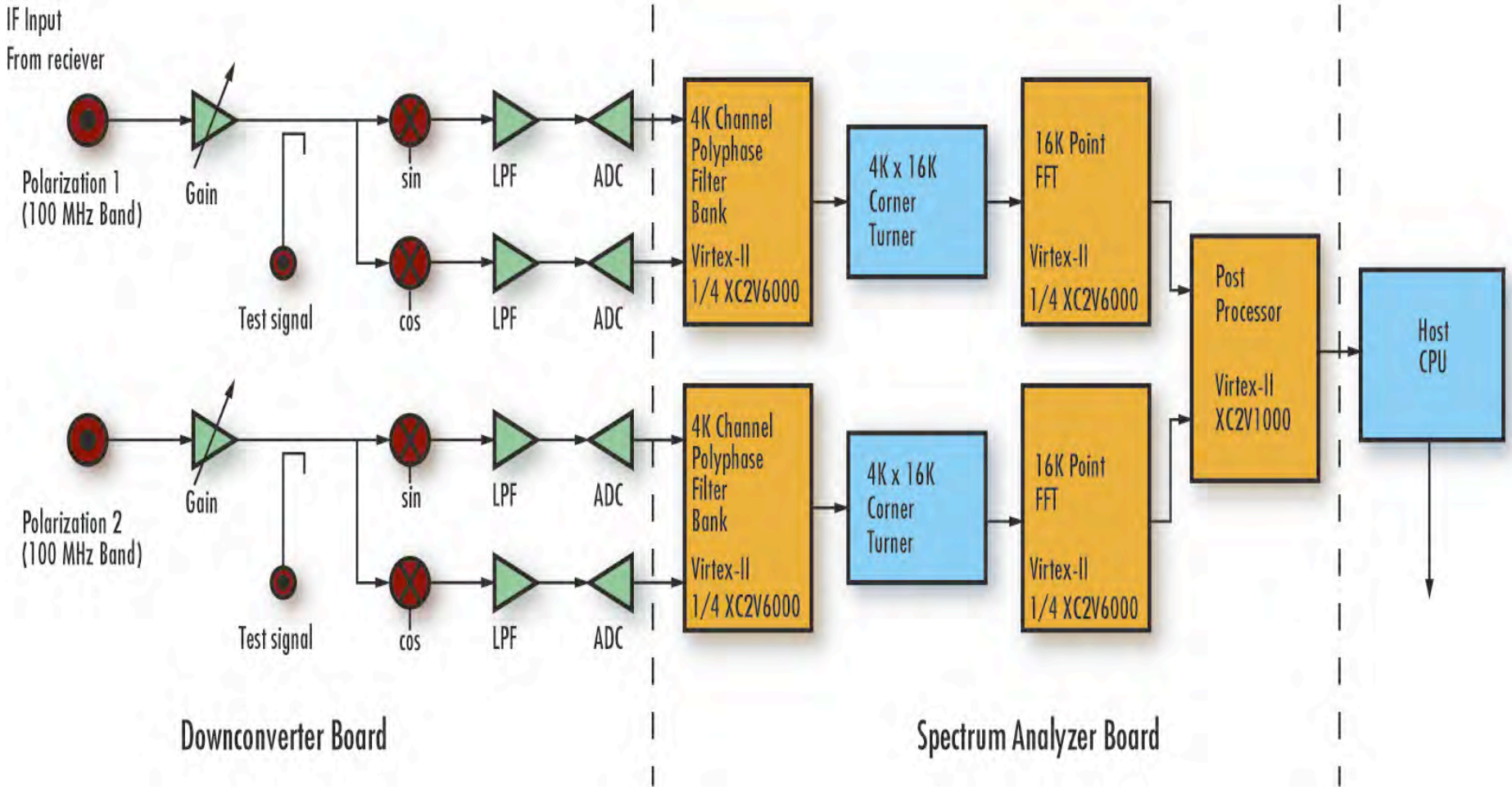
Spectromètre à filtres polyphase (2)

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.

