

THESE de DOCTORAT de l'UNIVERSITE PARIS 6

Spécialité:

ELECTRONIQUE

présentée par

Frédéric Descamps

pour obtenir le grade de DOCTEUR de l'UNIVERSITE PARIS 6

Sujet: Optimisation de l'électronique et du traitement de l'information en temps réel pour HERA1. Généralisation aux grands détecteurs de physique des hautes énergies.

soutenue le 6/7/1995

devant le jury composé de:

Mme Claude Alquié
Mr Marcel Banner
Mr Etienne Barrelet
Mr Rémi Brendel (Rapporteur)
Mr John Harvey (Rapporteur)
Mr Jean Uebersfeld (Président)

à Madeleine Vincent,
à François Duclos.

0.1 Avant propos

Le poste d'ingénieur proposé par l'expérience HERA1 à DESY (Hambourg) était de prime abord un travail d'*ensemblier*, travaillant en collaboration avec un jeune physicien. Nous étions en charge d'assembler un vaste système d'acquisition dans la norme VME. En réalité, il m'était demandé de mettre en œuvre des concepts et des technologies innovantes pour la physique des hautes énergies.

Pour un ingénieur sortant de l'Institut des Sciences et Technologie, l'échelle était impressionnante et la responsabilité imposante. D'une part le système contenait huit cents cartes électroniques, de types très différents, réparties dans quarante châssis. D'autre part, de lui dépendait la mise en service de quatre détecteurs — le calorimètre à argon liquide, le détecteur de fin de gerbe, le calorimètre arrière et le calorimètre bouchon —, représentant les trois quarts de l'investissement total de HERA1. La figure 2 (extraite de la figure 1) montre les parties du détecteur lues par notre système.

Ces détecteurs n'avaient jamais été montés et testés indépendamment. Aux problèmes techniques, s'ajoutaient ceux inhérents au réglage d'appareils de mesure très précis. Dès lors, la part des problèmes humains, propres à une vaste communauté internationale de physiciens, soumis à la pression du démarrage d'une expérience, était une contrainte non négligeable.

L'originalité technique de notre projet résidait dans l'emploi massif du bus VME et de ses dérivés — VMV et VSB —, ainsi que de processeurs DSP et RISC temps réel. La mise en place de ce vaste système a nécessité une recherche dans les domaines suivants:

- Architecture d'une acquisition de données en interaction avec un système de déclenchement en pipeline, à plusieurs niveaux.
- Règles d'assemblages et d'utilisation d'un système évolutif, à bus et processeurs multiples, capable d'assurer à la fois des débits de huit megaoctets par seconde et des temps de latence (temps de réaction) aux interruptions de quelques microsecondes.
- Utilisation d'un système temps réel distribué, chargé de l'optimisation des flots de données.
- Emploi de processeurs de traitement de signal (DSP), pour réduire d'un facteur 30 le flot de données généré par les cartes d'encodage des calorimètres.

J'ai eu l'occasion de présenter ce travail à trois conférences internationales — New-york 1991 [1], Annecy 1993 [2], Dallas 1993 [3] —. Ces articles sont brièvement décrits au chapitre 5. Ils se trouvent au cœur de la seconde partie de ma thèse. Je les ai complétées par une analyse mathématique des files d'attente, pour un système fortement articulé. Les résultats de cette modélisation sont comparés aux mesures d'efficacité effectuées sur notre système. Ceci était une condition nécessaire à l'optimisation de la chaîne d'acquisition.

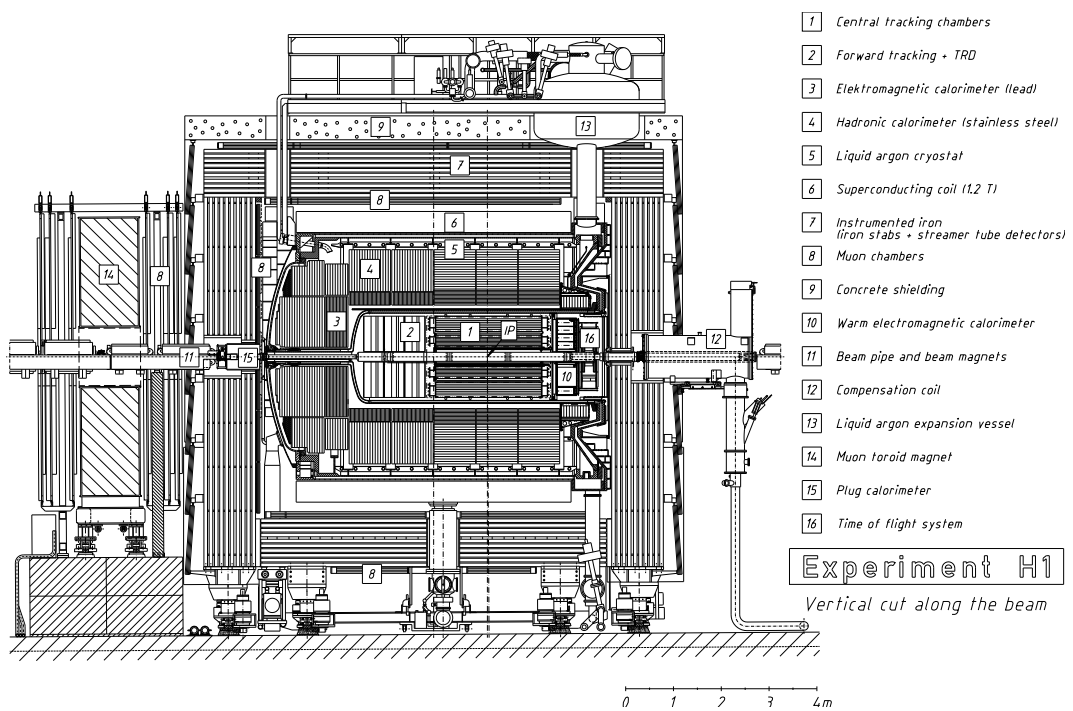


Figure 1: Vue longitudinale du détecteur HERA1.

Cet ensemble constitue un premier volet de ma thèse. Le second élabore une *théorie des systèmes d'acquisition de données de physique des hautes énergies*, fondée sur ma connaissance pratique du sujet. Ce domaine est encore presque vierge, et risque de devenir crucial avec l'accroissement de la luminosité des futurs collisionneurs.

Je me suis défini la méthodologie suivante qui consiste:

- en premier lieu à étudier les systèmes d'acquisition les plus représentatifs de la physique des hautes énergies sous deux aspects.
 - du point de vue des **architectures**, mises en valeur par une nouvelle représentation qui permet de comparer leurs fonctions essentielles et de faire abstraction du vocabulaire technique propre à chaque expérience.
 - en comparant leurs **performances** à l'aide de tableaux. La compilation de ces chiffres a nécessité un travail bibliographique de plus d'une année, pendant laquelle j'ai été en contact permanent avec les physiciens responsables de chaque expérience. Je tiens d'ailleurs à leur manifester ma reconnaissance, et espère qu'ils trouveront dans mon travail quelques réponses aux nombreuses questions que nous avons soulevées.
- en second lieu, à définir précisément les critères d'optimisation du traitement de l'information réalisé par les cellules du détecteur et l'électronique qui leur est associée, objet de la première partie de ma thèse. Ceci fait apparaître deux résultats:
 - le premier concerne l'apport des méthodes classiques de filtrage optimal pour quantifier les problèmes de détection et de sélection des événements qui sont généralement utilisées en physique des particules (méthodes de monte-carlo et des ajustements par moindres carrés).
 - le second montre la nécessité de filtres temporels multiples dans le cas où l'empilement devient important et ramène la détection d'événements à un filtrage spatial. L'expression analytique des filtres spatiaux caractérisant les électrons, photons, hadrons ou jets dans un calorimètre, est fournie au troisième chapitre.

L'étude des systèmes d'acquisition actuellement en service met en évidence, au chapitre 5, deux architectures caractérisées par la sélectivité de leurs dispositifs de déclenchement, et leur dispositifs d'échantillonnage.

La première approche privilégie la concentration de toute l'information concernant un événement sur un processeur, ce qui nécessite un taux d'échantillonnage très élevé.

La seconde approche consiste à distribuer les dispositifs de traitement et de réduction de l'information tout au long d'une chaîne d'acquisition. Ceci nécessite

une adaptation spécifique à l'expérience considérée, ce qui fut l'une de mes contributions à la conception du système d'acquisition de H1.

Le sixième chapitre fournit des éléments de comparaison entre ces deux types d'architecture, illustrés par des exemples pratiques tirés de HERA1 et de l'expérience *concurrente*, ZEUS.

Plan

Le plan que j'ai retenu pour la présentation de mon travail de recherche suit l'enchaînement des causes et des effets, depuis le passage de la particule physique dans le détecteur jusqu'à la reconstruction complète de l'événement. Il est donc naturellement adapté au second volet de la thèse (théorie des systèmes).

Par contre, il a pour inconvénient de fondre l'exposé de mon travail personnel et des problèmes pratiques que j'ai eu l'occasion de résoudre, dans un ensemble plus vaste, présenté au chapitre 5 et appliqué au chapitre 6. En contrepartie, cette théorisation a débouché sur des solutions de principe qui, mises en pratique, m'ont permis d'améliorer les performances de notre système.

Le **chapitre 1** constitue un premier contact avec les détecteurs et les accélérateurs de physique des hautes énergie. Il est essentiellement destiné aux lecteurs qui ne sont pas familiers avec ces technologies. Il qualifie notamment les perturbations dues au faisceau et qui vont croissantes avec les hautes luminosités.

Le **second chapitre** aborde le traitement temporel du signal dans un détecteur. Il replace les formulations propres à la physique des hautes énergies dans le cadre plus général des outils de traitement de signal, tels qu'ils sont enseignés dans une école d'ingénieur. L'application immédiate de ces principes aux calorimètres de HERA1 et de ZEUS, permet d'entrevoir les améliorations envisageables.

Le caractère spatial de l'information est traité au **troisième chapitre**. La transposition à l'espace des outils généralement utilisés sur le signal temporel, est susceptible d'améliorer les méthodes de reconstruction actuelles.

Le **quatrième chapitre** montre quel est l'impact du traitement du signal sur la réduction des données dans un système d'acquisition. Il résume également les contraintes en temps, reliées à la sélectivité des dispositifs de déclenchement.

Le **chapitre 5** discute les performances des architectures *subsidiaries* et *centralistes* face aux flots de données définis au chapitre précédent. La théorie des files d'attente associée à une représentation originale en trois dimensions permet de comparer sept expériences actuelles.

Le **sixième chapitre** approfondit les contraintes technologiques inhérentes aux deux types d'architectures comme l'utilisation d'un bus à maîtres multiples, les modes de gestion de la mémoire, la sûreté des protocoles ou la place des contrôleurs dans la chaîne d'acquisition. Il montre qu'un bon choix devrait s'appuyer sur une analyse coût performances.

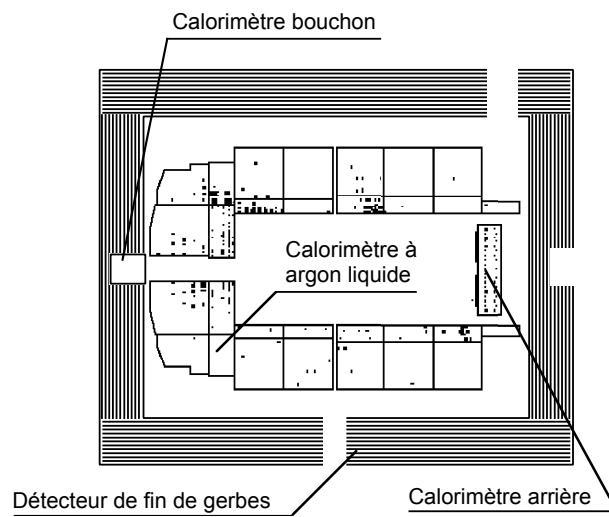


Figure 2: Les sous-détecteurs de H1 lus par notre système d'acquisition sont ici extrait de la figure 2 Ils représentent deux tiers de l'investissement total de HERA1 .

Partie I

**Détecteurs et Traitement de
Signal**

Chapitre 1

Accélérateurs et détecteurs de particules de hautes énergies

Ce premier chapitre présente un ensemble d'expériences comparables à la nôtre (HERA1 ou plus brièvement H1) qui servira d'échantillon représentatif pour notre étude. Il permettra aussi de détailler les perturbations — ou sources de bruit — affectant la mesure des collisions de particules de hautes énergies, qui proviennent soit des accélérateurs, soit des technologies de détection. Nous terminerons par un aperçu des tendances générales d'évolution de cette instrumentation. Cette présentation est destinée essentiellement aux lecteurs qui ne sont pas familiers avec la physique des particules.

1.1 Les grands anneaux de collision

Le tableau 1.1 résume les principales caractéristiques de trois anneaux de collision construits durant les quinze dernières années, ainsi que celles envisagées pour les deux projets des années 2000.

Cette compilation ne contient que les paramètres relatifs aux accélérateurs à protons. En effet, la première partie de la thèse met l'accent sur les perturbations liées à la luminosité¹, c'est à dire au nombre de particules accélérées. Celles-ci sont particulièrement intenses autour des faisceaux de protons (voir paragraphe 1.1.1).

Pour cette raison, la première partie délaisse le LEP (CERN), qui accélère électrons contre positrons. Cependant, les détecteurs de cet anneau de collisions prennent une place importante dans l'étude des systèmes d'acquisition, traitée dans la seconde partie.

¹La luminosité est égale au rapport entre le nombre d'événements obtenus à la section efficace d'interaction des particules mises en jeu. Sa dimension est $cm^{-2}s^{-1}$.

1981, 1987

Le SP \bar{P} S (CERN) et le TEVATRON (FERMILAB, Illinois) ont été mis en service respectivement en 1981 et 1987. Les particules accélérées sont des protons et des anti-protons.

La période de croisement des faisceaux est l'une des contraintes principales pour un système d'acquisition. Ces périodes sont semblables pour ces deux anneaux de collisions ($3.8 \mu s$ et $3,5 \mu s$). Il est naturel de les regrouper pour une étude des systèmes.

1992

La période de croisement des faisceaux de HERA (DESY, Hambourg) est de $96 ns$. Il peut être, à ce titre, considéré comme la génération intermédiaire entre celle du SP \bar{P} S /TEVATRON et celle des futurs accélérateurs. Cependant, la technologie utilisée pour l'accélérateur est proche de celle du TEVATRON.

HERA est un anneau protons-électrons. Le collisionneur utilise la technologie de la supraconduction à grande échelle (l'anneau de protons est constitué de 696 aimants supraconducteurs). Ceci est la solution la plus économique pour des particules de $800 GeV$.

Avant HERA, les technologies de détections étaient suffisamment rapides pour discerner clairement deux collisions. La période de croisement de $96 ns$ devient trop courte. On peut comparer ses détecteurs à un appareil photographique dont le temps de pose et la sensibilité du film sont trop lents par rapport au mouvement du sujet. Deux images se superposent sur la même photographie. De même, les signaux électroniques issus de deux réactions différentes *s'empilent*.

Années 2000

De ce fait, les contraintes imposées aux détecteurs de HERA préfigurent celles du LHC (CERN), où l'empilement devient le problème majeur. Les périodes de croisement des faisceaux de protons y sera de $25 ns$ (chiffre de 1995).

Le SSC, à Dallas était l'autre grand projet en lice. Il a été abandonné courant 1994. Toutefois, un grand nombre d'études et de propositions de détecteurs existent. Le fait que l'accélérateur ne se construise pas ne diminue en rien l'intérêt de ces projets. Tout comme les lettres d'intention des expériences du LHC, les rapports techniques publiés en vue du SSC montrent les directions prises par la communauté des physiciens des hautes énergies en matière de détecteurs et de systèmes d'acquisition.

Le LHC est un anneau proton-proton construit dans le tunnel du LEP, au CERN. Sa circonférence est de 26.7 kilomètres. Les énergies des protons atteindront $8 TeV$. La limite en énergie imposée par les dimensions du tunnel est particulièrement compensée par l'augmentation du nombre de particules des faisceaux.

	SPPS	TEV.	HERA	LHC	SSC
Année	1981	1987	1992	2000	2000
Circonférence (km)	6.91	6.28	6.336	26.659	87.12
Particules	p \bar{p}	p \bar{p}	ep	pp	pp
Energies (TeV)	0.315	0.9-1.0	e:0.026 p:0.82	8	20
Luminosité ($10^{30} cm^{-2} s^{-1}$)	3	7	16	40000	1000
Nb de paquets	6	6	210	4810	16000
Nb part./paquet (10^{10})	p:15 \bar{p} :8	p:7 \bar{p} :3	e:3.65 p:10	10	0.8
Période de croisement	3, 8 μs	3, 5 μs	96 ns	25 ns	15 ns
Fréq. de déclenchement (Hz)	30	100	100	50000	50000

Tableau 1.1: Les caractéristiques conditionnant le halo des accélérateurs à protons [4]. Le paragraphe 5.1 précise les taux de déclenchements des détecteurs. Ces chiffres sont ceux donnés en 1995 (les lettres p et e correspondent respectivement aux protons et aux électrons. Le trait supérieur symbolise l'anti-particule).

Ceci a des répercussions sur l'intensité des perturbations, dont les caractéristiques seront décrites au paragraphe suivant.

1.1.1 Le halo de particules des accélérateurs

L'origine des perturbations du faisceau est la suivante: un proton qui échappe au contrôle de l'accélérateur rencontre les structures mécaniques de l'appareillage. Il y produit une gerbe de particules secondaires. De même, le vide imparfait du tube de transport est un obstacle sur la trajectoire des particules — le gaz résiduel est constitué principalement d'hydrogène et d'oxyde de carbone. Les interactions proton-vide produisent des gerbes secondaires semblables à celles des interactions proton-tube. Elles se propagent en phase avec le paquet de particules dont elles sont issues. Leur direction est proche de l'axe d'accélération. Le détecteur est noyé dans un halo de particules, provenant des interactions entre le faisceau et les parties droites de l'accélérateur en amont du point de collision. Les perturbations entraînées par ce halo sont appelées **bruit de faisceau**.

Elles peuvent être partiellement rejetées par la mesure du temps de vol des particules. Cette mesure donne le sens du mouvement des particules et permettent de distinguer celles qui sont issues d'une collision de celles qui ont échappé à l'accélérateur.

Cette méthode a pu être employée au SP \bar{P} S et au TEVATRON car la contamination du lot d'événements physiques par des événements de bruit de fond y est faible.

A HERA, certains phénomènes physiques en dessous de 2 GeV (comme la photo-production), peuvent être contaminés par les événements de bruit de fond.

Ses détecteurs doivent donc faire face à de nouvelles contraintes de mesure. Elles préfigurent celles du LHC, où la fréquence d'interaction sera très élevée.

Cette estimation ne peut être aujourd'hui que très approximative. Les intensités des bruits de faisceau sont fortement influencées par l'architecture des accélérateurs et par leurs conditions de fonctionnement, telles que la qualité du vide du tube et les dispositifs d'affinement du faisceau (*scraper*). En effet, les particules qui produisent le bruit proton-tube proviennent majoritairement du pourtour du paquet. Un dispositif de collimateurs, dans les parties droites autour du détecteur, concentre le faisceau et réduit localement l'intensité des perturbations proton-tube. Ce phénomène peut même être une source de collisions utilisables pour une autre expérience (HERAB). Le **facteur de collimation** ε est compris entre 1/2 et 1/10 à HERA, selon la qualité du faisceau.

Estimation du bruit de faisceau

L'intensité du bruit de faisceau peut être estimée pour chaque accélérateur en fonction des caractéristiques résumées dans les tableaux 1.1 et 1.2. Le critère de comparaison est la quantité d'énergie perdue par le faisceau dans le détecteur. L'**énergie moyenne perdue par le halo dans le détecteur** E_{halo} s'exprime de la manière suivante

$$E_{halo} = E_p \cdot \frac{\text{Longueur du détecteur } L_D}{\text{Longueur de l'accélérateur } L_A} \cdot f_{halo} \cdot \varepsilon$$

où

- E_p est l'**énergie nominale des protons**.
- f_{halo} est la fraction moyenne de particules perdues dans le halo par unité de temps (adimensionnel).
- ε est le **facteur de collimation** (adimensionnel).

Le **temps de vie du faisceau** T_{vie} est le temps pendant lequel le nombre de particules du faisceau diminue d'un facteur e ($e = 2.178$). Les interactions proton-tube sont les manifestations de la diminution du nombre de particules à HERA. Le temps de vie se mesure en heures. Le nombre initial de particules N_p du faisceau est le nombre de paquets de particules du faisceau $n_{paquets}$ multiplié par le **nombre de particules par paquet** n_p .

$$N_p = n_{paquets} \cdot n_p$$

La fraction de particules f_{halo} perdues pendant le temps de vie T_{vie} est, par définition, N_p/e . La puissance moyenne P_{halo} s'écrit

$$P_{halo} = E_p \cdot \frac{L_D}{L_A} \cdot \frac{1}{e} \cdot \frac{n_{paquets} n_p}{T_{vie}} \cdot \varepsilon$$

L'expression se simplifie en remarquant que la longueur de l'accélérateur est égale au nombre de paquets multiplié par la distance qui les sépare. Cette distance est la **période de croisement** T_{BC} multipliée par la vitesse de la lumière c .

$$P_{halo} = \frac{1}{e} \cdot E_p \cdot \frac{L_D n_p}{c T_{vie} T_{BC}} \cdot \varepsilon$$

et l'énergie déposée à chaque croisement de faisceau E_{BC} est

$$E_{BC} = \frac{1}{e} \cdot E_p \cdot \frac{L_D/c}{T_{vie}} \cdot n_p \cdot \varepsilon$$

Le tableau 1.2 calcule l'intensité des bruits de faisceau pour les différents accélérateurs. La longueur des détecteurs L_D est supposée égale à 10 mètres. Le facteur de collimation ε est égal à $1/10^{eme}$.

La figure 1.1 montre la distribution du signal calorimètre de H1, à proximité du faisceau. Les déclenchements utilisés étaient aléatoires. La distribution est celle des dépôts d'énergie du bruit de faisceau, convoluée par le filtre bipolaire du calorimètre (ce qui explique qu'il y ait des valeurs négatives).

L'écart type de la distribution est 48 MeV . L'énergie déposée par le halo dans la totalité du détecteur — à l'avant et à l'arrière — est de l'ordre de la centaine de MeV. Au fonctionnement nominal de HERA, ce chiffre doit être multiplié par un facteur 10. L'intensité des perturbations sera alors du même ordre de grandeur que l'estimation de 280 MeV calculé dans le tableau 1.2.

Avec la même efficacité de collimation, l'estimation de l'intensité du bruit de faisceau montre que le LHC est un environnement cent fois plus perturbé que celui de HERA. Cette différence s'explique par les énergies et par le nombre de particules dans les faisceaux.

Le bruit de faisceau ne sera pas la perturbation majeure au LHC. Il sera dominé par le **bruit de collision** (voir paragraphe suivant), mais garde cependant de l'importance pour la mesure de certains événements physiques peu fréquents.

1.1.2 Le bruit de collision

Le nombre élevé des interactions au LHC est une source de perturbations plus intense que le bruit de faisceau. Chaque croisement produira 20 interactions au LHC et en moyenne 1.6 au SSC.

Les collisions réellement intéressantes pour la physique, impliquant les structures profondes de la matière, seront cependant beaucoup plus rares et mettront en jeu des énergies beaucoup plus importantes. Ce signal physique relativement rare, mais bien visible, sera donc perturbé par un flot d'interactions de basse énergie, appelé **bruit de collision**. La figure 1.2 montre la simulation d'un événement typique du LHC. Elle peut être comparée avec un événement de H1 (figure 3.3), qui ne présente pas ce type de perturbation.

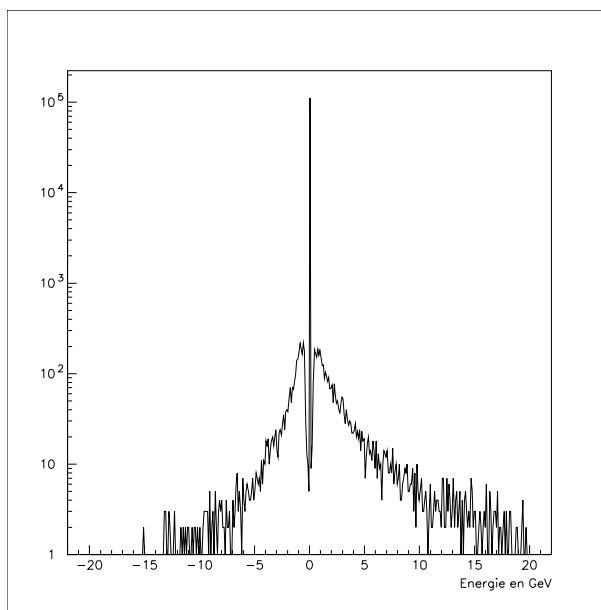


Figure 1.1: Distribution de l'énergie déposée (en GeV) dans le calorimètre H1, à proximité du faisceau, pour des déclenchements aléatoires. Cette distribution est celle des dépôts d'énergie du bruit de faisceau, convoluée par le filtre bipolaire du calorimètre (ce qui explique qu'il y ait des valeurs négatives). On peut également observer l'effet de la suppression de zéros, qui concentre les 10^5 événements à énergie nulle.

	SPPS	TEVATRON	HERA	LHC	SSC
Energie d'une particule E_{acc}	315 GeV	1000 GeV	820 GeV	8000 GeV	20000 GeV
Nombre de particules par paquets n_p	$15 \cdot 10^{10}$	$7 \cdot 10^{10}$	10^{10}	$10 \cdot 10^{10}$	$0,8 \cdot 10^{10}$
Temps de vie de faisceau T_{vie}	30 h	20 h	10 h	15 h	24 h
Période de croisement de faisceau T_{BC}	$3,8 \mu s$	$3,5 \mu s$	$96 ns$	$16 ns$	$15 ns$
Nombre de faisceaux de protons	2	2	1	2	2
Energie perdue par le halo/s P_{halo}	$28 \cdot 10^3$ GeV	$68 \cdot 10^3$ GeV	$3 \cdot 10^6$ GeV	$230 \cdot 10^6$ GeV	$30 \cdot 10^6$ GeV
Energie moyenne déposée par le halo/à chaque croisement E_{BC}	110 MeV	240 MeV	280 MeV	3.5 GeV	450 MeV
Energie déposée par les collisions/par croisement dans un baril E_{BC}	2 GeV	3 GeV	négligeable	140 GeV	7 GeV

Tableau 1.2: Estimation de l'intensité des bruits de faisceau. Les valeurs sont calculées selon la méthode décrite au paragraphe 1.1.1. La valeur du bruit de faisceau mesurée lors de la seconde période de fonctionnement de H1 correspond à cette estimation grossière.

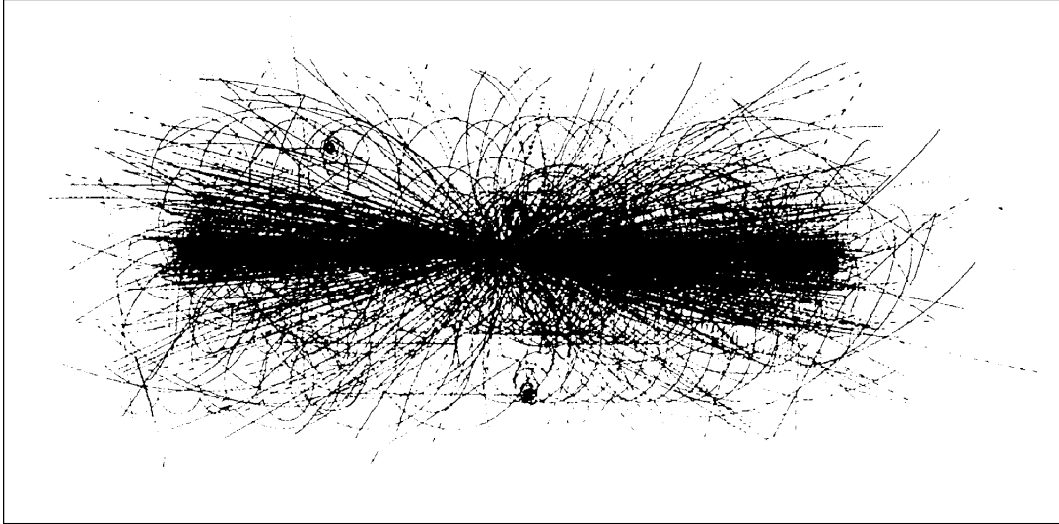


Figure 1.2: Simulation d'un événement au LHC. Le bruit de collision est constitué par un grand nombre de particules issues de plusieurs interactions parasites, émises avec une énergie transverse de 0.5 GeV . La figure 3.3 montre une collision à grande énergie de HERA, et qui ne présente pas ce type de perturbations. [5].

1.2 Les principes de détection

Une particule de haute énergie ionise la matière qu'elle traverse. En général, un détecteur mesure la quantité de charges produites, et l'instant de la production. L'ionisation n'est pas le seul phénomène mis en jeu par le passage d'une particule chargée à travers la matière. Elle est cependant la plus utilisée pour la détection des particules. C'est pourquoi l'étude qui suit se limite à son cas, sans traiter les effets complémentaires comme l'émission Čerenkov ou la radiation de transition.

L'ionisation peut être mesurée directement en comptant le nombre d'électrons. Une méthode indirecte consiste à compter le nombre de photons issus des recombinaisons des charges. Ces deux effets existent dans tous les milieux sensibles. Ils ont des intensités complémentaires. Les deux paragraphes suivants font la liste des milieux privilégiant soit la collection de lumière, soit la collection de charge.

A titre d'illustration, la figure 1.3 montre la réponse d'un prototype de calorimètre à xénon liquide où les deux effets sont mesurables [6]. Leur intensité est fonction de l'intensité du champ électrique dans lequel est plongé le milieu. Les charges dérivent dans un champ élevé et sont recueillies par la cathode de mesure. La recombinaison est majoritaire si l'intensité du champ est faible.

Un troisième effet complète la création de charges et de lumière. L'énergie incidente peut se reconvertir partiellement en chaleur. La température du milieu

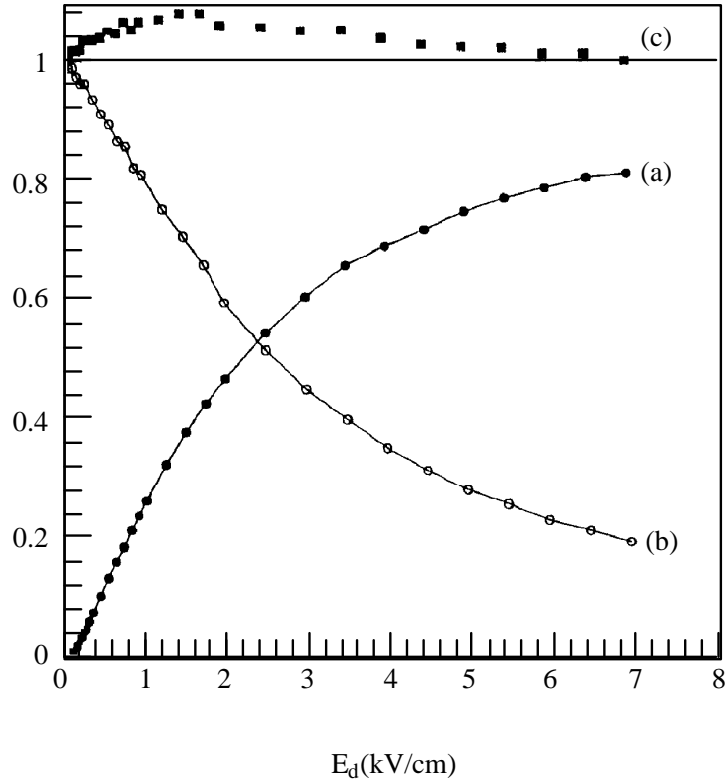


Figure 1.3: Les deux modes de détection d'une particule fonctionnent simultanément dans un détecteur à xénon liquide . L'intensité du champ électrique E_d conditionne la proportion de l'ionisation normalisée (a) et de la scintillation normalisée (b). La courbe (c) correspond à la somme des deux courbes. Pour un champ électrique élevé, les charges dérivent et contiennent le maximum d'information sur l'énergie. A champ nul, les atomes ionisés se recombinent. Les photons émis contiennent alors toute l'information [6].

augmente sur la trajectoire de la particule. L'élévation de température produit, dans des liquides métastables, de fines bulles de gaz. Ce principe fut utilisé au commencement de la physique des hautes énergies dans les chambres à bulles.

Les deux paragraphes suivants énumèrent sommairement les milieux sensibles généralement utilisés.

1.2.1 Les milieux privilégiant la collection de charges

Principe de la collection de charges

Pour collecter les charges, le milieu sensible est plongé dans un champ électrique, produit par une tension établie entre les électrodes de mesure. Un champ, s'il est

suffisamment puissant draine les charges vers l'anode avant qu'elles ne se recombinent avec le milieu et peut provoquer un phénomène d'avalanche en améliorant le gain en charge.

Le nombre d'électrons est proportionnel à l'énergie perdue par la particule incidente. La hauteur du signal correspond à l'ionisation spécifique que l'on souhaite mesurer.

Une cellule est une source de courant, car la collection de charge ne perturbe pas le champ électrostatique.

Les milieux solides

Le silicium très pur est le milieu solide le plus souvent utilisé en physique des hautes énergies. L'énergie nécessaire à la création d'une paire électron-*trou* est faible (1.1 eV). Elle est inférieure à l'énergie d'ionisation (8.15 eV). Les trous positifs sont les porteurs majoritaires du silicium, contrairement aux milieux gazeux.

Sa densité est élevée (2.33 g/cm^3). Un signal peut donc être donné par un petit volume de silicium. Son emploi est courant dans les détecteurs micrométriques qui repèrent le point d'interaction (μVertex).

Seul un tiers de l'énergie incidente crée une paire électron-*trou*. Le rendement est d'une charge pour 3.5 eV . Les deux autres tiers se transforment respectivement en rayonnement électromagnétique et en chaleur.

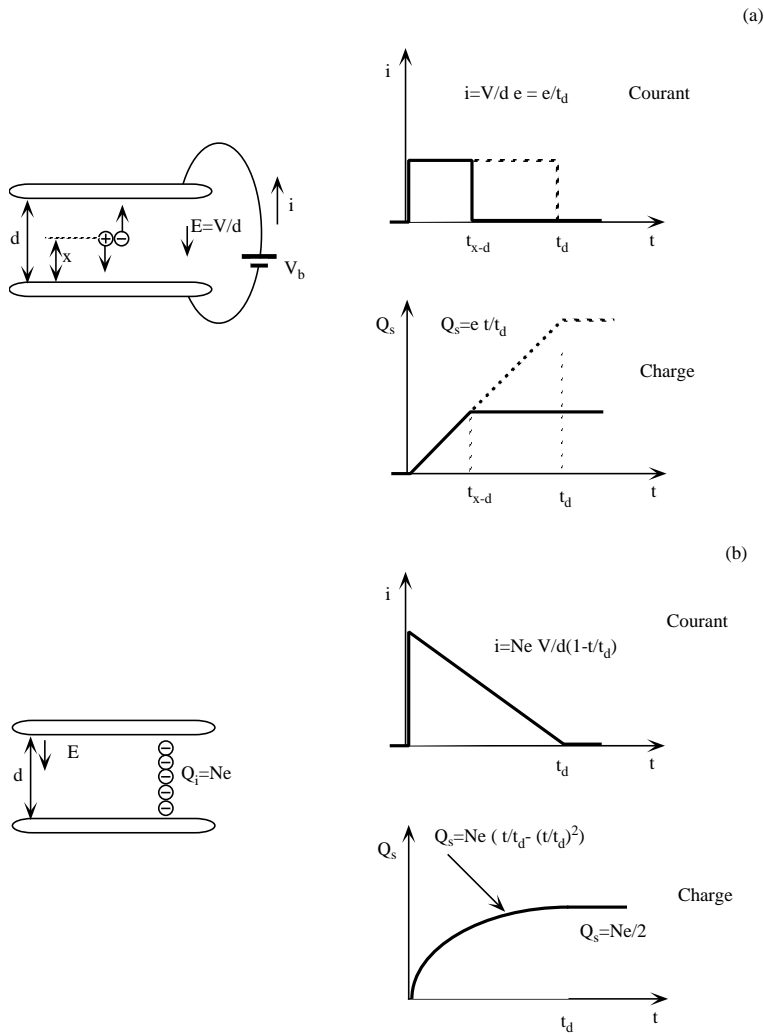
Le germanium se situe dans la même colonne de la classification des éléments. Sa densité est plus élevée (5.323 g/cm^3) et l'énergie nécessaire à la création d'une paire est plus faible (0.77 eV). Ses caractéristiques de détection sont meilleures que celles du silicium. Son utilisation n'est cependant pas très répandue à cause de son prix élevé. Un kilo de germanium brut coûte cinquante fois plus cher que celui du silicium.

Les structures cristallines du silicium sont endommagées par les doses élevées de rayonnements.

La figure 1.4 montre le signal dans l'argon liquide, tel qu'il est utilisé pour la calorimétrie de H1. Les atomes ionisés sont statiques, les électrons dérivent. La largeur du triangle est égale au temps de la traversée de la distance qui sépare la position initiale de la charge et l'anode. Ce temps est fonction de l'écart entre les deux électrodes et de l'intensité du champ.

Dans l'argon ou le xénon liquide, la part d'énergie incidente transformée en chaleur est minimale car les liaisons moléculaires n'existent pas au sein d'un gaz rare liquéfié. L'élévation de chaleur qui traduit la vibration de ce type de liaison n'a pas lieu. L'énergie incidente se retrouve sous la forme soit de charges libres soit de rayonnement.

Le milieu liquide le plus fréquemment utilisé est l'argon liquide. L'énergie d'ionisation d'un atome d'argon est de 25 eV . La densité du milieu est de 1.4 g/cm^3 . Le calorimètre de H1 utilise cette technologie de détection: une lamelle d'argon liquide de 2.5 mm d'épaisseur est placée entre deux électrodes de mesure, sous une



haute-tension de 2500 Volts. Le temps de collection des charges (*base du triangle*) est d'environ 500 ns.

La figure 1.3 montre les caractéristiques de détection du xénon liquide. A champ élevé, les électrons dérivent avant de pouvoir se recombinaient avec leur ion parent. La collection de charge est privilégiée. A champ nul, les charges se recombinaient et émettent un photon. C'est dans ce cas la scintillation qui sera le processus majoritaire.

La densité du xénon est de 3.057 g/cm^3 . Son énergie d'ionisation est 12.13 eV . Le xénon liquide n'a, à l'heure actuelle, jamais été mis en œuvre à grande échelle pour une question de coût.

Le mètre cube de xénon coûte cinquante fois plus cher que le mètre cube d'argon liquide (environ 5000 francs). Ces prix ne prennent pas en compte leur purification. Le krypton est également un gaz rare dont l'emploi a été envisagé. Son prix est de l'ordre de deux millions de francs par mètre cube.

L'argon est liquide à 80°K . Il nécessite une installation cryogénique importante. En contrepartie de cet investissement le prix du détecteur ne dépend pas directement du nombre de canaux. La densité de charges produite par unité de volume est élevée. La segmentation peut être très fine. Le prix d'une cellule de détection reste compétitif avec celui d'autres milieux.

Les caractéristiques de détection des gaz rares liquides ne sont pas altérées par les radiations.

Les milieux gazeux

Le nombre de charges primaires créées par la particule incidente est faible. Dans le champ électrique puissant créé autour d'un fil de faible diamètre, les électrons atteignent une vitesse suffisante pour ioniser à leur tour le gaz sur leur trajectoire, ce qui produit une avalanche. Le signal est par là même amplifié. La mesure se fait généralement sur les mouvements des ions positifs s'éloignant du fil. La forme du signal est donc plus compliquée que pour des milieux liquides.

Les radiations dégradent les performances de détection des milieux gazeux. Elles produisent entre autres des phénomènes chimiques dans le gaz qui accélèrent les processus de corrosion.

1.2.2 Les milieux privilégiant la collection de lumière

Les charges libérées par le passage de la particule se recombinaient avec l'ion parent et émettent un photon. Le temps de relaxation du scintillateur peut varier de 1 ns à 500 ns . Ces temps correspondent respectivement aux cristaux de fluorure de cérium et d'iodure de sodium. La lumière est guidée par le milieu vers un photomultiplicateur ou une photo-diode. Le temps de collection de la lumière est le temps de relaxation auquel se rajoutent les temps de transport et de transit du photomultiplicateur. Le rendement du détecteur de photon est compris entre 10%

et 30%. Il se comporte également comme une source de courant. Dans certains cas, la lumière recueillie est produite par phosphorescence. Le rendement du phosphore est de l'ordre de 1%.

1.3 Les bruits inhérents au détecteur

Une cellule de détection traversée par une particule est donc une source de courant, connectée à un pré-amplificateur qui la convertit en un signal en tension, suffisamment puissant pour être transporté.

Un bruit est une perturbation soit du nombre total de charges du signal, soit de leur transport. Les perturbations du nombre de charges peuvent être représentées sur un schéma équivalent comme une source de courant en parallèle avec la cellule de détection. Les variations sur la dynamique sont équivalentes à une source de tension en série avec la cellule. Le paragraphe 2.2.2 développe la distinction entre *bruits parallèles* et *bruits série*.

1.3.1 Les bruits intrinsèques au milieu sensible

La cellule de détection est le lieu de phénomènes physiques qui peuvent perturber la collection de charge ou de lumière.

La création de charges et de photons sont deux effets complémentaires. Pour l'un des processus de conversion, la fraction d'énergie perdue dans l'effet complémentaire est une perturbation. La réponse du prototype de calorimètre à xénon liquide présenté figure 1.3 mesure les deux effets et améliore la qualité de la mesure en utilisant la corrélation entre les deux effets.

La perte de charges ne se produit pas uniquement par recombinaison avec l'ion parent. L'électron peut, de plus, être capturé par des impuretés électronégatives du milieu (oxygène, composants halogénés). Cependant, la recombinaison avec l'ion-parent intervient immédiatement après l'ionisation, alors que la charge peut être capturée par une impureté tout au long de sa dérive, selon le principe d'un *piège* dans un semi-conducteur.

Les milieux dit *chauds* comme le silicium — par opposition à l'argon liquide, milieu froid² —, peuvent fournir spontanément des porteurs de charges. Le même phénomène, à la surface des électrodes d'un photo-multiplicateur, est à l'origine du *courant d'obscurité*.

1.3.2 Les bruits d'amplification

Les bruits intrinsèques au milieu de détection sont du même type que ceux d'un semi-conducteur d'amplification. Le bruit de l'amplificateur est celui du premier transistor en contact avec la cellule de détection.

² $kT \ll$ énergie d'ionisation de l'argon soit $25 eV$.

L'une des origines du bruit est le courant de fuite à travers la jonction de contrôle du transistor connectée à l'électrode. Il est plus faible sur la grille d'un transistor à effet de champ (FET) que sur la base d'un transistor bipolaire. Le courant de fuite du FET utilisé par le calorimètre de H1 est de 1 nA . Le transistor est du type *2SK372* (Toshiba). Le transistor bipolaire est utilisé pour sa rapidité.

Les autres sources de bruits sont les perturbations du mouvement des charges dans le substrat semi-conducteur. Elles sont équivalentes à des variations de tensions dans la capacité d'entrée du transistor. La figure 2.18 en montre l'intensité en fonction de la capacité d'entrée. La courbe a été mesurée sur le préamplificateur du calorimètre à argon liquide de H1.

Le bruit électronique est minimum si la capacité du détecteur est égale à la capacité d'entrée du préamplificateur. Ces capacités ne sont souvent pas du même ordre de grandeur (nanofarad contre picofarad). L'adaptation des deux capacités peut être réalisée par un transformateur [8] (La haute-tension de la cellule fournit la puissance au courant primaire.) L'utilisation d'une bobine n'est pas envisageable quand l'électronique d'amplification est placée dans le champ magnétique du détecteur. Dans ce cas, l'adaptation peut se faire en plaçant plusieurs transistors en parallèle à l'entrée. Dans le cas du calorimètre de H1, la capacité de la cellule est de l'ordre de 1 nF . Celle du FET est de 75 pF . Le nombre de transistors nécessaires à l'adaptation de l'amplificateur est trop élevé. Le rapport signal sur bruit du calorimètre de H1 n'est, par conséquent, pas optimisé.

1.4 Structure des détecteurs

Un détecteur est construit autour du point d'interaction. C'est un assemblage de sous-détecteurs, mesurant la trajectoire et l'énergie des particules issues de la collision.

Mesure de traces

De manière générale, une particule émise vers l'extérieur du détecteur rencontrera les chambres à traces. Ce type de détecteur mesure la trajectoire d'une particule avec une précision de l'ordre de la centaine de microns. La mesure modifie peu les caractéristiques de la particule (énergie et impulsion).