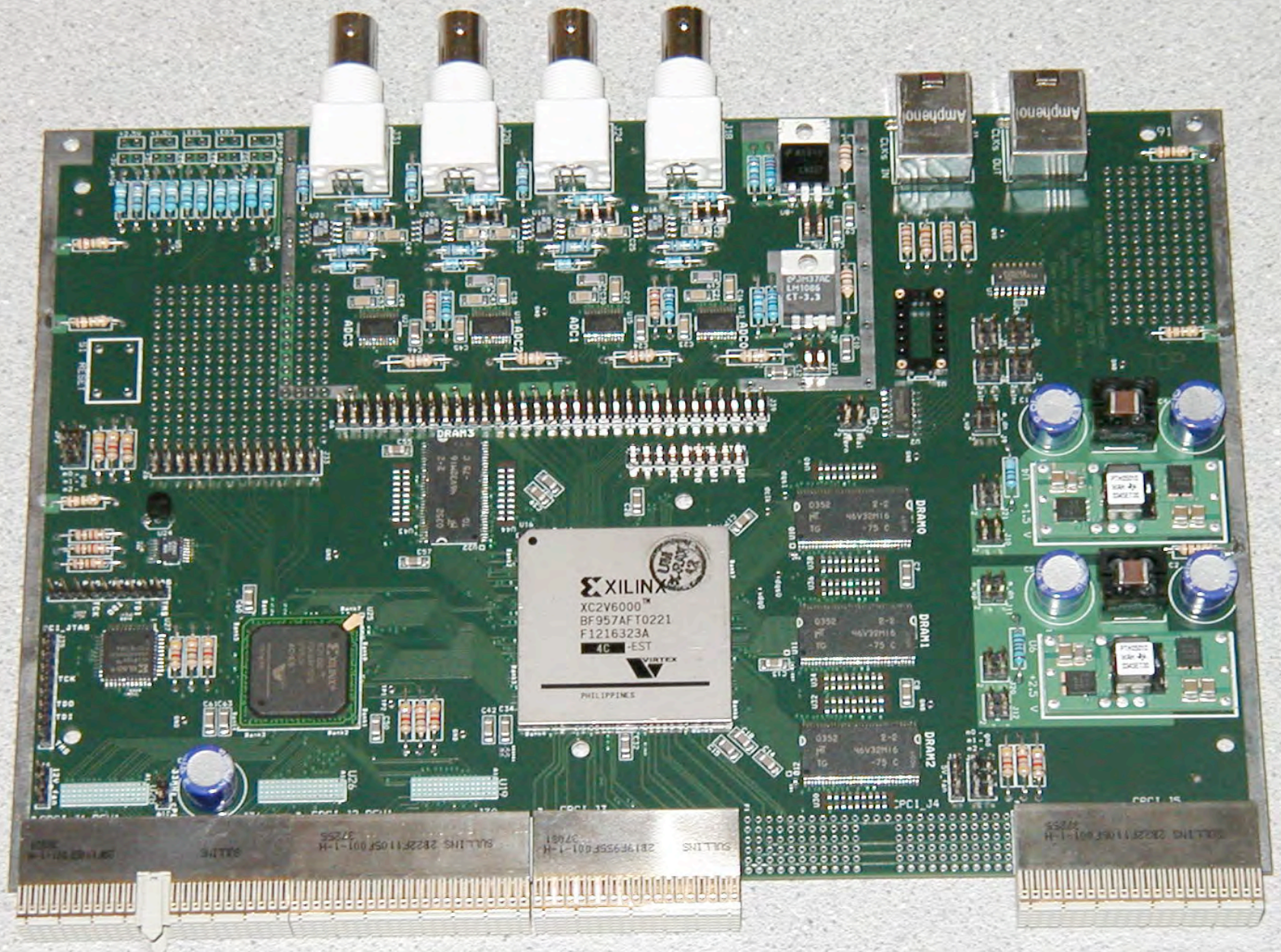


Réponses spectrales:
FFT et filtre polyphase

SERENDIP V Spectrometer

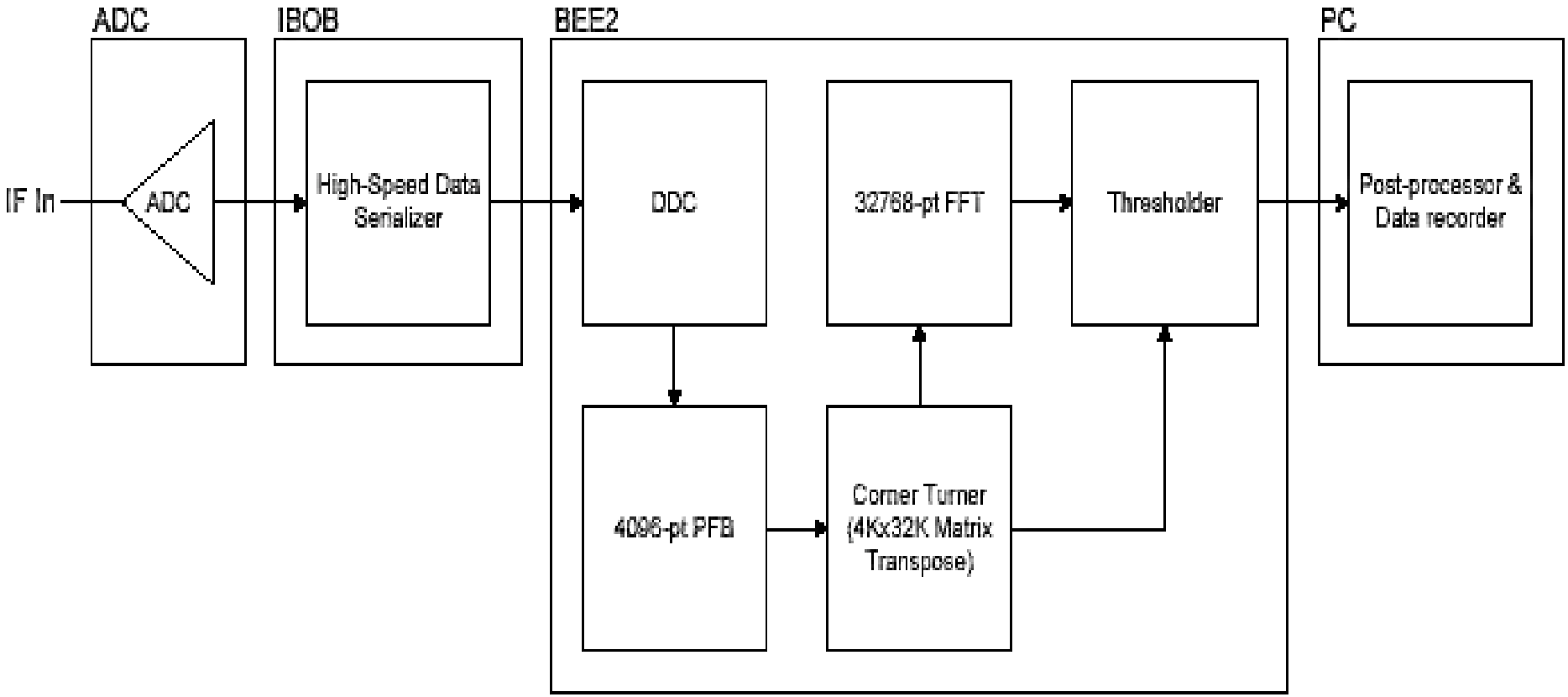


CASPER – Center for Astronomy Signal Processing and Electronics Research
RAL - Radio Astronomy Lab


XILINX
XC2V6000
BF957AFT0221
F1216323A
Amphenol
Amphenol
ADC3
ADC2
ADC1
ADC0
DRAM3
DRAM0
DRAM1
DRAM2
CPCI_J4

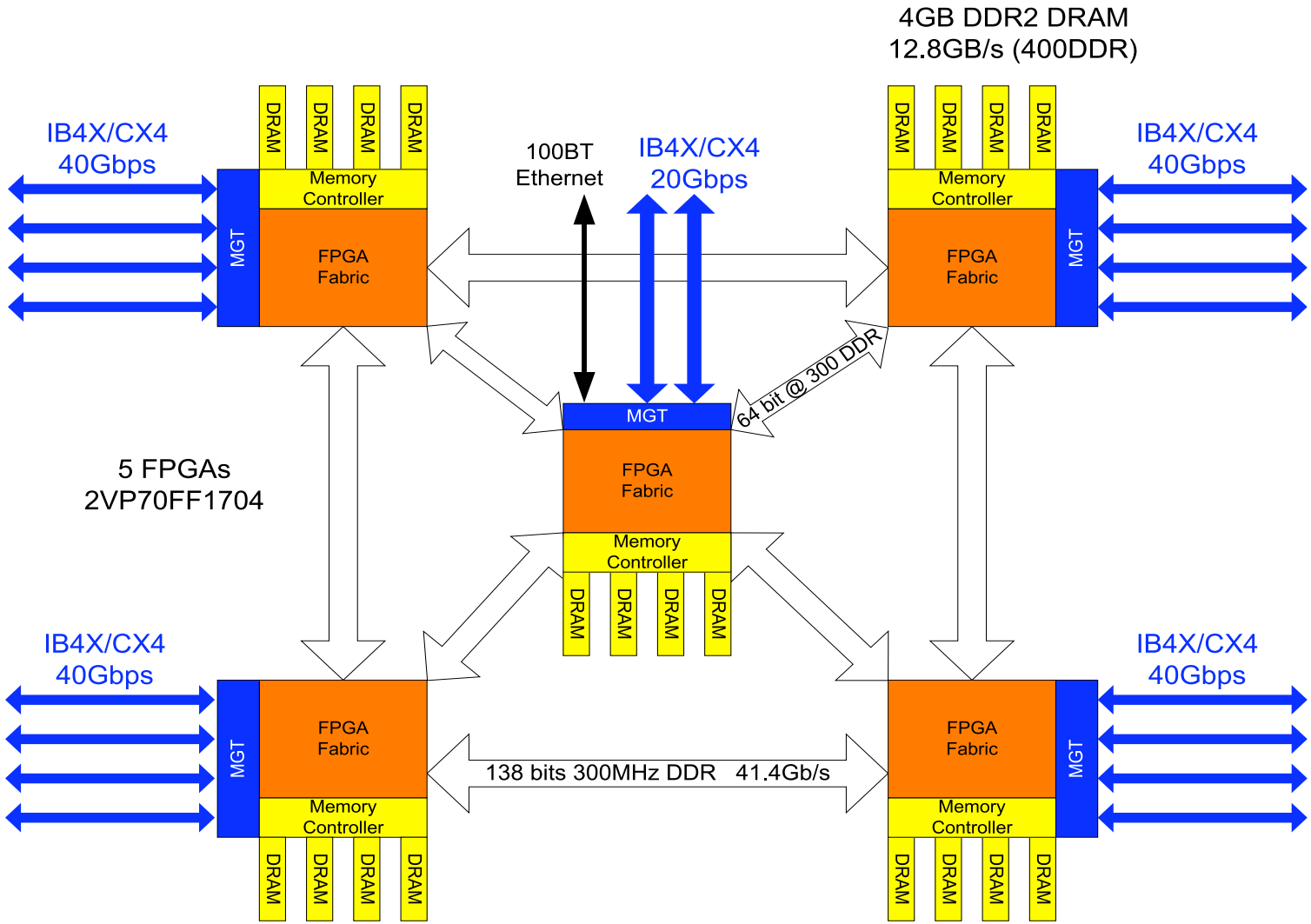
Spectromètre SETI à 128 millions de canaux

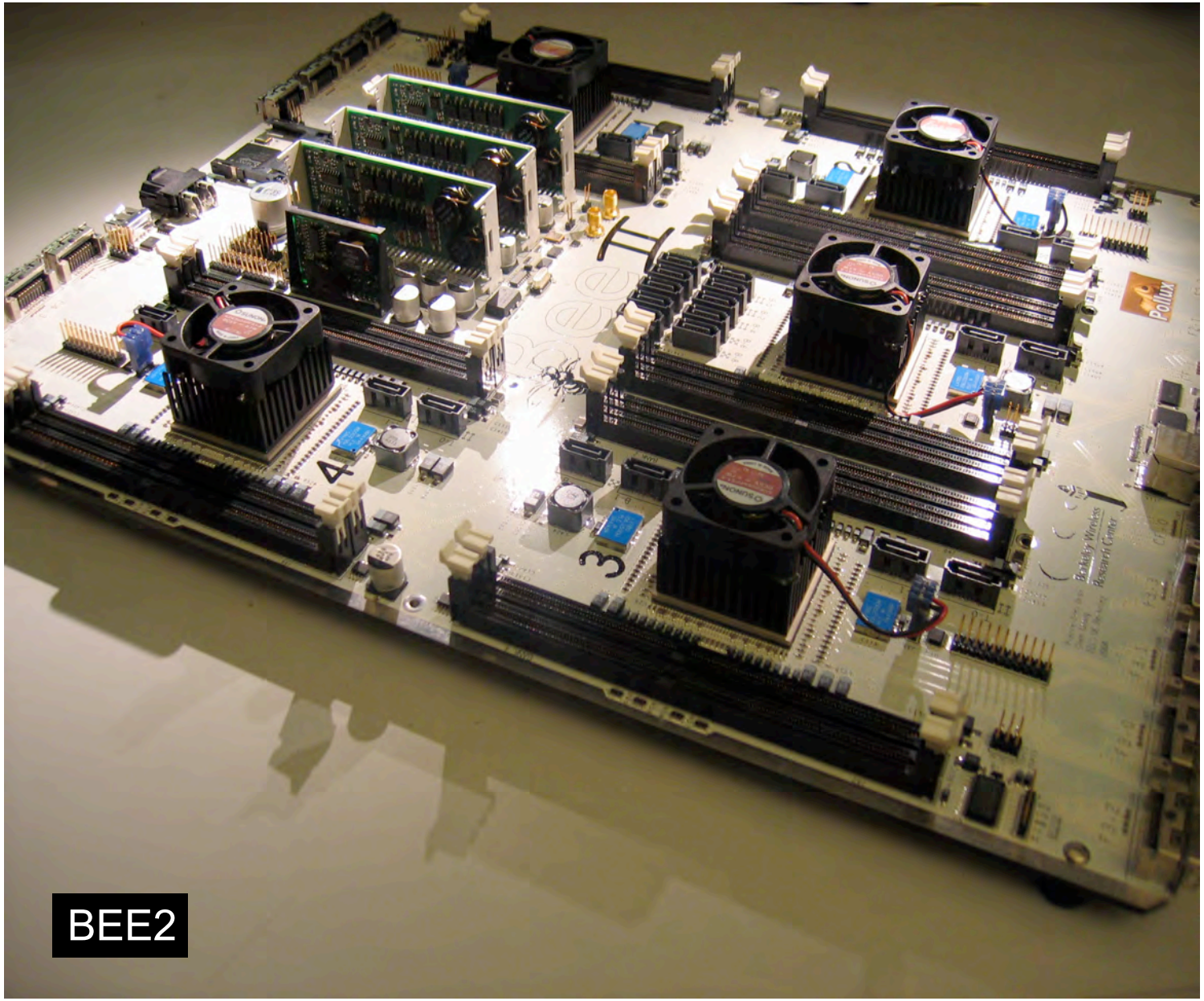
Bande analysée: 200 MHz, résolution en fréquence: 2 Hz

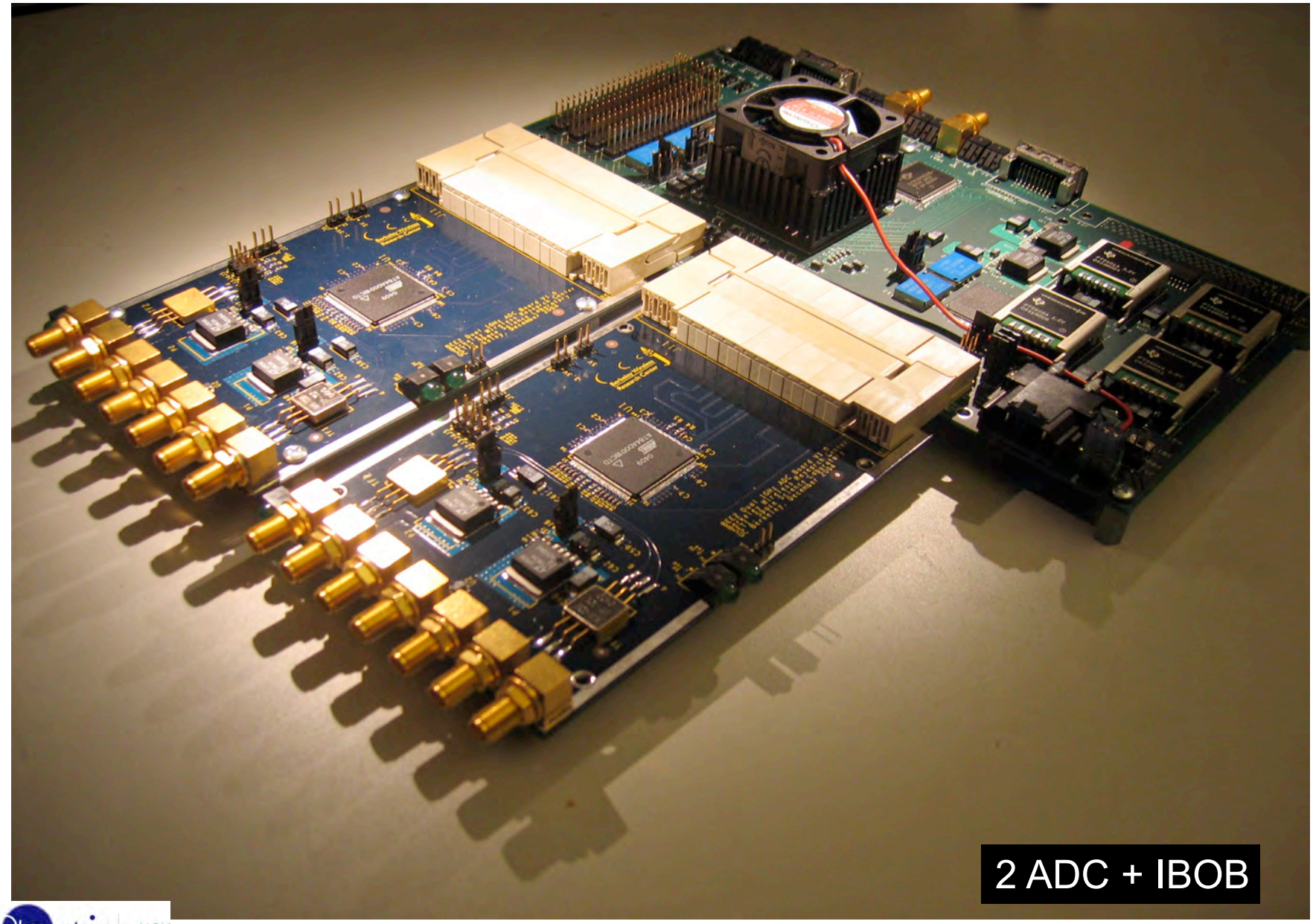


CASPER – Center for Astronomy Signal Processing and Electronics Research
RAL - Radio Astronomy Lab

Berkeley Emulation Engine 2 (BEE2)




BEE2


2 ADC + IBOB

Cal UC BERKELEY

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

$I = \langle e_x^2(t)\rangle + \langle e_y^2(t)\rangle$
$Q = \langle e_x^2(t)\rangle - \langle e_y^2(t)\rangle$
$U = 2 \langle e_x(t).e_y(t).\cos(\delta_x - \delta_y)\rangle$
$V = 2 \langle e_x(t).e_y(t).\sin(\delta_x - \delta_y)\rangle$

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

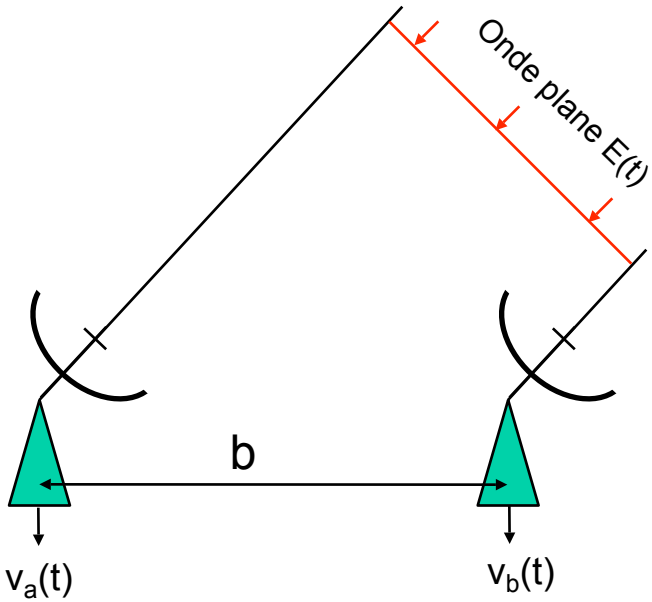
Taux de polarisation linéaire: $mL^2 = (Q^2 + U^2) / I^2$
Taux de polarisation circulaire: $mc^2 = V / I$
Taux total de polarisation: $mt^2 = (Q^2 + U^2 + V^2) / I^2$
Angle de polarisation: $(1/2) \tan^{-1}(U / Q)$

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



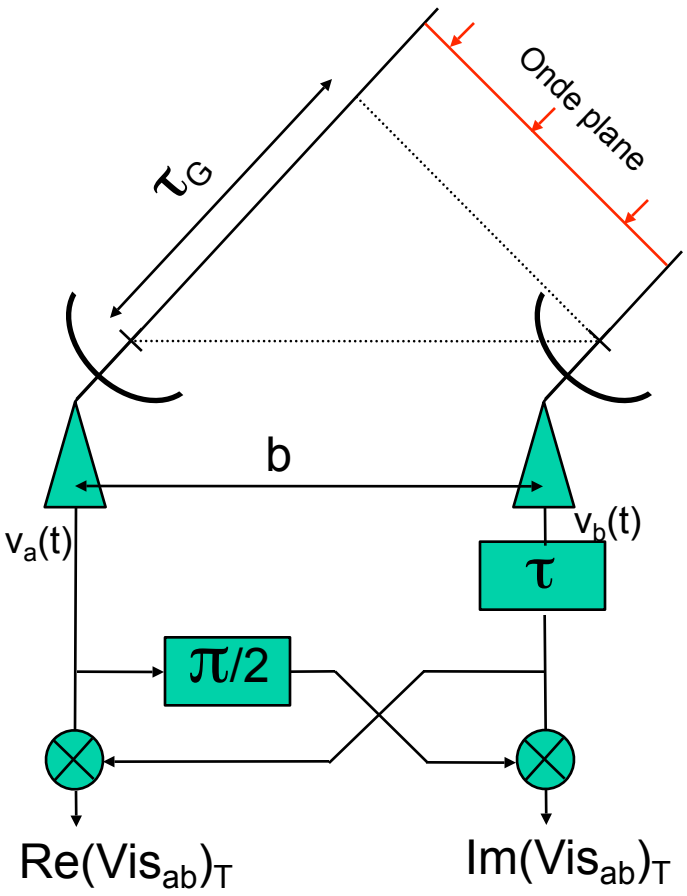
$v_a(t)$ et $v_b(t)$ tensions
tionnelles à $E_a(t)$ et $E_b(t)$

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

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

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

Interféromètres (2)