Le μVertex est un sous-détecteur micrométrique qui repère précisément le point d'interaction et détecte les particules à faible durée de vie. Le milieu sensible utilisé est généralement le silicium. Le μVertex est placé immédiatement autour du point d'interaction. La taille de ces détecteurs ne dépasse pas la dizaine de centimètres de rayon pour une longueur inférieure au mètre.

D'autres chambres, plus étendues, mesurent la trajectoire des particules. Le milieu sensible de ces chambres est généralement gazeux. Les électrodes de mesure sont des fils. La particule incidente ionise le gaz sur sa trajectoire selon le principe énoncé paragraphe 1.2.1. Un champ électrique est appliqué entre les fils, vers

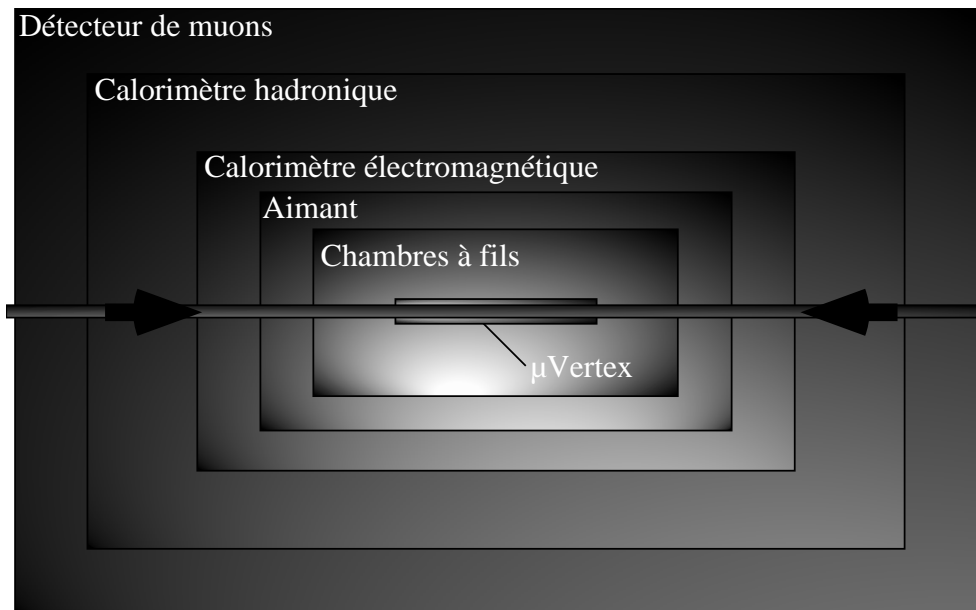


Figure 1.5: Schéma d'un détecteur standard pour collisionneur de haute énergie.

lesquels dérivent les charges. La trajectoire de la particule est reconstruite en connaissant les temps d'arrivée des charges sur un fil et le tramage. Le détecteur est plongé dans un champ magnétique. La valeur et le signe du rayon de courbure de la déviation donnent l'impulsion et la charge de la particule.

Les chambres à fils sont les détecteurs qui produisent généralement le plus de données brutes (voir figure 4.2). Chaque fil restitue l'historique des trajectoires qui ont traversé son puits de potentiel. Ceci représente plusieurs dizaines de valeurs. Le signal d'un fil est échantillonné par un encodeur rapide. A titre d'exemple, chacun des 9520 fils du détecteur de trace de H1 est échantillonné toutes les 10 nanosecondes. Le temps de collection des charges dans le milieu sensible dure $2 \mu s$. L'historique d'un signal est constitué de 200 valeurs [9].

Mesure de l'énergie

Le calorimètre mesure l'énergie des particules. Il entoure les chambres à traces. La mesure de l'énergie d'une particule implique qu'elle soit absorbée entièrement par le calorimètre. La mesure est destructive.

Le paragraphe 3.1 décrit les processus d'absorption. Un calorimètre composé uniquement de scintillateur ou d'argon liquide devrait avoir un rayon d'environ 6 mètres pour absorber les particules. Afin de limiter la taille du détecteur, on intercale des couches de matières mortes ayant un plus grand pouvoir d'absorption (plomb, fer, cuivre), avec des couches de milieu sensible. Une particule incidente y produit une gerbe. Une fraction constante de l'énergie est échantillonnée par les couches de milieu sensible (voir paragraphe 1.2). C'est elle qui sera mesurée.

Aux énergies mises en jeu à HERA, il faut huit longueurs d'interaction pour absorber une particule hadronique (voir paragraphe 3.1), tel un proton, et 25 longueurs de radiation pour un électron. Dans le calorimètre à argon liquide de H1, ces distances sont respectivement de l'ordre de 2 m et de 40 cm . Les électrons sont absorbés sur de plus courtes distances que les hadrons. Le calorimètre électromagnétique est toujours placé à l'intérieur du calorimètre hadronique.

Détecteur de muons

A l'extérieur du détecteur, d'autres appareillages détectent le passage des muons. Ces particules interagissent peu avec la matière et traversent aisément les couches inférieures du détecteur. Dans l'expérience H1, le détecteur de muons joue également le rôle de détecteur de fin de gerbes. Il mesure l'énergie qui n'a pas été complètement absorbée par les calorimètres. Les radiations résiduelles autour du détecteur sont presque nulles.

Taille des détecteurs généralistes

Le schéma d'analyse d'une expérience prévoit l'observation des phénomènes physiques et définit la direction des recherches. Il est accompagné d'une estimation des fréquences et des structures des événements attendus. La résolution spatiale et temporelle du détecteur — c'est-à-dire la taille des cellules de détection et la vitesse de l'électronique — découle directement du schéma d'analyse.

Il est possible de définir la structure d'un détecteur généraliste standard. Les détecteurs étudiés par la suite adoptent tous cette structure à quelques différences technologiques près. Cependant, les granularités de ces détecteurs ne peuvent être standardisées. Le calorimètre de H1 est segmenté en 45000 cellules de détection. Celui de ZEUS en possède 13000. Cette différence est plus marquée entre les détecteurs construits autour du LEP. Le calorimètre électromagnétique de ALEPH est segmenté en 220000 cellules, contre 23000 pour celui de DELPHI. Ces deux détecteurs observent pourtant les mêmes processus physiques. Les lettres d'intention des futures expériences prévoient que le nombre de canaux devrait être multiplié par dix. Le chapitre 3 étudie l'influence de la granularité sur la précision de la mesure et donne les critères de choix.

Un calorimètre généraliste doit avoir une granularité suffisamment fine pour pouvoir reconnaître une grande variété de forme de gerbes.

- Les gerbes électromagnétiques
 - Les électrons et les positrons (e^- et e^+).
 - Les photons (γ).
 - Les pions neutres (π^0) (Les pions neutres ont une durée de vie très faible. Ils se désintègrent en deux photons dans le tube à vide. Bien

qu'étant des particules hadroniques, ils sont donc détectés par le calorimètre électromagnétique).

- Les gerbes hadroniques
 - Les neutrons (n)
 - Les protons (p) et antiprotons (\bar{p}) (trois quarks).
 - Les pions chargés (π^+ et π^-) (deux quarks).
- Les muons (μ)
- Les neutrinos (ν) (ces particules ne sont pas chargées et n'interagissent pas avec la matière. La présence du neutrino est détectée par un déséquilibre du bilan en énergie et en quantité de mouvement de l'interaction. La mesure de la direction et de l'énergie du neutrino nécessite donc une grande herméticité du détecteur).
- Les jets (ils sont un ensemble de particules projetées dans la même direction, et dont on ne peut reconnaître les signatures individuelles des constituants).

Le résultat d'une interaction est un ensemble de ces signatures élémentaires. Un détecteur généraliste doit les discerner et en mesurer la direction et l'énergie.

1.4.1 Les tendances générales

La **montée en énergie** de la physique des particules doit nécessairement s'accompagner d'une **montée en luminosité** des anneaux de collisions, permettant d'observer les phénomènes à distance de plus en plus courte.

Les limites dans ce domaine ne proviennent pas de la technologie des accélérateurs, mais des détecteurs eux-mêmes, de quatre façons différentes:

- Par leur résistance aux radiations.
- Par leur **résolution temporelle**, ou plus précisément leur qualité à séparer deux événements consécutifs.
- Par leur **sélectivité**, c'est à dire leur aptitude à reconnaître un événement intéressant parmi les autres.
- Par leur **capacité à traiter un grand volume d'information**.

Ces trois derniers points seront examinés respectivement dans le prochain chapitre, puis le troisième, et enfin dans la seconde partie.

Chapitre 2

Signal et temps

Le but de ce chapitre est de **qualifier et de quantifier la résolution temporelle des détecteurs** de physique des hautes énergie, en particulier des calorimètres de HERA. L'approche communément employée jusqu'ici [7][8] consiste essentiellement à présenter, par des méthodes analytiques, le rapport signal sur bruit en fonction d'un temps caractéristique et à mettre en évidence les optima appelés *coins de bruit* (nous rappellerons ces résultats et nous démontrerons qu'ils sont reliés au théorème du filtre adapté).

Le problème nouveau posé par les collisionneurs de haute luminosité, provient du mélange des bruits électroniques (essentiellement gaussiens) et physiques (non gaussiens) que nous avons introduit au premier chapitre.

Nous abordons ce problème en développant un programme de simulation qui permet de faire apparaître les effets des empilements d'événements dus aux bruits de faisceau et de collisions. Les résultats sont mis sous une forme analytique type *coin de bruit*, analogue à celle du problème classique. Ils se visualisent aisément par la représentation en deux dimensions que nous introduisons (signal dans le temps versus temps d'intégration).

Cette modélisation servira particulièrement dans le chapitre 3, à l'optimisation de la chaîne électronique d'un détecteur, qui doit assurer des fonctions multiples — mesure d'énergie, mesure de temps et détection d'événements —.

L'application au cas du calorimètre à argon liquide de H1 est entièrement traitée, tant pour la simulation numérique que pour les mesures expérimentales, ainsi que pour la comparaison du détecteur réel et du détecteur optimal.

De même, plusieurs calorimètres analogues sont comparés en distinguant les caractéristiques propres du détecteur et celles de la chaîne électronique.

2.1 Génération du signal

2.1.1 Les signaux des cellules de détection

Une cellule de détection est un générateur de courant. La quantité de charges produites est proportionnelle à l'énergie de la particule incidente. La forme du signal ne dépend que de la géométrie de la cellule et de l'amplificateur. La réponse de la cellule est stable dans le temps, ou *stationnaire*. Le signal peut s'écrire

$$i(t) = E \times s(t - t_0) \quad (2.1)$$

où E est l'énergie de la particule incidente et t_0 l'instant de son passage dans la cellule, dont la réponse normalisée est $s(t)$.

Cette expression du signal contient les deux grandeurs, relatives à la particule incidente, que l'on souhaite mesurer: le temps et l'énergie. Elle sera utilisée au paragraphe 2.2 lors du calcul des estimateurs par la méthode du χ^2 minimum. De la forme $s(t)$ du signal dépend la qualité de la mesure de ces deux paramètres. Le temps de mémoire d'un détecteur et son temps de montée sont respectivement liés à la mesure de l'énergie et du temps.

Temps de mémoire

Le temps de mémoire t_m est celui du front du signal produit par le passage de la particule. Il sera défini exactement au paragraphe 2.2.3. Dans le cas de la cellule d'argon liquide du calorimètre de H1, ce temps est de 170 ns . Il correspond au tiers de la largeur de la base du signal triangulaire présenté à la figure 1.4. Le temps de mémoire est donc égal au tiers du temps de collection des charges. Plus la lamelle d'argon sera épaisse, plus le temps de collection sera long.

Le temps de mémoire d'un scintillateur est généralement plus court que celui d'un milieu privilégiant la collection de charges. La figure 2.1 montre le signal d'un canal du nouveau calorimètre arrière de H1 (SPACAL). La quantité de charges produites par la cellule de détection est reliée à l'énergie de la particule de haute énergie. **Cette quantité est l'intégrale du courant.**

Le paragraphe 2.2.3 étudie la précision de la mesure de l'énergie en fonction du temps de mémoire et du temps d'intégration.

Temps de montée

Le temps de montée t_{mont} est le temps écoulé entre le passage de la particule et l'instant du maximum du signal à la sortie de la chaîne d'amplification. Il dépend de la dispersion du signal dans la chaîne de détection, ou plus précisément de la géométrie, du câblage de la cellule de détection et des caractéristiques de l'amplificateur. Le temps de montée est défini exactement au paragraphe 2.2.1.

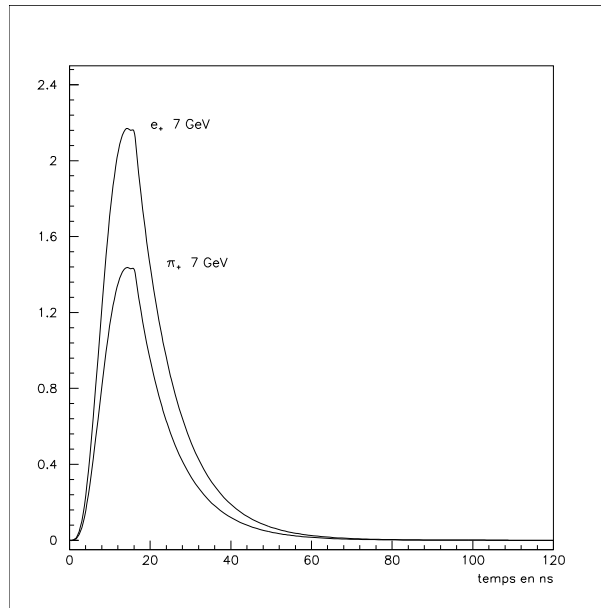


Figure 2.1: Réponse d’une cellule du calorimètre scintillateur SPACAL. Son temps de mémoire t_m (cf équation 2.8) et son temps de montée t_{mont} (cf équation 2.9) sont directement liés à la mesure optimale de l’énergie et du temps.

Une montée rapide du signal favorise la mesure de l’instant du passage de la particule.

2.1.2 Les distributions d’énergie

Le temps où deux particules vont interagir au centre du détecteur est aléatoire, et obéit à une loi de Poisson. Par contre, la distribution d’énergie des particules incidentes n’est pas uniforme. Les formes de ces distributions ont des caractéristiques communes pour tous les détecteurs. Elles peuvent être considérées comme gaussiennes pour les petites énergies, et s’étalent vers des énergies plus élevées. Les petits dépôts d’énergie sont fréquents. Les dépôts d’énergie plus élevés sont rares.

Les détecteurs sont soumis à un flux de particules provenant du point d’interaction, et du halo de particules échappées de l’accélérateur (voir paragraphe 1.1.1). La valeur moyenne et la forme précise des distributions dépend de l’accélérateur et des processus physiques observés. Les deux paragraphes suivants introduisent les distributions d’énergie du flux de particules auquel sont soumis les détecteurs de HERA.

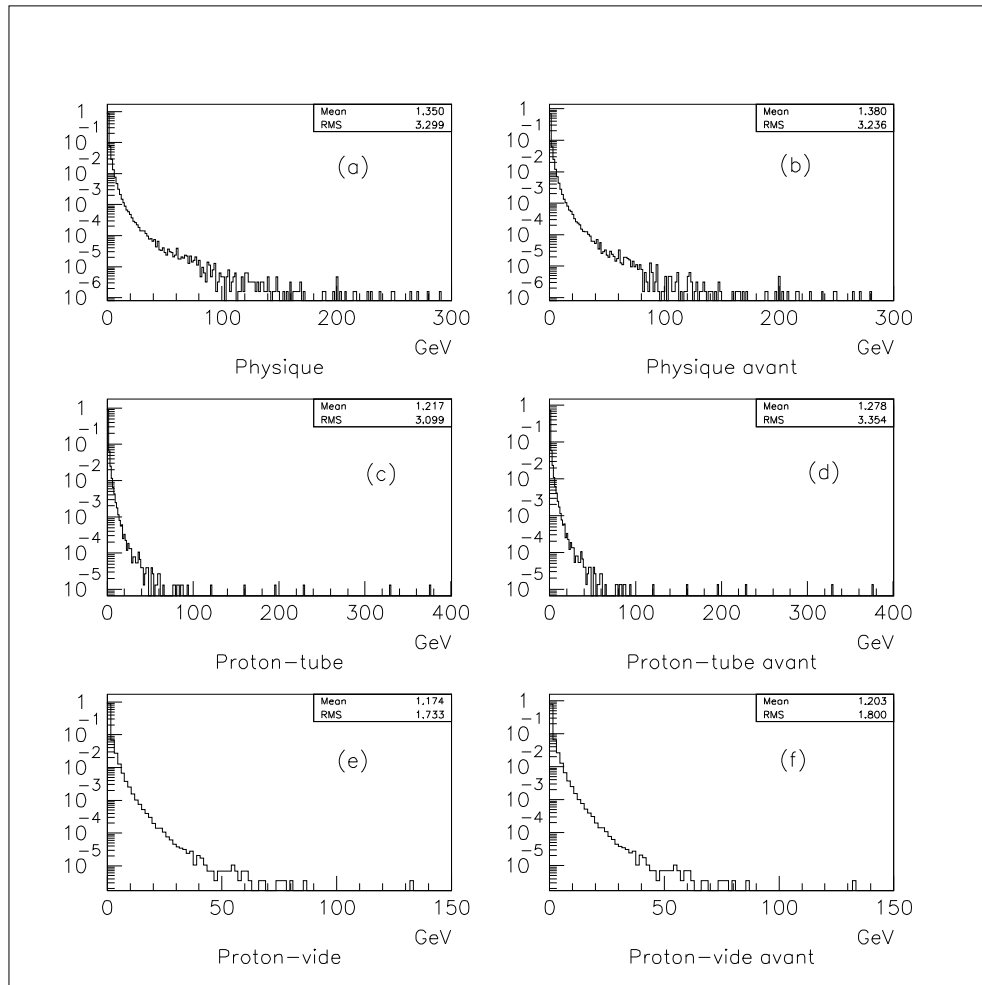


Figure 2.2: Distribution de l'énergie déposée dans le détecteur H1 par les différentes sources de bruit d'empilement. La valeur moyenne du bruit de faisceau à la luminosité nominale sera de 2 GeV à 75 Khz .

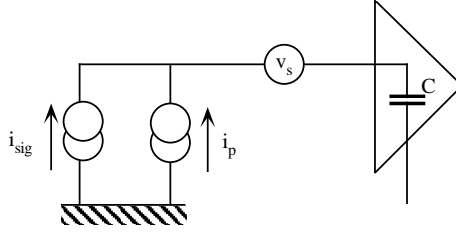


Figure 2.3: Schéma équivalent des sources de bruits série et parallèle.

Distribution d'énergie du bruit de faisceau

Les distributions d'énergie du halo de particules de HERA ont été mesurées lors des deux premières périodes de fonctionnement de HERA (1992 et 1993) à l'aide de déclenchement aléatoires. Extrapolées aux conditions nominales de HERA, elles permettent de prévoir des dépôts d'énergie supérieur à 2 GeV à un taux d'environ 75 KHz . Le tableau 1.2 résume les facteurs d'intensité des autres anneaux de collisions par rapport à HERA.

La figure 2.2 montre les distributions de sommes d'énergies incidentes du bruits de faisceau (proton-tube et proton-gaz) dans un groupe de cellules à l'avant du détecteur et dans un groupe de cellules moyennes. Elles ont été simulées dans le cadre d'une étude préliminaire de ces perturbations pour H1 [10].

2.1.3 Le bruit

Bruits série et parallèle

Le bruit est l'ensemble des perturbations qui agissent sur la **quantité** ou le **déplacement** des charges du signal $s(t)$ décrit au paragraphe précédent. Le bruit physique, le bruit de faisceau, les courants de fuites se rangent dans la première catégorie. Ils sont qualifiés de **bruits parallèles**, car il peuvent se représenter sur un schéma équivalent comme une source de courant en parallèle avec la cellule de détection (figure 2.3).

Par opposition, les **bruits série** se représentent par un générateur de tension, en série avec la cellule de détection. La source principale de bruit série est la perturbation du mouvement des charges dans le canal semi-conducteur du premier transistor d'amplification. Ces variations sont équivalentes à des variations de tension à l'entrée du transistor.

La quantité de charges dans la capacité d'entrée C du transistor s'écrit

$$Q = C\tilde{v}_s + \int_0^t (i_{sig} + i_p)dt \quad (2.2)$$

où C est la capacité d'entrée du transistor, \tilde{v}_s le générateur de tension série, i_p le générateur de courant en parallèle avec la source de courant signal i_{sig} . Si

les générateurs de bruits série et parallèles ont des résistances R_s et R_p , alors, la combinaison des deux perturbations donne naissance à un *temps de bruit* τ_c (voir paragraphe 2.2.4):

$$\tau_c = C\sqrt{R_s R_p}$$

Méthode de simulation

Le traitement du signal temporel est appliqué dans un programme de simulation travaillant sur des signaux digitaux. L'étude théorique du signal et du bruit sera illustrée par les résultats de la simulation. Outre les calculs classiques du traitement du signal, le programme produit un diagramme en deux dimensions (forme du signal dans le temps versus temps d'intégration) du signal et permet d'étudier les perturbations non-linéaires des bruits de faisceau et de collision.

Le programme reconstitue le signal en tout point de la chaîne de mesure du calorimètre à argon liquide montrée figure 2.3. La figure 2.4 en présente les étapes.

Le signal triangulaire $s(t)$ est convolué par la **réponse impulsionnelle** du filtre de mise en forme $h(t)$. La réponse impulsionnelle d'un appareillage est la forme du signal qu'il produit lorsqu'il est excité par une impulsion de Dirac.

La figure 2.4 montre l'exemple du filtre bipolaire, qui peut être remplacé par toute une gamme de filtres, comme ce sera le cas dans la suite de l'étude. Le résultat de la convolution correspond à la réponse impulsionnelle de la chaîne de détection complète $s(t) * h(t)$ (cellule+amplificateur+filtre de mise en forme).

Des dépôts d'énergie E sont, par la suite, tirés aléatoirement à partir des distributions d'énergie des particules incidentes (collisions et bruit de faisceau). Les dépôts seront notés par la suite $bf(t)$. Bien qu'une interaction n'ait pas lieu à chaque croisement de faisceaux, on considère que le détecteur est systématiquement touché.

Pour incorporer dans la simulation le bruit parallèle d'amplification, les distributions d'énergie de la figure 2.2 sont recalculées de façon à privilégier le tirage des faibles énergies. Ceci se rapproche plus de la réalité: le bruit parallèle d'amplification est équivalent à une petite quantité d'énergie qui se dépose systématiquement dans chaque cellule, à chaque croisement de faisceaux. Le calcul des instants des dépôts t_0 est ainsi épargné, sans modifier l'énergie moyenne déposée. Les dépôts à moyennes et grandes énergies restent poissonniens.

Cette succession d'impulsions est convoluée par la réponse de la chaîne de détection complète. Le signal temporel $s(t) * h(t)$ à l'entrée de la mémoire de l'échantillonneur est ainsi reconstitué.

Outre la forme temporelle du signal, le programme calcule sa fonction de distribution, son spectre d'énergie et sa phase.

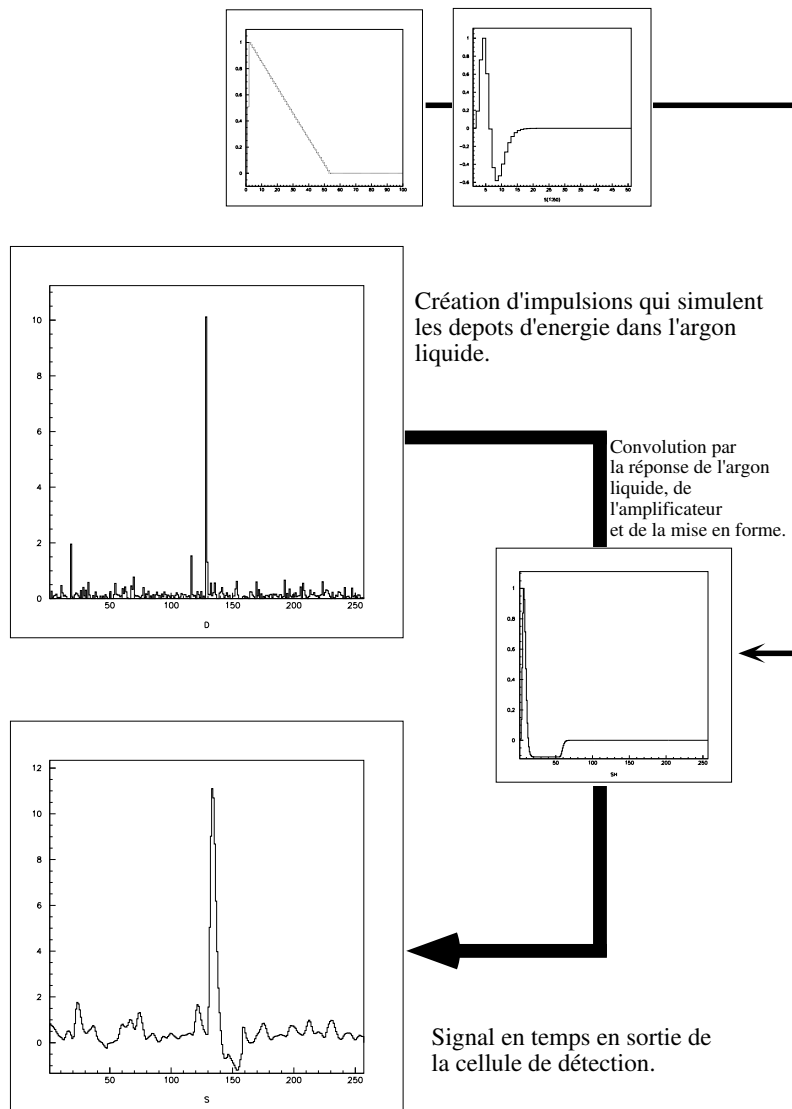


Figure 2.4: Etapes de notre programme de simulation des signaux. Le signal en fin de chaîne de détection est reconstitué à partir de la réponse de la cellule, de l'amplificateur et du filtre de mise en forme. Les bruits série et parallèles lui sont ajoutés.

Caractéristiques électroniques des bruits de faisceau et de collision

La figure 2.5 montre le spectre de puissance de la réponse à une impulsion de Dirac de la chaîne de détection d'une cellule d'argon liquide ($s(t) * h(t)$), noté *Spectre de puissance du filtre*. Le spectre correspond à l'énergie transportée par la composante du signal de fréquence f .

Le spectre de puissance du signal complet ($bf(t) * s(t) * h(t)$), reconstitué par le programme de simulation a une forme identique.

Ceci indique que la puissance des perturbations du faisceau et des collisions est constante pour chaque fréquence. Le bruit électronique correspondant est dit **bruit blanc**. Exprimé en terme de transformée de Fourier

$$\begin{aligned}TF(s(t) * h(t)) &\propto TF(bf(t) * s(t) * h(t)) \\S(f)H(f) &\propto BF(f)S(f)H(f) \\BF(f) &= \text{constante}\end{aligned}$$

Un bruit blanc est un bruit non-corrélé. Son spectre est défini par une puissance constante. Sa phase est indéfinie. Il peut être assimilé à une suite d'impulsions de Dirac. Aucune condition n'est précisée quant à la distribution des hauteurs des impulsions.

En pratique, le bruit blanc n'existe pas. L'énergie qu'il transporterait serait infinie. Toutefois, le bruit de collision peut être considéré comme blanc pour la gamme de fréquences finies, filtrée par la réponse de la chaîne de mesure d'énergie. Dans ce domaine, la puissance spectrale des bruits de faisceau et de collision est constant. Ce résultat constitue une première validation du programme de simulation. Il montre en outre que sa fréquence d'échantillonnage est suffisante.

Bruit blanc d'amplification

Un amplificateur-intégrateur transforme le signal en courant de la cellule de détection en un signal en charges puissant qui pourra être transporté, mis en forme, puis échantillonné. Par la suite les termes de **signal en courant** et de **signal en charges** seront utilisés. **Il signifient que l'information est transportée soit par la valeur du courant soit par son intégrale.**

Le bruit issu de l'amplification se décompose ainsi:

- une composante **parallèle** qui est un bruit blanc sur le signal en **courant**. Il correspond pour la simulation à une série d'impulsions de courant décorréelées. Il est induit avant l'amplificateur-intégrateur (voir figure 2.6).
- une composante **série** qui est un bruit blanc sur le signal en **charge**. Il correspond à une succession non-corrélée d'impulsion de charges, qui apparaît principalement dans le premier transistor d'amplification.

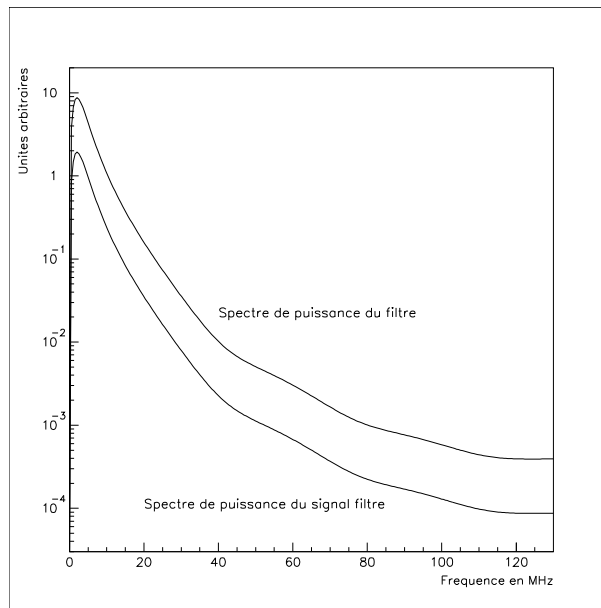


Figure 2.5: Test du programme de simulation: les bruits de faisceau et de collision doivent être blancs. Il en résulte sur cette figure que les spectres de puissance du filtre de mise en forme et du signal filtré sont proportionnels.

Bruit blanc dérivé

La simulation des bruits blancs d'amplification est plus problématique que celle des bruits de faisceau et de collision. En toute rigueur, l'instant des impulsions de courant ou de charge suit une loi poissonnienne, de fréquence supérieure au croisement de faisceaux. Le programme de simulation, présenté figure 2.4, travaille sur un signal échantillonné à chaque croisement de faisceaux, ce qui fixe une limite supérieure aux fréquences du bruit blanc. (La fréquence de croisement des faisceaux peut être artificiellement augmentée pour étudier les plus hautes fréquences).

Toutefois la limitation principale pour reconstituer les bruits d'amplification est la puissance de calcul.

En toute rigueur, la **simulation complète des signaux et du bruit** serait effectuée selon la séquence suivante (la figure 2.6 récapitule les origines des perturbations dans la chaîne d'acquisition):

- Tirage des impulsions de courant en amont de la cellule de détection (bruits de faisceau et de collision, signal physique)
- Convolution par la réponse impulsionnelle de l'argon liquide et superposition du bruit d'amplification en courant.

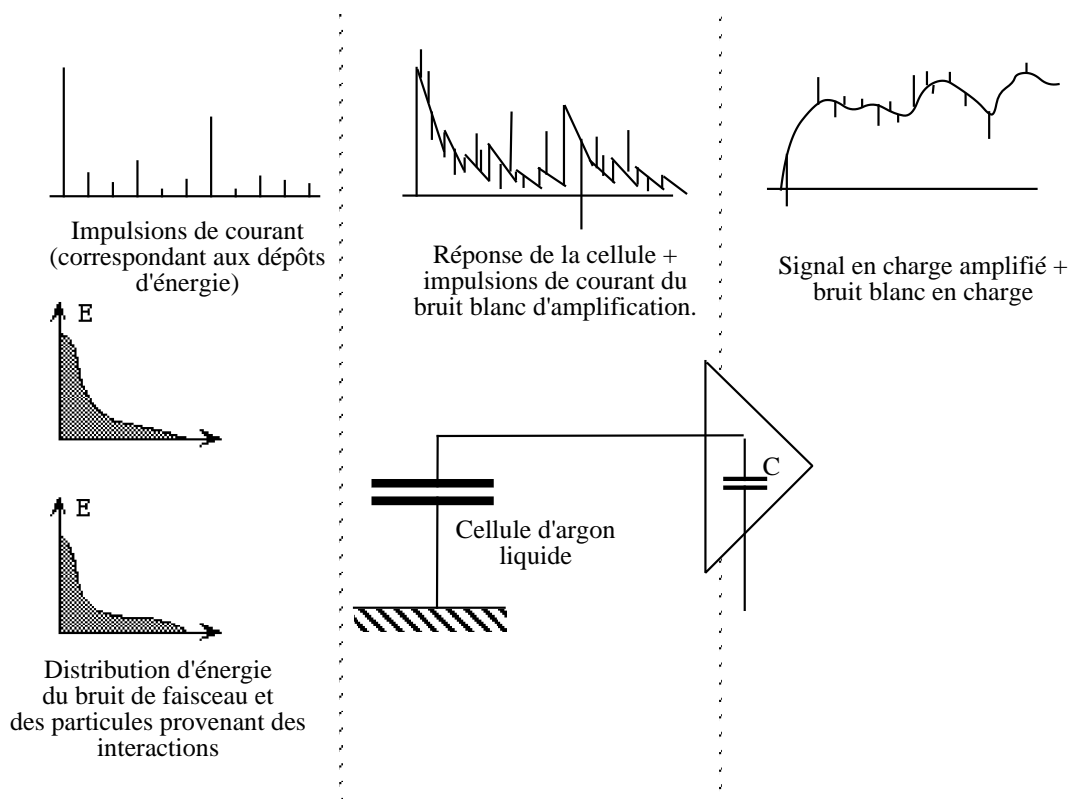


Figure 2.6: Les trois sources de bruits dans la chaîne de détection, qui sont modélisés comme un bruit blanc, apparaissent de gauche à droite sur cette figure: le bruit physique (en courant), le bruit parallèle d'amplification (en courant) et le bruit série d'amplification (en charge).

- Convolution par la réponse impulsionnelle de l'amplificateur et superposition du bruit d'amplification en charges.
- Convolution par la réponse impulsionnelle de la mise en forme (non représentée).

Ce schéma induit trois convolutions. Le temps de calcul nécessaire est proportionnel au carré du nombre d'échantillons. Le nombre d'opérations requises est de l'ordre de 600 millions, pour une statistique de 1000 signaux. La fenêtre utile contient 400 échantillons. Le signal est reconstitué sur 20 *ms*.

La transformée de Fourier rapide permet de calculer ces convolutions dans l'espace des fréquences. Toutefois, cette méthode est difficile à mettre en œuvre et la convolution est calculée dans l'espace des temps.

La solution retenue considère la réponse de la chaîne comme une seule fonction de transfert. **La simulation des bruits série et parallèles est possible avec les approximations suivantes:**

- Le bruit d'amplification en courant est généré avant la cellule de détection. En toute rigueur, il ne devrait pas être convolué avec la réponse de l'argon liquide. Le théorème de Campbell, introduit au paragraphe 2.2.3, montre que cette approximation n'a qualitativement pas d'influence sur le comportement de la perturbation. Seul un facteur d'intensité devra être rajouté.
- Le bruit blanc en charges, est ramené en amont de la cellule de détection. Une impulsion de charges, correspond à un doublet d'impulsions de courant en amont de l'amplificateur. Le bruit blanc est transformé en **bruit blanc dérivé**. Les deux impulsions du doublet ont la même hauteur et des signes opposés. Pratiquement, une impulsion de charges $C\delta_n$ sur l'échantillon n sera simulé par deux impulsions de courant $I\delta_n$ et $-I\delta_{n+1}$. Le bruit blanc dérivé est simulé avant la cellule de détection.

Le paragraphe 2.2.4 montre que, malgré ces approximations, la méthode produit des résultats conformes aux mesures. Le calcul ne comprend qu'une unique convolution.

2.2 Les estimateurs

L'énergie de la particule incidente E et son temps de passage t_0 sont les paramètres que l'on souhaite extraire du signal en courant de la cellule de détection ($i(t)$).

2.2.1 Estimateurs de mesure: théorème du filtrage adapté

La loi du χ^2 minimum donne l'expression des meilleurs estimateurs pour l'énergie et le temps, sur des signaux échantillonnés.

Le signal théorique est de la forme $i(t) = E \times s(t - t_0)$. La valeur du signal échantillonné à l'instant t_n est noté i_n . Le χ^2 s'écrit

$$\chi^2 = \sum_n \frac{[i_n - E \times s(t_n - t_0)]^2}{\sigma^2} \quad (2.3)$$

où σ est la largeur des perturbations non corrélées affectant la mesure (bruit blanc). Le calcul des estimateurs est effectué sur le signal en courant car il contient l'information délivrée par la cellule de détection. Le même calcul est transposable à un signal en charges.

Energie

Le χ^2 minimum donne le meilleur estimateur pour l'énergie lorsque $\frac{\delta\chi^2}{\delta E}$ est nul. Soit

$$\frac{\delta\chi^2}{\delta E} = \sum_n \frac{2[i_n - E \times s(t_n - t_0)][-E \times s(t_n - t_0)]}{\sigma^2} = 0$$

$$E = \frac{\sum_n i_n s(t_n - t_0)}{\sum_n s(t_n - t_0)^2} \quad (2.4)$$

Cette expression est celle du meilleur estimateur d'énergie. Le terme au numérateur est la convolution¹ en t_0 du signal i_n mesuré par le signal théorique normalisé $s(t_n - t_0)$.

Le produit de convolution est maximum en t_0 (sa dérivée y est nulle).

En général, un produit de convolution peut être réalisé naturellement par un appareillage électronique filtrant le signal $i(t)$ par une réponse impulsionnelle $h(t)$. La réponse $e(t)$ d'un tel filtre est

$$e(t) = i(t) * h(t)$$

soit pour des signaux échantillonnés

$$e_n = \sum_k i_k h_{k-n}$$

Le théorème du χ^2 minimum dit que la meilleure mesure de E est effectuée si $h(t)$ à la même forme que $s(t)$.

Ceci est une autre expression du **théorème du filtrage adapté**. Il donne une condition sur la forme optimale d'un filtre d'énergie et de temps dans un environnement perturbé par un bruit blanc.

¹L'opération appelée convolution dans ce chapitre est, rigoureusement, le produit d'une convolution habituelle et d'une symétrie par rapport à l'origine des temps.

Si un signal $i(t) = E \times s(t - t_0)$, perturbé par un bruit blanc, est filtré par un filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$, alors le meilleur rapport signal sur bruit, pour la mesure **d'amplitude** (E), est obtenu quand $h(t)$ a la même forme que $s(t)$.

La mesure de l'énergie se fait sur le maximum du signal $e(t)$, en t_0 .

Le terme au dénominateur de l'équation 2.4 est constant puisqu'il ne dépend que du signal théorique normalisé. Pratiquement, il est calculé par la calibration de la chaîne de mesure.

Temps

Le χ^2 minimum donne également l'estimateur optimum pour la mesure du temps

$$\frac{\delta\chi^2}{\delta t_0} = 0$$

$$\sum_n i_n s'(t_n - t_0) = \sum_n E \times s(t_n - t_0) s'(t_n - t_0) \quad (2.5)$$

Avec les mêmes notations que celles introduites pour la mesure d'énergie:

$$e_n = \sum_k i_n h_{n-k}$$

Le théorème du χ^2 minimum précise que la meilleure mesure de t_0 est effectuée si $h(t)$ à la même forme que $s'(t)$. La mesure se fait au passage du signal $h(t) * s'(t)$ filtré par un seuil. La valeur optimale du seuil de discrimination est donnée par le second terme de l'équation, lequel s'annule en t_0 .

Ceci trouve son équivalent pour les signaux continus avec le corollaire du théorème du filtrage adapté pour la mesure du temps

Si un signal $i(t) = E \times s(t - t_0)$ est filtré par un filtre de réponse impulsionnelle $h(t)$, alors le meilleur rapport signal sur bruit, pour la mesure du *temps* (t_0), est obtenu quand $h(t)$ à la même forme que $s'(t)$.

Le meilleur estimateur de temps est la détection du passage du signal par zéro (discrimination). Ceci se différencie de la mesure de l'énergie qui se fait sur un maximum.

Discriminateur à fraction constante

Dans le cas où la réponse du filtre n'est pas exactement la dérivée du signal $s'(t)$, la valeur du produit de convolution (second terme de l'équation 2.5) ne sera pas nulle et dépend de E . Cela signifie que la mesure du temps de passage d'une particule dépend de son énergie (*slew*).

La dépendance en énergie du seuil de discrimination peut être contournée par la discrimination à fraction constante. A l'aide d'un amplificateur différentiel et d'une ligne à retard, le signal $e(t)$ est transformé en un signal $f(t)$ tel que

$$f(t) = e(t - t_r) - Ke(t)$$

où t_r est le retard et K une fraction du signal ($K < 1$). Le passage de $f(t)$ par zéro se fait à temps constant. Ceci permet de mesurer précisément le temps d'un signal dissymétrique. La mesure se fait au prix d'une perte d'efficacité du filtre.

Application aux signaux de la chaîne de mesure de l'argon liquide

Les signaux de l'argon liquide présentés à la figure 2.6 appellent une application immédiate du théorème du filtrage adapté.

Le théorème donne un optimum pour le filtrage d'un signal noyé dans un bruit blanc. Dans le cas où le **bruit parallèle est majoritaire** le signal doit être étudié en courant. Le signal en courant est le triangle d'argon liquide: le triangle est également la forme du filtre optimum pour la mesure de l'énergie. Le filtre optimum en temps est de la forme de la dérivée du triangle.

Lorsque le bruit est **majoritairement série**, le théorème doit être appliqué sur le signal en charges. Le signal est celui produit par l'amplificateur, soit l'intégrale du triangle de courant. Cette réponse est également celle du filtre adapté pour la mesure de l'énergie. La mesure optimum du temps se fera par un filtre de même forme que la dérivée du signal en charges, soit le triangle lui même.

La forme des filtres est résumée figure 2.7

- **bruit parallèle** majoritaire (information portée par le signal en courant):
 - **Energie**: Le triangle.
 - **Temps** : La dérivée du triangle.
- **bruit série** majoritaire (information portée par le signal en charges):
 - **Energie**: L'intégrale du triangle.
 - **Temps** : Le triangle.
- **bruit mixte**: le bruit est caractérisé par un temps τ_c . Le paragraphe 2.2.4 calcule le filtre adapté pour ce cas de figure.

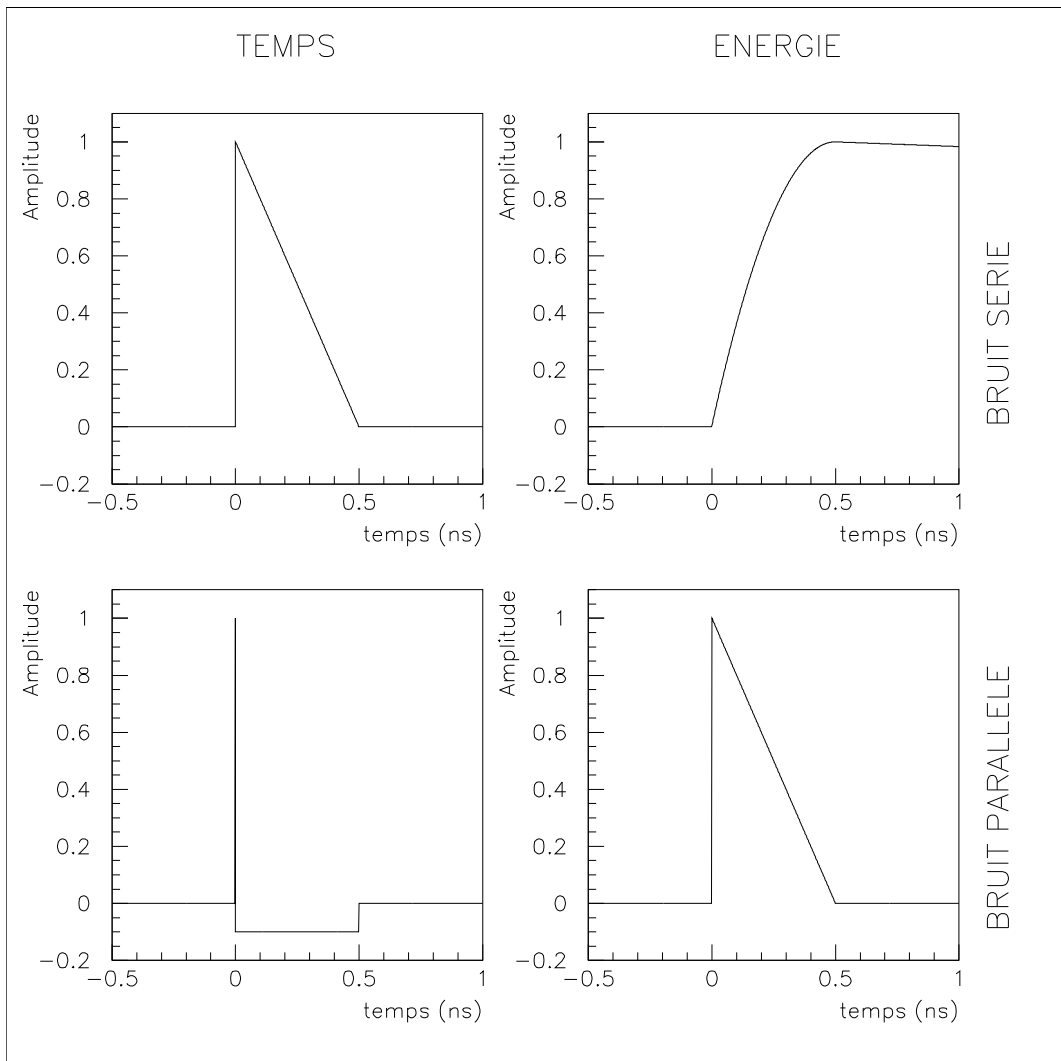


Figure 2.7: Forme des réponses impulsionnelles des filtres adaptés pour une cellule d'argon liquide. Le théorème du filtrage adapté est appliqué sur le signal en charge ou en courant, selon que le bruit est majoritairement série ou parallèle.

Le paragraphe 2.2.4 donne une solution correspondant au théorème du filtre adapté dans le cas où bruit série et parallèle sont du même ordre de grandeur.

2.2.2 Estimateur de détection

Un troisième type d'estimateur est nécessaire, non plus à la mesure du temps ou de l'énergie, mais pour la détection du passage d'une particule dans une cellule dans un laps de temps donné (par exemple le temps moyen entre deux événements). Plus généralement, cet estimateur sert à distinguer deux interactions successives dans le détecteur. Il est utilisé par le système de déclenchement. Le paragraphe 2.3.1 montre qu'il permet de contrôler l'empilement dans le détecteur.

Le filtre de détection transforme le signal $i(t) = E \times s(t - t_0)$ en une impulsion de Dirac $E\delta(t - t_0)$. Il soustrait — ou plutôt déconvolue — la réponse de la cellule. Le véritable problème de déconvolution a pour solution un pic de largeur finie qui définit la résolution en temps Δt pour deux dépôts d'énergie proches.

2.2.3 Bruit et temps d'intégration

Le théorème du filtrage adapté indique la forme du filtre pour une mesure optimale de l'énergie ou du temps. Dans la pratique, les filtres ne peuvent jamais restituer la réponse idéale. Les paragraphes suivants étudient les performances des filtres approchant l'optimum.

Perturbations du signal intégré par un filtre en créneau

La figure 2.8 montre un signal quelconque $i(t)$ positif, intégré par une mise en forme créneau, de hauteur unité $h(t)$. La durée du créneau est le temps d'intégration t_i . Le signal intégré est la somme de $s(t)$ durant le temps t_i . Sa perturbation est la somme des perturbations non corrélées intervenues durant le temps d'intégration. Si l'on considère que le nombre N de ces perturbations est proportionnel à t_i , alors **l'intensité du bruit est proportionnelle à la racine carrée du temps d'intégration.**

$$\int_0^{t_i} \text{bruit blanc } dt \propto \sqrt{t_i} \quad (2.6)$$

La figure 2.8 montre la dépendance entre la hauteur de la perturbation et le temps d'intégration. Sur une échelle Log-Log, le programme de simulation retrouve bien une droite de bruit de pente $\frac{1}{2}$. Ce résultat est valable, que le signal et le bruit blanc soient en charges ou en courant.

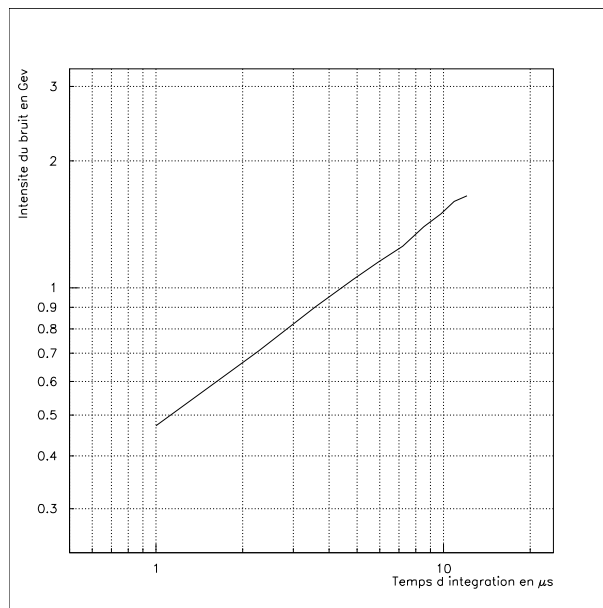
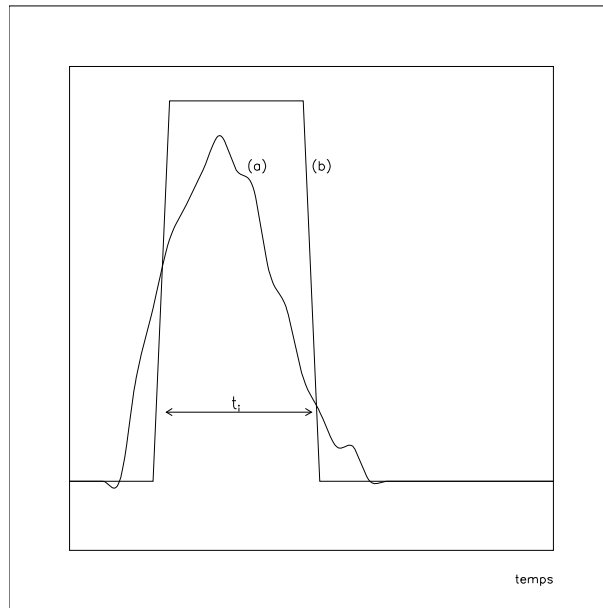


Figure 2.8: **En haut**: Signal quelconque intégré par un créneau. L'optimum du rapport signal sur bruit se détermine au maximum du produit de convolution du créneau de largeur t_i et du signal d'entrée. **En bas**: cet optimum est proportionnel à $\sqrt{t_i}$, ce qui est vérifié par notre programme de simulation. Le bruit est exprimé ici dans la grandeur mesurée par l'appareillage (énergie).

Perturbations du signal intégré par un filtre quelconque: Théorème de Campbell

Le théorème de Campbell donne une solution plus générale, quand la forme du filtre est quelconque.

Norman Campbell a introduit pour la première fois son théorème en 1909 à l'occasion d'une étude sur la mesure de la quantité de particules émises par des sources radioactives [11]. La mesure est faite par un appareillage dont l'inertie est grande par rapport à la période moyenne des désintégrations. Il met en relation l'écart-type du signal inscrit par un stylet et l'intensité du rayonnement. Sa démonstration n'utilise pas les méthodes statistiques modernes, mais reste transposable au problème de l'estimation du bruit parallèle.

L'énoncé du théorème est le suivant:

Soit un phénomène discontinu de période moyenne T , dont la distribution est d'écart type σ_p . Si ce phénomène est mesuré à travers un appareillage dont la réponse impulsionnelle est $h(t)$ ($Max(h(t)) = 1$), alors l'écart type du signal est

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_p^2}{T} \int_0^\infty h^2(t) dt = \sigma_p^2 \frac{t_i}{T} \quad (2.7)$$

Le temps d'intégration t_i est alors défini par

$$t_i = \int_0^\infty h^2(t) dt$$

Dans le cas où $h(t)$ est un créneau, t_i est sa largeur.

L'interprétation est évidente pour une variable de temps discontinue, par exemple l'instant de croisement des deux faisceaux.

La largeur σ_{total} de la somme de N variables aléatoires indépendantes $X_1 \cdots X_N$ de largeur σ_p , pondérée par des valeurs a_n , est

$$\sigma_{total}^2 = \sigma_p^2 \cdot a_1^2 + \cdots + \sigma_p^2 \cdot a_N^2$$

$$\sigma_{total}^2 = \sigma_p^2 \times \left(\sum_{n=1}^N a_n^2 \right) = \sigma_p^2 \times \frac{t_i}{T} = \sigma_p^2 \times \lambda_i^2$$

ou $\lambda_i = t_i/T$ est le nombre moyen d'échantillons indépendants du signal.

La notion de temps d'intégration peut être également appliquée au signal d'une cellule de détection: le temps d'intégration est alors équivalent au temps de mémoire.

$$t_m = \int_0^\infty s^2(t) dt \quad (2.8)$$

De même pour le signal dérivé $s'(t)$, dont le maximum est normalisé à 1, le temps d'intégration est équivalent au temps de montée t_{mont}

$$t_{mont} = \int_0^\infty s'^2(t) dt \quad (2.9)$$

Dans cette définition, t_{mont} ne dépend que du temps de montée pour un signal à descente *douce* comme dans le cas de l'argon liquide. Pour un signal symétrique, elle dépend autant du front de montée que du front de descente.

Application à l'estimation du bruit parallèle

Les dépôts du bruit parallèle sont semblables au phénomène discontinu de l'émission radioactive. La mise en forme $h(t)$ introduit une inertie dans le signal. Elle est comparable au compteur Geiger et au stilet de Norman Campbell.

La figure 2.8 montre que l'intensité du bruit blanc est proportionnelle à la racine temps d'intégration dans le cas d'un signal créneau. Le théorème de Campbell élargit cette définition à toutes les formes de filtres, et donne le facteur de proportionnalité. La figure 2.9 montre la simulation de l'intensité des perturbations pour différentes formes de filtre (créneau, triangulaire et bipolaire).

A chaque mise en forme, correspond un temps d'intégration particulier². Toutes les courbes sont sur la même droite de pente $\frac{1}{2}$, ce qui est en accord avec le théorème de Campbell. L'intensité du bruit blanc ne dépend que du temps d'intégration.

Bruit série et temps d'intégration

Le bruit série est un bruit blanc en charge qui intervient principalement lors de l'amplification-intégration du signal. Plus le temps d'intégration sera court, plus l'intensité du bruit série sera faible. Les impulsions de charges étant décorrélées, l'intensité du bruit est proportionnel à l'inverse de la racine du temps d'intégration. Sur un diagramme Log-Log, l'intensité du bruit parallèle est une droite de pente $-\frac{1}{2}$.

Déficit balistique

Pour rattacher le théorème de Campbell au filtrage adapté, il faut définir la valeur maximale du signal intégré pendant le temps t_i . Ce paragraphe montre la dépendance de l'intensité du signal au temps d'intégration, et introduit la notion de déficit balistique.

²pour un créneau $t_i = t_{base}$, pour un triangle $t_i = t_{base}/3$, pour un signal exponentiel $t_i = t_{moyen}/2$.

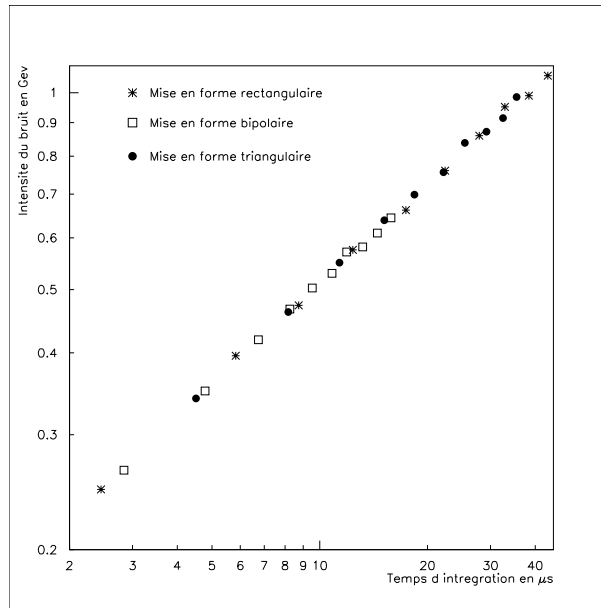


Figure 2.9: Vérification du théorème de Campbell par notre programme de simulation: l'intensité du bruit blanc ne dépend que du temps d'intégration t_i , quelque soit la forme du filtre.

Le maximum s_{max} de la valeur moyenne du signal intégré est constant pour t_i très supérieur au temps de mémoire t_m . Le signal est totalement intégré. Dans le cas contraire, seule une portion du signal est intégrée. La valeur maximum de l'intégrale est inférieure au maximum du signal multiplié par le temps d'intégration.

$$\text{si } t_i \ll t_m \Rightarrow s_{max} \propto t_i$$

$$\text{si } t_i \gg t_m \Rightarrow s_{max} = \text{constante}$$

Ceci est illustré par la figure 2.10 qui montre la convolution du signal triangulaire de l'argon liquide avec la réponse de plusieurs filtres. Ils sont bipolaires et de même forme, avec des temps d'intégration de plus en plus court. Lorsque les temps d'intégration deviennent plus faibles que le temps de collection de charge t_c , le maximum du signal diminue.

Rapport ENC

Le rapport ENC (*équivalent noise charge*³) est une autre expression du rapport signal sur bruit. Sa valeur est égale à la hauteur d'un signal qui ajouté au générateur

³Pour le physicien, il s'agit plutôt d'énergie équivalente au bruit.

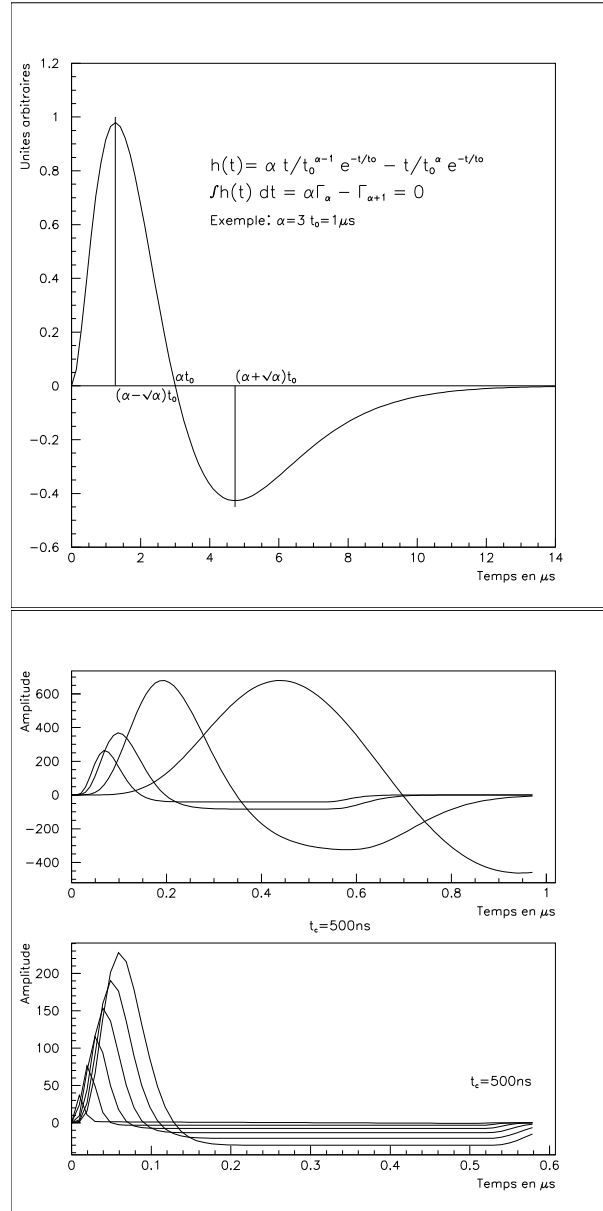


Figure 2.10: En haut: réponse d'un filtre bipolaire paramétré par la fonction 2.10. En bas: Calcul du déficit balistique pour le signal triangulaire d'un calorimètre à argon liquide mise en forme par le filtre bipolaire ci-dessus, de largeur variable.

de bruit, induirait un rapport signal sur bruit unité.

Ce rapport est généralement utilisé en physique des hautes énergies car il traduit l'intensité des perturbations dans la grandeur physique mesurée. Cette conversion est relative à l'appareillage.

Plus précisément, si l'on note Δ le bruit blanc qui perturbe un signal $i(t) = E \times s(t - t_0)$, et $h(t)$ une mise en forme quelconque, alors

$$\sigma(\Delta * h(t)) = \text{maximum}(ENC \times s(t - t_0) * h(t))$$

Les résultats des deux paragraphes précédents (théorème de Campbell et déficit balistique) permettent de reformuler le rapport ENC et de connaître sa dépendance au temps d'intégration t_i

$$\sigma_{\Delta} \sqrt{t_i} = ENC \times s_{max}$$

La figure 2.11 montre la forme générale prise par le critère ENC. L'intersection des droites du bruit série et du bruit parallèle définit un temps de bruit τ_c . Par ailleurs, l'intensité du signal diminue pour des temps d'intégration plus petits que le temps de mémoire t_m .

Le critère ENC est représenté figure 2.11 sur une échelle Log-Log par trois génératrices de pente $-\frac{3}{2}$, $-\frac{1}{2}$ et $+\frac{1}{2}$. Elles se croisent pour des temps d'intégration égaux au temps de mémoire t_m du signal et au temps de bruit τ_c ⁴.

Il est possible de définir un critère ENT (*equivalent noise time*) pour lorsque la grandeur mesurée n'est plus l'énergie mais le temps. L'erreur sur le temps de montée δt_{mont} est

$$\delta t_{mont} = t_{mont} \times \frac{ENC(t_{mont})}{E}$$

ou E est l'énergie de la particule.

ENT est la valeur de δt_{mont} pour E égal à une énergie caractéristique (par exemple 1 GeV, ou une particule au minimum d'ionisation). D'après le théorème du filtrage adapté, la mesure du temps fait à des temps d'intégration toujours inférieurs à t_m . Dans cette zone, le critère ENC dépend de $\sqrt{t_i}$. ENT peut donc s'écrire:

$$ENT \propto \sqrt{t_{mont}}$$

Comparaison des mises en forme

Le théorème de Campbell et la définition du rapport ENC permettent de retrouver l'évolution du bruit en fonction du temps d'intégration. Le théorème du filtrage

⁴en général, τ_c est inférieur au temps de mémoire, les amplificateurs sont toujours plus rapides que les cellules de détection.

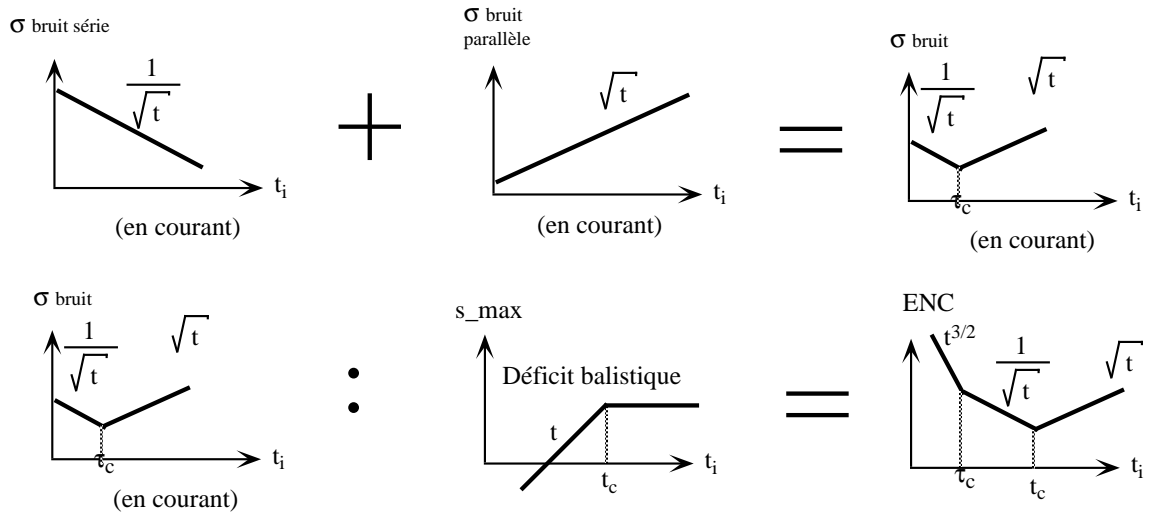


Figure 2.11: Le critère ENC caractérise l'évolution du rapport bruit/signal en fonction du temps d'intégration t_i par les optima τ_c et t_m . En haut: la somme quadratique du bruit parallèle et du bruit série fait apparaître un minimum à τ_c . En bas: la division du bruit par le signal permet de comprendre le comportement du rapport ENC optimu pour $t_i = t_m$.

adapté ne donnait quant à lui qu'un point qui correspond à l'optimum du rapport signal sur bruit.

Le propos est illustré par les résultats du programme de simulation. Il calcule le rapport signal sur bruit pour un ensemble de mises en forme bipolaires. La mise en forme a deux paramètres

- une constante de temps t_0
- un nombre de pôles α

Ceci se rapproche de la réalité: l'étage de mise en forme est une chaîne d'amplificateurs, avec leurs constantes de temps, leurs pôles et leurs zéros. Le programme de simulation fait varier t_0 et α .

Soit la fonction $h(t)$, définie comme suit:

$$h(t) = \begin{cases} \alpha \left(\frac{t}{t_0}\right)^{\alpha-1} e^{-\frac{t}{t_0}} - k \left(\frac{t}{t_0}\right)^{\alpha} e^{-\frac{t}{t_0}} & t \geq 0 \quad \text{et } \alpha > 1 \\ h(t) = 0 & t < 0 \end{cases} \quad (2.10)$$

Le facteur k définit la position des zéros dans le plan complexe. Pour k nul, la mise en forme est unipolaire. Pour k strictement positif, la fonction est bipolaire. Dans le cas particulier où il est égal à l'unité, l'intégrale de la fonction $h(t)$ est nulle

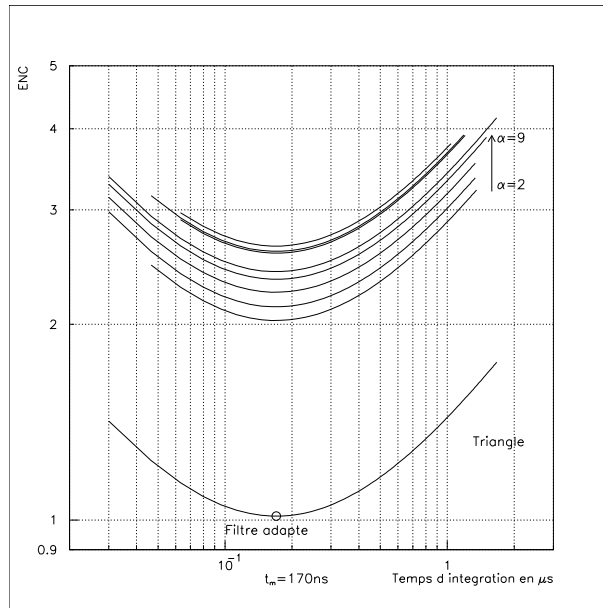


Figure 2.12: Pour chaque forme de filtre défini par le nombre de pôles α , les courbes $ENC(t_i)$ ont un minimum pour un temps d'intégration t_i égal au temps de mémoire du détecteur t_m . Le *minimum minimorum* est atteint pour le filtre adapté.

$$\int_0^{\infty} h(t)dt = \alpha\Gamma_{\alpha} - \Gamma_{\alpha+1} = 0$$

La valeur moyenne du signal est nulle, ce qui correspond à la stabilité de la ligne de base. Un des zéros de cette fonction est situé à l'origine du plan complexe. Il n'y a pas d'autres zéros à distance finie. Un pôle d'ordre α est situé sur l'axe imaginaire à $-i/t_0$. Cette expression est un cas particulier, pour lequel il y a un pôle multiple et zéro simple. Une forme plus complète ferait intervenir trop de paramètres et serait hors de propos. La fonction est représentée figure 2.10. Elle est utilisée par la suite dans l'étude du signal en fonction du temps d'intégration.

La figure 2.12 montre la relation entre le critère ENC et la forme du filtre. Le signal est le signal triangulaire en courant de l'argon liquide. A titre de comparaison, le rapport ENC du filtre optimum triangulaire correspondant au signal de l'argon liquide est montré figure 2.12. Le minimum du rapport ENC est donné par le théorème du filtrage adapté.

A nombre de pôles constant, le rapport ENC présente un coin de bruit, tel qu'il est décrit au paragraphe précédent.

A temps d'intégration constant, la valeur maximum du signal s_{max} décroît quand le nombre de pôles augmente. Ceci diminue le rapport signal sur bruit et accroît le rapport ENC.

La figure 2.13 montre l'amplitude de la convolution du signal triangulaire de

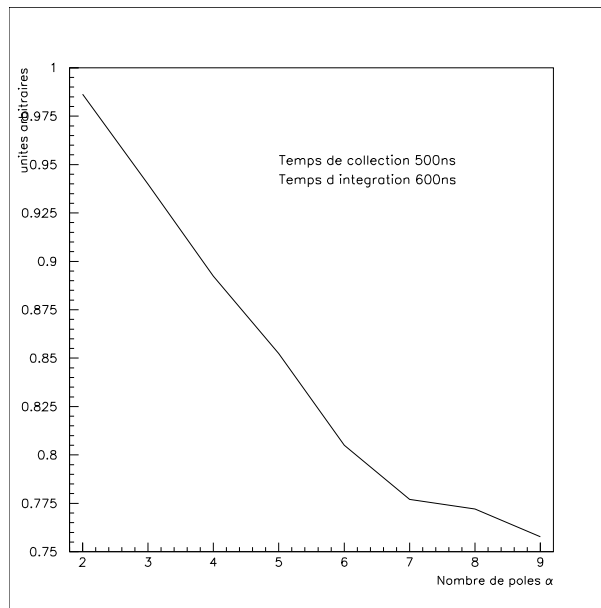


Figure 2.13: A temps temps d'intégration optimum ($t_i = t_m$), l'intensité du signal est maximum pour un filtre dont le nombre de pôles est petit. Sa réponse impulsionnelle approche alors le triangle du signal.

l'argon liquide par une mise en forme bipolaire. A temps d'intégration constant, un nombre de pôles élevé diminue l'intensité du signal, et accroît le critère ENC.

2.2.4 Bruit réel ou bruit mixte

Perturbations en charge et en courant

Jusqu'à présent, l'étude du rapport signal sur bruit s'est faite dans un environnement où le bruit était blanc. On se propose ici de déterminer le filtre adapté dans le cas où la mesure est perturbée par des bruits série et parallèle du même ordre de grandeur.

Le théorème du filtre adapté ne s'applique que si le bruit est blanc. Le calcul ramène la somme des bruits série et parallèle à un bruit blanc filtré. Le signal $s(t)$ considéré est une impulsion de Dirac et non plus le triangle d'argon liquide, comme ce fut souvent le cas dans les paragraphes précédent. Cette approximation élimine tout effet du déficit balistique.

Les spectres de puissance des deux perturbations sont considérés avant l'amplificateur, dans le domaine des courants. Leur expressions sont:

- Bruit blanc (parallèle, en courant): $w_{\Delta}(f) = K_1$
- Bruit blanc dérivé (série, en courant) : $w_{\Delta'}(f) = K_2 \times f^2$

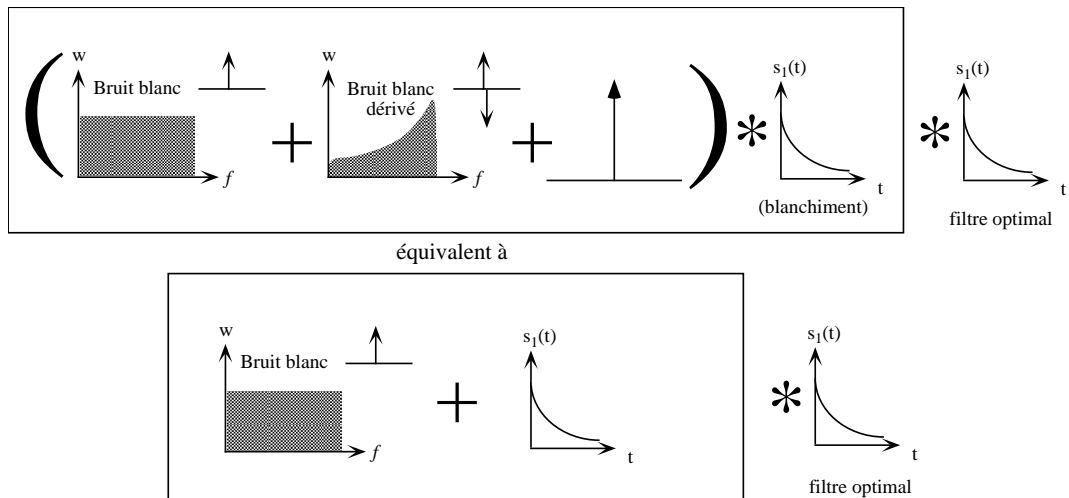


Figure 2.14: Dans le cas du calorimètre de H1 le temps de mémoire t_m est plus petit que le temps de bruit τ_c . En ce point, l'intensité du bruit série est comparable à celle du bruit parallèle. Le filtre optimum n'est plus défini par la forme du signal mais par le bruit. La figure montre le principe du calcul: le filtre optimum est celui qui ramène le bruit mixte à un bruit blanc (filtre de blanchiment).

où K_1 et K_2 sont les intensités spectrales des bruits série et parallèle. Le bruit blanc dérivé a été introduit au paragraphe 2.1.3 (f est la fréquence)

L'expression complète du spectre en énergie des perturbations en courant est de la forme:

$$w = w_{\Delta} + w_{\Delta'} = K_1 + K_2 f^2$$

On recherche un filtre de réponse impulsionnelle $s_1(t)$ qui transforme ce bruit en un bruit blanc en courant.

Le spectre en fréquence du signal $s_1(t)$ multiplié par w est égal à celui d'un bruit blanc (puissance K_3):

$$|S_1(f)|^2 \times w = K_3$$

$$|S_1(f)|^2 = \frac{K_3}{K_1 + K_2 f^2}$$

La transformée de Fourier $S_1(f)$ a pour expression

$$S_1(f) = \frac{k_3}{k_1 - ik_2 f}$$

La réponse impulsionnelle $s_1(t)$ est obtenue par une transformée de Fourier inverse

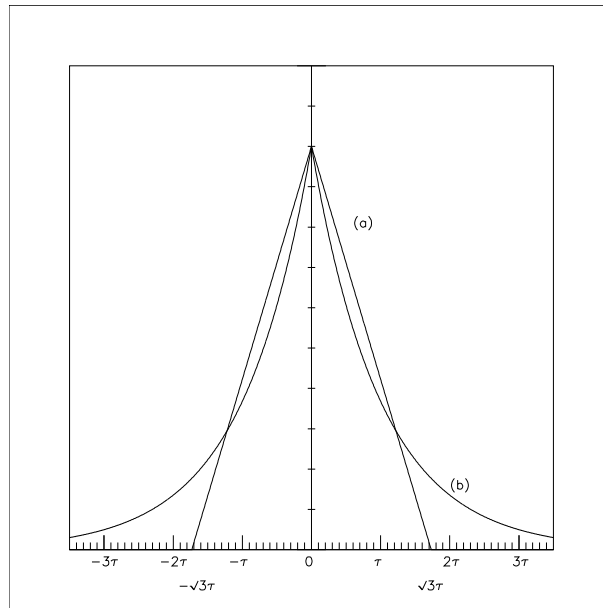


Figure 2.15: La solution mathématique du filtre de blanchiment (bruit blanc + bruit blanc dérivé) est exponentielle. Elle peut être approchée à 3% par une forme triangulaire.

$$s_1(t) = K \exp -t/\tau_c \quad \text{pour } t > 0$$

$$s_1(t) = 0 \quad \text{pour } t < 0$$

où τ_c est le temps de bruit (voir paragraphe 2.1.3). Par cette méthode, les perturbations sont ramenées à un bruit blanc par le filtre $s_1(t)$. Le signal — impulsion de Dirac — est transformé en un signal $s_1(t)$. Dès lors, le théorème du filtrage adapté est applicable. Le filtre adapté pour la mesure de l'énergie dans un environnement perturbé par un bruit parallèle et un bruit série à pour réponse impulsionnelle le symétrique de $s_1(t)$.

La forme du filtre complet ($s_1(t) * s_1(t) \propto \exp -|t|/\tau_c$) induit un temps de réponse infini (figure 2.15) . Il n'est pas réalisable en pratique. La référence [7] montre que l'on peut lui substituer un autre filtre de réponse impulsionnelle triangulaire. L'erreur sur l'énergie n'est alors que de 3%.

En outre, la figure 2.16 montre un signal perturbé par du bruit blanc et du bruit blanc dérivé, générés selon la méthode du paragraphe 2.1.3. La relation entre l'intensité du bruit et le temps d'intégration a été mesurée sur l'amplificateur du calorimètre de H1 (figure 2.18). Les résultats obtenus par la simulation sont semblables aux mesures. Le bruit série produit bien une droite de pente $-\frac{1}{2}$.

Le filtre $s_1(t)$ présente un meilleur rapport signal sur bruit que celui d'une mise en forme bipolaire. L'amélioration est sensible sur l'intensité du bruit série, sans affecter le bruit parallèle.

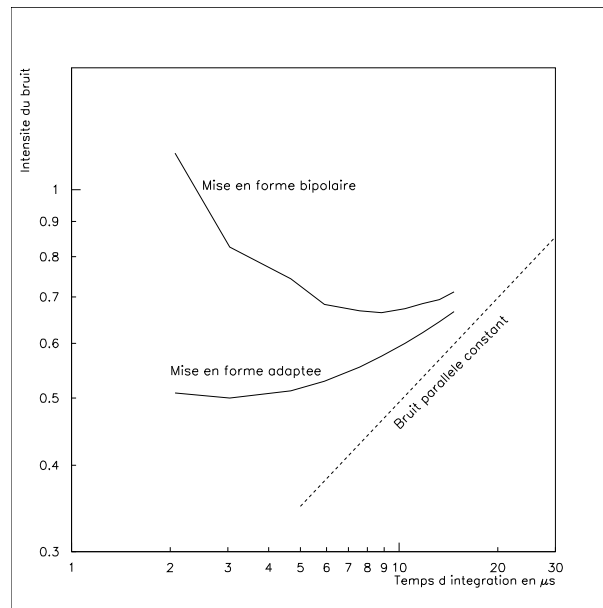


Figure 2.16: Le résultat d'une simulation des deux filtres bipolaire et triangulaire appliqué à un bruit mixte (blanc + dérivé) confirme la supériorité du filtre adapté.

2.2.5 Conclusion sur les estimateurs de traitement du signal

Caractéristiques intrinsèques d'un détecteur

Le temps de montée et le temps de mémoire sont les deux grandeurs qui caractérisent les qualités intrinsèques d'une technologie de détection. La figure 2.17 replace les calorimètres de HERA sur le même diagramme. Le calorimètre scintillateur de ZEUS est en tout point plus rapide que l'argon liquide de H1. Le front de montée du calorimètre accordéon, prévu pour ATLAS, est plus rapide que celui de H1.

Caractéristiques de l'amplificateur: coin de bruit

L'optimum du rapport signal sur bruit est fixé par l'amplificateur-intégrateur. L'électronique est caractérisée par un coin de bruit (τ_c et $ENC(\tau_c)$). Couplé au détecteur, la charge équivalente correspond à une énergie.

Le coin de bruit représente l'optimum pour le rapport signal sur bruit. Il se situe à l'intersection des droites du bruit parallèle et du bruit série. La figure 2.18 est une mesure de cet optimum pour l'amplificateur du calorimètre de H1. Il se situe autour de 10 μs , pour une capacité du détecteur de 1 nF. Le temps de montée de l'électronique idéale est inférieur à celui des cellules du détecteur.

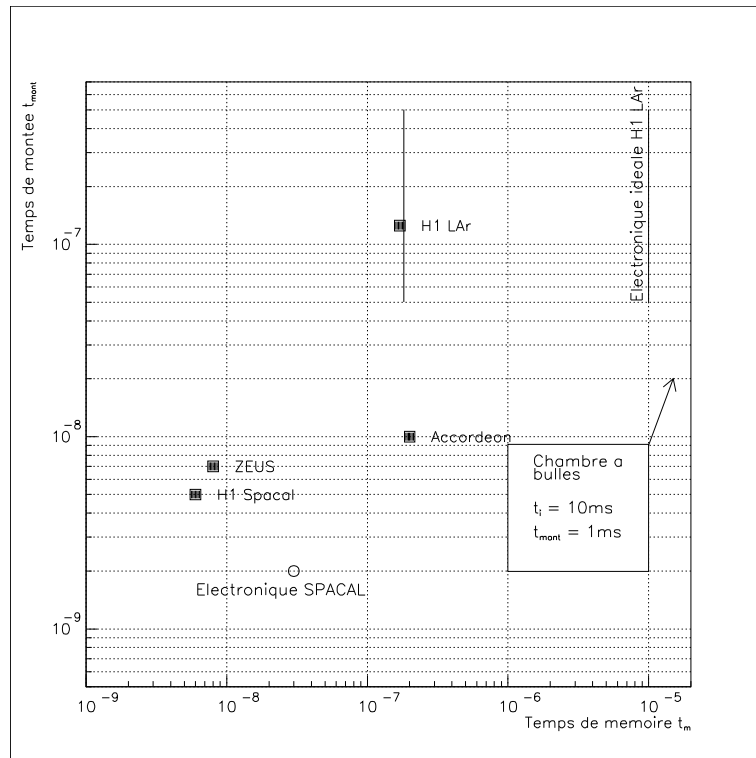


Figure 2.17: Les temps caractérisant le calorimètre sont **a)** pour le détecteur: le temps de mémoire t_m et le temps montée t_{mont} , **b)** pour l'électronique: le temps de bruit τ_c et son temps de montée. La mesure d'énergie est limitée soit par t_m soit par τ_c . De même la mesure des temps est limitée par le plus long des temps de montée. La figure ci-dessus permet de comparer les détecteurs entre eux, et l'adaptation de leur électronique.

Mise en forme et filtrage adapté

La méthode du χ^2 minimum permet de calculer la forme des filtres ayant le meilleur rapport signal sur bruit, pour la mesure du temps et de l'énergie (figure 2.7). Ce point de référence est l'optimum de la mesure d'un signal perturbé par un bruit blanc. Le théorème de Campbell et le déficit balistique fournissent un ensemble de règles résumées dans l'appendice A, qui permettent de calculer le rapport signal sur bruit en fonction de $ENC(\tau_c)$ et des constantes intrinsèques du détecteur.

Ils traduisent l'évolution du rapport signal sur bruit autour de cet optimum, pour des filtres non-adaptés.

Simulation

Le programme de simulation reproduit les résultats théoriques sur des signaux échantillonnés. Il montre l'effet du déficit balistique sur le signal triangulaire de l'argon liquide. Il introduit une méthode de simulation du bruit série — bruit blanc dérivé — qui correspond aux mesures pratiques effectuées sur le préamplificateur de H1.

Mesure pratique du critère ENC

Le coin de bruit du préamplificateur FET de H1 a été mesurées sur un banc de test au LAL à Orsay [12]. Il est utilisé pour mesurer les dégradations des performances des substrats semi-conducteurs soumis à de fortes radiations. Le signal de l'amplificateur est filtré par une mise en forme de temps d'intégration variable. Un oscilloscope mesure la largeur du signal filtré. La mesure complète est automatisée et calcule la courbe ENC.

Le programme de simulation produit des résultats comparables au banc de mesure. Il va prendre toute son importance dans les paragraphes suivants sur le traitement non linéaire de l'information.

2.3 Empilement et perturbations non gaussiennes

Optimisation conjointe de la mesure et du déclenchement

Jusqu'à présent la forme des distributions d'énergie introduites au début de ce chapitre n'a pas été prise en compte. Le bruit de faisceau et de collision a été considéré comme un bruit blanc gaussien, dont l'intensité est l'écart-type des distributions d'énergie (cf Campbell).

Toutefois, ces conditions impliquent une probabilité d'empilement par canal de l'ordre de 100 %. **Pour H1, elles ne sont jamais remplies (inférieure à 10**

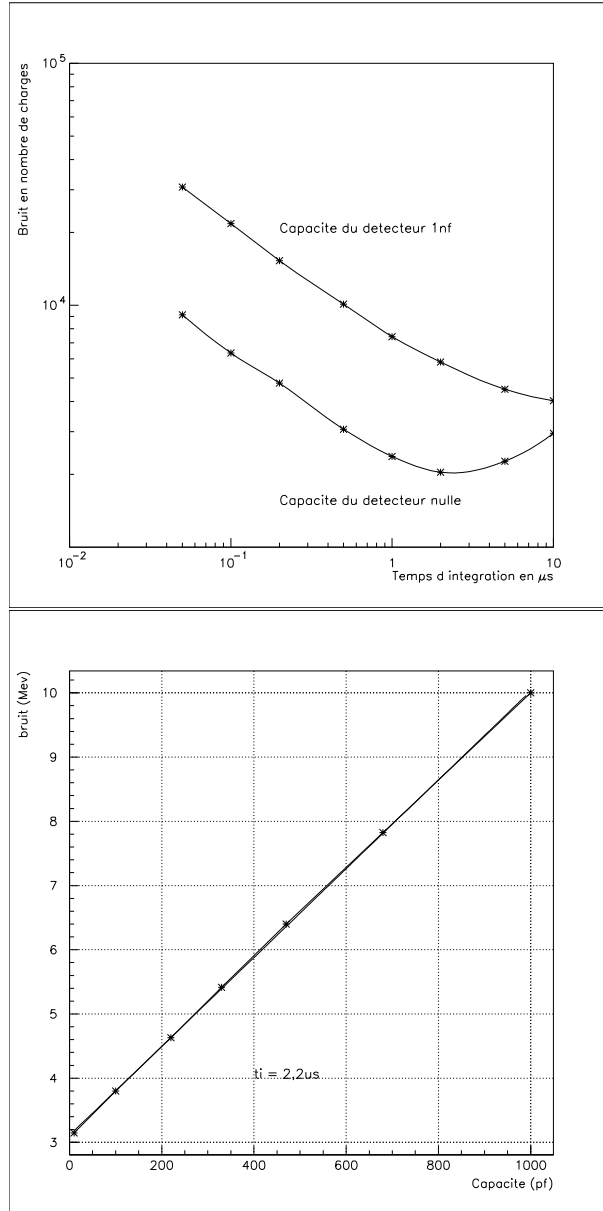


Figure 2.18: En haut: Intensité du bruit série et parallèle mesuré sur le préamplificateur du calorimètre de H1. L'intensité du bruit série dépend de la capacité à l'entrée du premier transistor (en bas). Les capacités de H1 varient entre 1 et $10nf$. Ces courbes ont été mesurées au LAL sur un banc de test du LHC [12].

%). Pour les détecteurs du LHC, elles ne seront pas remplies pour un canal individuel mais peuvent l'être pour une tour de déclenchement⁵.

Le détecteur est conjointement optimisé pour

- la mesure de l'énergie.
- la minimisation du taux de déclenchement au dessus d'un seuil

La figure 2.19 montre l'intensité du bruit pour des fenêtres en temps contenant au moins une impulsion au dessus de 10 GeV . Les perturbations sont trois fois supérieures à celles d'une mesure *continue dans le temps*. La dépendance du bruit est également une courbe en racine du temps d'intégration. Pour une distribution d'énergie non gaussienne telle qu'elle est présentée à la figure 2.2 la probabilité qu'une impulsion dépasse 10 GeV est de 5 %. L'augmentation du bruit parallèle dû à l'empilement définit un nouveau coin de bruit, de temps d'intégration plus faible. A ce nouvel optimum doit être adjoint une probabilité. Elle correspond à la probabilité d'apparition d'un dépôt d'énergie au dessus du seuil de déclenchement.

Ceci est illustré figure 2.20. Le grisé correspond à la probabilité adjointe à chaque seuil de déclenchement. Les courbes affichées correspondent à des seuils allant jusqu'à 10 GeV .

Le système de déclenchement n'est perturbé que par des dépôts provenant de la queue des distributions d'énergie. La figure 2.19 montre que ces perturbations sont exprimables en terme de coin de bruit. De manière imagée, le filtre de détection optimum pourra discerner un dépôt au dessus de 10 GeV de deux dépôts de 5 GeV voisins.

Ce nouveau filtre est optimal pour détecter et rejeter les empilements au dessus d'un seuil d'énergie. Ceci trouve une application pour la sélectivité du système de déclenchement.

Illustration du rejet de l'empilement sur un diagramme à deux dimensions

Le résultat précédent concernant le filtrage adapté pour le déclenchement est illustré par un diagramme en deux dimensions produit par le programme de simulation.

Les dépôts d'énergie dans le temps, tirés aléatoirement à partir des distributions d'énergies (physique, bruit de faisceau) sont convolués par la réponse impulsionnelle du filtre de mise en forme. L'axe vertical correspond au temps. Le grisé est relatif la hauteur du signal.

L'axe horizontal correspond à des temps d'intégration croissants. La réponse du filtre est introduite au paragraphe 2.2.3 (équation 2.10). Le paramètre t_0 décroît linéairement de la droite (temps d'intégration court) vers la gauche (temps

⁵Une tour de déclenchement est la somme de plusieurs cellules dans un angle solide pointant vers le centre d'interaction. Cette somme est utilisée par le système de déclenchement.