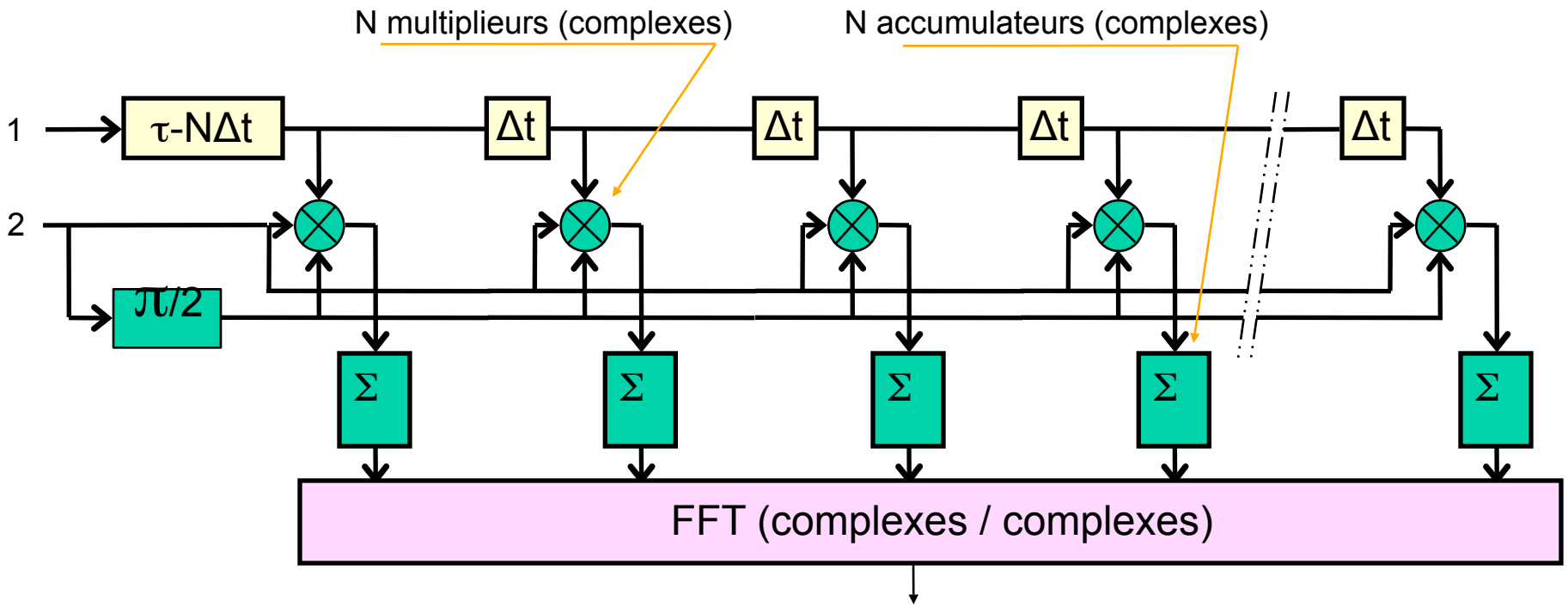
Delay tracking:
Pour suivre la source plusieurs heures il faut ajuster τ pour compenser $\tau_G(t)$.
Utilisation de pas discret Δt avec
$\tau_G = n\Delta t + \varepsilon$, ε délai fractionnaire

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 Vis_{ab} => défilement (translation) des franges. Un mécanisme de compensation assure le blocage de frange.

Spectroscopie:
Mesures de Vis_{ab} pour n canaux de fréquence dans une bande d'analyse ΔF
Pas entre canaux: $\Delta F/n$
Résolution fréquentielle: dépend de la méthode d'analyse spectrale, en général > $\Delta F/n$

Interféromètres (3)

Corrélateur XF



$\{ Vis_{12}(F_k) \mid k = 1 .. N \}$

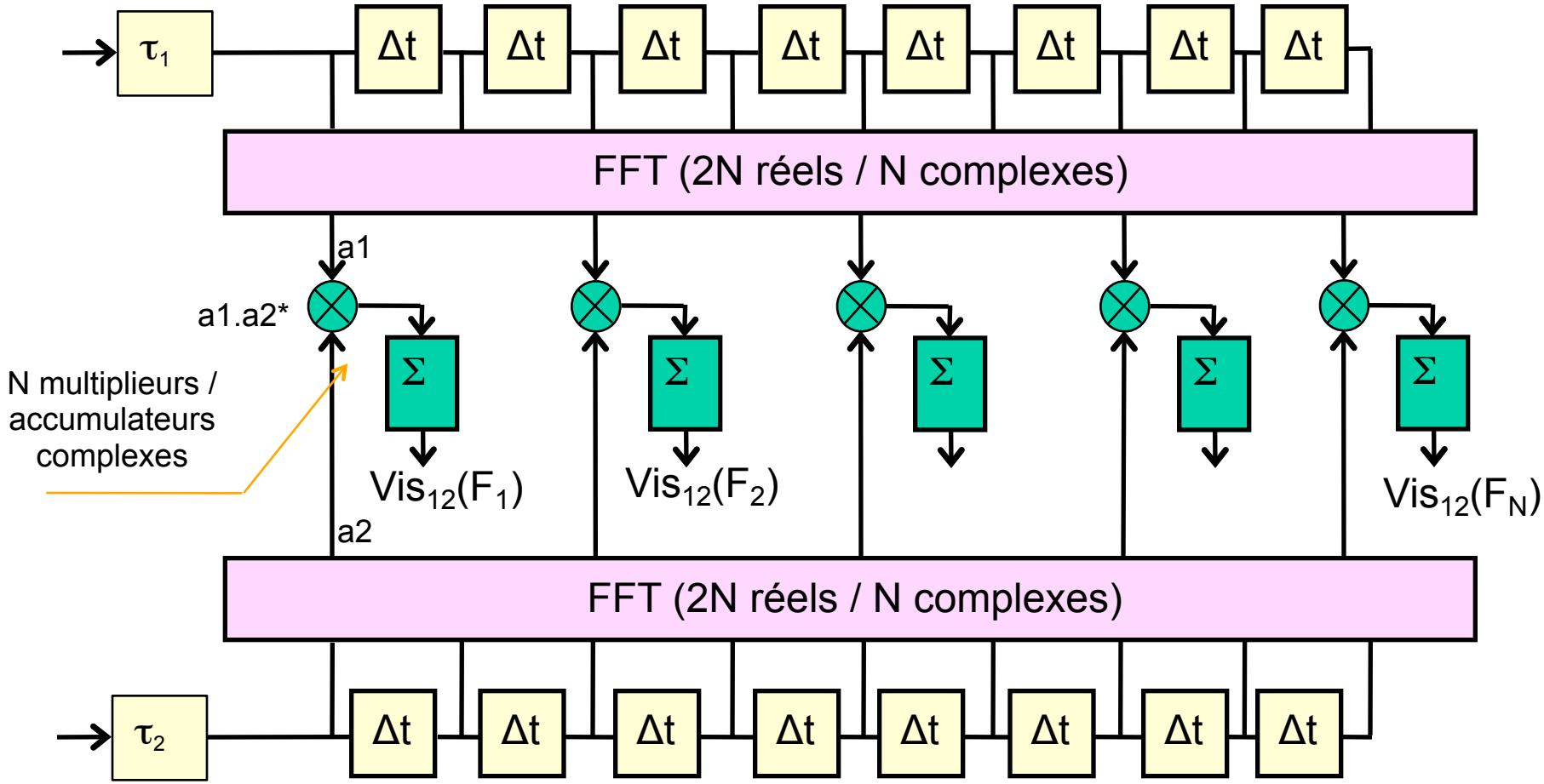
Réponse spectrale: $Vis_{ij}(Fk) = FFT[<v_i(t+\tau_i)).\ v_j(t)>.\text{fenêtre de pondération}]$

$= FFT[<v_i(t+\tau_i)).\ v_j(t)>]$ conv [FFT(fenêtre de pondération)]

~ convolution par un sinc pour une fenêtre de pondération rectangulaire

Interféromètres (4)

Corrélateur FX



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

~ convolution par un sinc² 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:
$2MB\log_2 N + [M(M-1)/2]B$

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)

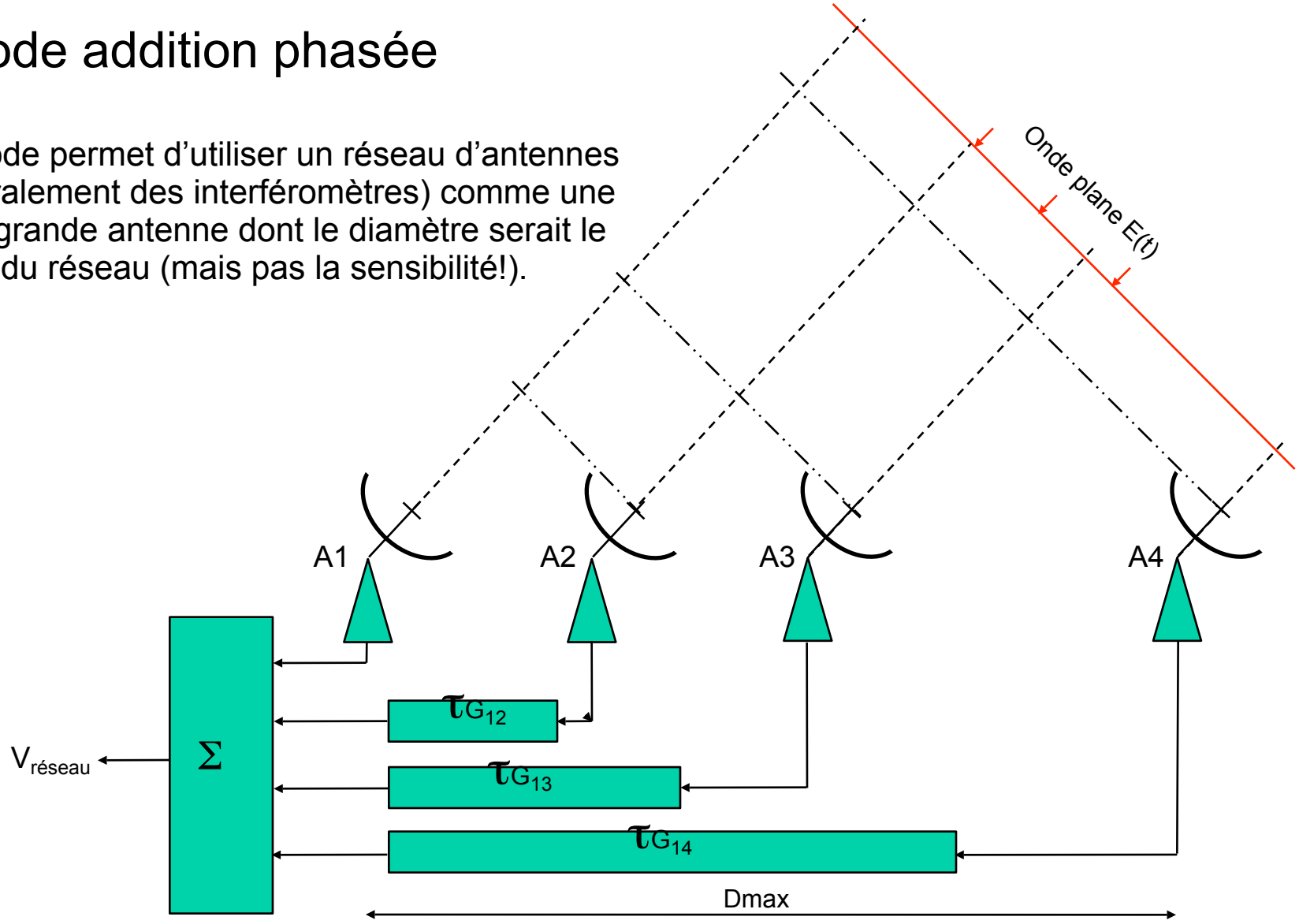
Faible coût?