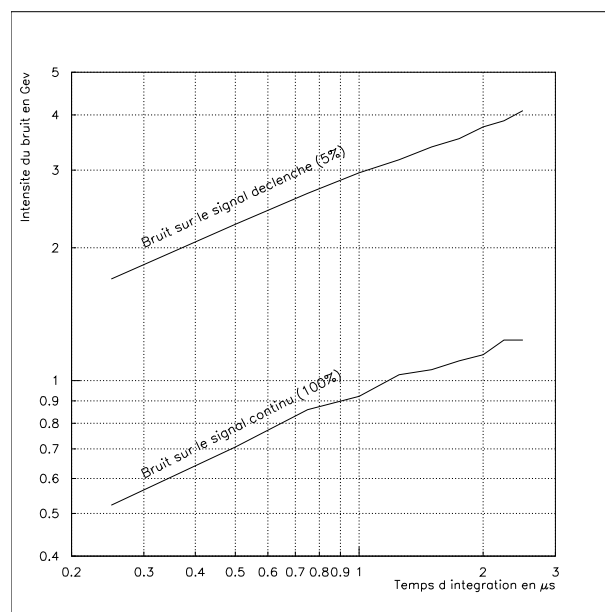


Figure 2.19: Dans le cas d'un bruit non-gaussien, la probabilité de déclenchement au dessus d'un seuil dépend de la racine du temps d'intégration. Le programme de simulation permet de généraliser ce résultat démontrable dans le cas du bruit gaussien. La courbe du haut montre l'intensité du bruit pour un seuil à $10 GeV$. Elle correspond à une probabilité de déclenchement de 5%.

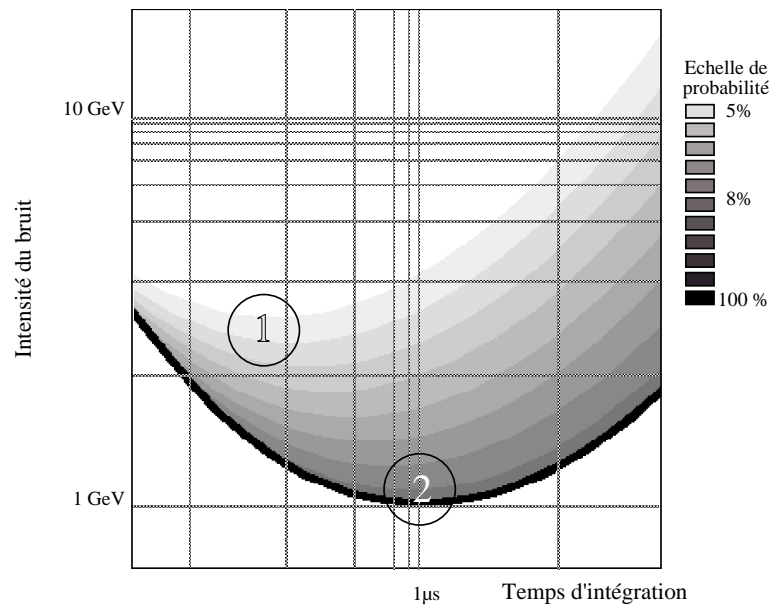


Figure 2.20: Le bruit d'empilement, au dessus d'un seuil peut être traité comme un bruit parallèle qui s'ajoute quadratiquement au bruit série de l'électronique. Ceci permet de prévoir un réseau de courbes $ENC(t_i)$ en fonction d'une probabilité de déclenchement. Le point 2 donne le meilleur rapport signal sur bruit pour la mesure de l'énergie. Le filtre situé au point 1 minimise les déclenchements aux dessus de 10 GeV . L'analyse de la forme du signal en fonction du temps d'intégration sur les figures suivantes montre que ce filtre discerne un dépôt à 10 GeV de deux dépôts de 5 GeV proches.

d'intégration long). Dans la pratique, le paramètre t_0 est lié au nombre d'échantillons de la réponse impulsionnelle du filtre $h(t)$. Sur les différents diagrammes présentés ici t_0 varie de 1 à 100.

Ce diagramme à deux dimensions fait apparaître la variation de l'intensité du signal pour des temps d'intégration continument croissants. Il fait ressortir clairement les zones où le signal est empilé.

La figure 2.21 (a) montre deux dépôts proches, d'énergie élevée. Pour des temps d'intégration plus courts que le temps entre ces deux dépôts, les deux pics consécutifs du signal sont séparables — zone 1 —. La même zone est indiquée sur la figure 2.20. Elle correspond à l'optimum pour un filtre de déclenchement au dessus d'un seuil donné. La qualité du déclenchement est liée à la séparation de deux pics proches. Cette séparation ne pourrait plus être effectuée dans la zone 2.

Cependant, le temps d'intégration du filtre optimum pour la mesure d'énergie est lui dans la gamme de temps de la zone 2 (représenté également figure 2.20).

Un échantillonnage rapide du signal de la zone 1 permet de détecter d'éventuels empilements, et valide la mesure d'énergie effectué dans la zone 2.

Le cas (b) montre un fort empilement de trois signaux de haute énergie, très proches. Le cas (c) correspond à un signal moyen perturbé par plus dépôts à faible énergie — zone 3 —.

Outre le théorème du filtrage adapté, ceci est une autre justification de l'emploi de plusieurs filtres de mise en forme, afin d'optimiser conjointement la résolution en énergie et la détection. Cette technique est classique dans le domaine de la spectroscopie nucléaire.

2.4 Etude de cas

Dans les paragraphes suivants, le filtrage de plusieurs calorimètres est passé en revue. Selon que le temps de mémoire des cellules est inférieur ou supérieur à la période du phénomène observé, les détecteurs seront qualifiés de rapides ou de lents. La stratégie du filtrage va s'articuler autour de cette caractéristique.

2.4.1 Les détecteurs rapides

Le calorimètre de ZEUS

Le milieu sensible du calorimètre de ZEUS est du plastique scintillateur. La matière morte est de l'uranium appauvri (*depleted uranium*). Le signal est mesuré à travers un filtre unique ayant un temps d'intégration de 150 ns [13] (voir figure 2.22).

Ce temps d'intégration est très supérieur au temps de mémoire du scintillateur qui est de l'ordre de quelques nanosecondes. Il ne se situe donc pas à l'optimum de la mesure pour deux raisons:

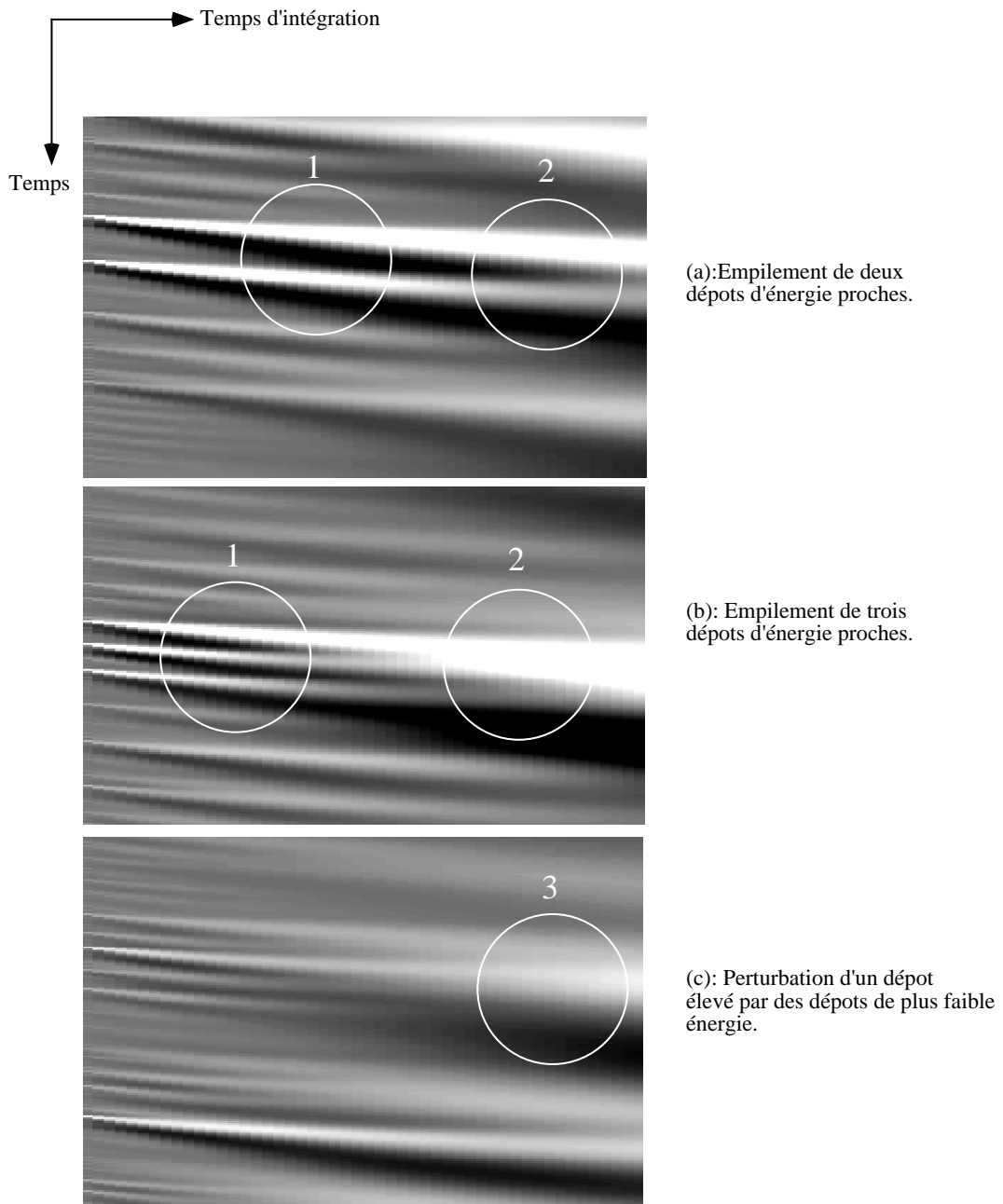


Figure 2.21: La représentation en deux dimensions (temps versus temps d'intégration) montre l'effet des temps d'intégration 1 et 2 de la figure précédente, pour différentes configurations de deux ou trois dépôts d'énergie voisins.

- Le signal est échantillonné dans une mémoire analogique à chaque croisement de faisceaux. Pour reconnaître un signal, il faut au moins trois échantillons consécutifs, ce qui explique la durée du temps de base (300 ns). La mesure du temps et de l'énergie se fait sur ce signal échantillonné. La qualité de la mesure du temps se dégrade pour les particules de basse énergie.
- Un temps d'intégration long favorise la mesure du signal hadronique et donc la compensation (queue temporelle du signal des neutrons).

Le bruit intrinsèque du scintillateur est presque nul: il se limite au courant d'obscurité du photo-multiplicateur. Cependant, l'uranium émet continuellement des particules de très basse énergie, ce qui constitue un bruit parallèle. Le bruit mesuré dans un canal est de l'ordre de 30 MeV [14]. L'intensité des perturbations est comparable à celles du calorimètre de H1.

De plus le filtre est unipolaire. Le caractère unipolaire ou bipolaire de la forme du filtre n'a pas d'influence sur les précédents résultats, lorsque l'on considère le bruit comme l'écart type du signal. Toutefois, la moyenne d'un signal unipolaire n'est pas nulle. Elle varie avec l'intensité des dépôts d'énergie et biaise la mesure. Le calorimètre uranium-scintillateur de ZEUS utilise une mise en forme dont le temps d'intégration est de l'ordre de 150 ns. La fréquence des dépôts est constante (96 ns), mais la luminosité du faisceau décroît durant son temps de vie. La moyenne du signal évolue de même. La variation de ce piédestal est très lente par rapport aux fréquences de déclenchement. La moyenne de chaque canal de mesure est calculée et le biais est corrigé en permanence par des processeurs de traitement de signal (voir seconde partie, paragraphe 5.5.5). Au maximum de luminosité, la moyenne n'excède pas 1% de la largeur du signal. Dans les zones proches de la ligne du faisceau, les variations du piédestal peuvent aveugler le détecteur.

En bref, les avantages de la rapidité intrinsèque du scintillateur ne sont pas exploités de manière optimale. Le bruit dominant du détecteur est le bruit parallèle de l'uranium, ce qui est un inconvénient lié à la recherche de la compensation. L'augmentation du bruit parallèle est alors inévitable. Ceci justifierait l'emploi d'un filtre plus court pour le signal électromagnétique. Un tel filtre existe ($t_i = 30$ ns) mais est utilisé en tant que filtre de détection.

SPAggetti CALorimeter

Le premier calorimètre arrière de H1 utilisait également la scintillation. Ses performances pour la mesure de l'énergie et du temps étaient trop faibles pour les besoins de H1. La collaboration a décidé de le remplacer courant 1995 par un autre sous-détecteur.

Le milieu sensible est une fibre scintillante, insérée dans du plomb. La structure des fibres évoque celle d'un paquet de spaghetti (avant la cuisson...).

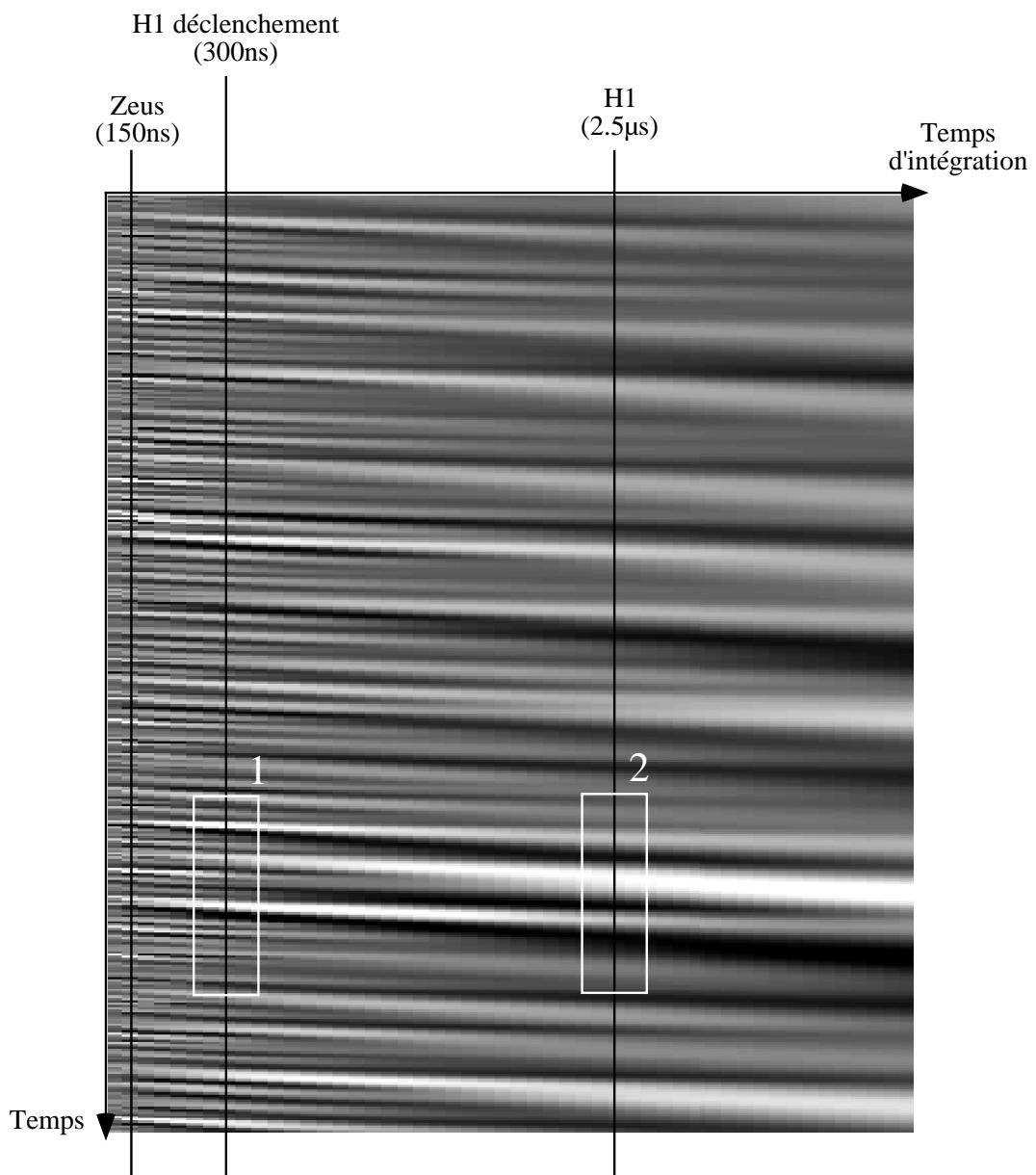


Figure 2.22: Les deux filtres du calorimètre de H1 suivent les principes énoncés dans ce chapitre. Le filtre 1 est pour employé pour le déclenchement, et le filtre 2 pour la mesure de l'énergie.

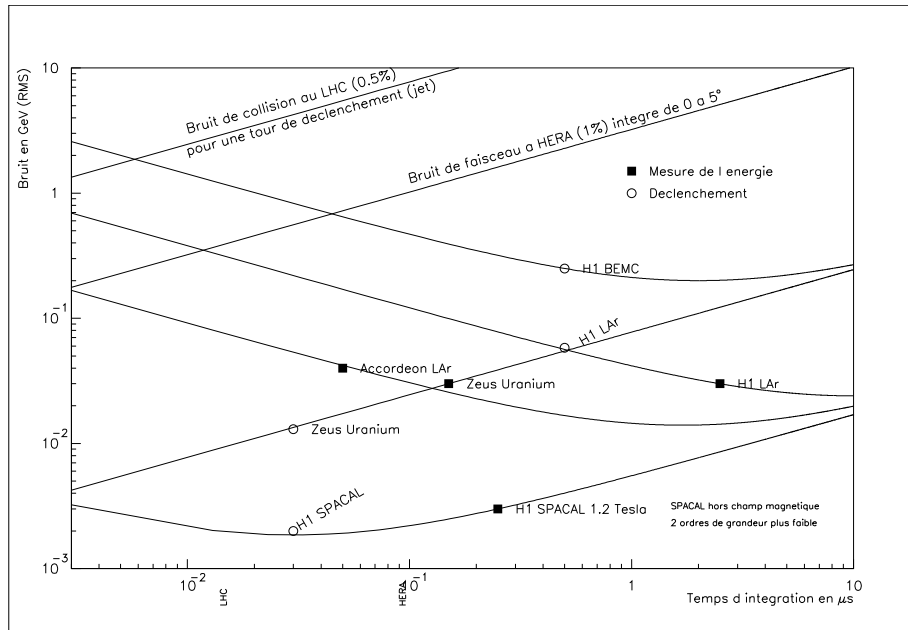


Figure 2.23: Comparaison des énergies équivalentes au bruit pour différents calorimètres, et des performances de leurs filtres par rapport à l'optimum (pour un canal). On rappelle également l'effet du bruit d'empilement pour un ensemble de canaux.

Le temps de mémoire des cellules de détection est de 6 ns . Leur bruit série (courant d'obscurité) peut être considéré comme nul. La rapidité de la détection justifierait l'emploi d'un seul filtre. Cependant, plusieurs raisons ont incité les concepteurs à utiliser trois filtres différents.

L'instant de déclenchement de premier niveau intervient $2,5\ \mu\text{s}$ après l'interaction. Le signal pour la mesure de l'énergie est décalé par une ligne à retard pour que son maximum corresponde à l'instant de l'échantillonnage. Le temps d'intégration est adapté à la dispersion du signal dans la ligne à retard. Il est égal à un dixième du retard soit 250 ns . Le bruit est majoritairement parallèle, et de l'ordre de 3 MeV par canal ($ENC(10\tau_c)$). En l'absence de champ magnétique, le bruit est réduit à 30 KeV ce qui équivaut à un trentième de photo-électron.

Le temps de montée du signal retardé est trop long pour mesurer le temps à la demi nano-seconde près, et respecter ainsi le cahier des charges de la collaboration. La mesure est réalisée à travers un filtre court (6 ns). Le résultat est enregistré par un système digital (TDC). La précision est $\delta t_{mont} = 0,2\text{ ns}$.

Un troisième filtre est utilisé pour la détection. Son temps d'intégration est de 30 ns , comme celui du calorimètre de ZEUS. Il est inférieur au temps de croisement des faisceaux (96 ns) et distingue deux dépôts d'énergie proches. Il sera utilisé par le système de déclenchement de premier niveau de H1.

2.4.2 Les détecteurs lents

Calorimètre argon liquide de H1

Le calorimètre à argon liquide de H1 est plus lent que le calorimètre scintillateur de ZEUS. Son temps de mémoire est de 170 ns [3]. Le temps de montée du signal triangulaire sur une électrode de détection est de l'ordre de la nanoseconde. Cependant, la dispersion du signal dans les câbles entre la cellule et le préamplificateur dégrade ses performances. Le temps de montée véritable est compris entre 50 et 500 ns .

La figure 2.18 montre que le coin de bruit du préamplificateur se situe autour de $10\text{ }\mu\text{s}$, pour une capacité d'entrée de 1 nF . D'après le théorème du filtrage adapté, la mesure de l'énergie devrait se faire à travers un filtre de même temps d'intégration. Dans la réalité, le temps d'intégration est de $2,5\text{ }\mu\text{s}$. Cette différence s'explique par le fait qu'à l'époque de la conception du calorimètre, l'intensité du bruit de faisceau était fort mal connue. Le bruit parallèle a été sur-estimé. Par ailleurs ce filtre joue le rôle de ligne à retard: sa réponse culmine à l'instant du déclenchement de premier niveau. Les $2,5\text{ }\mu\text{s}$ déterminent la taille du déclenchement en pipeline. *A posteriori*, connaissant l'intensité réelle du bruit de faisceau, le temps d'intégration du filtre de mesure de l'énergie aurait pu être de $10\text{ }\mu\text{s}$. Le bruit électronique aurait pu être diminué de 30 % et atteindre environ 20 MeV par canal. De plus, le filtre possède 6 pôles. Les résultats de la figures 2.13 montre que le nombre optimal de pôles est 2. La précision de la mesure aurait été améliorée de 20 %.

Un second filtre est employé pour la mesure du temps et de l'énergie des tours de déclenchement. Ce filtre joue également le rôle de filtre de détection. Le temps d'intégration est de 300 ns [15]. Le nombre élevé de pôles du filtre (6) décale le front de montée du signal de 600 ns . Ce décalage retarde la prise de décision d'autant. Le filtre de mesure du temps devrait avoir le même temps d'intégration que le signal d'argon liquide (170 ns) car le bruit série est majoritaire. Le filtre aurait pu être unipolaire.

La forme du signal de ce filtre est échantillonné à chaque croisement de faisceaux. Elle est utilisée par la suite pour détecter un éventuel empilement, et pour rejeter une mesure d'énergie corrompue. Cette approche est celle décrite au paragraphe 2.3.1. La réjection se fait grâce à un programme DSP visant une résolution en temps inférieure au 96 ns du croisement des faisceaux.

En bref, la mesure du temps, de l'énergie et la détection sont effectuées par trois filtres différents mais, *a posteriori*, ces filtres ne sont pas optimisés en fonction du bruit de faisceau réel.

Calorimètre accordéon

Le milieu sensible du calorimètre accordéon est l'argon liquide. Il est en cours de conception pour le détecteur ATLAS. Le temps de mémoire de cellule est

comparable à celui du calorimètre de H1. Cependant, la dispersion des signaux dans les câbles y est mieux maîtrisée. Ceci améliore le temps de montée du signal.

Le coin de bruit du préamplificateur est à $2\ \mu s$ [12]. Toutefois, le temps d'intégration du filtre envisagé pour la mesure de l'énergie est de $50\ ns$ [16], où le bruit est majoritairement série (déficit balistique), ce pour limiter les effets d'empilement.

La méthode de réjection de l'empilement évoquée au paragraphe 2.3.1 préconise d'optimiser la résolution en énergie et en temps du détecteur à l'aide de deux filtres. Cette solution n'est pas évoquée dans l'article préliminaire relatif à la conception de ce sous-détecteur, qui préconise généralement l'emploi d'un filtre unique, ceci en contradiction avec le théorème du filtrage adapté.

La réalisation de ces deux fonctions par l'échantillonnage et des processeurs de traitement de signal nécessite une période d'échantillonnage inférieure à $8\ ns$ à très haute dynamique, ce qui n'est pas encore techniquement envisageable.

2.5 Conclusion sur la résolution temporelle

Nos premiers résultats, basés analytiquement sur la relation **estimateurs de $\chi^2 \iff$ traitement de signal**, nous ont permis de définir quantitativement les différents facteurs concourant à la *rapidité* d'un détecteur. Nous avons notamment distingué ce qui vient du détecteur lui-même ou de son électronique, de la largeur d'une impulsion ou de son front de montée. Nous pouvons ainsi comparer les calorimètres H1, ZEUS, accordéon, SPACAL/H1 qui fournissent toutes les combinaisons de détecteurs lents/rapides, couplés à des électroniques lentes/rapides.

Nos autres résultats, basés sur une simulation complète des bruits affectant un détecteur dans un expérience à haute luminosité, justifient la pratique de mises en forme multiples des signaux provenant de la même cellule de détection, comme dans le cas de H1 ou de ZEUS. Schématiquement, nous représentons cet effet par un déplacement du *coin de bruit*, suivant que l'on s'intéresse au cœur gaussien (pour la mesure de l'énergie) ou aux queues non-gaussiennes (pour le système de déclenchement) de la distribution de bruit d'un canal.

Ce résultat, valable dans le cas d'un seul canal, se généralise aisément aux sommes de canaux voisins qui seront étudiées dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Signal et espace

Existe-t-il un formalisme généralement accepté pour justifier du découpage d'un détecteur en cellules et pour définir les estimateurs de quantités intéressantes pour la physique ? Dans ce domaine relevant du traitement du signal spatial, contrairement au cas temporel traité dans le chapitre précédent, nous n'avons trouvé de références ni dans les propositions d'expérience, ni dans les articles décrivant les performances des détecteurs. Le plus fréquemment ces ouvrages représentent des résultats globaux de physique résultant de conditions complexes, obtenues par des simulations complètes de l'expérience.

Notre approche, au contraire, sera de partir des *formes élémentaires de dépôt d'énergie*, pour définir un rapport signal sur bruit pour des quantités ayant un sens physique — énergie d'une gerbe électromagnétique, d'un jet, ... —. Elle s'inspire directement des méthodes d'estimateurs utilisées pour l'identification des électrons [17].

3.1 Les formes élémentaires de dépôts d'énergie

L'exemple de la calorimétrie est privilégié par rapport à celui des chambres à traces, bien que des méthodes de traitement du signal spatial similaires à celles de ce chapitre pourraient parfaitement s'y appliquer.

Une particule de haute énergie absorbée par un calorimètre y produit une gerbe. Sa forme — ou plus précisément la répartition des dépôts d'énergie — dépend de la nature de la particule incidente. La granularité du calorimètre correspond à un échantillonnage de la gerbe. Les formes étudiées par la suite sont des valeurs moyennes sur un grand nombre d'événements.

3.1.1 Gerbe électromagnétique

Un électron qui passe à proximité du noyau d'un atome du calorimètre émet un photon (γ). Ce photon se convertit en un électron (e^-) et un positron (e^+), à proximité d'un autre noyau. La figure 3.1 (en haut) montre le processus de

conversion de la particule incidente en trois particules secondaires. Chacune de ces particules se convertit à son tour. Il se produit une avalanche caractérisée par un facteur multiplicatif égal à deux, à chaque libre parcours électromagnétique X_0 : cette distance est appelée longueur de radiation. La figure 3.2 montre le profil longitudinal d'une gerbe électromagnétique.

L'énergie moyenne des composants de la gerbe diminue et devient inférieure au seuil de création d'une paire e^+e^- . Ils sont absorbés par la matière du calorimètre.

Aux énergies mises en jeu à HERA, la gerbe à un maximum à $10X_0$ et s'étend jusqu'à $20X_0$. Le maximum est le point où l'effet d'avalanche devient plus faible que les processus d'absorption.

Le développement latéral de la gerbe électromagnétique est étroit. Le diamètre de la gerbe est exprimé par son **rayon de Molière**. C'est le rayon d'un cylindre, axé selon la direction de la gerbe et contenant 90% de son énergie. Dans le calorimètre électromagnétique de H1, la longueur de radiation est de 1.55 cm . Le rayon de Molière de la gerbe est de 3.66 cm . La figure 3.2 représente la taille moyenne d'une gerbe électromagnétique. La figure 3.3 montre un événement détecté par H1. On peut clairement y reconnaître deux gerbes électromagnétiques. Une telle gerbe est contenue dans un cône ayant un angle au sommet de 3° . ($\Delta\theta = \Delta\phi = 3^\circ$, dans le repère θ, ϕ du calorimètre).

3.1.2 Gerbe hadronique

Une gerbe hadronique peut se comprendre à travers le modèle suivant [18]: un hadron qui rencontre un noyau lourd y produit une avalanche par interaction successive avec chaque nucléon traversé. Il produit un grand nombre de particules de basse énergie équivalentes à un continuum avec peu de fluctuations (π , protons et neutrons). Parfois des hadrons π^0, π^+, π^- , d'énergie plus élevée, peuvent s'en échapper avec au moins 10 % de l'énergie incidente. Le π^0 se désintègre immédiatement en deux photons γ qui produisent une gerbe électromagnétique. La gerbe d'un hadron est donc une combinaison de gerbes électromagnétiques et hadroniques. Sa taille est une fonction de la longueur de radiation X_0 et de la longueur d'interaction λ_0 . Sa forme est plus chaotique que celle d'une gerbe électromagnétique, car l'émission de hadrons rapides est très fluctuante.

Le libre parcours moyen hadronique est appelé longueur d'interaction (λ_0). Dans le calorimètre de H1, λ_0 est de l'ordre de $20 X_0$ (soit 36.60 cm). La figure 3.2 montre le profil longitudinal moyen d'une gerbe hadronique. L'événement de la figure 3.3 possède une gerbe hadronique. Une gerbe hadronique est contenue dans un cône ayant un angle au sommet de 6° . ($\Delta\theta = \Delta\phi = 6^\circ$).

Jets

Une collision sur un des constituants du proton se manifeste par un ensemble de particules émises dans un élément d'angle solide correspondant à un centième de

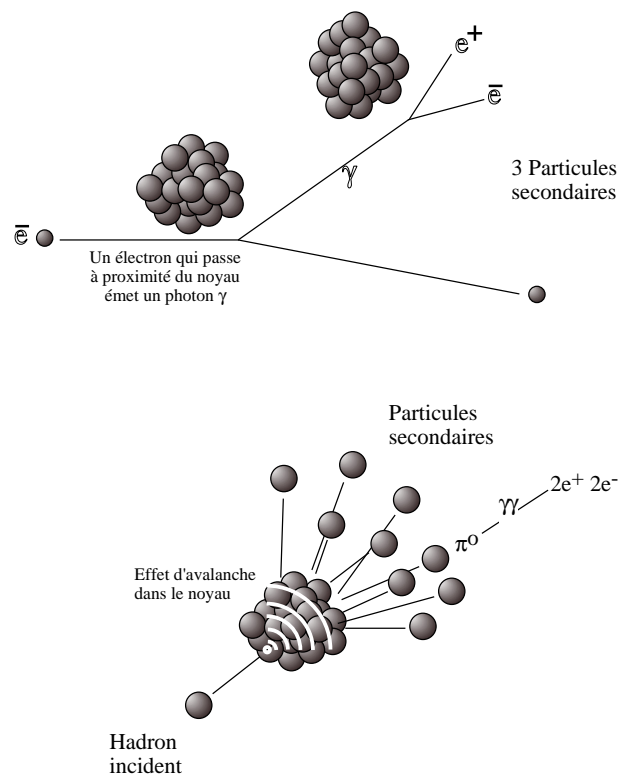


Figure 3.1: Processus d'avalanche créant les gerbes hadroniques et électromagnétiques.

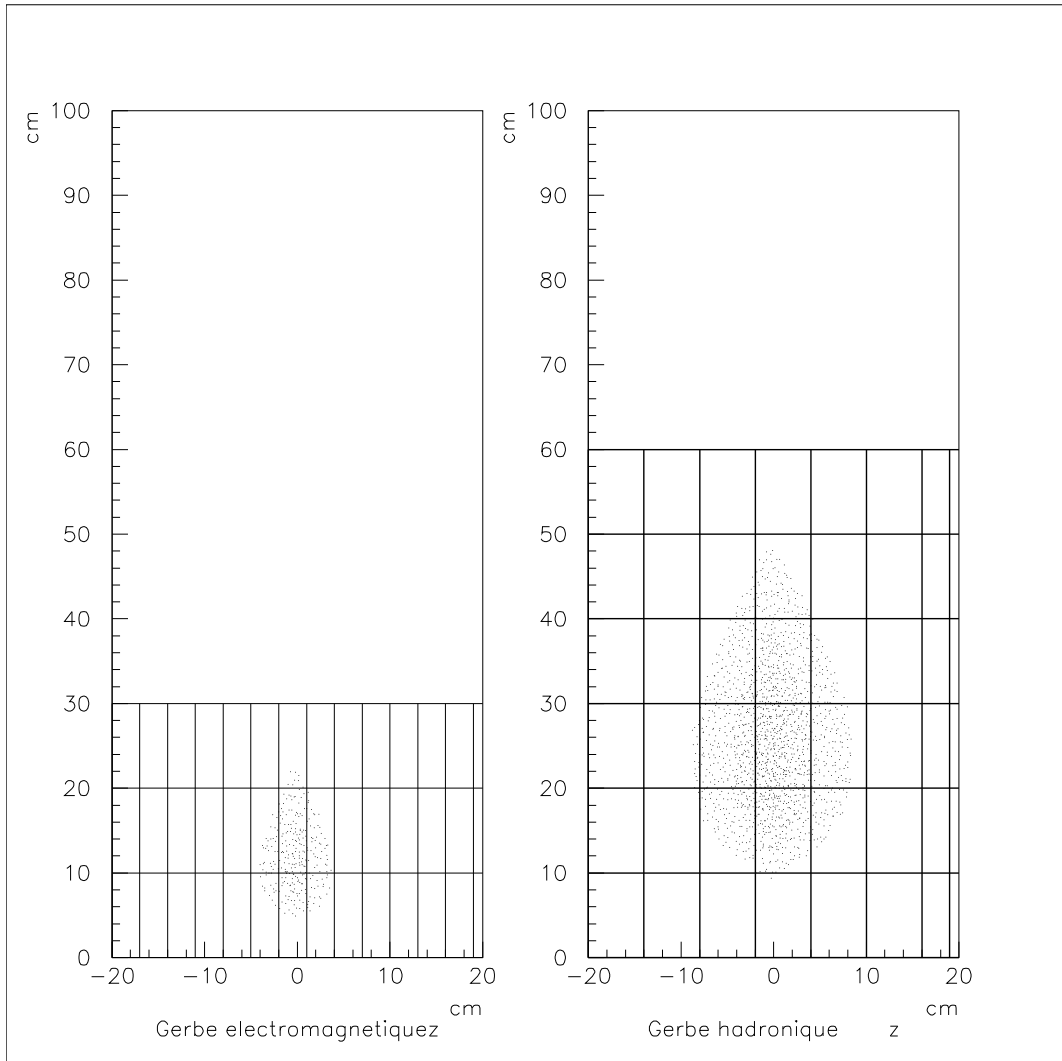


Figure 3.2: Profil moyen des gerbes électromagnétiques et hadroniques. Les grilles correspondent à la taille des cellules du calorimètre de H1.

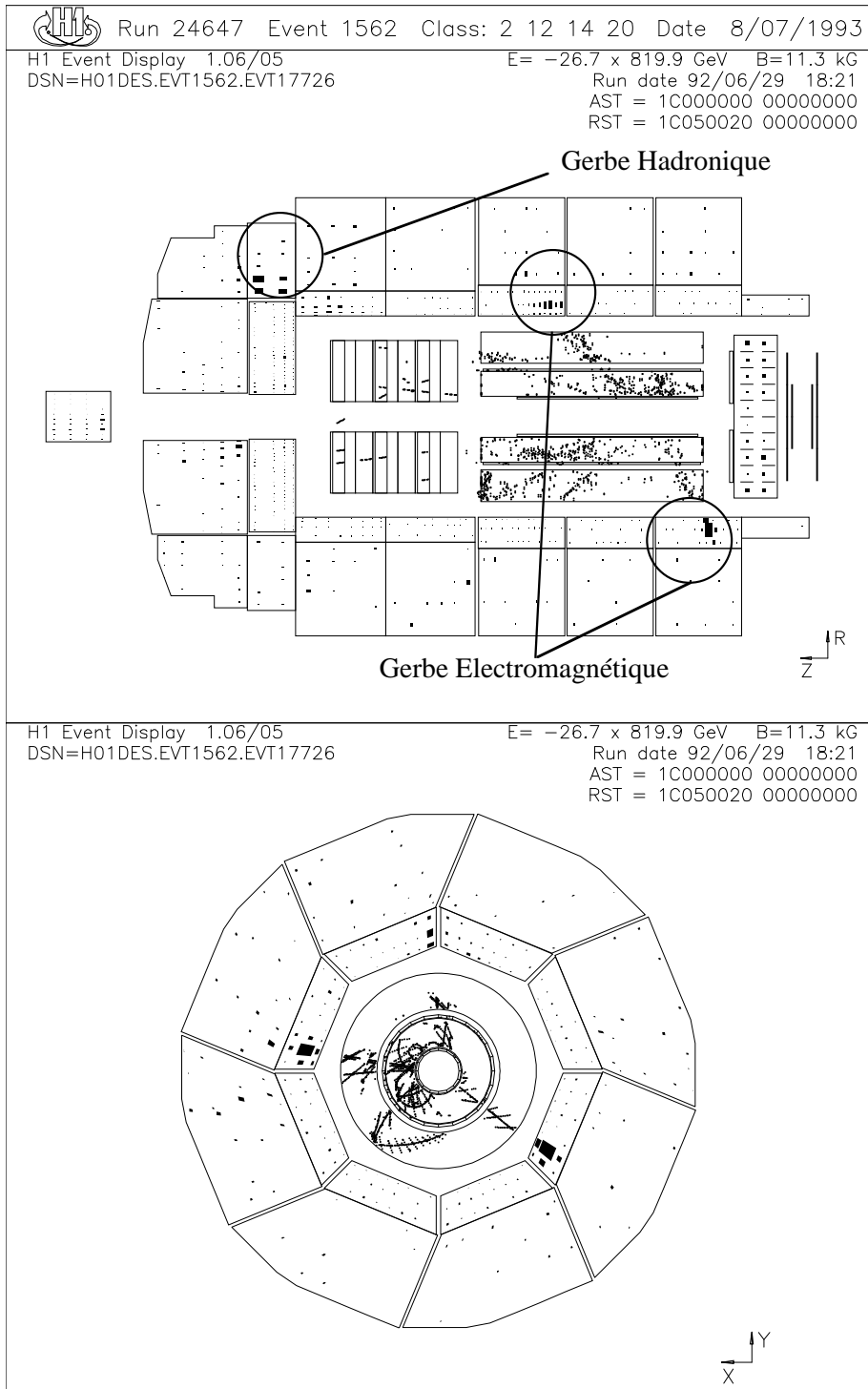


Figure 3.3: Evénement détecté par H1 dans lequel on reconnaît deux gerbes électromagnétiques et une gerbe hadronique.

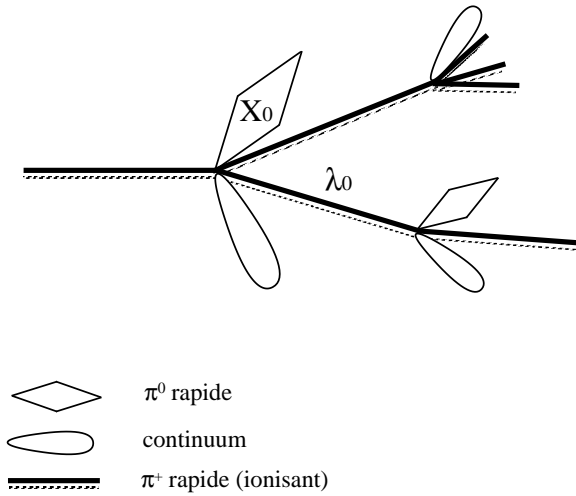


Figure 3.4: Représentation imagée du développement d'une gerbe hadronique [18]. Un hadron qui rencontre un noyau lourd y produit une avalanche. Un grand nombre de particules de basse énergie sont émises en un continuum. Quelques hadrons de grandes énergie peuvent s'en échapper. La gerbe hadronique est une combinaison de gerbes électromagnétiques et de continuum.

stéradian. Le calorimètre de H1 est segmenté en 256 tours de déclenchement correspondant à la taille d'un jet. Un quart des cellules d'une tour sont touchées (soit environ 60). Les cellules peuvent être regroupées en gerbes électromagnétiques et hadroniques.

Dans le calorimètre à argon liquide de H1, le **jet** est contenu dans un cône ayant un angle au sommet de 11° . ($\Delta\theta = \Delta\phi = 11^\circ$).

3.1.3 Les muons

Les muons ionisent la matière qu'ils traversent sans être absorbés. Ils déposent en moyenne $2MeV$ par gramme de matière traversée. Il est impossible de mesurer leur énergie par la calorimétrie. Seule une détection de traces est possible. La figure 3.5 montre le passage d'une gerbe de muons produite par la désintégration d'une particule cosmique de haute énergie dans les hautes couches de l'atmosphère.

3.1.4 La diaphonie

La diaphonie est l'*écho* d'un signal d'une cellule dans les cellules voisines. Elle provient essentiellement du manque de blindage des câbles du détecteurs, regroupés en nappes.

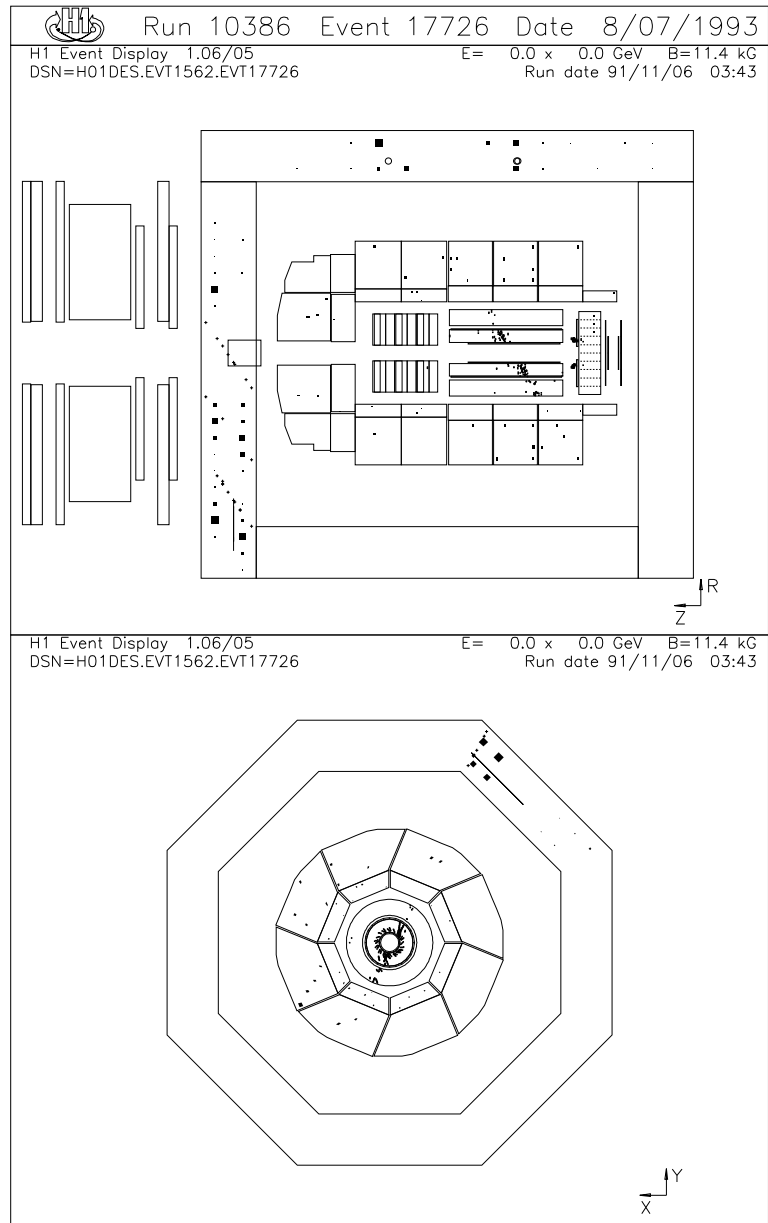


Figure 3.5: Un événement cosmique multi-muons cosmique dans H1.