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 addition phasée

Ce mode permet d'utiliser un réseau d'antennes (généralement des interféromètres) comme une seule grande antenne dont le diamètre serait le Dmax du réseau (mais pas la sensibilité!).



N antennes => N retards variables de 0 à Dmax/c

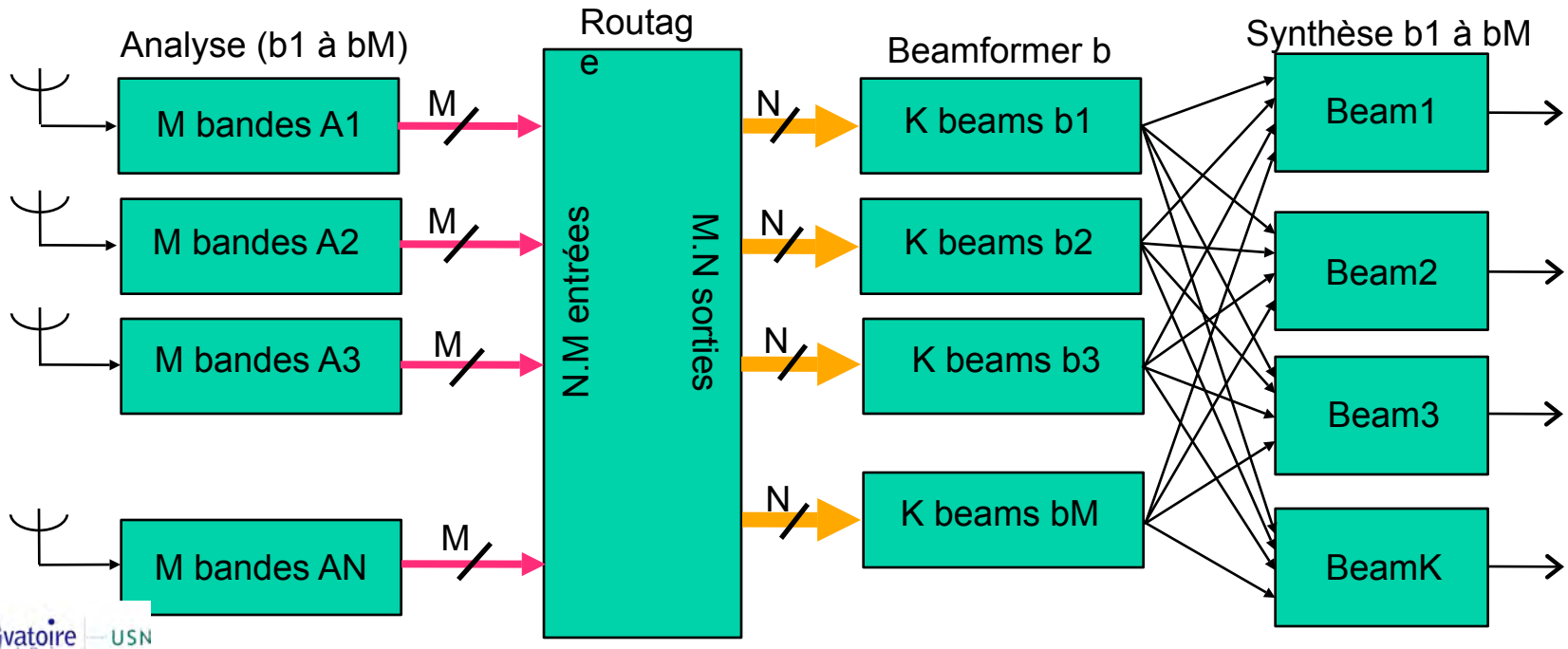
Beamforming

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…

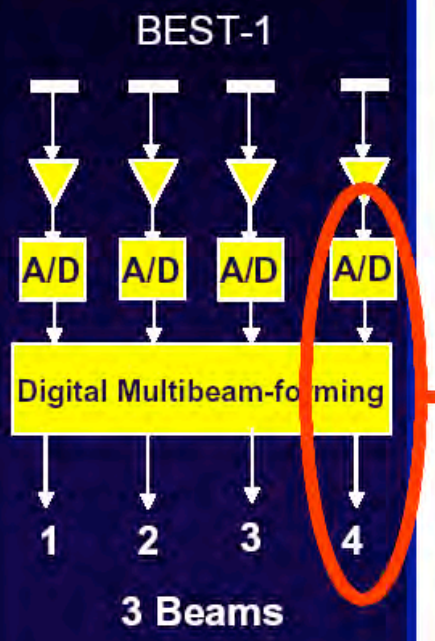
Les retards peuvent être remplacés par des déphaseurs (à la fréquence centrale de la bande reçue).

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.



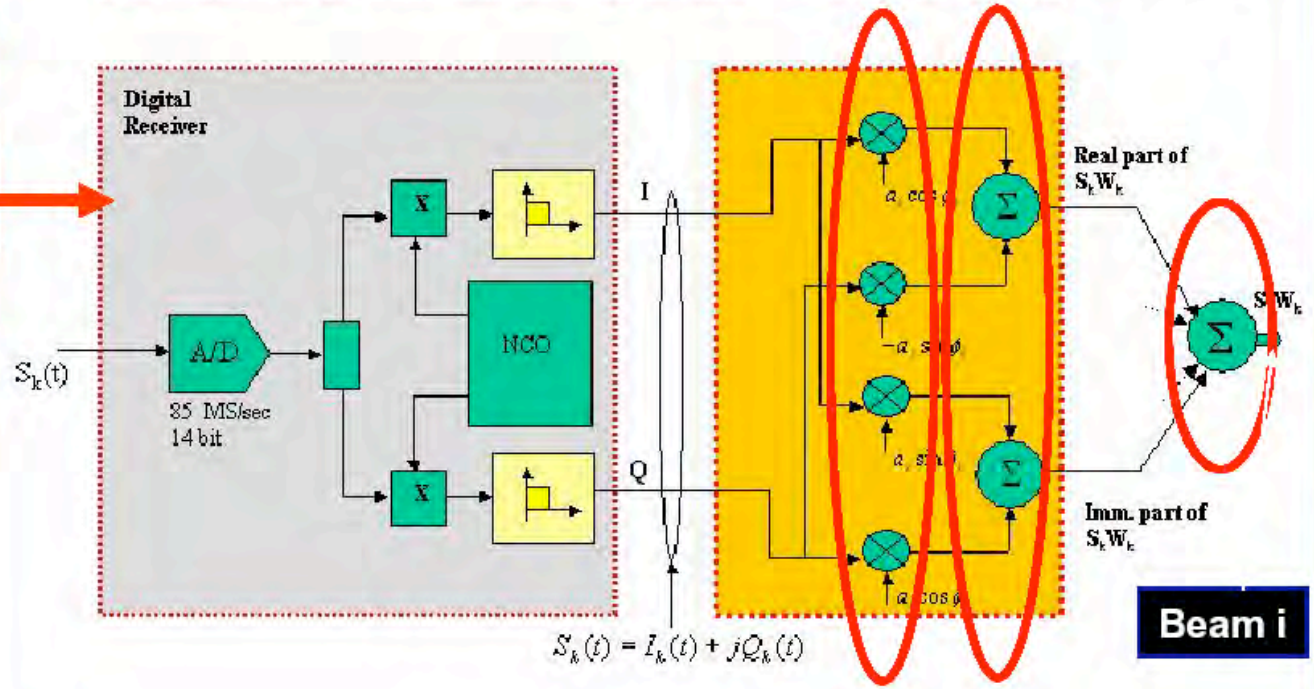
IMAGING: Direct imaging of the full FOV



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

$$S_k(t) = I_k(t) + jQ_k(t)$$ ← Complex Signal

$$S_k(t)W_k = a_k[I_k(t)\cos\phi - Q_k(t)\sin\phi_k] + j a_k[I_k(t)\sin\phi_k + Q_k(t)\cos\phi_k]$$ ← Weighted Signal