La perturbation qu'elle engendre n'est pas aléatoire, comme peuvent l'être le bruit électronique ou le bruit de faisceau. Elle constitue une modification stationnaire du signal spatial, corrigeable par le programme de reconstruction. Toutefois, une méthode de correction serait très complexe. La diaphonie est considérée comme une perturbation cohérente et laissée comme telle. Dans le calorimètre de H1, elle représente 1 à 3 % de l'énergie incidente.

Les paragraphes suivants traitent des perturbations aléatoires du signal spatial et de leur simulation. Contrairement à la diaphonie, il faut intervenir les caractéristiques intrinsèques des détecteurs et de leur électronique.

3.2 Perturbation des dépôts d'énergie

Simulation

La simulation des dépôts d'énergies est hors du propos de la présente étude. Cependant, il existe de nombreux programmes de simulation de la réponse spatiale des détecteurs. Ceci n'était pas le cas pour les signaux temporels, et justifiait la mise en place d'un programme de simulation au chapitre 2.

Les perturbations du signal spatial semblent plus difficilement énonçables en terme de traitement de signal. Dans le paragraphe suivant, les écarts à la forme moyenne des gerbes seront cependant exprimés en terme de bruits spatiaux.

3.2.1 Bruit spatiaux

Bruit calorimétrique

La mesure calorimétrique est perturbée par un bruit en racine de l'énergie E_I de la particule incidente. Le **quantum de calorimétrie** e_c est défini comme l'énergie minimum observable par le calorimètre. L'énergie incidente E_I est égale à la somme de N quantum e_c .

$$E_I = N e_c$$

Les perturbations statistiques sur E_I sont appelées **bruit calorimétrique**. Elles sont proportionnelles à la racine du nombre de quanta

$$\text{Bruit calorimétrique } \sigma_c = \sqrt{N} \cdot e_c = \sqrt{\frac{E_I}{e_c}} \cdot e_c = \sqrt{e_c \cdot E_I}$$

Ce bruit correspond à des fluctuations aléatoires sur la forme moyenne de la gerbe qui ne sont pas corrélées de cellule à cellule. Il peut être considéré comme un bruit de grenaille sur le signal spatial.

Bruit hadronique

Les fluctuations autour des dépôts moyens d'une gerbe hadronique ne sont pas décorréliées à l'échelle des cellules. Contrairement au bruit calorimétrique, elles n'affectent pas la quantité totale d'énergie déposée. Elles correspondent à des distorsions de la forme de la gerbe. L'énergie manquante en un point de l'espace sera retrouvée à un autre emplacement. Le caractère chaotique des gerbes hadroniques peut être considéré comme un bruit de grenaille filtré par le profil du continuum.

Bruit électronique

Le bruit électronique entre deux cellules de détection est également décorrélé (contrairement à la diaphonie). Les perturbations électroniques sont une source de bruit parallèle. Le paragraphe 3.4.4 montre comment il se comporte face aux sommations analogiques et digitales, lors de la construction de filtres spatiaux.

Bruit cohérent

Le bruit cohérent est provoqué par les appareils qui entourent les détecteurs telles que les pompes ou les blocs d'alimentations. Les perturbations sont canalisées le plus souvent à travers les fils de masses et propagées sur tout le détecteur. Contrairement à la diaphonie, il ne sont pas en phase avec une interaction. La forme spatiale de ces perturbations est aléatoire, mais reproductible d'un événement à l'autre.

Bruit d'empilement

Le bruit d'empilement est l'ensemble des dépôts d'énergie des particules du bruit de faisceau et de collision. Il est concentré dans les cellules proches de l'axe du faisceau. La forme spatiale de ses dépôts est celle des gerbes électromagnétiques ou hadroniques. Il est possible de distinguer l'empilement dû au bruit de faisceau par la mesure du temps de vol, ou par l'absence de traces dans les chambres à fils. Le bruit de collision ne peut pas être rejeté par ces méthodes car il est provoqué par des particules provenant du centre d'interaction.

3.3 Les estimateurs

Estimateurs de gerbe: énergie, position et séparation

Le signal spatial est une gerbe $g(\phi, \theta, r)$ qui peut s'exprimer sous la forme

$$g(\phi, \theta, r) = E_I \times s(\phi, \theta, r)$$

où E_I est l'énergie de la particule incidente, $s(\phi, \theta, r)$ la forme moyenne (normalisée) de la gerbe, et ϕ, θ, r les coordonnées sphériques d'un point de l'espace (lorsque ces coordonnées localisent une cellule, elles pointent vers son centre). La mesure du signal spatial est l'estimation de l'énergie et de la position de la particule, avec une séparation des gerbes voisines. Ceci est le parallèle spatial des mesures temporelles de l'énergie et du temps (position). La méthode du χ^2 minimum donne également les meilleurs estimateurs spatiaux pour la mesure de ces deux grandeurs.

3.3.1 Méthode du χ^2 minimum

Le χ^2 s'exprime de la manière suivante

$$\chi^2 = \sum_n \frac{[e_n - E_I \times s(\phi, \theta, r)]^2}{\sigma^2} \quad (3.1)$$

où les e_n représentent les échantillons du signal spatial, c'est à dire les énergies mesurées par chaque cellule. σ est l'écart type des perturbations non corrélées de la mesure (bruit calorimétrique σ_c et bruit électronique σ_e). Le bruit électronique est constant. L'expression complète de σ est

$$\sigma^2 = \sigma_e^2 + e_c \cdot e_n$$

soit

$$\sigma^2 = \sigma_e^2 + e_c E_I \times s(\phi, \theta, r)$$

Energie

L'estimateur optimum pour la mesure de l'énergie est celui pour lequel χ^2 est minimum, c'est à dire quand sa dérivée par rapport à E_I s'annule.

$$\frac{\delta \chi^2}{\delta E_I} = \sum_n \left(\frac{-2s(\phi, \theta, r)}{\sigma_e^2 + e_c E_I s(\phi, \theta, r)} \times \delta_n + \theta(\delta_n^2) \right) = 0 \quad (3.2)$$

où δ_n est la différence entre l'énergie mesurée et la valeur théorique ($\delta_n = e_n - E_I s(\phi, \theta, r)$). Elle correspond au bruit dans le canal n . Le terme $\theta(\delta_n^2)$ exprime un terme du second ordre qui est négligé.

La valeur nulle de la dérivée donne le meilleur estimateur pour l'énergie:

$$\left(1 - \frac{1}{1 + s(\phi, \theta, r) \frac{E_I e_c}{\sigma_e \sigma_e}} \right) * \delta = 0 \quad (3.3)$$

Interprétation

La figure 3.6 montre la forme du premier terme du produit de convolution. Il correspond au filtre adapté pour la mesure de l'énergie.

Dans le cas où l'énergie incidente E_I est grande par rapport au bruit électronique (E_I/σ_e *grand*), l'expression précédente peut s'écrire

$$\frac{\delta\chi^2}{\delta E_I} = 1 * \delta_n = \sum_n e_n - E_i \times s(\phi, \theta, r) = 0$$

Pour une énergie incidente très élevée, le filtre tend vers un *créneau*, ce qui est équivalent à la somme de l'énergie. Le résultat est semblable si le quantum de calorimétrie est grand par rapport au bruit électronique (e_c/σ_e *grand*). Le bruit électronique et le quantum d'énergie sont ceux du calorimètre à argon liquide de H1 (respectivement 30 MeV et 10 MeV).

Quand l'énergie incidente est du même ordre de grandeur que le bruit électronique, la forme du filtre adapté est celle de la gerbe (dessinée par un trait gras). Ceci est en accord avec le théorème du filtre adapté énoncé pour les signaux temporels. Le paragraphe 3.4.2 discute deux méthodes de calculs des estimateurs d'énergie pour le calorimètre de H1. Il propose finalement une stratégie de mesure optimale de l'énergie selon les performances intrinsèques des calorimètres et l'énergie de la particule incidente.

Position

La dérivée du χ^2 par rapport à l'un des paramètres de position (ici θ) est

$$\frac{\delta\chi^2}{\delta\theta} = \sum_n \frac{-2E_I \times \frac{\delta s}{\delta\theta} [e_n - E_I \times s(\phi, \theta, r)]}{\sigma^2} = 0 \quad (3.4)$$

soit

$$\sum_n e_n \times \frac{\delta s}{\delta\theta} = \sum_n E_I \times s(\phi, \theta, r) \times \frac{\delta s}{\delta\theta} \quad (3.5)$$

Ceci est le parallèle dans l'espace du théorème du filtrage adapté pour la mesure du temps. Le meilleur filtre de position est celui qui correspond à la dérivée spatiale du signal moyen. La position est obtenue quand la convolution du signal mesuré et de la dérivé du signal théorique passe par zéro. Les remarques du paragraphe 2.2.1 quant à la mesure du temps sont transposables à la mesure de la position.

Séparation spatiale

L'estimateur de séparation est équivalent à l'estimateur de détection du paragraphe 2.2.2. Il transforme le signal $g(\phi, \theta, r)$ en une impulsion $\delta(\phi, \theta)$. La véritable

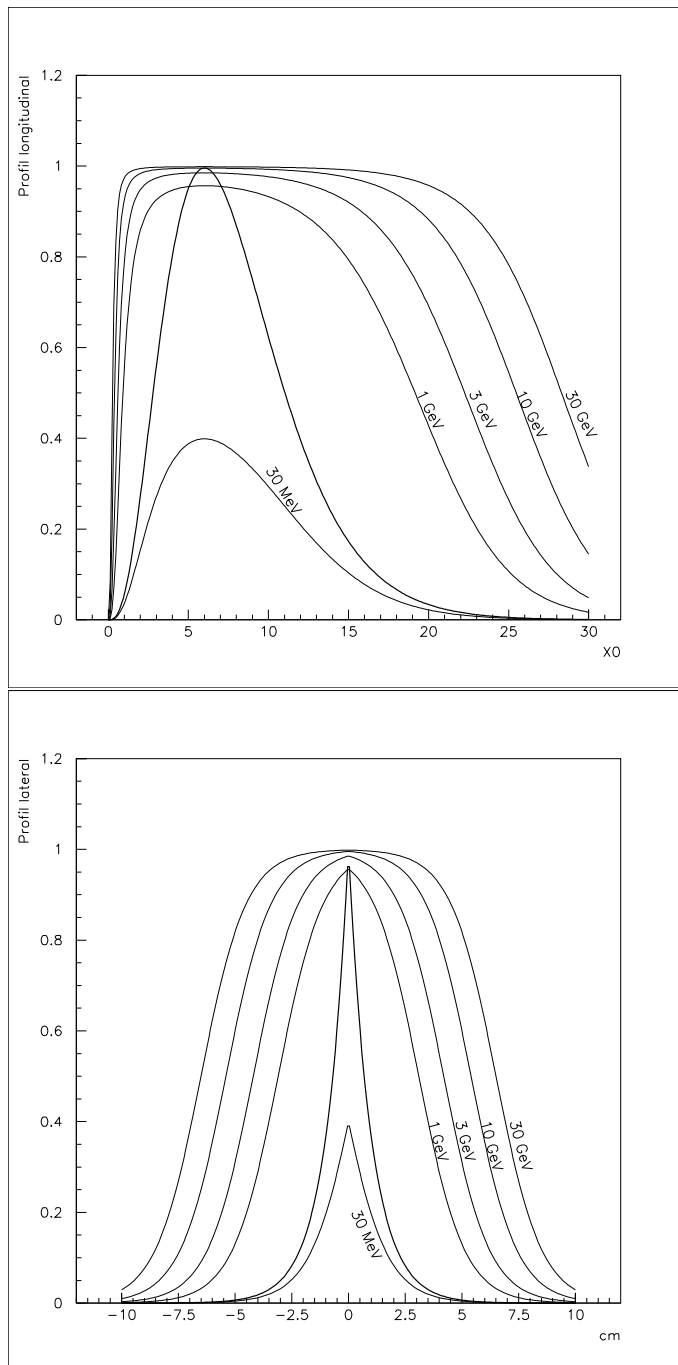


Figure 3.6: Forme des filtres spatiaux adaptés aux profils latéral et longitudinal de la gerbe électromagnétique (la forme de la gerbe est dessinée en traits gras). Le filtrage dépend de l'énergie de la particule, contrairement au filtre temporel. Les unités des ordonnées sont arbitraires.

déconvolution donne un pic de largeur finie qui définit la résolution spatiale de deux gerbes proches.

Le paragraphe 3.3.4 détermine les tailles des cellules qui correspondent à ces trois mesures.

3.3.2 Estimateurs de quantités globales

L'énergie et la position d'une gerbe ne sont pas les seuls estimateurs spatiaux. L'énergie totale, transverse et les grandeurs cinématiques définissent les paramètres globaux de l'interaction. Ces estimateurs sont généralement calculés par le système de déclenchement.

L'interaction est étudiée dans un système de coordonnées sphériques. L'angle θ est dans le plan longitudinal au détecteur et passant par l'axe de l'accélérateur. L'angle ϕ évolue dans le plan perpendiculaire à celui de θ (les intégrales sur r sont calculées sur toute la profondeur du calorimètre). La fonction $h(\phi, \theta, r)$ introduite ici est la valeur attribuée à chaque cellule pour le calcul d'un estimateur. Elle prendra toute son utilité au paragraphe 3.3.3 dans l'expression du théorème de Campbell sur le signal spatial (les estimateurs globaux sont définis comme un moment de $h(\phi, \theta, r)$).

Taille des domaines d'étude

Les domaines d'étude sont:

- l'**énergie totale** E_{tot} qui est la somme de toute l'énergie déposée dans le calorimètre: $\Delta\theta = 180^\circ$ et $\Delta\phi = 360^\circ$.

$$E_{tot} = \int_0^{180^\circ} \int_0^{360^\circ} E d\theta d\phi z$$

(E est l'énergie déposée dans la direction θ, ϕ).

- les **grandeurs cinématiques** (p_x, p_y, y) sont

$$p_x \propto \sin(\theta) \cos(\phi)$$

$$p_y \propto \sin(\theta) \sin(\phi)$$

$$y \propto 1 - \cos(\theta)$$

Pour une précision de 10% des coefficients de pondération: $\Delta\theta = 36^\circ$ et $\Delta\phi = 360^\circ$.

- l'**énergie transverse** E_t est le vecteur impulsion dans le plan de θ . L'énergie déposée dans un segment du détecteur est pondérée par $\cos\theta$.

$$E_t \propto \cos(\theta)$$

Pour une précision de 10% des coefficients de pondération: $\Delta\theta = 25^\circ$ et $\Delta\phi = 360^\circ$.

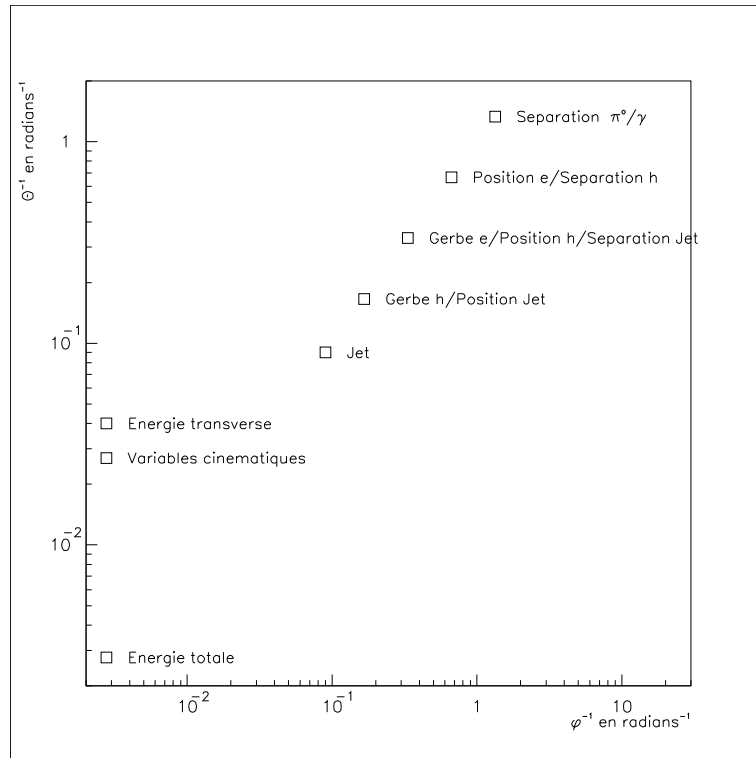


Figure 3.7: Domaines d'angle solide couverts par les estimateurs spatiaux dans le calorimètre de H1.

3.3.3 Bruit et volume d'intégration

Le paragraphe 3.3.2 a mis en évidence différentes échelles d'angle solide pour les estimateurs globaux. Il est naturel de faire un parallèle avec les gammes de temps d'intégration t_i définies au paragraphe 2.2.3. La taille de la cellule est plus précisément un *volume d'intégration*. Ce volume est défini par un angle solide d'intégration α_i . La figure 3.7 replace les fréquences spatiales angulaires des domaines d'études.

Cependant, la correspondance entre l'intensité des bruits spatiaux et la taille de la cellule n'est pas aussi immédiate que pour le signal temporel. Seul un programme de simulation peut rendre compte simplement de l'influence de la granularité du calorimètre. Malgré cela, la mesure du signal spatial peut être exprimée par les termes classiques du traitement du signal temporel.

Granularité et bruit parallèle: théorème de Campbell spatial

Le théorème de Campbell définit l'intensité σ du bruit parallèle affectant l'estimateur défini par le filtre $h(r, \theta, \phi)$. L'expression **temporelle** du théorème est

$$\sigma^2 = \frac{\sigma_p^2}{T} \int_0^\infty h^2(t) dt = \sigma_p^2 \frac{t_i}{T}$$

où σ_p est l'écart type des hauteurs des perturbations, T leur période moyenne et $h(t)$ la réponse de la chaîne de mesure. Le théorème définit un temps d'intégration t_i . Le rapport $\lambda_i = t_i/T$ est le nombre moyen d'échantillons indépendants par unité de temps.

La même écriture est envisageable pour les estimateurs spatiaux. Le bruit parallèle les affectant est

$$\sigma^2 = \sigma_p'^2 \iiint h^2(r, \theta, \phi) dr d\theta d\phi$$

où σ_p' est le bruit par élément de volume et $h(r, \theta, \phi)$ la réponse spatiale du calorimètre. Les signaux étant échantillonnés par la granularité du calorimètre. L'expression précédente peut se réécrire:

$$\sigma^2 = \sigma_p'^2 \alpha_c \sum h_n^2$$

où α_c est égal au volume d'intégration minimum $dr d\theta d\phi$. Il correspond à l'angle solide d'une cellule.

Pour continuer le parallèle avec le traitement temporel du signal, il faut introduire un volume d'intégration α_i , équivalent au temps d'intégration t_i .

$$\alpha_i = \alpha_c \sum h_n^2$$

La grandeur $\lambda_i = t_i/T$ introduite au chapitre 2 définissait le nombre moyen d'échantillons indépendants du signal. Son équivalent spatial μ_i est le nombre moyen de cellules touchées par la gerbe.

$$\mu_i = \frac{\alpha_i}{\alpha_c}$$

La taille de la cellule α_c correspond à la période T .

La figure 3.8 montre la relation entre le rapport ENC défini au chapitre 2 et l'angle d'intégration α_i . Les échelles sont logarithmiques. α_i prend des valeurs allant de l'angle contenant une cellule électromagnétique à 4π (espace entier), sur lequel est calculée l'énergie totale.

Le bruit électronique est décorrélé d'une cellule à l'autre. Ses effets s'ajoutent en racine du nombre de canaux, soit en racine du volume d'intégration (théorème de Campbell), alors que les perturbations du bruit cohérent sont proportionnelles à α_i .

Le déficit balistique apparaît si l'angle α_c des cellules devient plus faible que l'angle solide d'une gerbe électromagnétique. Il justifie l'utilisation de fenêtres glissantes dans le programme de reconstruction.

La figure fait également apparaître l'effet de la suppression de zéros pour des angles d'intégration supérieurs au jet. Le paragraphe 3.3.4 développe ce propos.

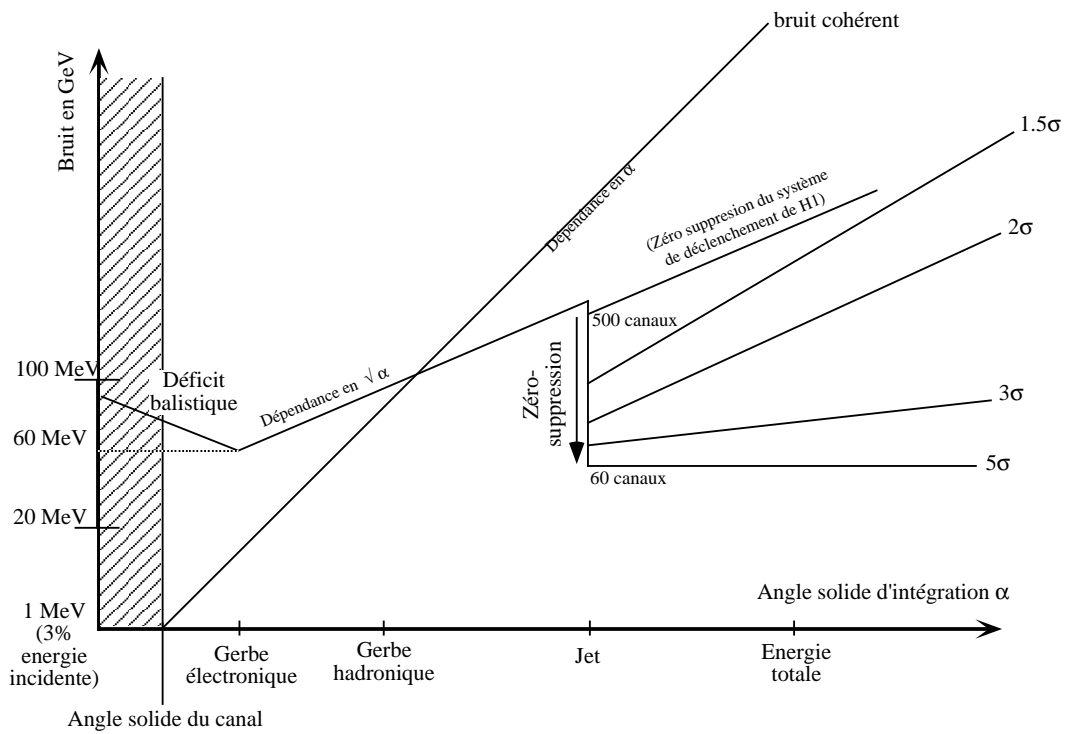


Figure 3.8: Diagramme de bruit spatial dans le calorimètre à argon liquide de H1. Le bruit pour les gerbes électromagnétiques est dominé par la taille/capacité de cellule trop grande (déficit balistique), et pour les gerbes hadroniques par le bruit électronique d'un canal. La suppression de zéros (ZS) est nécessaire pour les estimateurs de jets et d'énergie totale, à un niveau supérieur à 2,5 sigma.

Granularité idéale

Le théorème de Shannon permet de déterminer cette résolution optimale pour un calorimètre qui permettrait de calculer tous les estimateurs du signal avec le maximum de précision. Il définit la valeur idéale du paramètre α_c . L'énoncé de ce théorème est

Un signal dont la bande passante s'étend jusqu'à la fréquence F peut être parfaitement reconstitué après un échantillonnage de fréquence $2F$.

La figure 3.9 montre les profils latéral et longitudinal de la gerbe électromagnétique dans le calorimètre à argon liquide de H1. Chaque profil est accompagné par son spectre spatial de puissance et par la courbe de bruit d'échantillonnage.

Pour un rapport signal sur bruit de 10, la taille de la cellule selon Shannon est de 3.75 cm (longitudinal) par 0.33 cm (latéral). Ceci représenterait l'équivalent de 23 millions de cellules pour un calorimètre électromagnétique de même volume.

Le nombre réel de canaux électromagnétiques pour H1 est d'environ 30000. Leur longueur est de l'ordre de 10 cm . Un coté de la cellule mesure de 3 à 4 cm .

Le **rayon de Molière** est le rayon de la section d'un cylindre contenant 90% de l'énergie de la gerbe. Dans le cas du calorimètre de H1, il est égal à 3.66 cm . Cela signifie qu'une gerbe électromagnétique est répartie sur deux cellules voisines. La granularité du calorimètre permet la mesure de l'énergie mais également de la position de la gerbe.

Les concepteurs du calorimètre ont considéré qu'il n'était pas nécessaire d'augmenter la granularité pour séparer deux gerbes. La probabilité pour que deux gerbes électromagnétiques *indépendantes* touchent la même région du calorimètre est faible. Seul le pion neutre π^0 se désintègre en deux photons γ . Bien qu'étant une particule hadronique, le pion neutre est détecté par le calorimètre électromagnétique. L'angle entre les directions des deux photons est inversement proportionnel à l'énergie du hadron, et typiquement de l'ordre de 3 degrés. La séparation de ces deux gerbes nécessiterait une granularité très importante.

3.3.4 Effet de la suppression de zéros

La figure 3.8 montre l'influence du bruit parallèle sur le calcul des estimateurs. Son intensité est exprimée par le théorème de Campbell appliqué à l'espace: elle est proportionnelle à la racine de l'angle d'intégration α_i . Les estimateurs sont calculés par le programme de reconstruction ainsi que dans le système de déclenchement.

Le théorème de Campbell est valable lorsque les estimateurs prennent en compte l'ensemble des dépôts d'énergie, dans chaque cellule du volume d'intégration.

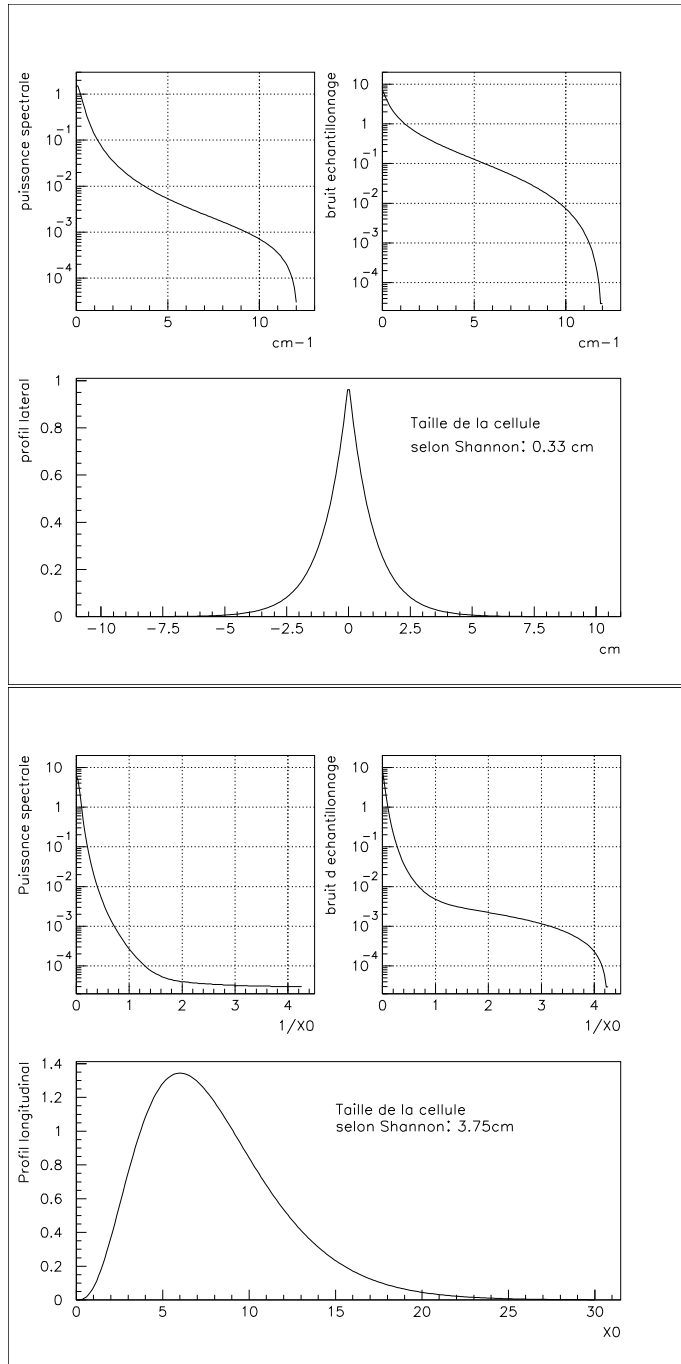


Figure 3.9: Taille de la cellule idéale d'après le théorème de Shannon. Elle est définie par la loi d'échantillonnage optimum appliquée au spectre de fréquences spatiales de la gerbe électromagnétique.

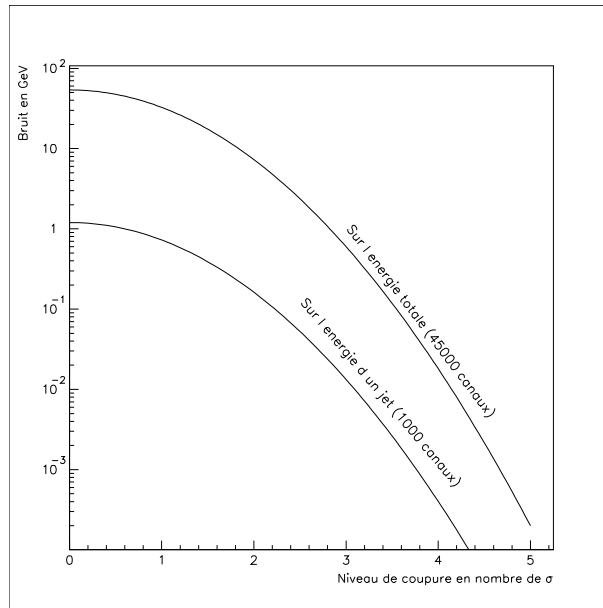


Figure 3.10: Effet de la suppression de zéros sur le bruit parallèle affectant l'énergie totale et l'énergie d'un jet Le bruit moyen d'une cellule élémentaire est ici celui du calorimètre de H1, soit 30 MeV .

Il n'est plus applicable quand les données inférieures à un seuil de bruits sont supprimées. Seules les cellules qui ont été touchées par une énergie supérieure à un seuil participent au calcul des estimateurs.

Le bruit σ_Σ d'une somme de N canaux, perturbé chacun par un bruit parallèle σ , après une coupure à $k\sigma$ est

$$\sigma_\Sigma = N\sigma \times \frac{e^{-k^2/2}}{\sqrt{2\pi}}$$

La courbe de la figure 3.10 montre l'effet de la suppression de zéros sur l'énergie totale du calorimètre de H1 (45000 canaux) et sur l'énergie d'un jet (environ 1000 canaux). Elle montre qu'à l'échelle du jet une somme complète est autant perturbée qu'une somme de canaux touchés par une énergie supérieure à deux σ . Des niveaux de suppression plus bas détériorent le calcul des estimateurs.

Les paragraphes suivants montrent comment la suppression de zéros est appliquée sur les données du calorimètre de H1.

Les regroupements topologique et projectif

Le regroupement topologique est la méthode utilisée par le programme de reconstruction de H1. Il utilise les données déjà zéros-supprimées par le système

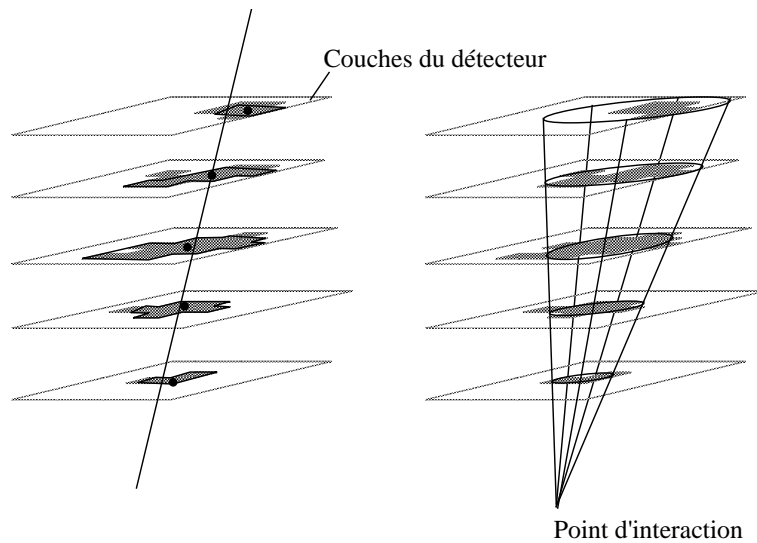


Figure 3.11: Regroupements topologique et projectif. Ces méthodes de reconstruction utilisées dans H1 combinent filtrage spatial et zéros-suppression.

d'acquisition (autour de 2σ), puis applique de nouveaux seuils plus élevés pour déterminer le contour de la gerbe.

La méthode consiste à repérer d'importants dépôts d'énergie pour chaque profondeur du calorimètre (voir figure 3.11, à droite). Cette première étape est un traitement en deux dimensions. La seconde étape consiste à tracer une droite entre les barycentres des *taches* d'énergie de chaque profondeur. Cette direction approche l'axe de la gerbe.

Une méthode de regroupement projectif à été proposée pour la détermination de l'énergie des gerbes électromagnétiques isolées [17].

Le contour de la gerbe est approché par un cône (voir figure 3.11). La direction du cône est donnée par la trace de la particule dans les chambres à fils. L'angle au sommet dépend des dimensions du détecteur, soit environ 5° dans le cas de H1. L'énergie de la gerbe est la somme des énergies des cellules situées à l'intérieur du cône.

Cette méthode n'est pas utilisée dans le programme de reconstruction de H1. La méthode utilise des données extérieures au calorimètre, et n'est donc pas toujours applicable.

Ces deux méthodes cherchent à regrouper les cellules appartenant à une même gerbe. Le regroupement topologique reconnaît la forme de la gerbe par proximité. La figure 3.12 montre que son efficacité dépend fortement du niveau de coupure. Ceci est particulièrement sensible aux basses énergies.

L'utilisation d'un cône pour le regroupement projectif applique un filtre spatial ayant la forme moyenne de la gerbe. Cette méthode considère que le rapport entre

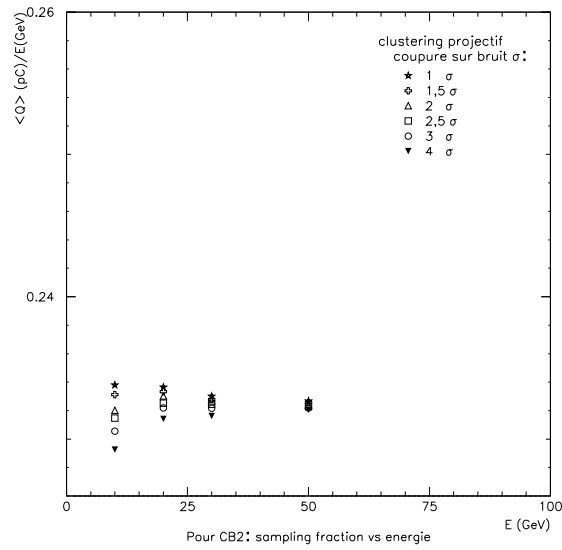
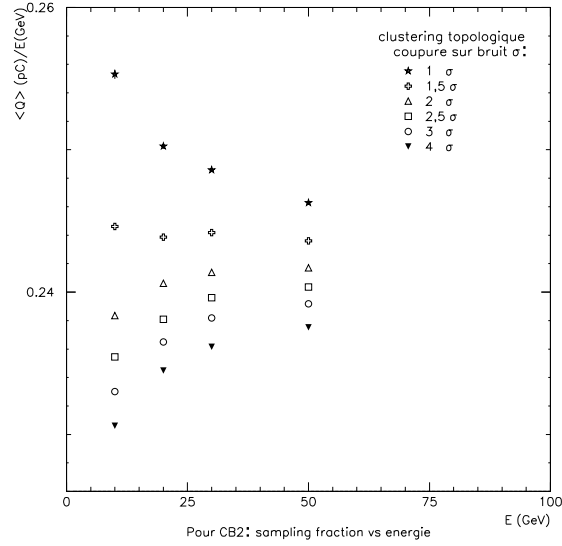


Figure 3.12: Efficacité des regroupements topologique et projectif. Le regroupement topologique (en haut) essentiellement destiné au jet est peu efficace pour les gerbes électromagnétiques. Le filtre optimum ressemble plus au regroupement projectif (en bas) avec une coupure élevée.

le volume et le périmètre de la gerbe est constant. Ceci est généralement le cas pour les gerbes électromagnétiques. Ce rapport est très fluctuant pour les gerbes hadroniques, sur lesquelles l'utilisation de cette méthode n'est pas envisageable. Parce qu'elle ne fait pas de reconnaissance de forme, le regroupement projectif est moins sensible au niveau de coupure.

Le paragraphe suivant propose une alternative à ces méthodes de regroupement. Elle s'appuie sur le théorème du filtrage adapté.

Stratégie optimale de mesure pour les gerbes électromagnétiques

La figure 3.13 montre l'exemple d'un calcul optimal de l'énergie dans le cas d'une gerbe électromagnétique. Le quadrillage représente la section latérale du calorimètre de H1. Le côté de la cellule mesure 4 centimètres. Le point d'impact de la gerbe est situé au centre de la zone. Le cercle en trait gras correspond au rayon de Molière: il contient 90% de l'énergie. Le second cercle, en trait clair, correspond à la limite du plateau pour le filtre adapté (figure 3.6) où la hauteur est à 90% de son maximum.

Le rayon du filtre adapté pour les hautes énergies dépend de l'énergie incidente. A 100 et 30 GeV , le filtre est plus large que le rayon de Molière. Ce filtrage est assimilable à la méthode de regroupement projectif, puisqu'elle sélectionne les cellules contenues dans un angle solide.

Pour des énergies incidentes plus faibles le filtre adapté est plus étroit que le rayon de Molière (1.2 GeV et 500 MeV). Une mesure adaptée pour les petites énergies utilise le signal des cellules adjacentes avec un facteur de pondération. Ce facteur correspond à la hauteur du filtre adapté pour la distance entre la cellule centrale et la cellule considérée. Plus précisément, il reflète l'efficacité de la mesure pour une cellule donnée. L'exemple prend ici des valeurs approchées, extraites des courbes de la figure 3.6. Cette méthode optimale, quelque soit l'énergie, nécessite de connaître à priori l'énergie de la particule incidente. Celle-ci peut être calculée grossièrement: elle correspond approximativement à l'énergie de la cellule centrale.

Le tableau 3.1 donne le quantum de calorimétrie e_c et l'intensité du bruit pour le calorimètre à argon liquide de H1, le calorimètre SPACAL et le calorimètre accordéon en projet pour l'expérience ATLAS. Ces chiffres justifient l'utilisation d'un calcul adapté pour l'argon liquide (H1 et ATLAS) si l'énergie incidente est inférieure à 2 GeV . Le rapport e_c/σ_e est inférieur à 2σ .

Dans le cas de SPACAL, ce rapport est égal à 3.5. Le rayon de Molière est donc toujours inférieur à celui du filtre. Sa forme est toujours équivalente à un plateau, quelque soit l'énergie de la particule. Le filtrage consiste à ne sommer que les énergies situées au dessus de 5σ . **La suppression de zéros se confond avec un filtrage adapté.** Elle détermine le volume d'intégration correspondant au filtre et définit exactement la forme de la gerbe. Dans ce cas de figure, la suppression de zéros est idéale pour reconnaître la forme des gerbes hadroniques.

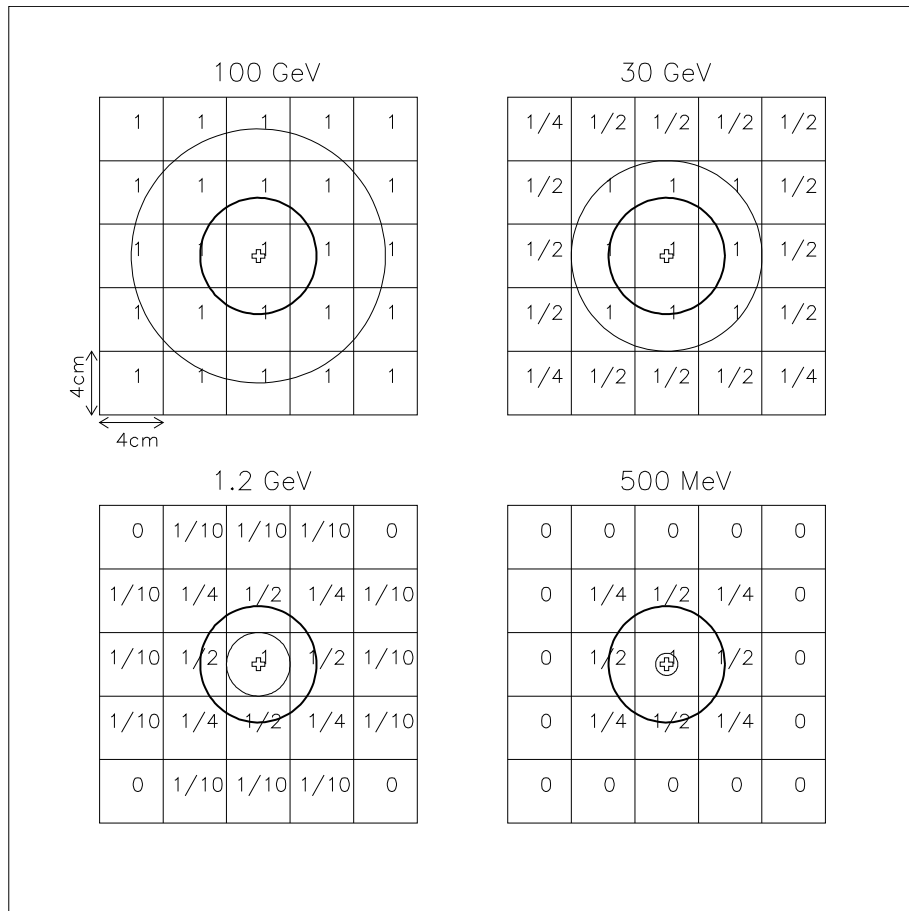


Figure 3.13: La forme du filtre adapté pour une gerbe électromagnétique définit une série de coefficients, pour une énergie incidente donnée. Ces pondérations dépendent du rapport signal/bruit dans chaque cellule.

	e_c	σ_e	e_c/σ_e	Type de filtrage
H1	20 MeV	30 MeV	2/3	ZS si $E_I > 2 GeV$ Pondéré si $E_I < 2 GeV$
ATLAS	10 MeV	50 MeV	1/5	ZS si $E_I > 2 GeV$ Pondéré si $E_I < 2 GeV$
SPACAL	5 MeV	2 MeV	3.5	ZS

Tableau 3.1: Choix du type de filtrage. Lorsque le filtre adapté (fig 3.6) est assimilable à un créneau, il peut être remplacé par la suppression de zéros (ZS). C'est toujours le cas si le rapport e_c/σ_e est grand. Dans le cas contraire, il faut appliquer la méthode de pondération pour les petites énergies. Les différents cas sont résumés sur ce tableau.

Son utilisation est plus délicate lorsque le rapport e_c/σ_e est inférieur à 2σ , puisque le signal est très fluctuant. Le filtrage adapté est applicable sur les composants de la gerbe lorsque ceux-ci sont séparables. Dans le cas contraire, la gerbe hadronique est suffisamment concentrée pour pouvoir appliquer la méthode des coefficients, avec une efficacité moindre que pour la gerbe électromagnétique.

3.3.5 Conclusion sur le traitement spatial du signal

Pour un problème de physique donné, on peut toujours décrire une réaction comme produisant des constituants (μ), (e, γ_0, π_0 , hadron, jets, flot d'énergie totale ou transverse, etc.), caractérisés chacun par une *forme élémentaire de dépôt d'énergie* à laquelle correspond un filtre spatial optimal déterminé.

Enumérons les propriétés de ces filtres:

- Ils dépendent de l'énergie incidente E_I et du point d'impact x_I . Il s'agit donc de filtres adaptatifs.
- Ils ne sont donc pas linéaires en E_I et x_I . Les essais de linéarisation sont néfastes: les mesures d'énergie dépendent alors du bruit (cf. figure 3.12).
- Ils justifient la suppression de zéros et permettent de choisir son échelle et de prédire son résultat. Par exemple, dans le cas du système de déclenchement du calorimètre à argon liquide de H1, l'échelle de zéros-suppression (*trigger tower*) est insuffisamment fine pour supprimer le bruit dans les tours de déclenchement (*big tower*). Il y a deux cas de figures pour un calorimètre de résolution donnée $\sigma_e = \sqrt{E \cdot e_c}$. Il est:
 - peu bruyant (i.e. SPACAL/H1, bruit par canal $\sigma_e < e_c/2$): la suppression de zéros constitue à elle seule un filtre adapté et la non linéarité est négligeable,

- ou bruyant (H1, Zeus, Atlas, $\sigma_e > e_c$): un coefficient par canal non supprimé permet une calibration non linéaire à basse énergie.
- Ils concernent aussi bien le programme d'estimation d'énergie (à partir de la somme de tours voisines), que le système de déclenchement.

Cette approche est suffisante pour exprimer la quantité d'information présente dans un détecteur. Elle permet également d'estimer la taille idéale des cellules de détection. Enfin, elle apporte un jour nouveau sur les méthodes de reconstruction dont elle peut améliorer ses performances.

Synthèse de la première partie

Les fonctions des calorimètres des grands détecteurs, analysées par des méthodes de traitement du signal temporel puis spatial, présentent de nombreuses similitudes.

Les techniques employées pour les réaliser peuvent se classer par rapport à deux modèles opposés (fig 3.14):

- l'architecture TSN (Traitement du Signal Numérique).
- l'architecture TSA (Traitement du Signal Analogique).

Architecture TSA

Le signal de chaque canal est traité par trois filtres temporels optimisés respectivement pour la mesure de l'énergie, du temps et pour la détection. Les sorties de ce dernier servent d'entrée aux filtres spatiaux optimisés, soit pour la détection de gerbes électromagnétiques, soit pour celle des jets, soit pour des flux globaux d'énergie, de moment transverse, etc...

La calorimétrie de H1 s'inspire de cette méthode, sans toutefois être optimale sur chaque canal.

Architecture TSN

Les signaux sont échantillonnés, ce qui ne nécessite initialement qu'un seul filtre. L'échantillonnage peut être synchrone avec les collisions de particules (et de fréquence au moins double si l'on veut séparer deux croisements consécutifs).

Les échantillons sont transmis à un processeur qui exécute un algorithme pour chaque type de filtrage souhaité. Le détecteur ZEUS applique cette méthode tout en gardant en parallèle un filtre de déclenchement analogique.

Comparaison des deux architectures

L'architecture TSN est la préférée des physiciens dans la mesure où elle fournit les mêmes informations en temps réel et en différé, ou elle évite d'avoir à geler la géométrie du détecteur par des considérations de filtrage spatial et enfin où elle procure une mémorisation des données pendant le temps nécessaire au déclenchement du détecteur.

Et pourtant, ses inconvénients sont majeurs pour des applications à hautes performances: elle génère des flots de données très importants, comme nous le verrons dans la seconde partie et surtout son rapport performances/coût dépasse d'au moins d'un ordre de grandeur celui d'un détecteur TSA.

Exemple de SPACAL/H1

Sur cet exemple apparaissent les raisons principales de cette différence:

- La solution TSA permet de ventiler les performances extrêmes sur deux chaînes parallèles — 100 MHz pour la mesure de temps, et 14 bits pour la mesure d'énergie —, ce qui nécessiterait 300 Mega-échantillons de 14 bits par secondes en TSN.
- Elle se prête mieux à un filtre spatial à grain fin, appelé *fenêtre glissante*, dont la connectique est réalisée en partie près du détecteur.
- Le filtre de déclenchement de 20 MHz permet de résoudre en temps deux croisements de faisceaux distants de 96 ns .

Les avantages du TSA justifient à tout le moins le mariage des deux architectures qui est réalisé dans la plupart des cas étudiés, exception faite du LHC. Le paradoxe est que c'est pour ce cas, où les performances demandées sont plus grandes, que l'on voit un parti pris pour les méthodes TSN pures. De très gros efforts de recherche et développement sont effectués pour les améliorer. Seront-ils suffisants pour renverser la situation ?

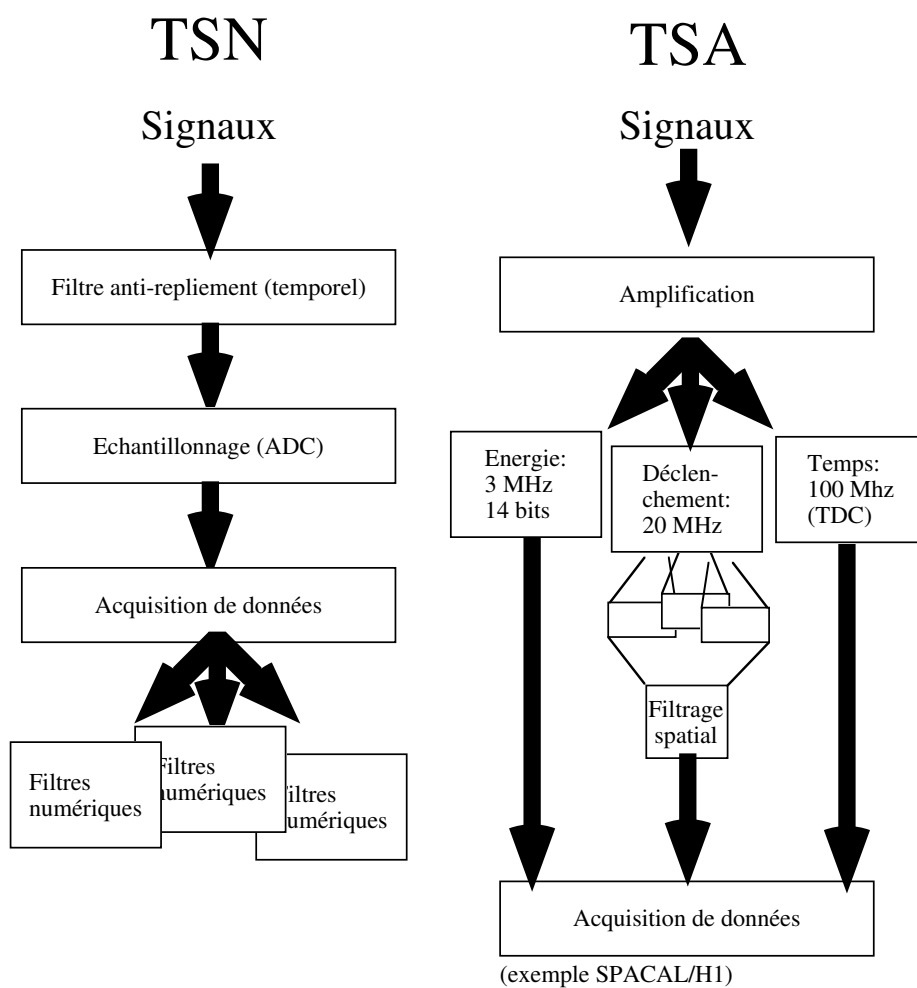


Figure 3.14: L'étude des détecteurs de physique des hautes énergies fait apparaître deux architectures pour le traitement du signal: la première approche est numérique (TSN), et la seconde préconise l'emploi de filtres analogiques multiples (TSA).

Partie II

Les systèmes d'acquisition

Chapitre 4

Paramètres principaux des acquisitions de données

Le but de ce chapitre est de présenter les acquisitions de données des expériences de collisions $\langle e, p \rangle$ et $\langle p, p \rangle$ introduites dans le premier chapitre ainsi que celles du LEP ($\langle e, e \rangle$).

Nous verrons que les paramètres principaux décrivant la quantité de données traitée varient sur plusieurs ordres de grandeurs en fonction du détecteur, ou même de la partie de détecteur considérée.

Nous passerons en revue les différents facteurs contribuant à cette grande diversité — taille et segmentation de détecteur, architecture du traitement de signal et d’acquisition, type de physique, bruit —.

Enfin, nous tâcherons de dégager les tendances générales d’évolution des systèmes d’acquisition de données en physique des hautes énergies.

4.1 Segmentation des détecteurs

Le chapitre 3 évoquait la granularité des détecteurs en terme de fréquences spatiales. Le détecteur y était vu comme un ensemble homogène.

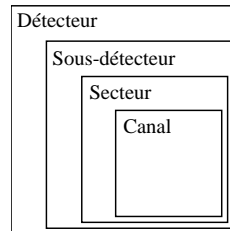
Dans la réalité, un détecteur est un assemblage de sous-détecteurs. Chacun pouvant être lui même segmenté en sous-éléments. Le paragraphe suivant recense les tailles de ces segments pour plusieurs détecteurs en service. Les contraintes d’organisation sous-jacentes sont illustrées par la segmentation du calorimètre de H1.

4.1.1 Détecteurs, sous-détecteurs, secteurs et canaux

La terminologie relative aux segmentations des détecteurs ne suit pas une règle précise. Elle diffère d’un groupe de recherche à l’autre. Dans les paragraphes suivants, le terme de **sous-détecteur** désigne la portion maximum d’un détecteur dans laquelle sont employées des cellules de détection de même type.

Certaines collaborations font la distinction entre les calorimètres frontaux et latéraux, bien que ceux-ci soient semblables. Elle correspond le plus souvent à des différences de structures mécaniques. Cette segmentation sera désignée par le terme de **secteur**.

Un détecteur peut se segmenter en parties imbriquées qui sont:



4.1.2 Nombre de segments

Nombre de sous-détecteurs

Le détecteur généraliste décrit au paragraphe 1.5 est constitué d'au moins cinq sous-détecteurs. Les chambres à fils et les chambres à muons mesurent la trace des particules. Le centre d'interaction est souvent repéré par une chambre micrométrique (μ Vertex).

L'énergie des particules est mesurée par des calorimètres électromagnétiques et hadroniques. Certaines collaborations ont choisi des technologies de détection différentes pour ces deux mesures. Les deux calorimètres sont alors considérés comme des sous-détecteurs à part entière (OPAL, DELPHI). Aucune distinction n'est faite quand la mesure est réalisée par le même type de cellule (D0, H1, ZEUS)

Un détecteur comprend en moyenne une dizaine de sous-détecteurs, le plus souvent pour une question d'organisation et de répartition des tâches. Toutefois, les cinq éléments principaux représentent la majorité des canaux. Le nombre de sous-détecteurs des futures expériences reste du même ordre de grandeur. L'accroissement de taille des futurs détecteurs se reporte sur le nombre de canaux.

Nombre total de canaux

Le nombre de canaux est directement lié à la granularité spatiale du détecteur. Le tableau 4.1 montre que la quantité de canaux des expériences actuelles reste du même ordre de grandeur (environ 200 000). L'accroissement est très sensible pour les futurs détecteurs dont les nombres de canaux sont multipliés par 50. Cette augmentation est dominée par les détecteurs de traces. La répartition relativement équilibrée des détecteurs actuels, se décale largement en faveur des chambres à fils qui représenteront plus de 90% des canaux. Cette augmentation de granularité

Détecteur	Anneaux	Nb Canaux	% Calo	% Tracking	ref
OPAL	LEP	180 000	60%	40%	[19]
DELPHI	LEP	130 000	20%	60%	[35]
ALEPH	LEP	530 000	80%	15%	[30]
L3	LEP	100 000			[33]
CDF	TEVATRON	150 000	40%	50%	[21]
D0	TEVATRON	120 000	50%	40%	[31]
H1	HERA	250 000	30%	70%	[9]
L3P	LHC	1 000 000	15%	85%	[28]
CMS	LHC	16 000 000	2%	98%	[27]
ATLAS	LHC	4 000 000	2%	98%	[32]
SDC	SSC	30 000 000	3%	97%	[29]
GEM	SSC	4 250 000	3%	97%	[40]

Tableau 4.1: Le nombre des canaux des détecteurs actuels est de l'ordre de 10^5 . Il sera environ cinquante fois supérieurs au LHC par augmentation de granularité et de surface.

est imposée par la diminution de la courbure des traces des particules, du fait de leur énergie élevée. Malgré l'emploi d'aimants supraconducteurs, la déviation des particules est limitée par la technologie. La trajectoire doit être cernée plus finement.

La granularité des calorimètres est supérieure à celle observées actuellement, sans toutefois augmenter dans des proportions semblables à celles des chambres à fils. L'énergie des particules ne modifie pas sensiblement le profil transversal des gerbes ni leur étendue spatiale. L'augmentation du nombre de canaux permet un meilleur confinement longitudinal. Mais il a avant tout un plus grand pouvoir de résolution. Ceci afin de limiter les effets d'empilement sur le signal spatial.

Nombre de canaux par sous-détecteurs

La figure 4.1 résume la répartition du nombre de canaux entre les sous-détecteurs. Les différences au sein d'un même détecteur peuvent atteindre trois ordres de grandeurs. **La notion de sous-détecteurs n'est pas relative au nombre de canaux.** Ceci est en rapport avec les contraintes d'organisation et de répartition des responsabilités au sein d'une collaboration (voir l'exemple du calorimètre de H1).

Limite à la notion de nombre de canaux

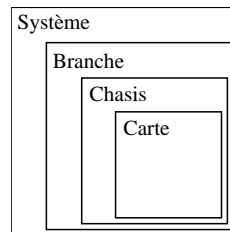
Le nombre de canaux est un paramètre incomplet pour définir les contraintes d'un système d'acquisition. Il ne prend en compte que la granularité spatiale. Le nombre de données est une caractéristique plus complète car elle intègre

la granularité temporelle. Le rapport entre ces deux grandeurs est plus largement développé au paragraphe 4.3. Toutefois, la segmentation du détecteur doit être comparée à la segmentation de l'électronique afin de mieux comprendre la répercussion de la granularité temporelle sur le nombre de données.

4.2 Coïncidence entre mécanique et électronique

4.2.1 Segmentation de l'électronique

L'appareillage électronique d'un système d'acquisition peut se décomposer en segments imbriqués:



Cette définition est moins ambiguë que celle du détecteur. La segmentation est déterminée principalement par les normes industrielles des bus d'instrumentation. Un bus est un appareillage qui transporte les données. Les différents types de bus sont définis complètement au paragraphe 6.2.3.

Un **chassis** est une structure mécanique qui contient une vingtaine de **cartes** qui s'imbriquent sur le bus. Le terme de **branche** désigne la portion indépendante d'un bus d'instrumentation inter-chassis (voir paragraphe 6.2.3). Tous les systèmes peuvent se décomposer selon ce schéma. La figure 6.1 montre l'organisation en branches et en chassis de la chaîne d'acquisition du calorimètre de H1. Les raisons de cette répartition sont évoquées dans le paragraphe qui suit.

4.2.2 Exemple: l'organisation de l'acquisition du calorimètre de H1

Les quatre sous-détecteurs

La calorimétrie de H1 est constituée de quatre sous-détecteurs. L'élément principal est un calorimètre à argon liquide, auquel sont adjoints un calorimètre bouchon (silicium) et un calorimètre scintillateur arrière. Le quatrième élément est le fer instrumenté de l'aimant qui fait office de détecteur de fin de gerbe.

Les données de ces sous-détecteurs sont lues par le même système d'acquisition. Bien que l'électronique d'encodage et de traitement leur soit commune, elle est découpée en quatre sections distinctes.

Chaque élément requiert le même nombre d'heures de test et de dépannage. Ce temps est indépendant de la quantité de canaux (le calorimètre à argon liquide délivre près de 90% des données). Un regroupement des trois autres éléments était envisageable, et aurait amélioré la compacité du système, au détriment de la facilité de dépannage et de mise au point.

En phase d'acquisition, l'appareillage complet est contrôlé à partir d'une station centrale (Os9). D'autres stations, propres à chaque élément, reprennent le contrôle dans le cas d'un fonctionnement indépendant. Chaque système Os9 exécute le même programme de contrôle. Seuls les paramètres de configuration sont modifiés (tables d'adressage). Le câblage du système de déclenchement peut également se découpler, ainsi que celui du système de calibration.

Très rapidement, l'étude des segmentations débouche sur l'organisation des systèmes d'acquisition. La discussion des structures actuelles est le thème du paragraphe 5.5.

Secteurs: les roues du calorimètre de H1

L'électronique d'encodage du calorimètre à argon liquide est organisée en quatre partitions. Chaque partition correspond à un ensemble de roues ayant la même structure mécanique. Le sous-détecteur est constitué de sept roues. La segmentation de l'électronique suit la segmentation en secteurs. La facilité de test n'est pas ici le seul avantage. Chaque cellule de détection a sa propre capacité. Elle est déterminée principalement par sa taille et par la longueur du câble qui la relie au préamplificateur. Le détecteur a été conçu de telle façon que les variations de capacités à l'intérieur d'une même roue soient faibles. La mise en temps de l'échantillonnage du signal se règle ainsi au niveau d'un secteur. Un réglage par canal aurait exigé un système d'encodage beaucoup plus complexe.

Câblage des cellules

Le câblage des tours de déclenchement est une autre illustration de l'importance de la coïncidence entre détecteur et électronique pour la compacité du système.

Le système de déclenchement additionne les signaux de canaux situés dans le même angle solide. Cependant, la structure en roues du calorimètre n'est pas projective. Le dernier niveau de sommation ne suit pas la segmentation en secteurs du calorimètre. Cette perte de coïncidence a des répercussions sur la quantité d'électronique.

Les deux premiers niveaux de sommations sont sur le détecteur. Ils réduisent les 45000 canaux du calorimètre en 2800 portions. Ceci représente environ dix pour cent de l'électronique installée sur le calorimètre (256 cartes). Les 2800 signaux sont acheminés vers la baraque d'électronique où il sont réorganisés en tours de déclenchement. Le

dernier niveau de sommation est constitué de 256 cartes (24 chassis) et occupe plus de la moitié des châssis destinés à la calorimétrie.

La configuration des canaux qui participent aux sommes est programmable. Les cartes doivent être contrôlables à travers un bus d'instrumentation. Ceci justifie le fait qu'une partie de l'électronique soit installée dans la baraque d'électronique. Toutefois, la perte de coïncidence entraîne une augmentation de la quantité d'électronique. Un appareillage équivalent installé sur le détecteur n'aurait représenté qu'une augmentation de 10% de l'électronique actuelle. Leur installation hors du calorimètre est coûteuse en câbles, chassis et en espace.

Régions d'intérêt

La coïncidence entre détecteur et électronique est inévitable pour les systèmes de déclenchement segmentés en région d'intérêt. Cette notion, introduite au chapitre 5 décrit un système de déclenchement qui recalcule précisément les paramètres de l'interaction (énergie et temps), sur une région déterminée. Ce type de processeur pourrait utiliser l'architecture TSN, présentée au chapitre 3. Chaque processeur local doit avoir accès aux signaux d'une tour de déclenchement. Le manque de coïncidence entraînerait d'importants problèmes de câblage et de transfert de l'information.

4.3 Traitement digital de l'information

Les signaux analogiques des cellules de détections doivent être encodés en valeurs digitales. Cette opération fixe la quantité de données que doit traiter un système d'acquisition.

Les valeurs digitales sont transformées en grandeurs physiques par les processeurs de la chaîne d'acquisition. Le calcul applique les corrections de calibration et rejette les canaux non-touchés. Bien que la gamme des traitements soit vaste, les paragraphes suivants font ressortir des points communs. La place des traitements dans la chaîne d'acquisition fait l'objet du dernier chapitre.

4.3.1 Nombre de canaux et quantité de données

Les publications concernant les systèmes d'acquisition chiffrent la taille des détecteurs par le nombre de canaux ou par la quantité de données qu'ils produisent. Cependant, la relation entre ces deux grandeurs n'est pas directe.

Nombre d'échantillons par canal pour les calorimètres

Le chapitre 2 montre que la meilleure mesure du signal ou de l'énergie se fait à l'aide d'un système analogique. Les calorimètres ne produisent le plus souvent qu'un seul échantillon par canal pour la mesure d'énergie.

C'est le cas pour le calorimètre de H1. Cependant la mesure du temps qui y est faite, implique plusieurs échantillons. Le signal des tours de déclenchement est digitalisé (8 bits) à chaque croisement de faisceaux. La forme du signal est vérifiée par une batterie de processeurs digitaux qui repèrent d'éventuels empilements. La quantité de données réellement utilisée (15 000) est comparable au nombre d'échantillons pour la mesure d'énergie (45000), bien que le nombre de canaux de déclenchement soit limité à 512. Pour un nombre de donnée du même ordre de grandeur, le gain sur le nombre d'échantillons se fait au détriment du nombre de canaux, et donc au détriment de la précision du signal spatial. Cette perte n'est cependant pas primordiale pour H1.

Dans le cas du calorimètre de ZEUS, le signal du calorimètre uranium-scintillateur est échantillonné à chaque croisement de faisceaux dans une mémoire analogique. Les 58 échantillons sont utilisés pour la mesure du temps et de l'énergie. Le nombre de données produites par le calorimètre à chaque événement est de l'ordre de 1.2 *MBytes* (un ordre de grandeur par rapport au calorimètre de H1).

Le paragraphe 7.1 montre la relation entre le nombre d'échantillons et la puissance de calcul nécessaire à leur utilisation. Ceci prend toute son importance pour les détecteurs de LHC, pour lesquels le signal devrait être échantillonné à chaque croisement de faisceaux.

Nombre d'échantillons par canal pour les chambres à fils

La mémorisation de l'historique du signal sur plusieurs échantillons est justifiée pour l'étude temps/charges dans les chambres à traces (*Qt analysis*). Il s'agit de mesurer le temps d'arrivée du signal d'une particule à l'extrémité du fil. L'analyse se fait sur tout le temps de dérive des charges dans le milieu sensible. Le temps d'intégration doit être inférieur au temps de dérive. Selon les critères de filtrage énoncés au chapitre 2, la mesure s'apparente à une mesure du temps et à une détection.

La mesure du temps de passage de la particule est faite par un processeur de la chaîne d'acquisition. Il repère les maxima du signal. La fréquence d'échantillonnage est fonction de la rapidité du milieu sensible. Elle est indépendante de la fréquence de croisement des faisceaux. Le nombre d'échantillons conservés ne dépend que des caractéristiques techniques de la chaîne de lecture. Il varie entre 128 et 256. La fréquence d'échantillonnage est choisie de façon à enregistrer le signal tout au long de la dérive.

Canaux et données

Le tableau 4.2 montre la correspondance entre le nombre de canaux et la quantité de données (en Kbytes) pour les calorimètres et les chambres à fils de plusieurs détecteurs. Les chiffres prennent en compte la dynamique des signaux. La figure 4.2 montre qu'il n'y a pas de relation directe entre ces deux grandeurs.

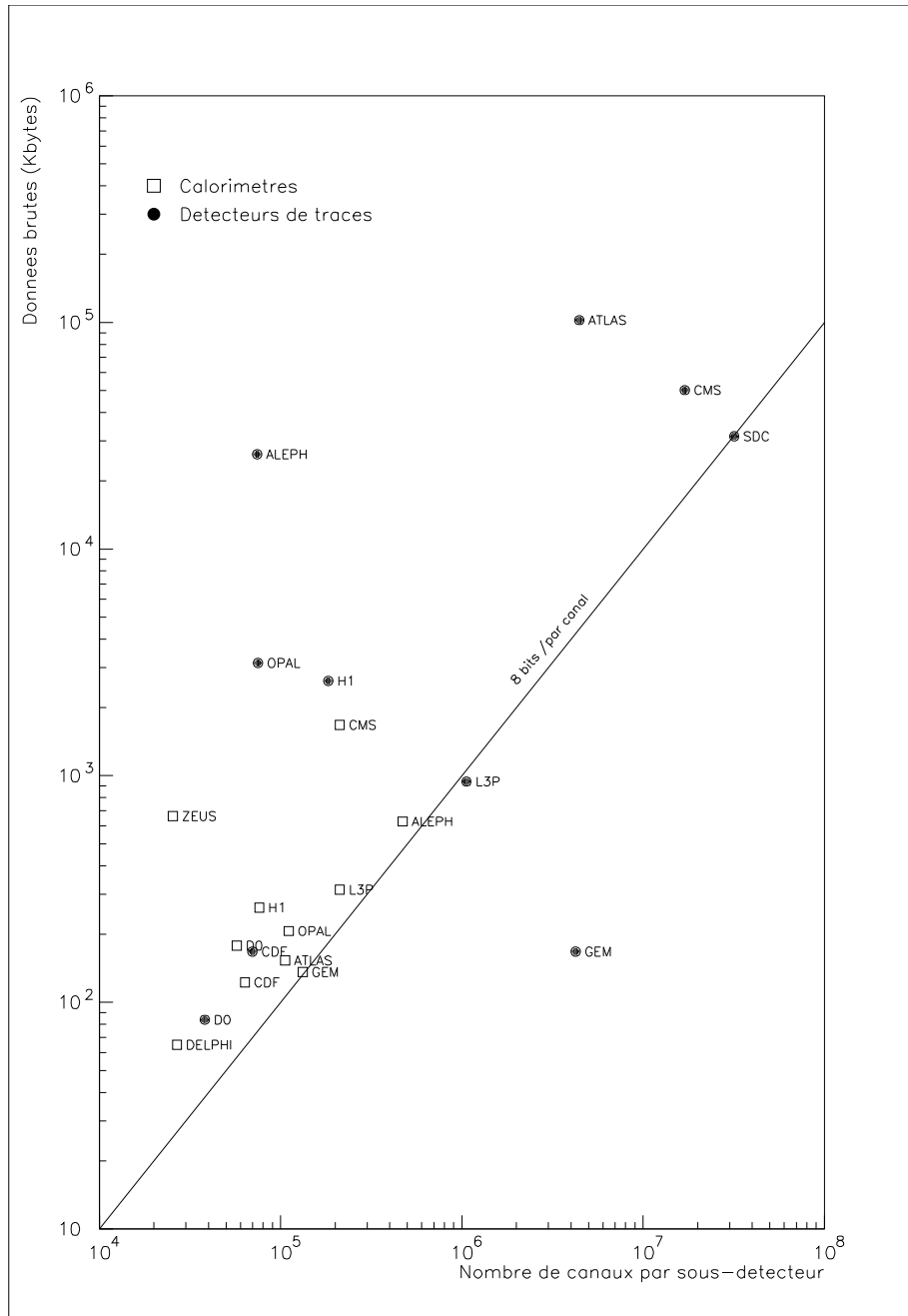


Figure 4.2: La relation du nombre de données au nombre de canaux de cette figure n'est pas manifeste. Elle dépend à la fois de la quantité d'information délivrée par le détecteur et de l'efficacité de l'encodage.

	Calorimétrie		Mesure de traces		ref.
	Milliers de canaux	Nombre de données (Kbytes)	Milliers de canaux	Nombre de données (Kbytes)	
ALEPH	445	600	70	25000	[30]
ATLAS	100	146	4200	98000	[32]
CDF	60	117	66	160	[21]
CMS	200	46	16000	476	[27]
D0	54	170	36	80	[31]
DELPHI	25	62			[35]
GEM	125	130	4000	160	[40]
H1	72	250	173	2500	[9]
L3P	200	300	1000	900	[28]
OPAL	104	197	70	3000	[19]
SDC			30000	30000	[29]
ZEUS	24	634			[22]

Tableau 4.2: Nombre de canaux et quantité de données brutes. La figure 4.2 reproduit ces chiffres graphiquement.

La quantité de données est mesurée en Kbytes. Elle est égale au nombre de canaux multiplié par la dynamique de l'encodage et par le nombre d'échantillons conservés à chaque événement. La grande variété des valeurs prises par ces deux derniers facteurs explique la différence entre le nombre de canaux et la quantité de données.

A l'exception de la mesure de traces de GEM, tous les points de la figure 4.2 sont situés au dessus de la diagonale. La plupart des détecteurs délivrent au moins une donnée par canal avec une dynamique supérieure au byte (8 bits). Deux des trois détecteurs de traces de GEM sont lus par des discriminateurs (1 bit).

Ceci explique qu'en général, la quantité de données soit plus faible que le nombre de canaux. Celui-ci ne prend en compte que la granularité spatiale. Le nombre de données y ajoute la granularité temporelle.

Le nombre de canaux n'est pas toujours le critère le plus révélateur de la taille d'un segment de détecteur. La quantité de données est parfois plus indiquée, notamment pour les appareils placés en aval de la chaîne d'acquisition, ainsi que le montrent les paragraphes suivants.

4.3.2 La séquence d'encodage et la suppression des zéros

La séquence d'encodage est l'opération qui échantillonne le signal analogique de chaque canal et le transforme en une valeur digitale. Cette transformation est effectuée par des ADC (*Analog to Digital Convertor*, voir paragraphe 6.2.1). Les

deux paragraphes précédants traitaient du nombre d'échantillons par canal. Il s'agit ici de décrire les contraintes techniques de cette opération.

Le critère de taille relatif à la segmentation traitée par l'encodage est le nombre de canaux, car cette opération est *systolique*. Plus précisément, l'enchaînement des signaux se répète selon un chronogramme pré-défini. Elle ne dépend ni du taux de déclenchement, ni du type d'événement encodé. Son temps de traitement est fixe.

Dans le cas des calorimètres la dynamique des encodeurs est fonction du rapport signal sur bruit de la cellule. Le signal est parfois amplifié avec des gains différents. La dynamique va au-delà de celle du composant électronique qui effectue la transformation. Elle se situe entre 12 et 14 bits pour les détecteurs actuels et futurs.

La dynamique des encodeurs des chambres à fils est généralement 8 bits. Cette valeur n'est pas liée au rapport signal sur bruit de la mesure: ces détecteurs enregistrent une centaine d'échantillons du signal. L'encodage est effectué par des composants rapides dont la dynamique est généralement limitée à 8 bits¹.

Nombre d'encodeurs

Du fait de la régularité de l'opération, le nombre d'encodeurs nécessaires N_{ADC} se calcule simplement:

$$N_{ADC} = \frac{\text{Nombre de canaux} \times \text{Temps ADC}}{\text{Temps encodage}}$$

Le temps nécessaire à un ADC pour effectuer la transformation (temps ADC) est un paramètre technologique indépendant. Il est de l'ordre de la microseconde pour les encodeurs classiques, et de la dizaine de nanosecondes pour les encodeurs rapides (*flash-ADC*, voir paragraphe 6.2.1).

Le temps d'encodage est fixé par le concepteur selon son emplacement dans la chaîne d'acquisition. Le chapitre 5 introduit la notion de temps mort de premier ordre. Ce temps critique est celui pendant lequel la chaîne de détection ne peut accepter un nouveau déclenchement. Le temps imparti à l'encodage doit être court si celui-ci participe au temps mort.

Encodage avant le temps mort de premier ordre

Pour les détecteurs qui digitalisent en continu les données du détecteur indépendamment des déclenchements (i.e. chambre à fils), chaque composant encode le signal d'un seul canal. Le temps d'encodage est égal au temps de l'ADC. Les ADC rapides sont alors employés. Leur nombre est de l'ordre de quelques milliers (OPAL 26000 pièces [19], DELPHI 22000 [20], CDF 18000 [21], H1 9500).

¹limite technologique due au nombre de composant intégrables sur un circuit imprimé. cf paragraphe 6.2.1

Encodage après le temps mort de premier ordre

Le calorimètre uranium-scintillateur de ZEUS mémorise le signal dans un double pipeline analogique, qui fait office de mémoire tampon. Le temps mort de premier ordre du détecteur correspond au temps de remplissage du pipeline ($5\ \mu s$) (voir paragraphe 5.1.3). La séquence d'encodage se déroule après le temps mort. Le calorimètre comprend 13000 canaux produisant 58 échantillons. Le système emploie 2080 ADC à $1\ MHz$. Le temps de la séquence d'encodage au complet est de l'ordre de $350\ \mu s$ [22].

Encodage durant le temps mort de premier ordre

L'encodage est effectué durant le temps mort quand la mémoire de la cellule de détection ne fait pas office de tampon. Plus précisément, toute nouvelle mesure est impossible tant que la capacité qui mémorise l'amplitude du signal n'a pas été vidée, comme c'est souvent le cas pour les calorimètres. Un ADC encode généralement plusieurs canaux, avec un taux de multiplexage compris entre 100 et 1000.

Dans le cas de H1, les 70000 canaux des calorimètres sont encodés par 552 ADC, ce qui représente un facteur 128 [3]. Des facteurs de multiplexage plus élevés sont atteints par des systèmes qui font face des taux de déclenchement plus faibles qui autorisent des temps morts plus long: les 500 encodeurs du calorimètre à argon liquide d'ALEPH voient 440000 canaux (1:800) [23]. Le calorimètre à scintillation de CDF a 60000 canaux et 129 ADC (1:465) [24].

La suppression de zéros

La suppression de zéros est une opération digitale effectuée au niveau d'un canal. Une valeur est conservée si elle est supérieure à un seuil relatif au bruit du canal. La somme des bruits électroniques et du bruit gaussien du faisceau est défini au chapitre 2, comme l'écart-type σ du signal avant l'encodage. Le nombre de canaux rejetés en fonction de la hauteur du seuil suit la loi du χ^2 . Une coupure à un σ retient 30% des canaux, 2σ 5% et 3σ 0.1%.

Outre son importance en traitement du signal² la suppression de zéros est une opération qui réduit fortement le flot de données. Elle diminue la charge du système d'acquisition et se situe par conséquent le plus en amont de la chaîne d'acquisition, juste après l'encodage.

Dans la majeure partie des cas, cette opération est effectuée par un processeur. Néanmoins, certains sous-détecteurs emploient des systèmes câblés. C'est le cas pour la chambre à fils d'ALEPH [25]. Tout comme l'encodage, la suppression de zéros est une opération systolique, et ne nécessite pas la souplesse apportée par un processeur. Leur emploi s'explique par le fait qu'elle est généralement effectuée en même temps que la correction des données brutes.

²le chapitre 3 montre quelle est sa relation avec le filtrage du signal spatial.

	Calorimétrie		Traces		ref
	Données brutes	Données corrigées	Données brutes	Données corrigées	
ALEPH	600	5	25000	80	[30]
CDF	117	40	160	200	[21]
D0	170	170	80	80	[31]
H1	250	20	2500	40	[9]
OPAL	197	22	3000	164	[19]
ZEUS	634	80			[22]

Tableau 4.3: Efficacité de la suppression de zéros et de la correction des données brutes pour les grands détecteurs de différentes expériences. (les grandeurs indiquées sont en kilo-octets).

4.3.3 Correction des données brutes

Types de correction

La correction transforme la valeur encodée en une grandeur physique, comme un temps ou une quantité de charges. Les corrections sont systématiques. Il s'agit de corriger les non-linéarités de la chaîne de mesure et d'en normaliser les gains. Les données sont par ailleurs recadrées et numérotées selon les conventions du programme de reconstruction. Certaines cellules sont lues par deux chaînes de mesure de gains différents. La correction choisit entre ces deux gains et notifie les saturations. Les canaux morts sont écartés.

Le raffinage des données du calorimètre de H1 produit des données directement utilisables par le programme de reconstruction, sans que celui-ci fasse appel à des tables de géométrie et de calibration.

Appareillage

Les corrections sont toujours effectuées par un ou plusieurs processeurs, un système câblé ne donnant pas assez de souplesse. Le calcul est généralement effectué sur le premier processeur placé après l'encodage sur la chaîne d'acquisition. C'est le cas pour le calorimètre de H1, qui emploie des DSP. Dans certains systèmes, elle est effectuée par la ferme de reconstruction. C'est le cas pour plusieurs sous-détecteurs de OPAL [19], pour D0 [26] et pour les chambres à fils de H1. L'ensemble des opérations peut être réparti dans le système. C'est essentiellement pour elles que se pose le problème du type d'architecture et pour lesquelles le *principe de subsidiarité* doit s'appliquer, afin de minimiser le coût du système (voir paragraphe 5.5.1).

Le tableau 4.3 montre la quantité de données de certains sous-détecteurs, avant et après la correction. Les taux varient de 1 à 200.

La correction est la seule opération qui n'est pas requise à chaque prise de données. Lors des phases de test ou de calibration, la valeur encodée brute doit être analysée. Dans ces cas, se pose le problème de l'événement maximum. Les chaînes d'acquisition doivent traiter de 10 à 100 fois plus de données. Le temps de traitement n'est pas critique, mais la taille des **événements maximum** peut poser des problèmes de gestion de la mémoire (voir paragraphe 6.3.5).

4.4 Les contraintes en temps

Les taux de déclenchement de premier niveau et les taux de mise sur bande vont définir la réduction du flux de données demandée au système d'acquisition. Ils correspondent respectivement à la fréquence moyenne de sollicitation de la chaîne d'encodage, et à la fréquence d'enregistrement des événements.

Le taux en début de chaîne d'acquisition est fixé par le schéma d'analyse, mais également par la sélectivité du système de déclenchement. Ce point a été abordé au second chapitre (paragraphe 2.3).

4.4.1 Taux de mise sur bande

Les taux d'événements enregistrés sont semblables pour toutes les expériences actuelles. Ils sont de l'ordre de quelques Hertz (figure 4.3).

Leur véritable limite n'est pas la vitesse d'écriture sur la bande magnétique ou les problèmes de stockage et d'accès, mais la rapidité à laquelle les données sont traitées. Les progrès techniques incessants dans ces domaines sont contrebalancés par l'augmentation de la quantité de données par événement. L'événement marquant de ces quinze dernières années a été le bouleversement vers 1992 du marché des grosses puissances de calcul avec l'avènement des architectures RISC. Il dispense la physique des hautes énergies d'avoir à développer ses propres processeurs comme elle a dû le faire aux générations précédentes (émulateurs 168E, 3181E). H1 et Zeus ont été les premiers à en bénéficier dès le départ.

Seuls CMS, L3p et SDC prévoient des taux de l'ordre de la centaine de Hertz [27][28][29] (ATLAS prévoit de rester dans les taux actuels de 10 Hz [32]) Idéalement, le taux de mise sur bande ne devrait dépendre que de la statistique nécessaire pour un type de physique donnée.

Le taux de 10 Hz qui représente 10^8 événements par an, semble largement suffisant pour le *tout-venant* — Jet-Jet dans le cas $\langle p, p \rangle$ ou photo-production à HERA — (d'ailleurs ce type d'interaction gagne à être étudié à basse luminosité pour des raisons de bruit physique).

En comparaison, le taux de mise sur bande pour étudier un nouveau phénomène, produisant quelques milliers d'événements par an restera bien inférieur au Herz car il est peu vraisemblable de découvrir dans les quelques mois suivant la prise de donnée un critère de réjection efficace à plus de 99,9 % !

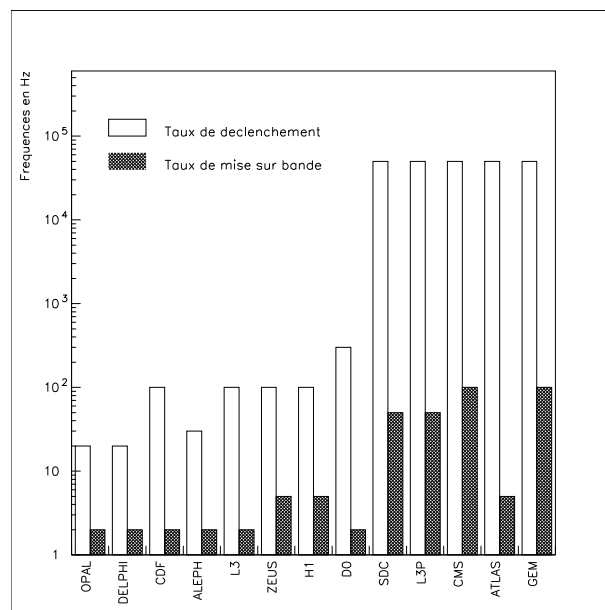


Figure 4.3: La comparaison des taux de déclenchement et de mise sur bande montre quelle est la fraction d'événements qui sera rejetée par le système d'acquisition. Un taux de mise sur bande qui dépasse la dizaine de Hertz signifie qu'un dernier tri sera effectué par le programme d'analyse. Cette figure fait apparaître la rupture entre les expériences actuelles et les projets futurs.

4.4.2 Taux de déclenchement de la chaîne d'acquisition

Le taux de déclenchement de premier niveau (L1) est encadré entre d'une part les quelques Herz de la mise sur bande et d'autre part les taux de production d'événements qui augmentent comme la luminosité, d'une génération d'accélérateur à la suivante. Nous allons distinguer trois cas de figures — en considérant comme déclenchement L1, ceux qui actionnent véritablement la prise de données.

Sélectivité maximale du déclenchement L1

Il fournit les quelques dizaines de Herz acceptés par la ferme de reconstruction en temps réel. C'est le cas du LEP, ou TEVATRON et jusqu'ici à HERA.

Sélectivité du L1 dopée par un déclenchement intermédiaire L2/L3

C'est le mécanisme prévu pour l'augmentation de luminosité à HERA et qui sera décrit dans le prochain chapitre. Le taux de L1 pourrait alors atteindre quelques centaines de Herz. Cependant, les progrès de la sélectivité du L1 peuvent le rendre moins nécessaire.

Déclenchement L1 à très haut taux

Toutes les propositions, tant pour le LHC que le SSC, prévoient un taux de déclenchement de 50000 Hz . Il s'agit plus vraisemblablement d'une limite technique plutôt que d'un chiffre physique lié à la luminosité de la machine.

4.5 Tendances observées sur les grandes acquisitions de données de physique des hautes énergies

Nous avons observé dans ce chapitre deux phénomènes principaux:

Augmentation naturelle du volume de données

Elle varie d'un ordre de grandeur pour une génération de dix ans, par exemple de HERA au LHC, à cause de l'augmentation de la masse du détecteur, de son nombre de canaux et de sa complexité.

Ce facteur 10 en 10 ans est ce que l'on attend généralement des progrès de l'informatique, donc bien absorbable. La génération actuelle d'expériences a bénéficié d'un progrès plus grand dû à la banalisation des fermes de processeurs RISC.

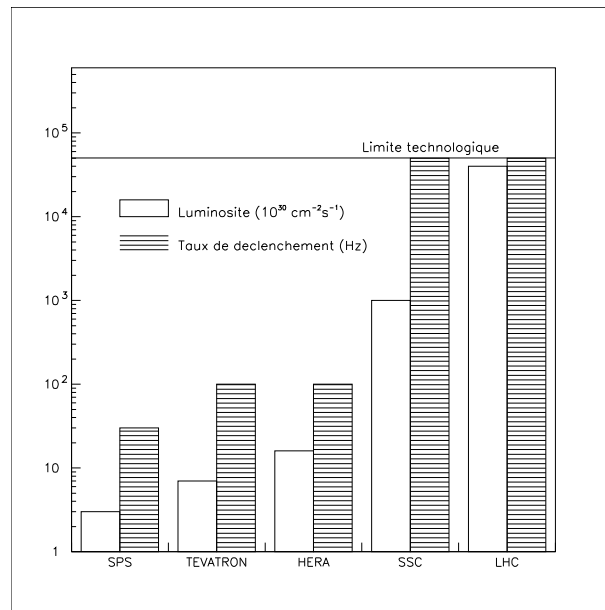


Figure 4.4: Taux de déclenchement en fonction de la luminosité. Les taux des expériences futures semblent suivre plus l'augmentation de la luminosité que celle du nombre d'événements utilisés par l'analyse.

Rupture brutale de l'architecture d'acquisition

Elle est prévue pour les expériences de la prochaine génération, avec des taux de déclenchement de trois ordres de grandeurs supérieurs à ce qu'ils sont actuellement. Il s'agit en fait d'un principe, introduit actuellement par certains groupes techniques, qui est très lié au concept d'architecture TSN introduit dans la première partie.

Aucune expérience n'a pu encore mettre en œuvre complètement ces idées, mais des développements techniques importants ont été fait en ce sens.

La comparaison de H1 avec ZEUS (et d'autres expériences) va nous permettre de faire ressortir dans les chapitres suivants les éléments distinctifs des architectures *classiques* et *futures* et de chiffrer leur coût et leur efficacité.

Chapitre 5

Dynamique et Architecture

Le précédent chapitre présente l'acquisition de H1 comme de style *classique*, analogue à celle des expériences du LEP. Toutefois elle est sollicitée beaucoup plus intensément (100 fois plus d'événements et 10^4 fois plus de bruit physique). Pour cela, elle dispose d'un matériel et d'un logiciel nouveau — processeur RISC multitâches et temps réel, processeurs de traitement de signal, déclenchements *pipeline* à plusieurs niveaux — que j'ai mis en œuvre dans le calorimètre de H1.

Dans ce chapitre, j'ai mis en évidence trois points qui, d'après mon expérience, permettent de bien distinguer les architectures *classiques* et *futures*, et pour lesquels j'ai développé des outils spécifiques que j'ai testé dans H1. Ces trois points sont:

- le temps mort
- les déclenchements intermédiaires
- la *subsidiarité* de la construction d'événements

5.1 Le temps mort

Le tableau 5.1 montre bien que ZEUS bénéficie d'un temps mort de trois ordres de grandeur inférieur aux autres expériences existantes. Il permettrait en théorie de fonctionner avec un taux de déclenchement de l'ordre de 20 KHz (comparé à 50 KHz pour les propositions LHC). Cependant, le fait que les autres attributs d'une architecture *future* ne soient pas réalisés se traduit par un temps mort d'ordre élevé que nous allons étudier ici, à la fois expérimentalement et à travers un modélisation.

5.1.1 Approche expérimentale

Le temps mort de l'ensemble d'un détecteur est communément défini comme étant la durée pendant laquelle le détecteur traite un événement sans pouvoir en

accepter de nouveaux. De manière imagée, le temps mort s'apparente au temps nécessaire à un appareil photographique pour avancer la pellicule.

Courbe de temps mort

Le temps mort est un terme qui est souvent utilisé pour désigner plusieurs concepts. Le temps mort de premier ordre est le temps nécessaire au traitement d'un événement isolé. Il est égal au temps de traitement du premier élément de la chaîne d'acquisition.