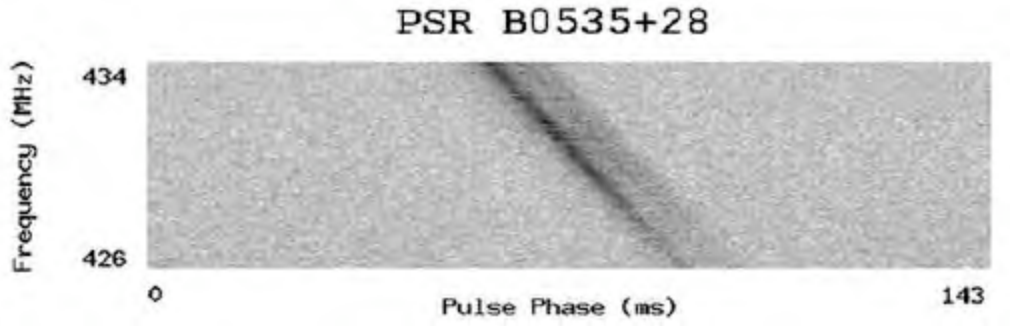


4	(Multiplications / sample) / Rx
2	(Sum / sample) / Rx
$2(N_{Rx}-1)$	(Sums / sample) / Rx

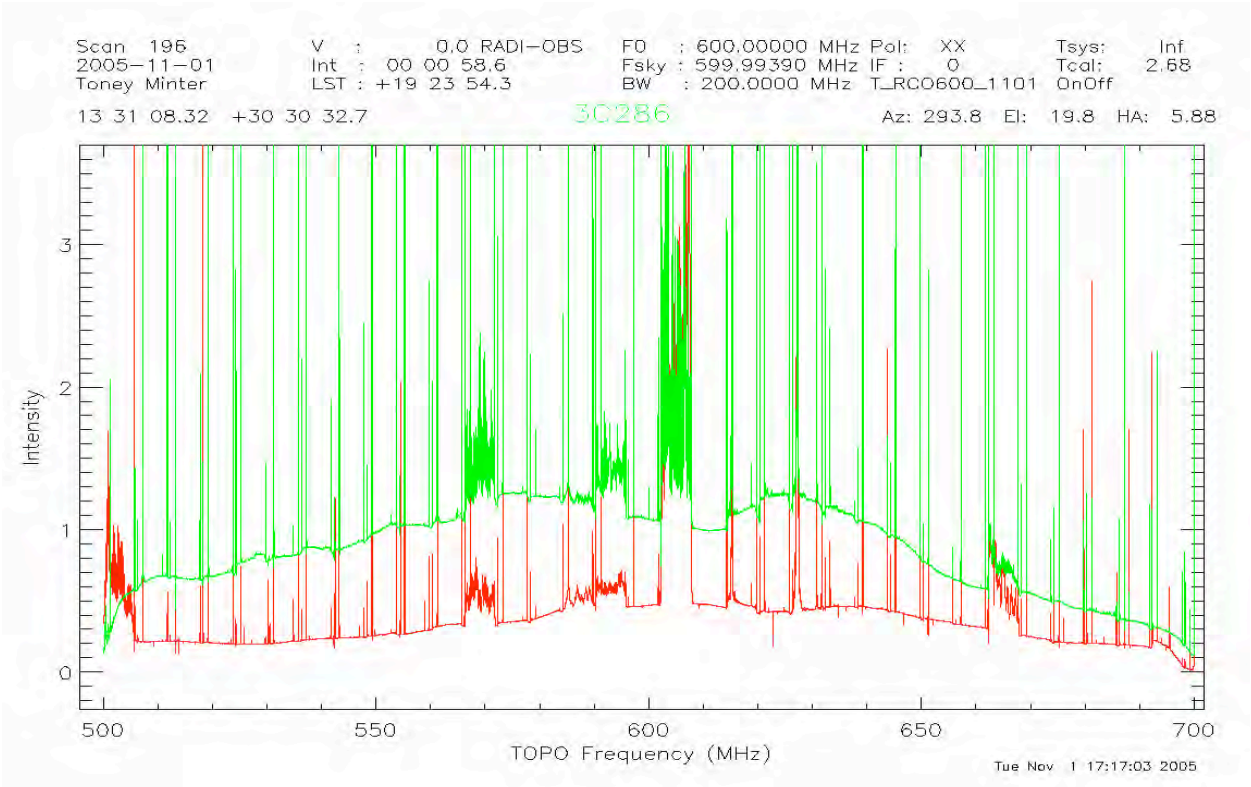
Dédispersion et timing des pulsars

Dérive rapide de la fréquence en fonction du temps

Traitements spécifiques pour dédisperser et chronométrer les pulses



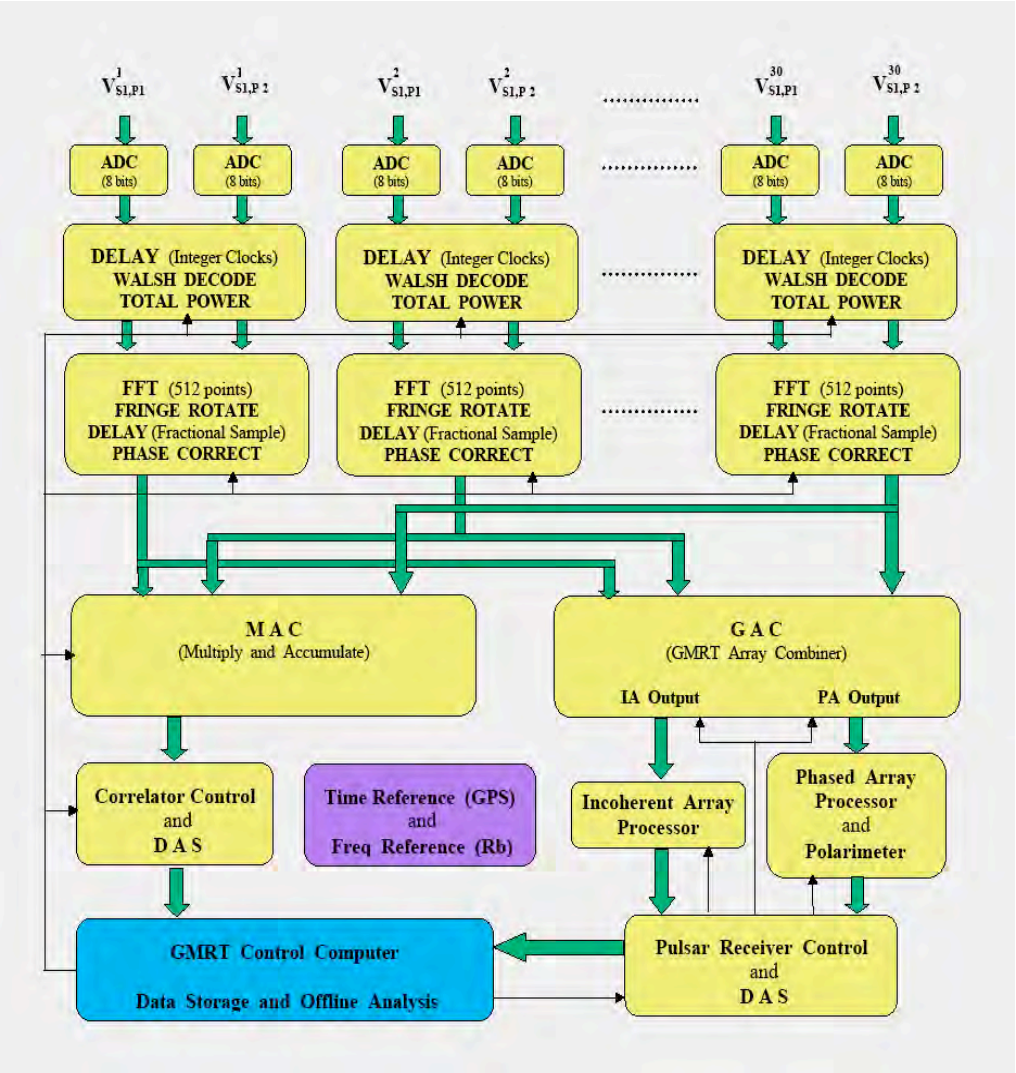
Traitement des RFI



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

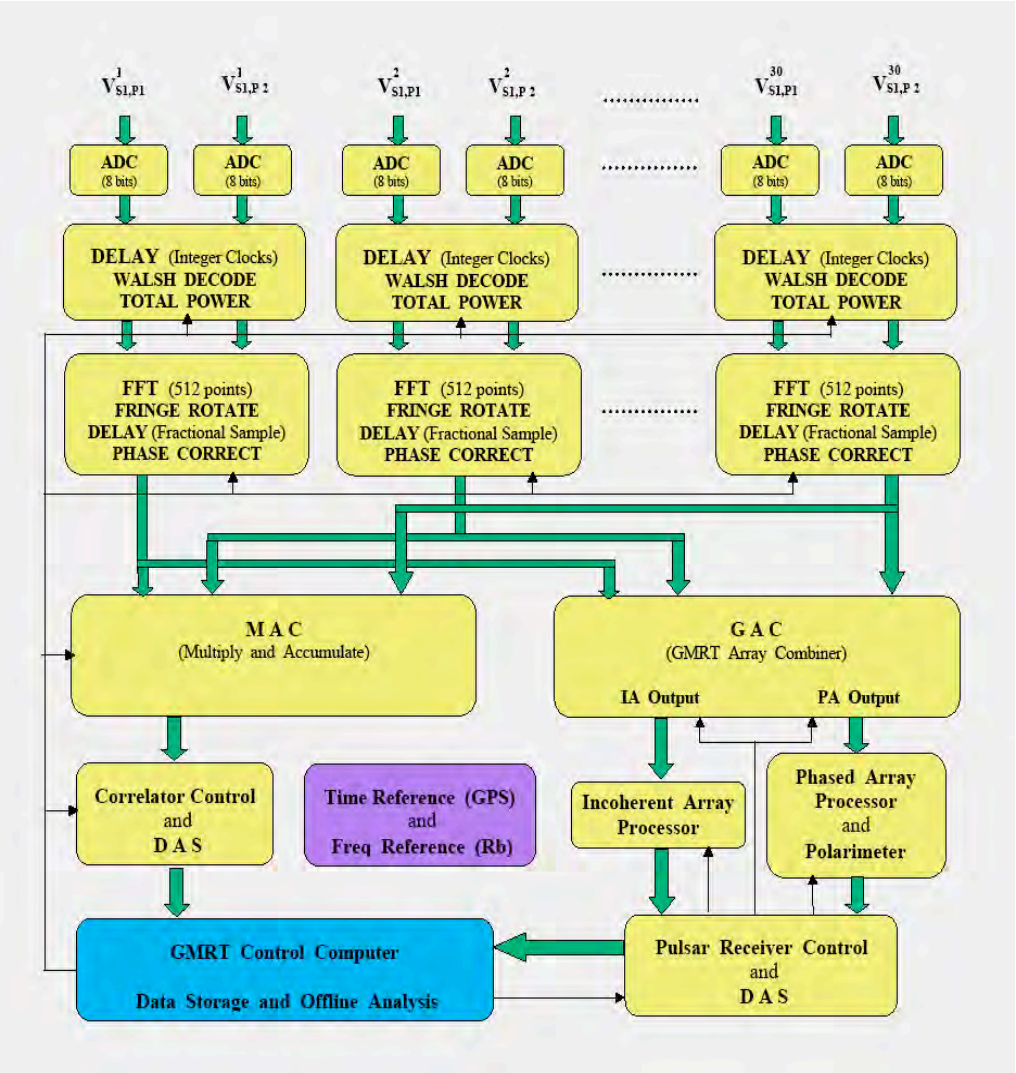