Dans les conditions réelles de fonctionnement, les autres éléments de la chaîne peuvent contribuer à ce qui est alors désigné par temps mort d'ordre supérieur. Il dépend non seulement des temps de traitement mais aussi des profondeurs des files d'attente.

La réponse de plusieurs sous-systèmes mis en série et en parallèle, séparés par des files d'attente ne peut être décrite précisément que par une **courbe de temps mort**. Elle montre l'évolution la fraction du temps pendant lequel l'appareillage est occupé, en fonction de la fréquence moyenne des déclenchements. La courbe de temps mort fait apparaître clairement la dynamique du système et son régime de saturation.

Le paragraphe suivant donne la théorie de la réponse d'un système complexe. Le paragraphe 5.1.3 discute les options différentes choisies par H1 et ZEUS. Leur comparaison montre sur quels critères le temps mort de premier ordre est choisi au sein d'une collaboration. Le paragraphe 6.5.1 étudiera les répercussions de ces choix sur la structure des systèmes et sur leur coûts.

Temps morts au niveau des détecteurs

Le temps mort est la grandeur la plus souvent utilisée pour décrire les performances des systèmes d'acquisition. La comparaison des temps morts des détecteurs actuellement en fonction montre de grandes différences (voir tableau 5.1).

Ces différences existent entre des détecteurs construits sur le même anneau de collision; les temps morts des détecteurs du LEP s'étalent entre $500 \mu s$ et $10 ms$ [33][19]. L'écart est encore plus accentué pour les détecteurs de HERA. Le temps mort de ZEUS peut être considéré comme nul (voir paragraphe 5.1.3). Celui de H1 est de $1.5 ms$. La durée du temps mort est indépendante du processus physique observé.

Temps morts au niveau des sous-détecteurs

Le système d'acquisition d'un détecteur est l'assemblage de sous-systèmes correspondant chacun à un sous-détecteur. Le temps mort d'un détecteur est égal à celui du plus lent de ses sous-détecteurs.

La figure 5.1 montre les temps morts des sous-détecteurs de H1 et de OPAL. Les différences entre sous-détecteurs sont grandes là aussi. La figure 5.2 montre

H1	1.5 ms (but:800 μ s)[3]	HERA
ZEUS	5 μ s [34]	HERA
CDF	3 ms [21]	TEVATRON
D0	1 ms [31]	TEVATRON
ALEPH	6/7 ms [30]	LEP
DELPHI	500 μ s [35]	LEP
L3	5 ms [33]	LEP
OPAL	3/10 ms [19]	LEP

Tableau 5.1: Les temps morts de premier ordre des expériences actuelles présentent de grandes différences, même pour des détecteurs construits autour d'un même collisionneur. Ces deux détecteurs observent les mêmes phénomènes physiques. La modélisation du paragraphe 5.1.2 montre que le temps mort est lié à la fréquence de ces phénomènes. H1 et ZEUS devraient *a priori* avoir des temps morts semblables. Le paragraphe 6.6.1 montre cependant que d'autres critères entre en jeu dans le choix du temps mort.

également que le temps mort ne dépend pas de la quantité de données.

5.1.2 Approche par modélisation

On considère un système d'acquisition comme une chaîne d'appareils en série. La connection entre deux étapes de traitement se fait à travers une file d'attente. Certaines étapes rejettent les événements, comme illustré figure 5.3 (en bas).

Décomposition en réponses élémentaires

La réponse du système peut se décomposer en réponses élémentaires correspondant à chaque appareil. L'élément le plus simple est celui qui est précédé par une file d'attente à une seule position. L'étude qui suit commence par cette configuration. Quand la file d'attente est plus profonde, la réponse de l'élément change d'ordre. Une série de figures montre le comportement de ces systèmes en fonction de la profondeur. La dernière étape de l'étude de la réponse d'un système combine les éléments simples. A titre d'exemple, la modélisation de la chaîne d'acquisition du calorimètre de H1 est comparée à une mesure effectuée lors de la plus récente période de fonctionnement du détecteur (1994).

Nécessité de l'articulation de la chaîne d'acquisition

Le tronçonnement des acquisitions en éléments est justifié par la différence entre la période moyenne de sollicitation de la chaîne et (de 1 s à 10 ms) et le temps de traitement complet (H1/ZEUS 30 ms[3][36], ALEPH/OPAL 100 ms [30][19], D0 300 ms[31]).

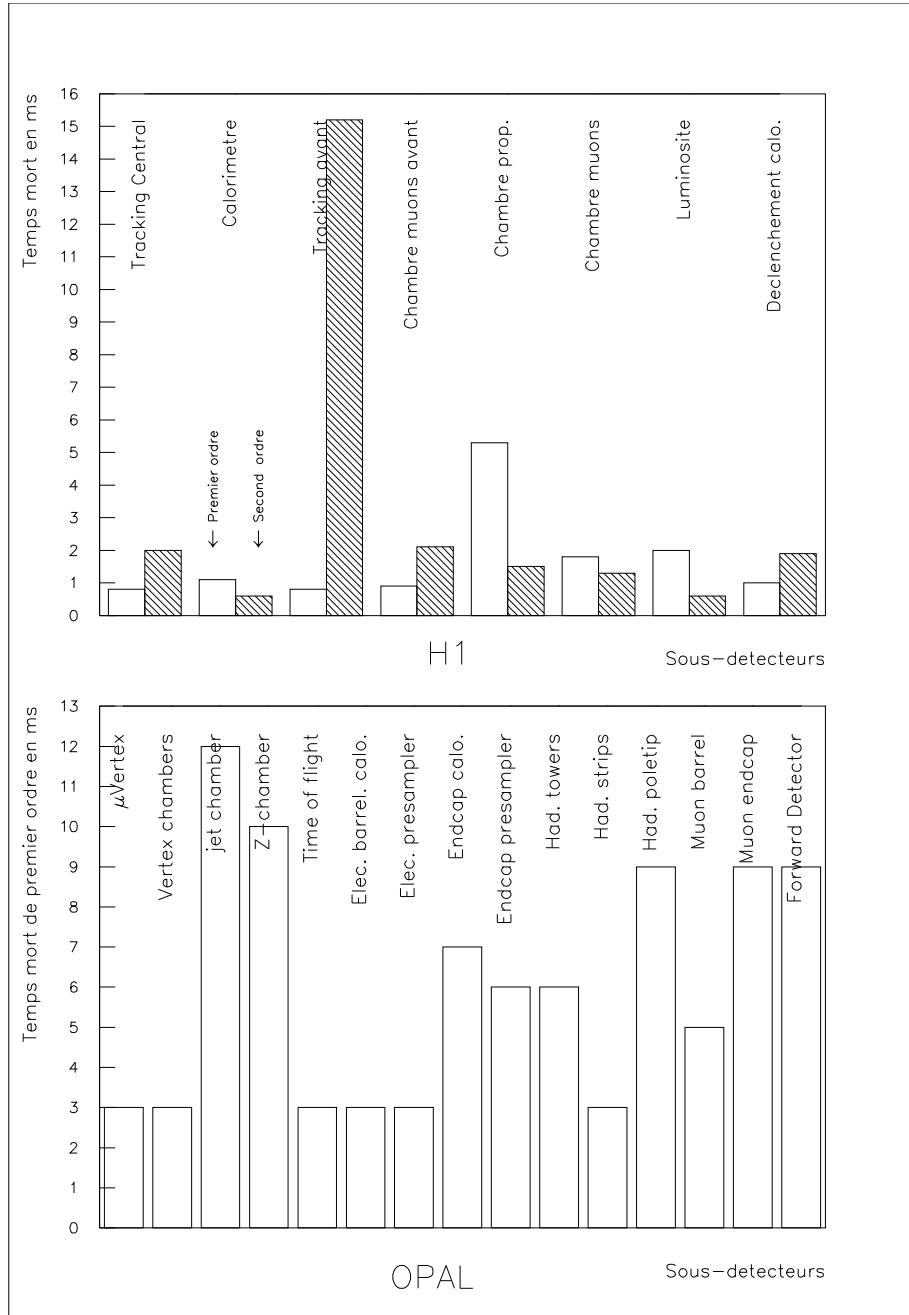


Figure 5.1: Temps morts des sous-détecteurs de OPAL (en bas) et de H1 (en haut). Les différences au sein d'un détecteur sont grandes, tout comme entre détecteurs bien que le temps mort d'un détecteur complet soit celui du plus lent de ses sous-détecteurs.

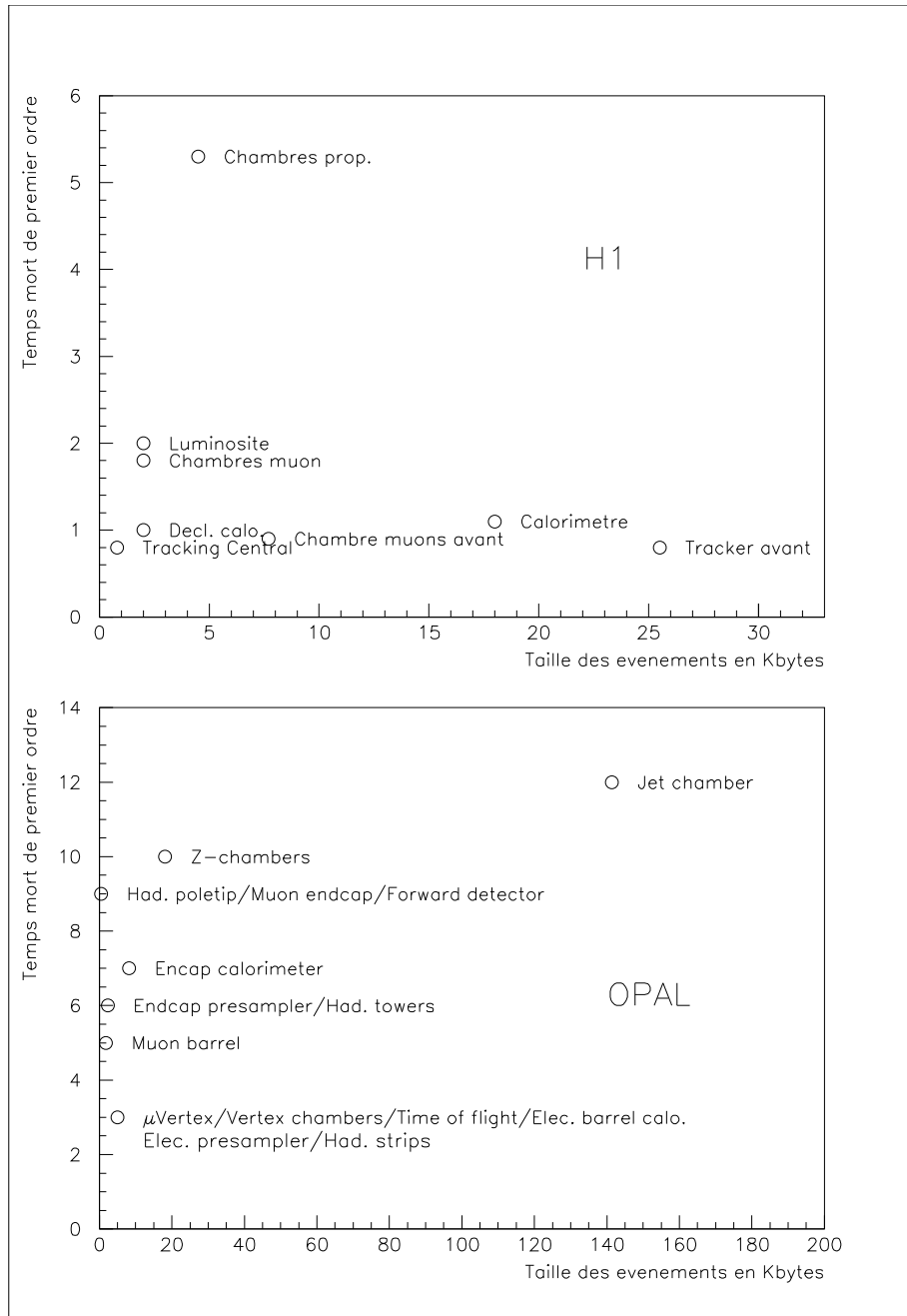


Figure 5.2: Dépendance des temps morts des sous-détecteurs de OPAL (en bas) et de H1 (en haut) en fonction de la quantité de données qu'ils délivrent. Le temps mort semble indépendant du volume d'information traité par les sous-détecteurs.

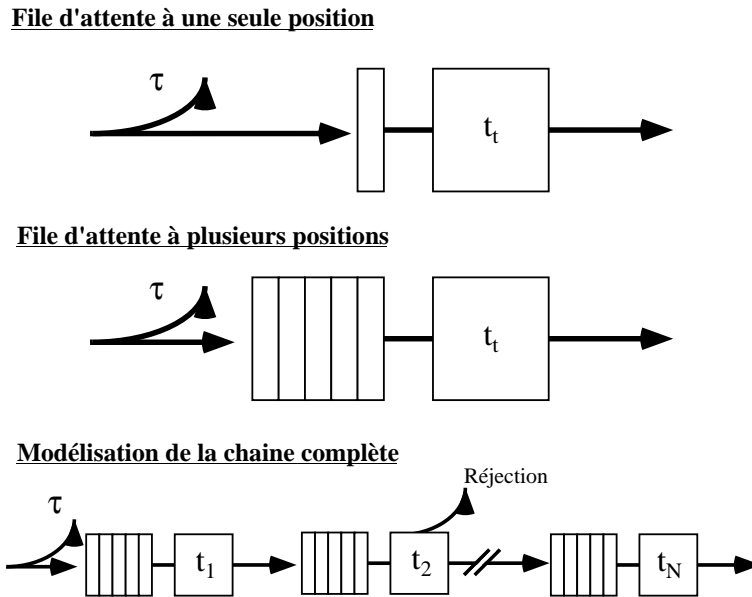


Figure 5.3: Principe de la file d'attente pour le calcul du temps mort. Un événement qui apparaît alors que la file d'attente est pleine est ignoré. Nos conventions graphiques proviennent d'une étude générale des files d'attente dans les systèmes temps réels [38]. τ est la période moyenne des événements.

Le fonctionnement d'un système fortement articulé peut être précisément connu à l'aide d'outils de simulation. Il est également possible de calculer son comportement par quelques règles simples. La paramétrisation du système se résume à une liste de temps de traitement t_i et de profondeurs L_i se rapportant chacun à un appareil.

File d'attente à une seule position

La situation la plus élémentaire est celle d'un appareil précédé d'une file d'attente à une seule position. Il est soumis à un flot d'événements dont les instants d'apparition sont indépendants. Un événement qui intervient durant le **temps de traitement** t_t est perdu (fig. 5.3). La probabilité qu'un événement apparaisse à l'instant t est une loi de Poisson de période moyenne τ (la fréquence associée sera notée $\nu = 1/\tau$). En effet, l'apparition d'un événement ne dépend pas des déclenchements précédents (phénomène non-héréditaire). Les instants d'apparition des événements suivent une loi statistique semblable à celle de l'émission d'une source radioactive.

La figure 5.4 représente la probabilité d'apparition des événements et les périodes où le détecteur n'est pas disponible pour un nouvel événement. Le critère que l'on souhaite calculer est la quantité d'événements perdus. On considère le

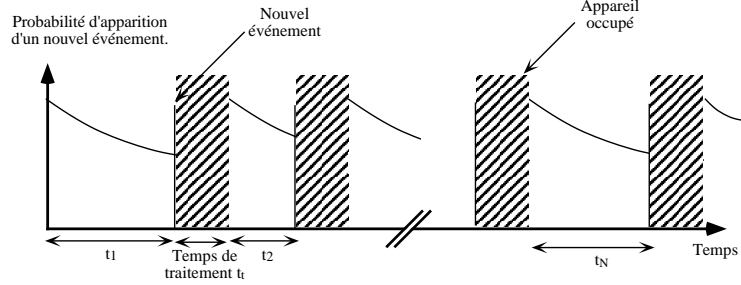


Figure 5.4: La probabilité d'apparition d'un événement est une loi poissonnienne. Un nouvel événement bloque la chaîne d'acquisition (zone hachurée). A l'instant où la chaîne est libérée, la probabilité d'apparition d'un nouvel événement est maximale.

temps T_N pendant lequel N événements ont été traités. Le temps T_N est la somme des N temps de traitement et des temps d'arrivée de chaque événement

$$T_N = t_1 + t_t + t_2 + t_t + \dots + t_N + t_t = \sum_{i=1}^N t_i + Nt_t$$

Les temps t_i sont distribués selon une loi de Poisson. La valeur moyenne de leur somme est $N\tau$. La valeur moyenne de T_N s'écrit par conséquent

$$\langle T_N \rangle = \langle \sum_{i=1}^N t_i \rangle + Nt_t = N(\tau + t_t)$$

Le nombre moyen d'événements perdus N_p pendant T_N est le nombre moyen d'événements apparus pendant chaque phase de traitement. Le nombre moyen d'événement apparus pendant le temps de traitement t_t est t_t/τ .

$$N_p = N \frac{t_t}{\tau} = \nu N t_t$$

Le nombre total d'événements N_{tot} apparus pendant le temps T_N s'écrit

$$N_{tot} = N + N_p = N \left(1 + \frac{t_t}{\tau}\right) = \frac{T_N}{\tau} = \nu T_N$$

et la fraction d'événements perdus X_p est

$$X_p = \frac{N_p}{N_{tot}} = \frac{N \frac{t_t}{\tau}}{N \left(\frac{t_t}{\tau} + 1\right)} = \frac{t_t}{t_t + \tau}$$

Le taux de perte d'événements X_p est égal au pourcentage de temps mort du système d'acquisition, car la probabilité d'apparition des événements est constante dans le temps

File d'attente à plusieurs positions

Dans un cas plus général, on considère que l'appareil est précédé d'une file d'attente de profondeur L . Un événement qui apparaît alors que la file d'attente est pleine est perdu. Dans le cas contraire, l'événement est accepté sans qu'il produise de temps mort. Le **nombre moyen d'événements dans la file** N_f est donné par la relation

$$N_f = \frac{u}{1-u} \left[\frac{1 - (L+1)u^L + Lu^{L+1}}{1-u^{L+1}} \right] \text{ avec } u = \frac{t_t}{\tau} = \nu t_t$$

et le **taux d'événements perdus** X_p est

$$X_p(u) = \frac{u^L}{1+u+u^2+\dots+u^L} = \frac{(1-u)u^L}{1-u^{L+1}}$$

(Ces expressions ont été tirées de la référence [38]) Dans le cas simple où la file d'attente n'a qu'une position ($L = 1$), on retrouve le résultat précédent. La figure 5.5 montre les taux d'événements perdus X_p en fonction du rapport du temps de traitement à la fréquence moyenne d'apparition des événements ν . Plusieurs courbes sont représentées correspondant à différentes profondeurs de files d'attente.

Modélisation de la chaîne complète

Un critère plus adéquat pour calculer la réponse du système complet est le **taux de saturation marginal de la file d'attente** X_s .

Il correspond à la probabilité qu'un faible accroissement de la fréquence sature la chaîne d'acquisition.

Intuitivement, à un nombre d'événements N_{tot} apparus correspond une fraction moyenne de temps X_p pendant laquelle la chaîne est saturée. Accroître le nombre d'événements est équivalent à insérer aléatoirement un événement supplémentaire parmi N_{tot} . La probabilité que cet événement soit rejeté est égale à la fraction de temps X_s . Cette probabilité est égale à la variation du nombre d'événements perdus N_p en fonction du nombre d'événements total N_{tot} .

Le taux de saturation marginal X_s n'est pas mesurable en pratique. Il est introduit ici pour deux raisons:

- Il fait apparaître clairement le régime de saturation de chaque appareil.
- Il permet de combiner la réponse de chaque appareil et de calculer la courbe de temps mort d'un système complet.

D'après les formules littérales précédentes, la quantité d'événements perdus est

$$N_p = N_{tot} X_p(u) \text{ avec } u = \frac{t_t}{\tau}$$

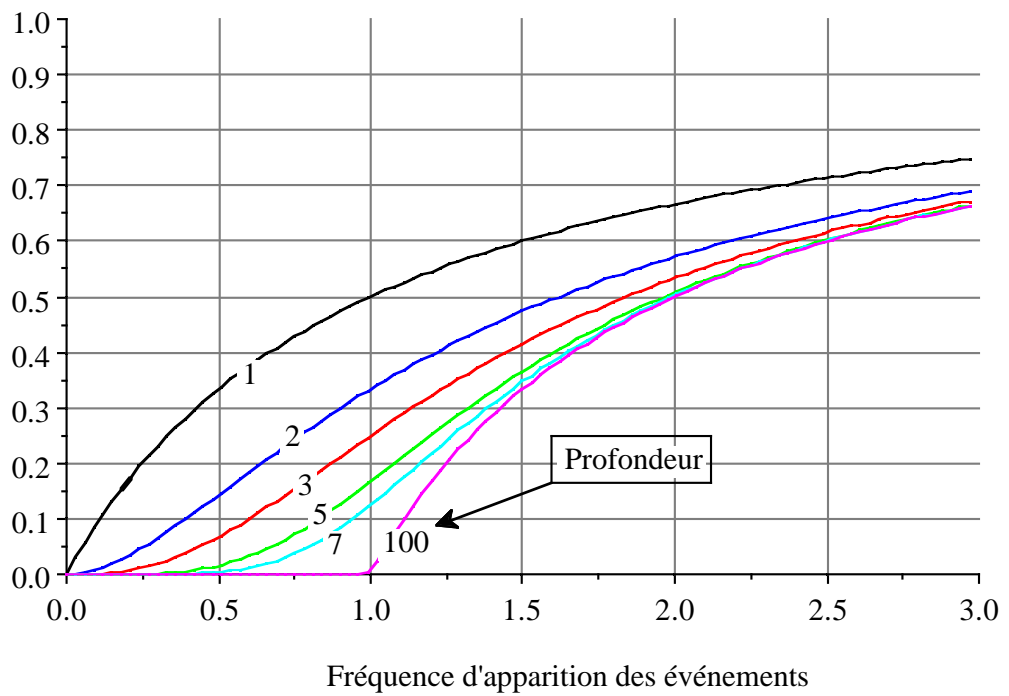


Figure 5.5: Taux d'événements perdus (X_p), pour différentes profondeurs de mémoire tampon, en fonction de la fréquence d'apparition des événements (variable u). Ce taux peut être considéré comme proportionnel au temps mort. Les taux d'événements perdus ne sont pas directement combinables, pour calculer la réponse complète d'une chaîne d'acquisition.

La variation du nombre d'événements perdus N_p par rapport à N_{tot} se calcule de la manière suivante

$$\frac{dN_p}{dN_{tot}} = X_p(u) + N_{tot} \frac{dX_p}{dN_{tot}}$$

En remarquant que $N_{tot} = \frac{T_N}{\tau}$ et $u = \frac{t_t}{\tau}$,

$$u = \frac{t_t N_{tot}}{T_N} \quad \text{et} \quad \frac{du}{dN_{tot}} = \frac{t_t}{T_N}$$

On effectue le changement de variable

$$\frac{dN_p}{dN_{tot}} = X_p(u) + N_{tot} \frac{dX_p(u)}{du} \frac{du}{dN_{tot}} = X_p(u) + \frac{t_t N_{tot}}{T_N} \frac{dX_p(u)}{du}$$

ce qui simplifie le calcul de la dérivée.

$$\frac{dN_p}{dN_{tot}} = X_p(u) + u \frac{dX_p(u)}{du} = X_p(u) \left[1 + u \frac{d \log(X_p(u))}{du} \right]$$

$$\frac{dN_p}{dN_{tot}} = X_p(u) \left[\frac{L+1}{1-u^{L+1}} + \frac{u}{u-1} \right]$$

Le taux de saturation marginal X_s s'exprime en fonction de u de la façon suivante, après avoir remplacé X_p par son expression

$$X_s = \frac{(L+1)u^L(1-u)}{(1-u^{L+1})^2} - \frac{u^{L+1}}{1-u^{L+1}}$$

La figure 5.6 montre le réseau de courbes de saturation marginales en fonction de la profondeur de la file d'attente.

La courbe de temps mort de la chaîne complète ne peut pas se calculer en combinant la courbe correspondant à chaque étape de traitement: les temps séparant deux événements entre deux appareils ne sont plus poissonniens.

Cependant, la réponse du système complet est calculable à partir du taux de saturation marginal de chaque appareil. X_s est la probabilité de saturation d'un élément pour une augmentation du nombre d'événements. Une combinaison des taux de saturation est envisageable avec l'hypothèse simplificatrice suivante:

on suppose que la réponse de N appareils mis en série est la même que celle de N appareils parallèles, dont la profondeur de file d'attente est égale la capacité de stockage des étapes en amont. Si un traitement aboutit à rejeter une fraction des événements, la fréquence ν est multipliée par cette fraction. On suppose aussi que les appareils sont décorrélés

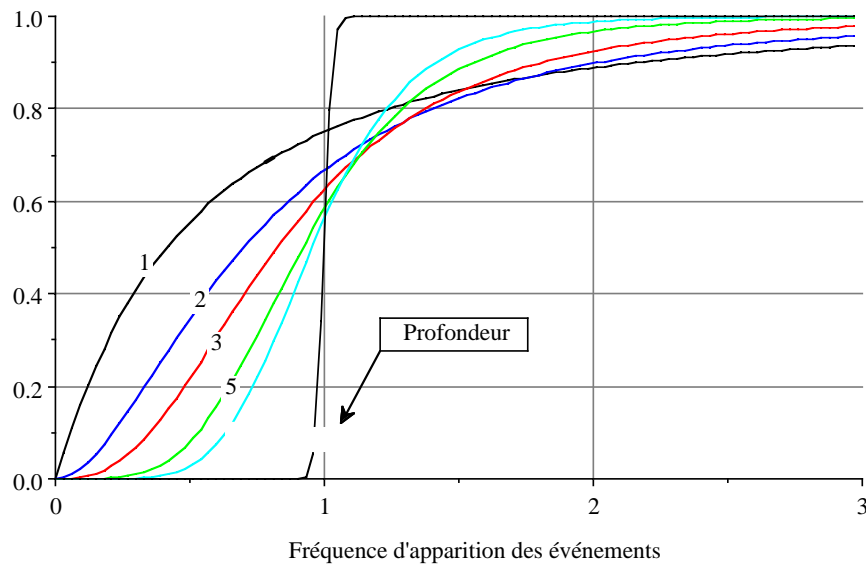


Figure 5.6: Taux de saturation marginal X_s de l'appareillage, pour différentes profondeurs de mémoire tampon, en fonction de la fréquence d'apparition des événements (variable u). Ces taux sont combinables pour calculer la réponse complète d'une chaîne d'acquisition.

Cette hypothèse néglige l'enchaînement des traitements dans le temps. Le taux de saturation correspond à la probabilité de rejeter un événement supplémentaire. La probabilité complémentaire est la probabilité d'accepter un événement supplémentaire (il est plus simple de combiner les probabilités complémentaires, car elles ne présentent pas d'intersections). **Un nouvel événement sera accepté si aucun appareil ne produit de signal de saturation. Les probabilités complémentaires se multiplient.** Le taux de saturation marginal X_s s'exprime

$$X_s = 1 - ((1 - X_{s1})(1 - X_{s2}) \dots (1 - X_{sn}))$$

où X_{si} correspond au taux de saturation marginal de l'élément i .

Le temps mort de premier ordre est le temps de traitement de l'appareil précédé de la plus petite file d'attente.

Réponse de l'acquisition du calorimètre de H1

Un exemple de calcul pour la chaîne d'acquisition du calorimètre de H1 montre les limites de cette hypothèse simplificatrice. La comparaison du calcul et des mesures montre aussi qu'elle est valable lorsqu'il s'agit de connaître le comportement moyen du système.

L'acquisition du calorimètre peut être décomposée en trois éléments. La description précise du système est faite au paragraphe 4.2.3. (t_i et L_i correspondent au temps de traitement et au profondeurs des files d'attentes)

1. L'encodage et le traitement des données par les processeurs DSP ($t_1 = 1.1\text{ ms}$ et $L_1 = 1$).
2. Le transfert des données vers l'*event builder* ($t_2 = 1.2\text{ ms}$ et $L_2 = 3$).
3. Le transfert des données vers l'acquisition centrale ($t_3 = 2.2\text{ ms}$ et $L_3 = 43$ ¹).

Les deux derniers éléments ne sont pas indépendants. Ils sont exécutés par le même processeur. Le passage d'une tâche vers l'autre est arbitré par un noyau temps réel. En dehors du régime de saturation, on peut considérer que ces deux éléments se comportent de manière indépendante. En saturation, les deux tâches doivent être considérées comme un seul élément, dont le temps de traitement équivalent est de 3.4 ms ($t_2 + t_3$). La profondeur de la file d'attente équivalente est L_2 (3). On introduit donc un quatrième élément qui simule le régime de saturation des deux derniers éléments:

4. *Event builder* saturé ($t_4 = 3.4\text{ ms}$ et $L_4 = 43$).

Il n'interviendra notablement qu'en régime de saturation.

La figure 5.7 (en haut) montre les taux de saturation marginal de chaque éléments ainsi que celui du système complet.

La figure du bas montre les temps mort de chaque éléments. La courbe de temps mort du système complet est calculée en faisant l'intégrale du taux de saturation marginal.

La courbe de temps mort mesurée sur le système d'acquisition du calorimètre de H1 au printemps 1994, est présentée figure 5.8 (en haut). Elle est semblable à la courbe calculé à l'aide de notre modèle, ce qui valide les approximations faites au début de ce paragraphe.

La courbe présentée figure 5.8 (en bas) est la courbe de temps mort en fonction du taux de déclenchement (et non plus en fonction de la fréquence d'apparition des événements). Le taux de déclenchement est le nombre d'événements acceptés par unité de temps. Elle montre le régime de saturation.

Au delà de 294 Hz, le système est saturé par l'élément le plus lent de la chaîne. C'était, au printemps 1994, la phase d'*event building*. Un temps de traitement de 3.4 ms correspond à une fréquence de saturation de 294 Hz . La saturation est abrupte car l'élément est placé en fin de chaîne. La profondeur de la file d'attente équivalente induit un ordre élevé.

Au niveau de tout un détecteur, la saturation est donnée par l'élément de plus long de toutes les chaînes d'acquisition. Pour des fréquences de déclenchement élevées, tous les appareils saturent au même niveau. Ces saturations sont masquées par celle de l'élément le plus lent.

¹La mémoire circulaire de l'*event builder* est de 200 Kbytes. La taille moyenne d'un événement est 5Kbytes (voir paragraphe 6.3.2)

Le dernier élément d'une chaîne d'acquisition est l'analyse du physicien. Ce *temps de traitement* peut difficilement être modifié. Le système d'acquisition idéal doit saturer après l'analyse. Le paragraphe 7.5.1 y fait référence et introduit la notion de temps mort optimal.

5.1.3 Temps mort des détecteurs de HERA

La comparaison des temps morts des deux expériences H1 et ZEUS est une bonne illustration pour comprendre les mécanismes de temps mort. Cette notion est discutée pour les éléments suivants:

- Le temps mort de la cellule de détection (appelé temps d'intégration dans la première partie)
- Le temps mort du système de déclenchement.
- Le temps mort du premier élément de la chaîne d'acquisition.
- Le temps mort de la chaîne d'acquisition au complet.

Temps mort de la cellule de détection

La chaîne de mesure est l'élément qui précède la chaîne d'acquisition. Le temps d'intégration — introduit au second chapitre — peut être considéré comme le temps mort de la cellule de détection. Il correspond au temps nécessaire à la chaîne de mesure pour *traiter* le signal correspondant à un événement. Toutefois, les mécanismes de saturation ne sont pas ceux des systèmes d'acquisition. Une impulsion d'énergie qui intervient alors que le signal de l'impulsion précédente est encore présent n'est pas rejetée. Les signaux s'empilent. Les mécanismes d'empilement décrits dans la première partie sont le parallèle analogique à la saturation des systèmes d'acquisition.

Le paragraphe 7.1 compare les choix technologiques des calorimètres de H1 et de ZEUS. Leurs temps d'intégration respectifs ($2.5 \mu s$ et $150 ns$) sont comparés au temps mort des chaînes d'acquisition.

Temps mort du système de déclenchement

Le système de déclenchement calcule des critères de sélection pour chaque croisements de faisceaux et enclenche la prise de données. La chaîne de déclenchement rencontre les mêmes contraintes que celle des acquisitions de données. Leur finalité n'est pas la mise sur bande mais la production d'un signal binaire. Les conditions dans lesquelles la décision aura été prise est ensuite enregistrée par la chaîne d'acquisition au même titre que les données d'un sous-détecteur.

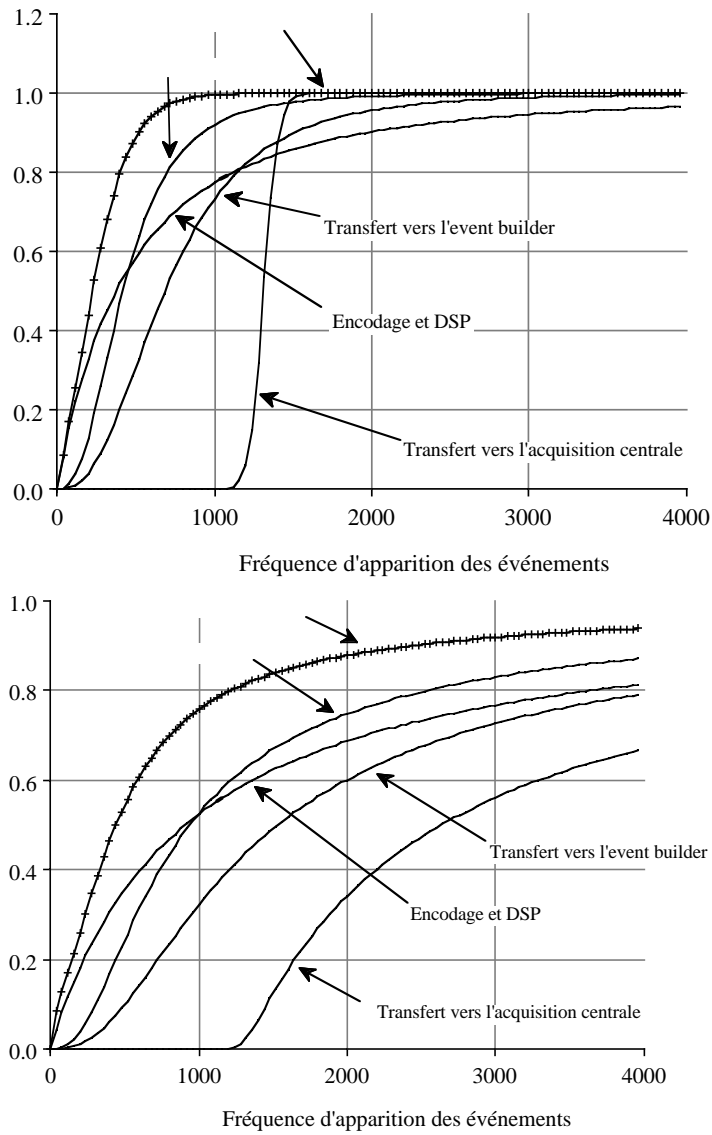


Figure 5.7: Simulation de la réponse de l'acquisition du calorimètre de H1. La figure du haut montre le taux de saturation marginal de chaque appareil, et celui de la chaîne complète. L'intégrale de ce dernier donne la courbe de temps mort. Elle est juxtaposée sur la figure du bas, avec les courbes de temps mort de chaque appareil.

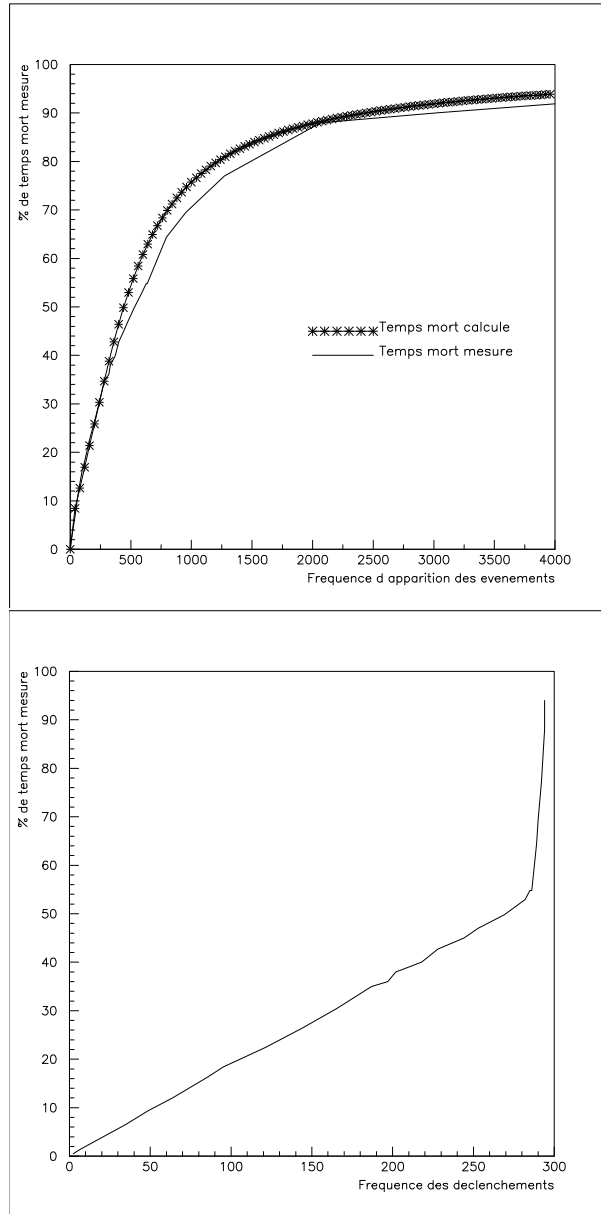


Figure 5.8: La courbe de temps mort mesurée sur le système d'acquisition du calorimètre de H1 valide notre modélisation (en haut). la courbe du bas montre le temps mort en fonction de la fréquence des déclenchements. Elle fait apparaître plus clairement le régime de saturation.

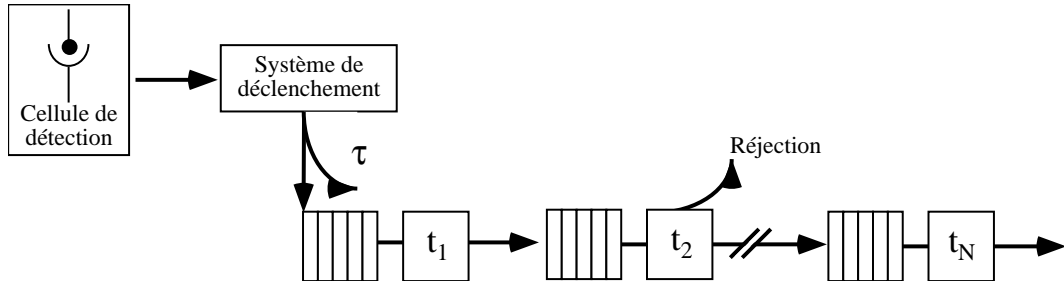


Figure 5.9: Décomposition en éléments simples pour la chaîne de détection au complet. La cellule de détection et le système de déclenchement sont deux éléments de la chaîne d'acquisition qui peuvent introduire un temps mort, tout comme les autres étapes de traitement.

ALEPH	LEP	$5 \mu s$ [30]
DELPHI	LEP	$3 \mu s$ [35]
L3	LEP	$20 \mu s$ [33]
OPAL	LEP	$16 \mu s$ [19]
CDF	TEVATRON	$3 \mu s$ [21]
D0	TEVATRON	$1.9 \mu s$ [31]
H1	HERA	$2.2 \mu s$ (pipeline)[9]
ZEUS	HERA	$5 \mu s$ (pipeline)[39]
ATLAS	LHC	$2 \mu s$ (pipeline)[32]
CMS	LHC	$2 \mu s$ (pipeline)[27]
L3P	LHC	$2 \mu s$ (pipeline)[28]
GEM	SSC	$2 \mu s$ (pipeline)[40]
SDC	SSC	$1.5 \mu s$ (pipeline)[29]

Tableau 5.2: Temps de prise de décision des systèmes de déclenchement de premier niveau. Contrairement au temps mort des systèmes d'acquisition, les temps mort des systèmes de déclenchement sont tous du même ordre de grandeur. Le temps de réaction des systèmes de déclenchement est une grandeur incompressible assimilable à la *vitesse de l'influx nerveux* du détecteur.

Le tableau 5.2 résume les temps de prise de décision de premier niveau des systèmes actuels et futurs. **Contrairement au temps mort des systèmes d'acquisition, les temps de décision des systèmes de déclenchement sont tous du même ordre de grandeur.**

Le déclenchement de premier niveau est toujours réalisé par un système câblé. Chaque sous-détecteur possède son propre système de déclenchement. Leur décision sont combinées par le déclenchement central qui redistribue sa décision vers le système d'acquisition.

Le temps de décision du système de déclenchement est égal au temps mis par les signaux pour faire l'aller retour entre les sous-détecteurs et le déclenchement central. Ce temps dépend du nombre de portes électroniques que doivent traverser les signaux de déclenchement. Il est lié aux constantes géométriques et électriques du détecteur, comme le temps de collection de l'information, la taille du détecteur, la distance qui le sépare de la salle de comptage.

Il semble que le temps de réaction des systèmes de déclenchement soit une grandeur incompressible assimilable à la *vitesse de l'influx nerveux* du détecteur.

Ce temps est égal au temps mort du système de déclenchement quand la prise de décision est effectuée d'un seul tenant. Ceci est le cas lorsque le temps mort du système de déclenchement est inférieur au temps de croisement des faisceaux (typiquement au LEP).

La période de croisement de HERA est 96 ns . Ce temps est trop court pour calculer les critères de déclenchement. H1 et ZEUS ont des systèmes de déclenchement en *pipeline*. Le calcul est découpé en étapes de 96 ns . Le déclenchement correspondant à un croisement de faisceaux intervient, dans le cas de H1, 24 croisements de faisceaux ($2.2\ \mu\text{s}$) plus tard. Le temps de traitement du système de déclenchement est égal à la période de croisement des faisceaux, et n'introduit donc pas de temps mort. Toutes les futures expériences prévoient d'utiliser une telle structure pour leur système de déclenchement.

Temps mort du premier élément de la chaîne d'acquisition

La *fréquence de sollicitation* des systèmes de déclenchement est fixe et correspond à la période de croisement des faisceaux. Leur comportement face au temps mort est simple. Par opposition, les fréquences de sollicitation de la chaîne d'acquisition sont variables.

Le temps mort pourrait être nul pour des temps de traitement inférieurs à la période de croisement de faisceaux, comme c'est le cas pour les systèmes de déclenchement en *pipeline*.

Cependant, les contraintes technologiques seraient trop fortes pour effectuer une quelconque opération sur les données durant cette période. La quantité d'information et la complexité du traitement (multiplexage, encodage) impose un temps

de traitement élémentaire supérieur au temps de croisement.

Les acquisitions de H1 et ZEUS ont choisi des solutions différentes pour l'encodage de leur calorimètre. Le temps mort de premier ordre du calorimètre de H1 est de $1,2\text{ ms}$. Il englobe l'encodage proprement-dit et le traitement des données par des processeurs de traitement de signal (DSP²). Le temps mort de premier ordre du calorimètre de ZEUS peut être considéré comme nul. Le signal est stocké dans une mémoire analogique. Le temps mort est le temps de basculement d'une mémoire vers l'autre, soit $5\ \mu\text{s}$ [34].

Dans la logique de ces systèmes, la mémoire tampon des DSP, première file d'attente dans le système, correspond à la double mémoire analogique de ZEUS. Elles remplissent les mêmes fonctions du point de vue de l'articulation de la chaîne d'acquisition.

Effet des réjections intermédiaires sur le temps mort

H1 et ZEUS possèdent tous deux des systèmes de déclenchement intermédiaires (ils interviennent entre le déclenchement de premier niveau et la mise sur bande). Ces systèmes analysent plus précisément les événements acceptés par le premier niveau et effectuent un filtrage plus fin. Le paragraphe 5.2 détaille le fonctionnement de ces appareillages qui réduisent le flot de données.

La figure 5.10 représente les temps morts des calorimètres de H1 et de ZEUS, avant et après réjection. Les courbes n'ont que des valeurs indicatives.

Le temps mort de H1 est supérieur à celui de ZEUS, en dessous de la fréquence de saturation. Dans le cas de H1, le déclenchement de second niveau intervient pendant le temps mort de premier ordre. Si la décision est négative, l'encodage est arrêté et ré-initialisé. La décision de second niveau rejette environ 9/10 des événements. Le temps mort de premier ordre est par conséquent égal au temps nécessaire à la prise de décision de second niveau. Ceci permet de la repousser à environ $50\ \mu\text{s}$. Par ailleurs, la fréquence de saturation est augmentée.