Exemple: Giant Meter wavelenghts Radio Telescope

- Input data rate : 1.9 Gsamples/s
- Output visibilities at 128 ms rate
- 256 spectral channels across 32 MHz BW for total intensity mode;

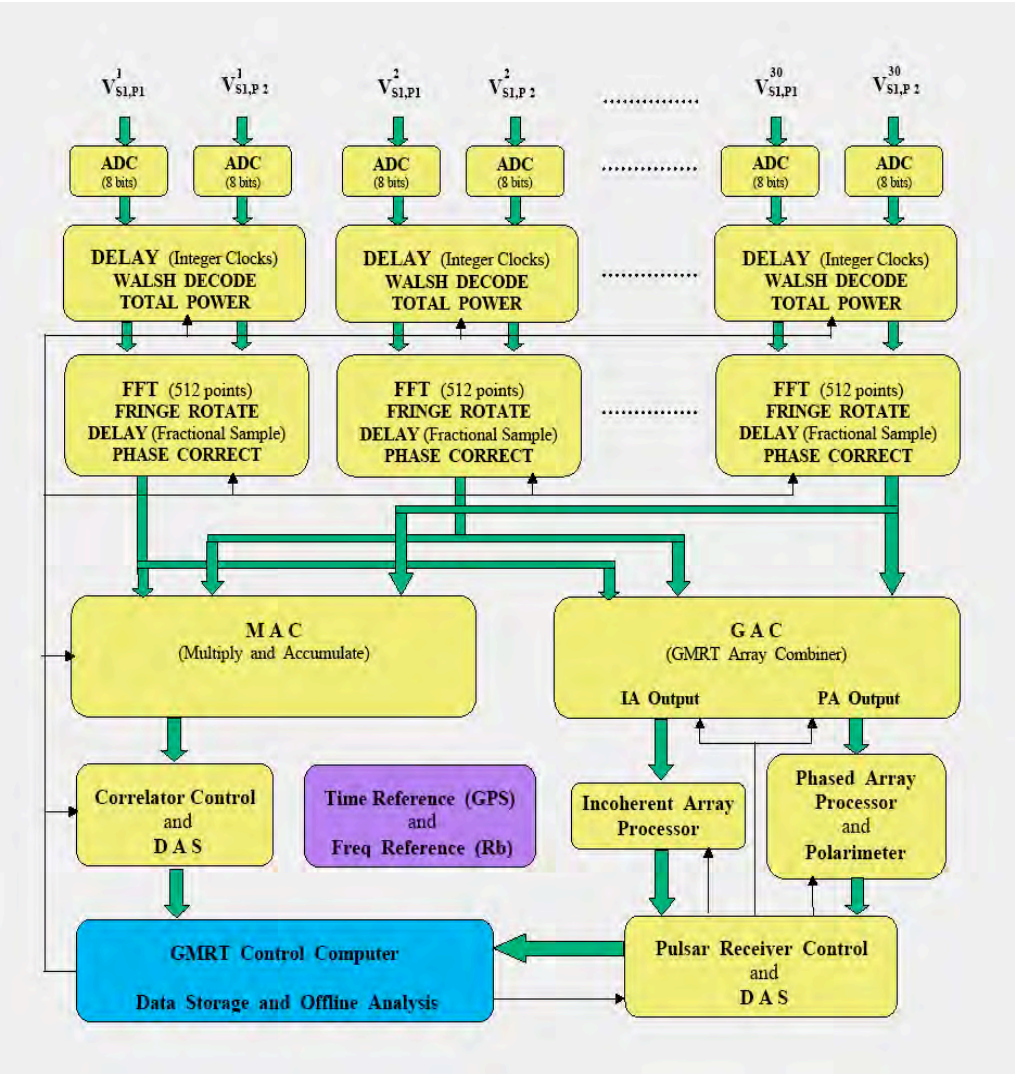
  full polar mode at half the BW
- Supports sub-array mode of GMRT with different sources / frequencies for each sub-array
- Total compute power :

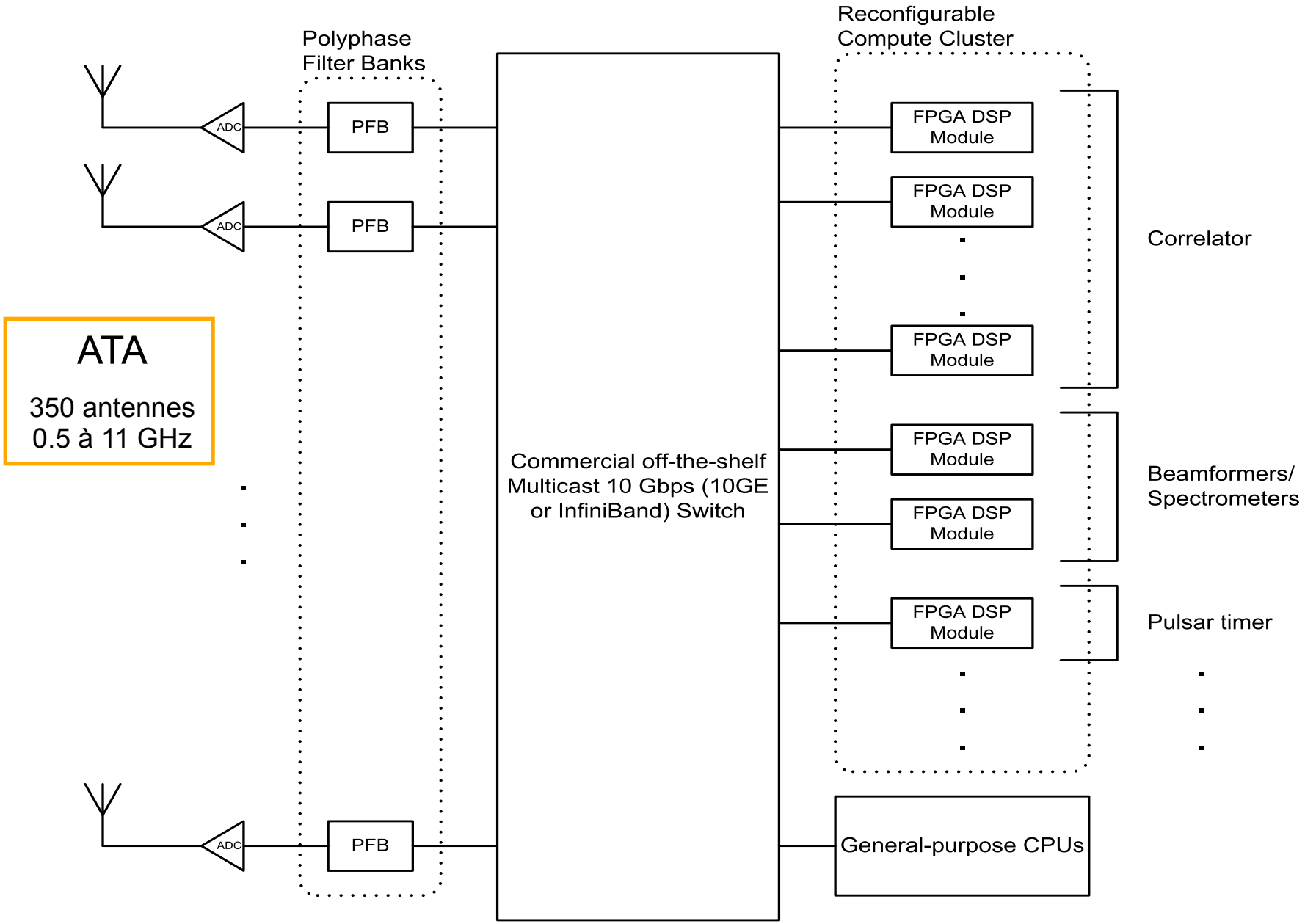
  ~ 100 GCops
- Uses mostly ASICs + some FPGAs

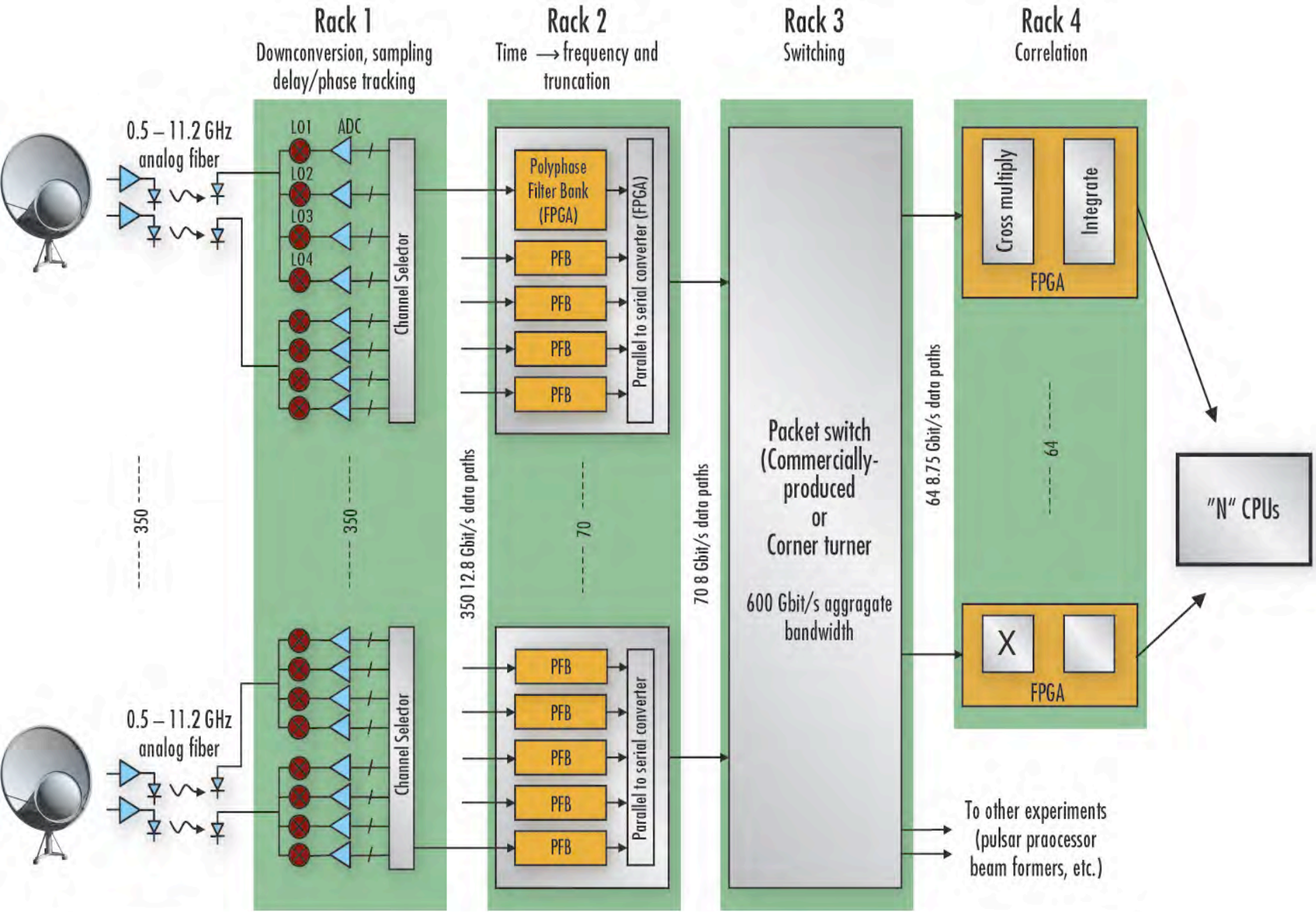


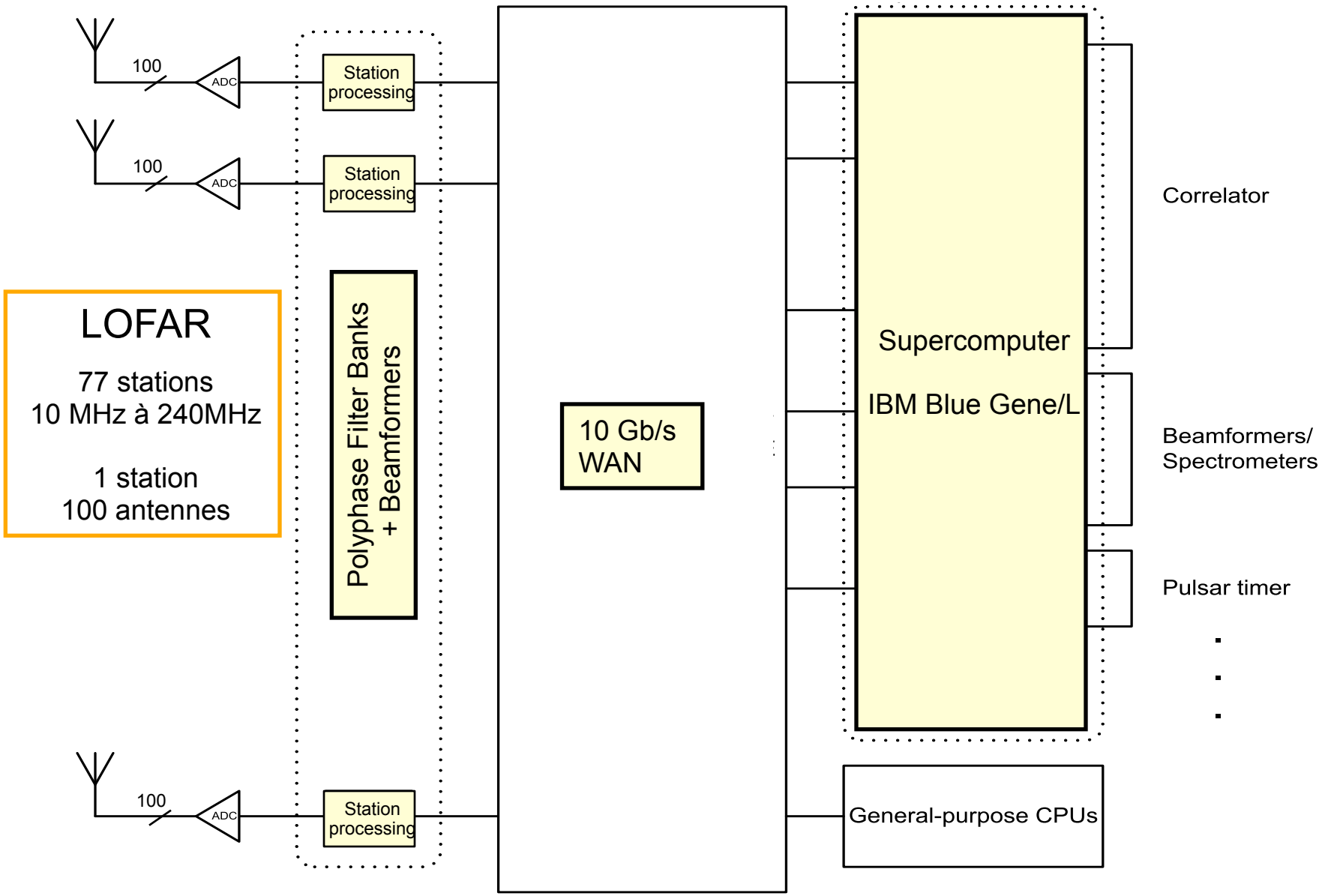
Exemple: Giant Meter wavelenghts Radio Telescope

- 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.




Polyphase
Filter Banks
Reconfigurable
Compute Cluster
ADC
PFB
ADC
PFB
ADC
PFB
ATA
350 antennes
0.5 à 11 GHz
Commercial off-the-shelf
Multicast 10 Gbps (10GE
or InfiniBand) Switch
FPGA DSP
Module
FPGA DSP
Module
FPGA DSP
Module
FPGA DSP
Module
FPGA DSP
Module
FPGA DSP
Module
Correlator
Beamformers/
Spectrometers
Pulsar timer
General-purpose CPUs


Rack 1
Downconversion, sampling
delay/phase tracking
Rack 2
Time → frequency and
truncation
Rack 3
Switching
Rack 4
Correlation
0.5 – 11.2 GHz
analog fiber
LO1
LO2
LO3
LO4
ADC
Channel Selector
Polyphase
Filter Bank
(FPGA)
PFB
Parallel to serial converter (FPGA)
Parallel to serial converter
350
350 12.8 Gbit/s data paths
70
70 8 Gbit/s data paths
Packet switch
(Commercially-
produced
or
Corner turner
600 Gbit/s aggragate
bandwidth
64 8.75 Gbit/s data paths
64
Cross multiply
Integrate
FPGA
X
"N" CPUs
To other experiments
(pulsar praocessor
beam formers, etc.)


LOFAR
77 stations
10 MHz à 240MHz
1 station
100 antennes
100
ADC
Station processing
Polyphase Filter Banks + Beamformers
10 Gb/s WAN
Supercomputer
IBM Blue Gene/L
Correlator
Beamformers/ Spectrometers
Pulsar timer
General-purpose CPUs

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

Engineering forum meetings ReinhardKeller 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.