La décision de second niveau du calorimètre de ZEUS intervient 1 milliseconde après le temps mort de premier ordre ($5\ \mu\text{s}$). Son effet se *limite* à reculer le régime de saturation.

Temps mort de la chaîne d'acquisition au complet

Au printemps 1994, la fréquence de saturation du calorimètre de H1 est de 294 Hz. Celle du détecteur complet est de 100 Hertz. La fréquence de saturation de l'acquisition de données de ZEUS est 100Hz [42].

Les collaborations H1 et ZEUS ont choisi des options différentes. L'acquisition du calorimètre de H1 est conçue pour absorber un taux de déclenchement de quelques centaines de Hertz avec un temps mort de 10%. Le temps mort de ZEUS peut être considéré comme nul ($5\ \mu\text{s}$).

²Les *Digital Signal Processors* sont décrits au paragraphe 6.5.1.

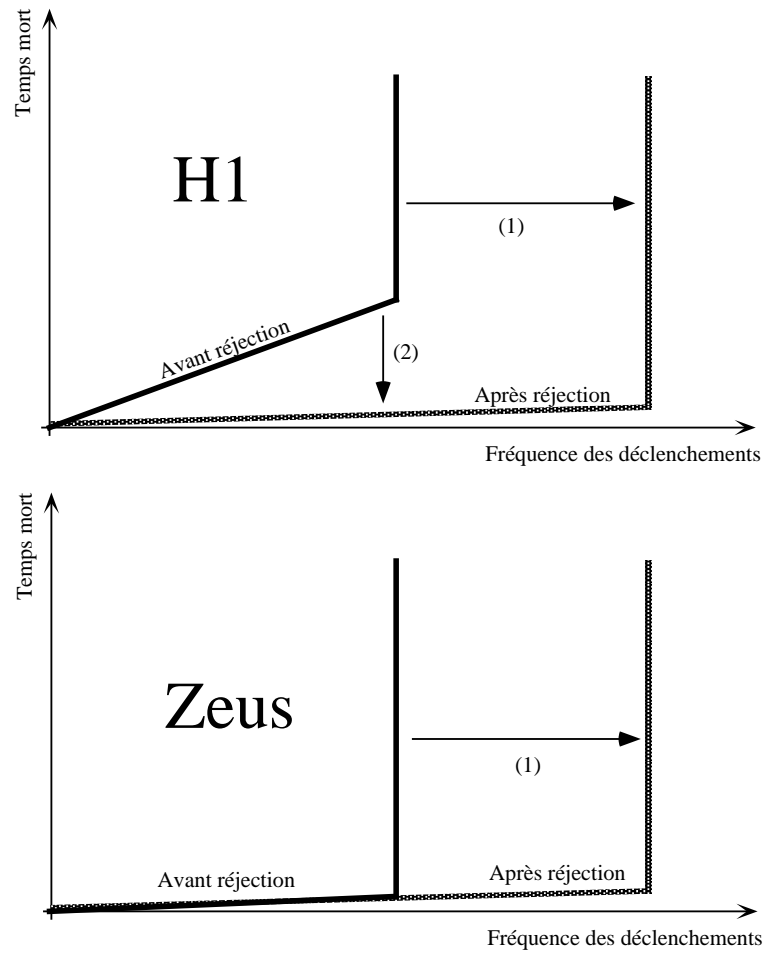


Figure 5.10: Effet des réjections intermédiaires sur le temps mort. La réjection repousse la limite de saturation (1). Lorsqu'en plus elle intervient durant le temps mort, elle réduit le temps mort de premier ordre (2)(cas H1).

Le choix de la durée du temps mort est une décision qui relève d'une collaboration. ZEUS a choisi d'employer des technologies rapides afin de faire face au taux de déclenchement de HERA. La collaboration H1 a estimé que la perte de 10% d'événements potentiels ne diminuerait pas notablement la statistique nécessaire à l'analyse.

Commenter la répercussion du choix du temps mort sur l'analyse physique serait hors du propos de la présente étude. Cependant, on remarque que les technologies de détection, même poussées à leur maximum, ne pourront plus faire face aux taux de collision du LHC. La rapidité technologie de détection est surpassée par la fréquence des réactions. H1 est à ce titre plus proches des futurs détecteurs que ZEUS. Le paragraphe 6.5 compare plus complètement les deux détecteurs.

5.2 Les taux de déclenchement intermédiaires

Rappelons que les taux de déclenchement de premier niveau augmentent pour les architectures futures, alors que le nombre d'événements nécessaires à la physique reste constant. Les systèmes doivent réduire le flot de données en cours d'acquisition par des systèmes de déclenchement intermédiaires.

La finesse des critères de rejet doit donc être proportionnelle au temps de déclenchement de premier niveau. Leur sélectivité est liée au traitement du signal spatial (voir chapitre 3). Le nombre de critères et leur complexité sont limités. La réjection n'est pas segmentée en un grand nombre d'étapes continues. Le nombre d'étapes intermédiaires ne dépassent pas deux dans les acquisitions actuelles et futures (à l'exception de H1 qui en prévoit trois). Ces réductions sont faites soit par des systèmes rapides et synchrones situés en amont de la chaîne d'acquisition, soit par une ferme de processeurs placée juste avant la mise sur bande et effectuant une pré-reconstruction (voir paragraphe 5.2.2).

5.2.1 Les critères de réjection

Les critères rapides

Les critères de réjection rapides mettent en coïncidence des traces et des dépôts d'énergie entre sous-détecteurs. On y rejette principalement des événements de bruit de fond, comme le bruit de faisceau. Par exemple, un dépôt d'énergie provenant de l'accélérateur est éliminé car il ne peut être associé à une trace pointante vers le centre d'interaction. Le nombre de données est donc limité et permet une prise de décision rapide. Les critères rapides travaillent sur des volumes d'intégration de l'ordre du jet.

Provenance des données

Le calcul de coïncidences des traces et des dépôts d'énergie nécessite la mise en commun de données de plusieurs sous-détecteurs. Il ne s'agit plus, comme dans le cas du déclenchement de premier niveau, de combiner des décisions locales. **Les réjections intermédiaires sont globales.**

La granularité maximale n'est cependant pas indispensable. L'information à la fréquence spatiale à l'échelle des jets suffit (voir chapitre 3). La décision intermédiaire de H1 est prise en fonction des sommes calculées par le déclenchement de premier niveau. Celle de ZEUS, repose sur la totalité des données du détecteur, qui sont néanmoins immédiatement réduites à des sommes d'énergie de la taille des tours de déclenchement. Cette réduction est nécessaire au calcul rapide du critère de réjection.

Les régions d'intérêt

Le système de déclenchement envisagé par la collaboration ATLAS prévoit le recalcul et l'analyse fine de régions d'intérêt repérées par le premier niveau. Un recalcul sur tout le détecteur est inutile. Il ne porte que sur une portion limitée. Une telle architecture est subsidiaire: chaque processeur travaille sur une région d'intérêt de la taille d'un jet. Le taux de sollicitation d'un segment est cent fois inférieur au taux de déclenchement à l'échelle de tout le détecteur [32]. La quantité de données à traiter est réduite. Cela ne signifie pas une réduction de la puissance et de la complexité du système de déclenchement. Les calculs entre deux régions d'intérêt sont découplés, et compliquent la synchronisation de la prise de données.

Cependant, l'emploi des régions d'intérêt n'est justifié que si la coïncidence entre détecteur et électronique est conservée. Si les processeurs ne sont pas câblés sur une portion de détecteur, le système devient complexe. Il faudrait alors envisager l'emploi de réseau d'inter-connection du type de ceux qui sont utilisés dans les télécommunications. La perte de coïncidence fait perdre tous les avantages des régions d'intérêt.

Réjection pendant la reconstruction

Les systèmes d'acquisitions effectuent une reconstruction partielle ou complète et une analyse avant la mise sur bande (exception faite de DELPHI). Des algorithmes de sélection disposent ici du maximum d'information, et travaillent avec la résolution spatiale la plus fine. Les grandeurs physiques sont recalculées avec le maximum de précision. Les taux de réjection généralement obtenus sont de l'ordre de la dizaine.

5.2.2 Les options technologiques: systèmes câblés, processeurs et fermes.

Un système d'acquisition possède le plus souvent deux niveaux de réjection. Le nombre et la finesse des critères n'est pas infiniment varié. Les puissances de calcul nécessaires sont fournies:

- par un système rapide, placé en amont de la chaîne d'acquisition qui met principalement les traces des détecteurs en coïncidence (premier type).
- par un système plus lent, placé juste avant la mise sur bande, qui dispose de toute la granularité du détecteur et qui effectue une reconstruction partielle de l'événement (second type).

La figure 5.11 montre que les différents critères employés réduisent le flot de données d'un facteur 10 à 100. L'emplacement du calcul dans la chaîne d'acquisition est lié à complexité du critère et au temps de calcul qu'il requiert. Ce chapitre fait la synthèse des solutions techniques adoptées pour chaque expérience. Les performances du matériel sont précisées au paragraphe 6.2.

Niveau de réjection intermédiaire unique

A l'exception de L3, les autres expériences du LEP n'ont implémenté qu'un seul niveau de réjection.

OPAL utilise une station de travail (DN10000) pour filtrer ses événements avant de les reconstruire, sans aucune autre réjection préalable [19]. Les fréquences de déclenchement des expériences du LEP sont de l'ordre de la dizaine de Hertz. Les temps de calcul des critères de réjection sont compris entre 200 *ms* et 800 *ms*. Ils restent compatibles avec un taux de déclenchement de 10 *Hz*. Un disque tampon de 2 gigabytes absorbe les irrégularités du déclenchement.

DELPHI utilise également des stations de travail pour filtrer les événements avant la reconstruction. Il s'agit de 4 émulateurs 3081/E [35]. Un niveau de réjection intermédiaire avait été prévu lors de la conception du système d'acquisition. Il n'a pas encore été implémenté à ce jour.

Seule l'acquisition de L3 possède deux niveaux de réjection. Le premier est composé par des processeurs XOP développés par le CERN. La décision repose essentiellement sur les données des chambres à fils [33]. Le troisième niveau est semblable à celui implémenté par les autres expériences du LEP (trois émulateurs 3081/E).

En résumé, les acquisitions de données du LEP réduisent principalement les flots de données par des appareillages de second type. Les taux de déclenchement de l'ordre de la dizaine de Hertz peuvent être absorbés sans avoir recours à une réjection préalable. CDF est dans un cas similaire. La réjection est faite avant la reconstruction par une ferme de 68020 [21].

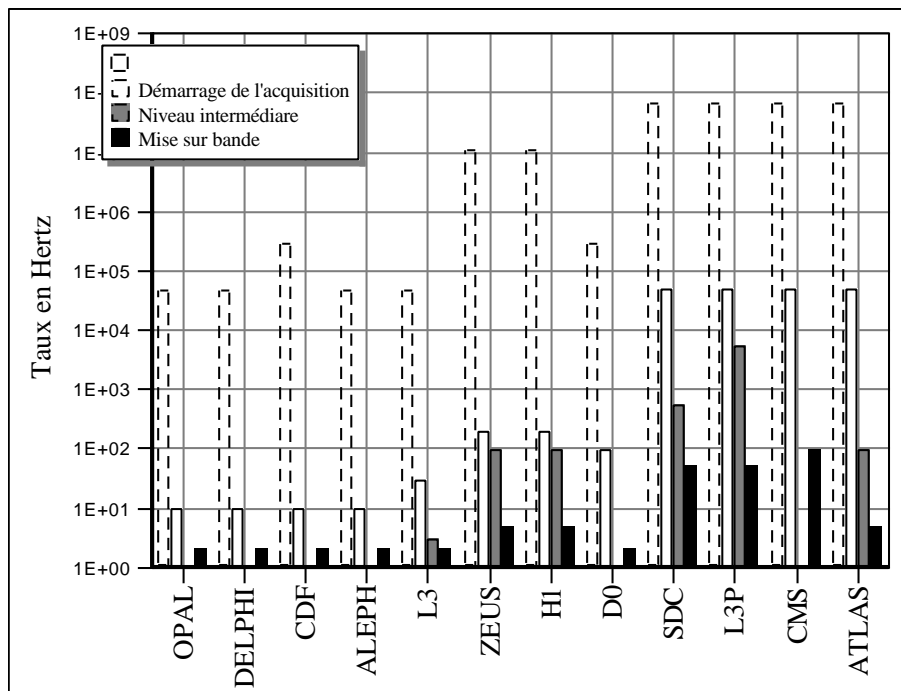


Figure 5.11: Taux de déclenchement au long des chaînes d'acquisition. Deux types d'appareillage réduisent le flot de données dans la chaîne d'acquisition: ce sont soit par des appareils placés en amont de la chaîne qui mettent principalement les données des sous-détecteurs en coïncidence, soit une ferme de microprocesseurs, placée juste avant la mise sur bande. Ici, D0 et CMS reprennent les architectures des expériences du LEP (OPAL, DELPHI, ALEPH) et les adaptent à des taux de déclenchement plus élevés, en développant des bus d'acquisition à haut débit.

Réjection dans le détecteur D0

Les taux de déclenchement de D0 sont supérieurs à la centaine de Hertz. L'acquisition ne possède qu'un niveau de réjection implémenté sur une ferme de MICROVAX. Les flux de données en amont, sont dix fois plus élevés que ceux des expériences du LEP. Le bus d'acquisition qui amène les données brutes vers la ferme a été conçu spécialement. Il atteint les limites de vitesse des bus de transmission entre châssis (voir paragraphe 6.2.3).

Réjection à plusieurs niveaux intermédiaires

Les acquisitions de H1 et ZEUS ne pouvaient être construites selon la même architecture. Un niveau de réjection intermédiaire est nécessaire pour faire correspondre le flot de données aux acceptances des bus .

H1 calcule les critères de réjection durant le temps mort de premier ordre. Un système câblé et un processeur RISC 29K travaillent en parallèle avec des données fabriquées par le premier niveau de déclenchement (H1 possède en tout quatre niveaux).

ZEUS calcule les critères de réjection en dehors du temps mort. Le calcul est réalisé par un réseau de *transputers*³ qui travaillent en parallèle avec d'autres transputers pour l'acquisition. Les algorithmes de réjection disposent des données complètes du détecteur. Pour les deux expériences, une ferme de R3000 fait une dernière réjection avant la mise sur bande. La provenance des données nécessaires à la réjection intermédiaire est différente pour les deux systèmes. Cette question est largement débattue par les concepteurs des systèmes de la prochaine génération.

Réjection au LHC

Deux niveaux de réjection sont prévus par les concepteurs de l'acquisition ATLAS (LHC). L3p [28] (LHC) et SDC [29] (SSC) sont deux projets d'expériences qui prévoyaient également plusieurs niveaux de réjection.

Le système d'acquisition de CMS (LHC) ne prévoit qu'un seul niveau de réjection, et repousse les limites atteintes par l'acquisition de D0 en matière de bus [27]. Le bus d'acquisition doit absorber un flot de données de l'ordre de quelques gigabytes par secondes. La figure 6.9 montre que cela représente un facteur 100 par rapport aux vitesses des bus d'instrumentation actuels. La figure 5.11 montre les fréquences de sollicitation et les taux de réjection envisagés par les autres expériences. Les critères du second niveau de réjection d'ATLAS utilisent la totalité des données du détecteur (option ZEUS). Ceux de L3p et de SDC bénéficient des sommes calculées par le déclenchement de premier niveau (option H1).

³La notion de transputer est introduite au paragraphe 6.2.2.

Conclusion sur l'évolution des systèmes de réjection

La réduction du flux de données au LEP ne nécessite qu'un niveau de réjection, avant la mise sur bande. Le débit des bus d'instrumentation est suffisant.

Deux options apparaissent pour faire face à des taux de déclenchement plus élevés. L'option D0/CMS choisit de repousser les limites des bus d'acquisition et de sélectionner les événements dans une ferme de processeurs, avant la reconstruction et la mise sur bande. L'option H1/ZEUS/L3p/ATLAS/SDC correspond à deux niveaux de réjection pour alléger le flot de données des bus classiques. Des différences existent quant au type de données utilisées par les critères de réjection. H1/L3p/SDC n'utilisent pas toute la granularité du détecteur, contrairement à ZEUS et ATLAS.

Ces deux options correspondent aux tendances centralistes et subsidiaires que l'on retrouve dans l'architecture des systèmes actuels. Ce point sera développé au paragraphe 5.5 à l'aide d'une représentation synthétique des systèmes qui facilite la comparaison.

5.3 Logique d'un système d'acquisition

Canaux parallèles, événements série / Canaux série, événements parallèles.

L'organisation des données tout au long d'une chaîne d'acquisition suit une logique incontournable.

- Les canaux d'un détecteur produisent simultanément les données propres à une interaction: *les événements sont produits en série par des canaux parallèles.*
- Dans certains systèmes, les données sont traitées par des fermes de processeurs pour la reconstruction. Chaque processeur travaille sur un événement. L'organisation est: *événements parallèles et données série.*
- En fin de chaîne d'acquisition, les données sont stockées sur des supports magnétiques: *événements et données sont en série.*

La sérialisation de données parallèles est la logique de base d'un système d'acquisition à laquelle doivent satisfaire les architectures sans aucune exception. Plusieurs études évoquent le concept d'*event building*⁴ parallèle. Un tel système privilégie le transfert et le traitement des données sans réduction du parallélisme. Il reporte de fait le problème de la sérialisation des données sur l'étape suivante. Il ne s'agit que du parallélisme d'une des étapes. Un système d'acquisition ne peut être parallèle. Il se différencie sur ce point des systèmes de télécommunication.

⁴Ce terme anglais désigne l'appareillage rassemble les données et construit un événement.

5.3.1 Conservation du flux des données et réjection

Le parallélisme se réduit à chaque étape du traitement. Le nombre d'appareils travaillant en parallèle doit être suffisant pour faire face au flux de données, sans ralentir l'acquisition. Le paragraphe 6.2 résume l'ensemble des débits des appareillages (encodeurs, processeurs, bus,...) généralement employés en physique des hautes énergies.

Le paragraphe 4.4 montre que les taux de production d'événements (déclenchements) sont plus élevés que les taux d'enregistrement (mise sur bande).

La quantité d'événements est diminuée en rejetant les interactions qui furent détectées mais qui ne présentent pas d'intérêt pour la physique envisagée. Le système de déclenchement de premier niveau est trop rapide pour être suffisamment sélectif. D'autres systèmes de déclenchement, travaillant en parallèle avec l'acquisition, calculent des critères plus fins et rejettent une grande partie des données.

L'acquisition du calorimètre de H1 à été conçue pour qu'à chaque nouvelle étape corresponde une réjection intermédiaire. La réjection par étapes permet de réduire rapidement le parallélisme et de rester dans les limites de débit fixées par la technologie électronique et informatique actuelle (plusieurs exemples de non conservation du flux de données et des saturations qu'ils entraînent sont décrits au chapitre 6).

5.3.2 Définition d'une architecture de construction d'événement

Définir l'architecture d'une acquisition consiste à définir le nombre d'étapes nécessaires à la sérialisation des données parallèles d'un détecteur, ainsi que les niveaux où elles seront rejetées.

Un système efficace à les caractéristiques suivantes:

- Un temps mort faible devant la fréquence de déclenchement de premier niveau.
- Des réjections intermédiaires qui filtrent les événements intéressants et qui limitent le taux de mise sur bande.
- Une architecture qui limite la taille du système et dont les flots de données restent compatibles avec les possibilités des appareillages.

Le paragraphe 5.5 compare les architectures actuelles. Certains systèmes centralisent tous les traitements sur un seul processeur. Ceci n'est pas le cas de l'architecture de l'acquisition du calorimètre de H1, qui est subsidiaire. Plus exactement, chaque étape correspond au traitement relatif à une segmentation du détecteur. Les tâches de l'acquisition sont réparties sur un grand nombre de processeurs, placés tout au long de la chaîne d'acquisition. A chaque étape correspond

un système de déclenchement intermédiaire, qui réduit le flux de données absorbé par l'étape suivante.

Les caractères centralistes et subsidiaires se retrouvent à des degrés variés dans toutes les acquisitions. Le chapitre 6 discute des problèmes apparus durant la construction du système d'acquisition de H1. Il montre qu'une plus grande subsidiarité aurait permis de les éviter.

Le paragraphe 5.4 propose une méthode de représentation qui fait ressortir le caractère subsidiaire ou centraliste des acquisitions. Auparavant, afin de mieux comprendre les architectures comparées au paragraphe 5.5, il faut décrire plus précisément le fonctionnement des systèmes de déclenchement intermédiaires et leur influence sur la structure des systèmes.

5.4 Essai de représentation du système

5.4.1 Documentation

Une étude de synthèse de la structure des systèmes d'acquisition se heurte en premier lieu au manque d'information. Les articles qui leur sont consacrés font souvent des descriptions générales, ou bien privilégient une caractéristique technologique ponctuelle. Les renseignements qu'ils détiennent doivent être complétés par les notes de travail des collaborations. D'autre part, de nombreuses discussions avec les responsables des acquisitions ont été nécessaires pour compléter la base de données sur laquelle s'appuie cette seconde partie. Le manque d'articles de synthèse donne toute son originalité à la présente étude.

La seconde difficulté est la reconstitution de l'architecture globale d'un système à partir des notes techniques. L'analyse doit faire ressortir une structure fidèle à la réalité, sans généralisations excessives. Trop de détails nuisent toutefois à la comparaison entre systèmes.

5.4.2 Une approche en trois dimensions

L'étude des systèmes d'acquisition nécessite une représentation commune. La gamme des technologies utilisées est vaste. La représentation doit faire abstraction des choix de matériels.

Les représentations classiques montrent l'enchaînement des étapes de traitement. Un exemple de représentation usuelle est donnée pour l'acquisition du calorimètre de H1 à la figure 5.13

On choisit de représenter un système par un diagramme à trois dimensions. Chaque étape est représentée par un cube. La largeur correspond au nombre d'appareils mis en parallèle et qui réalisent la même fonction. La profondeur représente la quantité de canaux traitée par chaque appareil. La hauteur est le temps de traitement (voir figure 5.12). Cet artefact ajoute aux représentations classiques la visualisation du nombre de canaux et la dynamique du système. La

compréhension d'une note technique qui décrit un système d'acquisition est souvent alourdie par le vocabulaire propre à chaque expérience. Cette représentation a également l'avantage d'adopter une codification des différentes étapes de traitement de l'information.

Le temps s'écoule du bas vers le haut. Lorsqu'elles sont représentées, les barres hachurées indiquent les temps morts de premier et de second ordre. Deux étapes successives interfacées par une mémoire tampon ne sont pas accolées. La couleur (ou le grisé) du cube représente la qualité de l'information:

La gamme des valeurs représentées est grande. Les échelles seront toutes logarithmiques.

Les caractéristiques que l'on voit apparaître sont

- Le temps de traitement (hauteur du cube)
- Le nombre de canaux (surface horizontale)
- Les flux de données (volume du cube)
- Le taux de parallélisme (rapport largeur/profondeur)
- Les files d'attente (espace vide entre deux cubes)
- La complexité des données et le type de traitement (grisé)

5.4.3 Application aux acquisitions des calorimètres de HERA

A titre d'exemple, on représente l'acquisition des calorimètres de H1 en trois dimensions. Cette représentation doit être comparée à celle plus classique de la figure 5.13. La qualité d'une représentation est subjective. Toutefois, la représentation en trois dimensions fait nettement ressortir l'architecture du système.

Le texte suivant — traduit de l'anglais — est un extrait d'une publication de nos travaux que j'ai eu l'occasion de présenter à la troisième conférence sur la calorimétrie, à *Corpus-Christi* (Texas). L'intégralité du texte peut être trouvée sous la référence [3]. Ce texte utilise le vocabulaire technique généralement employé. Il est accompagné d'une représentation classique (figure 5.13). Son équivalent en trois dimensions est présenté figure 5.14.

2 Les données du calorimètre

Le milieu sensible du calorimètre de H1 est l'argon liquide. Les charges produites par les gerbes d'absorption des particules de hautes énergies sont mesurées par 45000 transistors à effet de champ (Toshiba 2SK372). La dérive des électrons dans la lamelle d'argon liquide prend entre 480 et 500 nanosecondes. La capacité d'entrée du préamplificateur est de 75 pF. Pour une capacité typique de la cellule

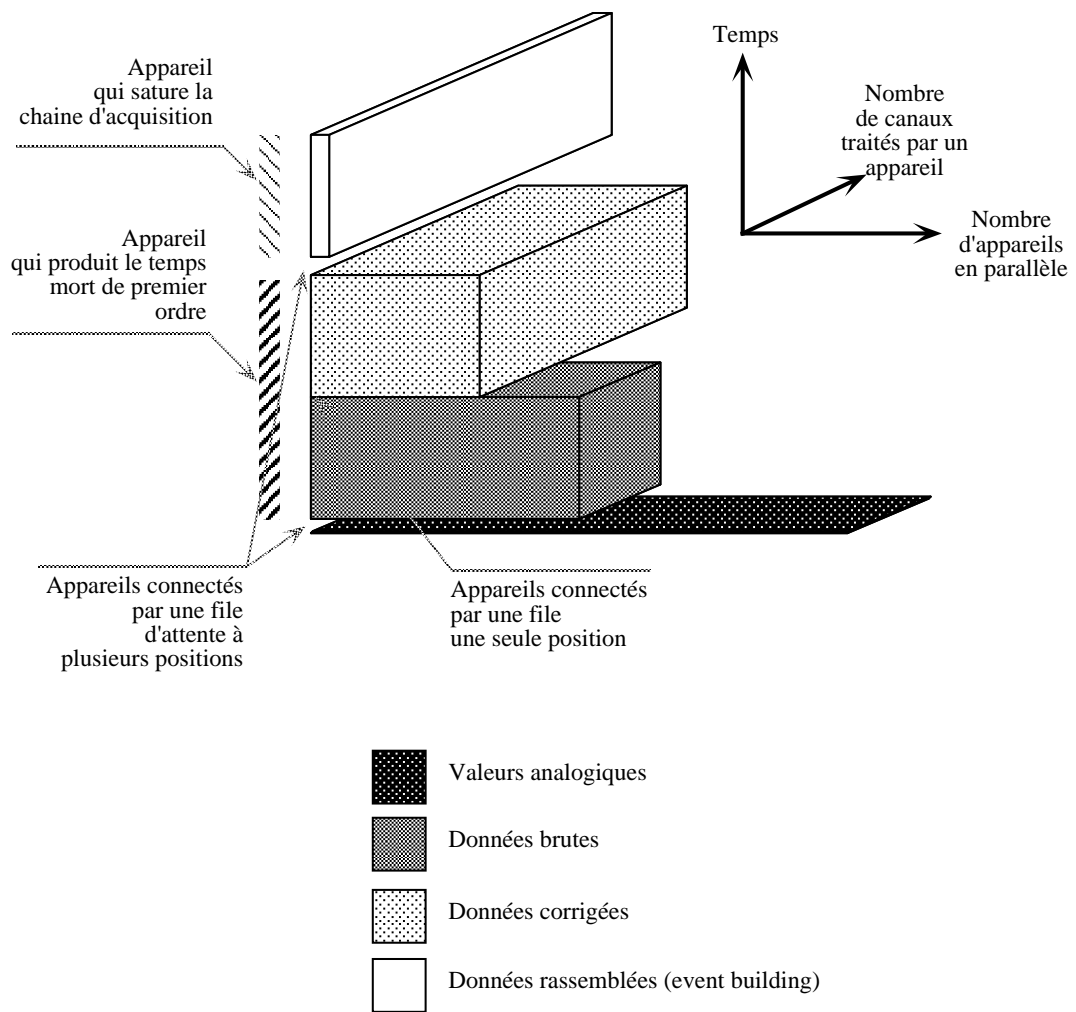


Figure 5.12: Exemple de représentation en trois dimensions. La dynamique et le parallélisme des traitements ne sont pas aisément montrés par les représentations classiques. Cette nouvelle représentation fait apparaître le temps de traitement (hauteur du cube), le nombre de canaux (surface), le flot de données (volume), les files d'attente et le temps mort de premier ordre.

d'argon liquide de $1 nF$, le bruit maximum d'un canal est de 15000 électrons.

Chaque canal est connecté à un étage de mise en forme bipolaire, dont le temps d'intégration est $2.4 \mu s$. Les canaux situés dans le même angle solide pointant vers le centre du détecteur sont additionnés et forment les tours de déclenchement. Le calorimètre est segmenté en 472 tours électromagnétiques et hadroniques. Leur signal est connecté à une mise en forme bipolaire ayant un temps d'intégration de $500 ns$. Ils sont ensuite digitalisés à la fréquence des croisements de faisceaux. Des encodeurs rapides (*flash ADC*) effectuent une conversion sur 8 bits en $45 ns$ (TS8328). La chaîne de déclenchement en pipeline produit des sommes digitales 22 croisements de faisceaux après la collision. Un déclenchement de premier niveau (L1), reposant sur l'énergie totale et transverse intervient après $2.4 \mu s$

La décision du premier niveau de déclenchement intervient alors que la mise en forme lente atteint son maximum. Cette mise en forme agit comme une ligne à retard. L'encodage des 45000 canaux élémentaires démarre sur un déclenchement de second niveau (L2). L2 arrive $20 \mu s$ après la collision. Certains canaux sont lus à travers deux gains (14 bit de dynamique). La digitalisation sur 12 bits est effectuée en $5 \mu s$ (AD7572). Chacun des 520 ADC traite 128 canaux multiplexés. L'encodage complet prend $1.2 ms$.

En bref, les données produites par le calorimètre représentent 65000 échantillons pour la mesure calorimétrique. Le déclenchement produit l'historique du signal des 474 tours de déclenchement sur 256 croisements de faisceaux autour de l'instant du déclenchement. Parmi ces données une sur deux sont lues entre -25 et $+25$ croisements et sont employées à l'étude de l'empilement.

3 Un processeur de déclenchement rapide pour le filtrage des événements.

La fréquence de croisement élevée des faisceaux de HERA ($96 ns$) fait de l'empilement une contrainte majeure pour le traitement du signal. Les particules échappées du faisceau de protons à $820 GeV$ déposent des énergies au dessus de $150 MeV$ à une fréquence de 10^5 Hertz [10]. Ce chiffre doit être comparé au taux de $150 Hz$ des événements physiques.

Un système rapide de déclenchement de niveau 3 (L3), conçu autour du processeur AMD29000 filtre les événements de bruit de fond. Le 29000 est un processeur RISC temps-réel couplé à une *mémoire-cache* (environ 100 registres indexables et 100 non-indexables). Les données échantillonnées par le système de déclenchement en pipe-

line sont transférées au 29000 à travers un bus parallèle rapide. Elle sont zéro-supprimées par son électronique de transmission, et directement accessible dans l'espace mémoire du composant. Le processeur L3 reçoit également des données d'autres sous-détecteurs par le même chemin. Il prend une décision générale pour H1 en un temps typique de $100 \mu s$.

L'appareillage du L3 est installé. L'algorithme sera écrit selon la topologie des événements pris durant la première période de fonctionnement de HERA.

4 Traitement digital du signal avec le processeur DSP56001

Les données calorimétriques sont lues par 70 cartes VME construites autour de processeurs de traitement du signal Motorola DSP56001. Ces cartes ont été développées conjointement par la DAPNIA (CEN-Saclay) et son distributeur, *Creative Electronic Systems* (DSP8150) [50]. Elles lisent chacune 8 encodeurs, et traitent 1024 canaux. Dix autres DSP56001 travaillent sur les données provenant des tours de déclenchement. A cette fin, un autre type de carte a été conçu par l'université de Paris (LPNHE PARIS 6/7), car il devait s'ajuster avec l'interface du système de déclenchement.

Le DSP56001 est un composant 24 bits, avec une instruction à trois champs. Chaque instruction dure $100 ns$. Il effectue une addition-multiplication en une seule instruction. Il est interruptible en $100 ns$.

Tous les DSP commencent le traitement sur une décision L1/L2. Les DSP connectés au système de déclenchement surveillent l'exactitude de l'instant et de la forme du signal. Ils calculent un critère d'empilement et détectent les perturbations [10]. Les DSP calorimétriques appliquent une correction polynomiale d'ordre 3 sur les données zéros-supprimées. Les DSP sont perçus par les physiciens comme une *boite noire* qui délivrent des données calibrées avec le format et la numérotation des programmes de reconstruction. Ils travaillent en parallèle avec l'encodage et ne rallongent pas le temps mort de premier ordre. Le code du programme contient moins de 200 instructions. Il est écrit en langage assembleur et a fait l'objet d'une forte optimisation pour correspondre aux exigences de l'acquisition.

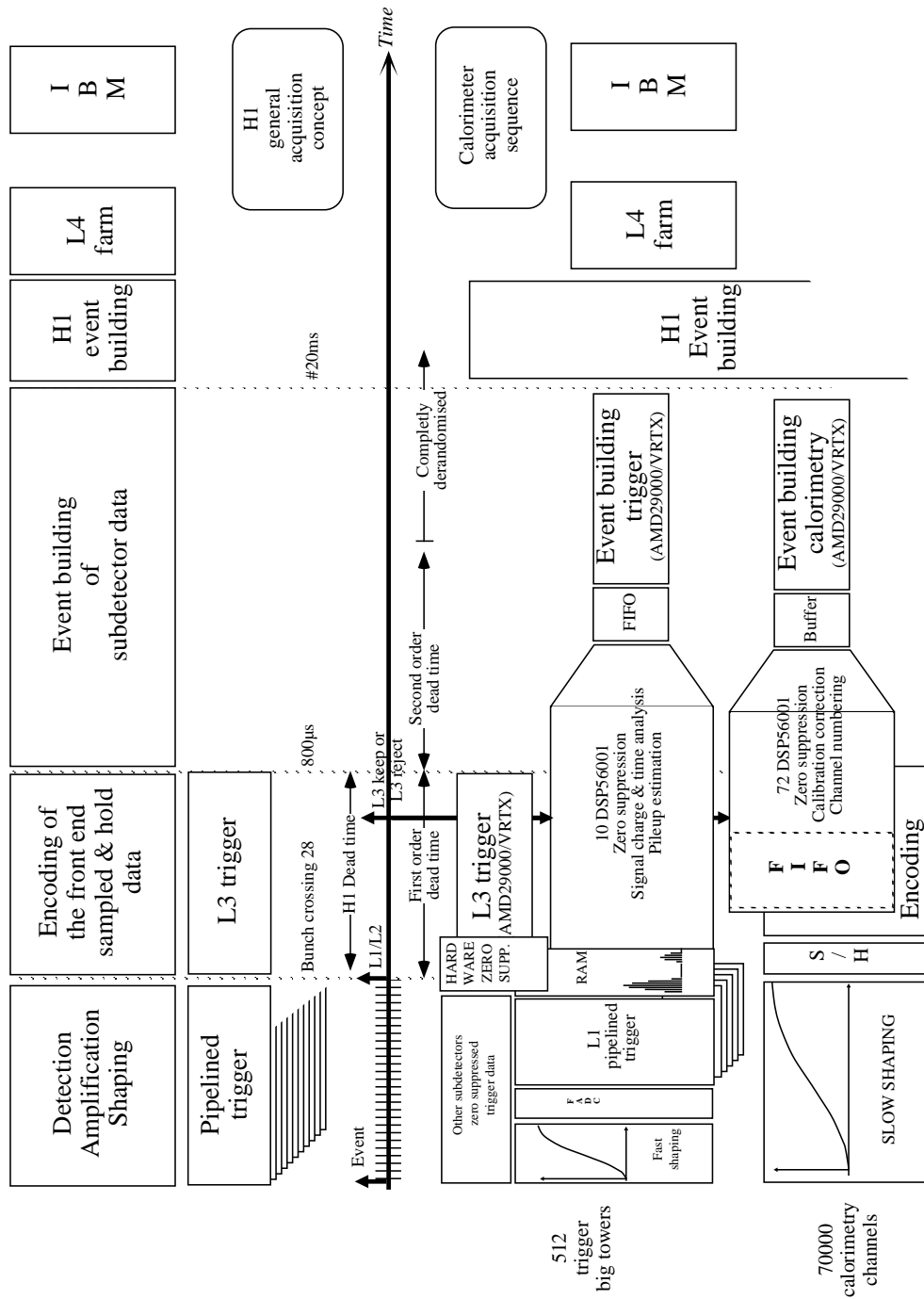


Figure 5.13: Représentation classique de l'acquisition du calorimètre de H1 et de son système de déclenchement telle qu'elle fut publiée à la conférence de *Corpus Christie* (Dallas) [3]. Elle doit être comparée à la représentation tridimensionnelle du même système (fig. 5.14).

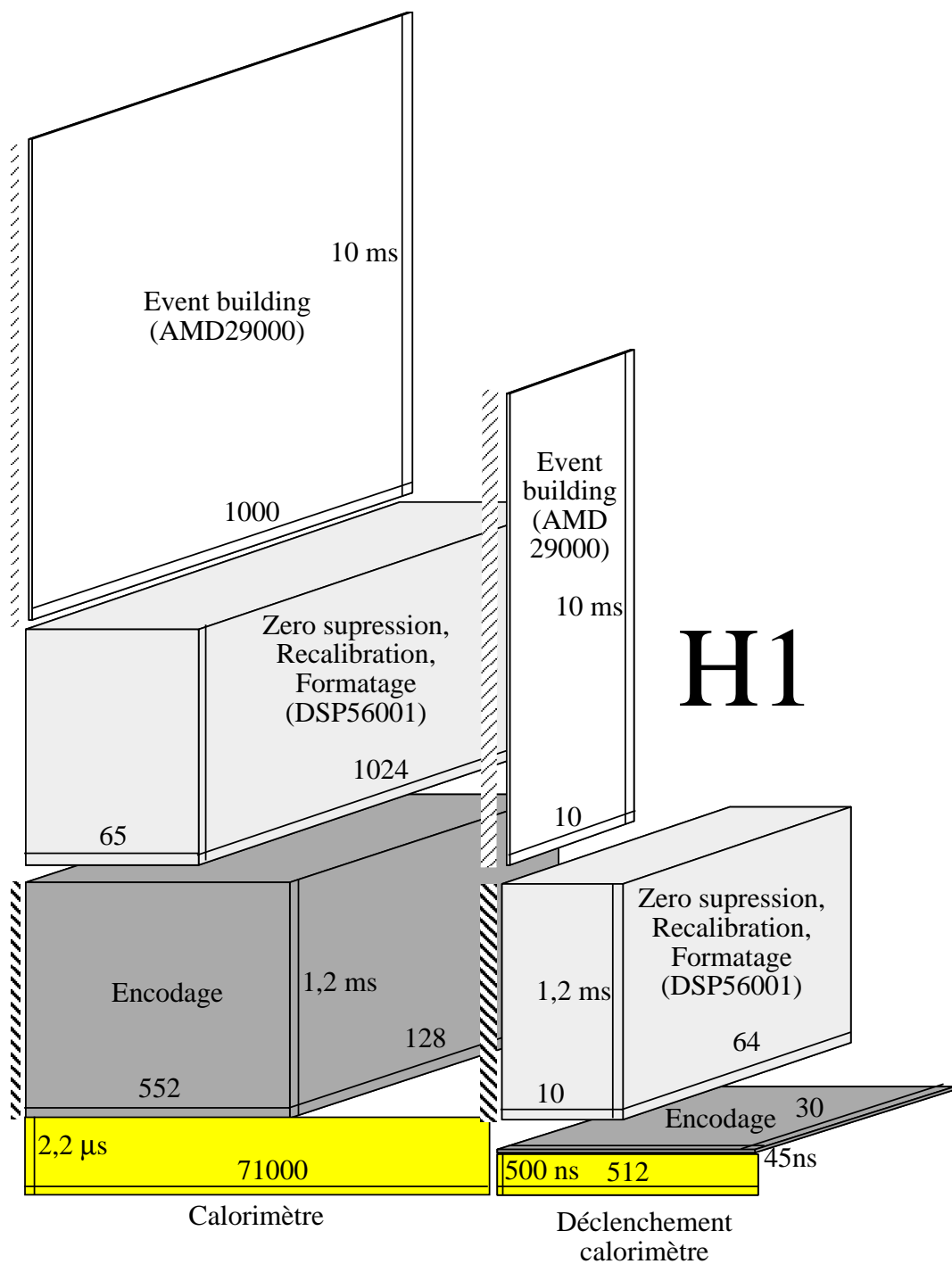


Figure 5.14: Représentation en trois dimensions de l'acquisition du calorimètre de H1 et de son système de déclenchement. L'aspect pyramidal du schéma rend compte du caractère subsidiaire de notre système d'acquisition.

5.5 Comparaison des systèmes existants

5.5.1 Les deux tendances: subsidiarité et centralisme

Aspect général et subsidiarité

Les figures 5.15 à 5.21 montrent les représentations de systèmes actuellement en service. Certaines descriptions sont incomplètes (ZEUS) ou absentes (L3), car les informations recueillies sont partielles.

L'aspect général des représentations rend compte de l'organisation du traitement des données et plus précisément des étapes successives qui vont transformer les données parallèles produites par le détecteur en une liste de grandeurs physiques, enregistrées en série.

Les acquisitions de DELPHI, ALEPH, OPAL et H1 ont un aspect *pyramidal*. Le nombre d'appareils en parallèle diminue d'un facteur dix d'une étape à l'autre. La *sérialisation* est effectuée en trois étapes, correspondant chacune à une segmentation du détecteur (canal, secteur et sous détecteur).

A l'opposé, les acquisitions de D0 et du calorimètre de ZEUS sont *verticales*. La *sérialisation* n'est effectuée qu'en fin de chaîne.

L'aspect vertical montre que la correspondance entre la segmentation du détecteur et les étapes successives du traitement n'est pas optimum. L'allure générale de la représentation en trois dimensions rend compte du caractère centraliste ou subsidiaire de leurs étapes de traitement. Elle met l'accent sur l'architecture plutôt que sur les caractéristiques techniques.

Les paragraphes qui suivent détaillent les différentes architectures et donnent plusieurs exemples des avantages apportés par la subsidiarité. Chaque type de traitement est passé en revue, ainsi que la façon dont ils sont implémentés. Le chapitre 6 évoquera les raisons pour lesquelles la subsidiarité n'est pas toujours appliquée.

5.5.2 Correction des données

Lors de la première période de fonctionnement d'OPAL, le raffinage des données brutes étaient effectué hors ligne (en dehors du système). Cette situation était critique du fait de l'archivage et de la gestion des constantes des grands ordinateurs généralistes. Les programmes sont écrits dans des langages évolués et emploient des utilitaires de gestion de base de données. Le coût en temps du re-travail des données était rédhibitoire. La solution fut d'adapter la correction des données sur une puissante station de travail placée en ligne (DN10000) [19].

La correction des données est une opération subsidiaire au canal. L'acquisition du calorimètre de H1 emploie des DSP qui jouent le rôle de contrôleur des ADC. Leur implantation est faite en amont dans la chaîne d'acquisition (le temps de traitement des DSP fait partie du temps mort de premier ordre). Ces processeurs spécialisés traitent 1024 canaux, encodés par 8 ADC. Leur micro-code ef-

fectue la suppression de zéro et une correction complète. Les DSP de la chaîne de déclenchement effectuent une analyse de la forme du signal et notifie toutes perturbations dues à l'empilement. Les DSP délivrent des données directement utilisables par le programme de reconstruction, sans qu'il fassent appel à des tables de calibration ou de géométrie.

Cet exemple montre que des opérations systématiques doivent être intégrées au maximum dans le système. Un système spécialisé, intégré à la chaîne d'acquisition est plus performant qu'un puissant ordinateur généraliste.

Le calorimètre de ZEUS emploie 520 processeurs DSP avec la même efficacité (voir tableau 6.1). Les systèmes d'acquisition des détecteurs du LEP, qui font face à des taux de déclenchement moins élevés, effectuent ces corrections sur des processeurs Motorola 68020 car la puissance de calcul requise est plus faible. Le nombre de processeurs est également de quelques dizaines.

5.5.3 Arrangement des données

L'implémentation faite par OPAL — à savoir l'emploi de de DN10000 pour la correction des données — améliore les performances du système, mais ne correspond pas au maximum de subsidiarité. De même, le raffinage des données brutes de l'expérience D0 est effectué par une ferme de 50 MICROVAX, qui fait office de système de déclenchement de second niveau (voir paragraphe 5.2.2). Cet appareillage centraliste exécute toutes les tâches de traitement de l'information. La comparaison avec le système subsidiaire de H1 montre qu'un grand nombre d'opérations effectuées par la ferme de MICROVAX de D0 peuvent être prises en charge par des processeurs placés plus en amont dans la chaîne d'acquisition.

La première opération effectuée par le programme du MICROVAX est l'arrangement des données en une structure compatible avec les utilitaires d'archivage (ZEBRA) [37]. Cet arrangement consiste à ajouter un en-tête contenant le nombre données et des indicateurs de types.

Le format utilisé par H1 est différent (BOS), mais présente les mêmes contraintes à ce niveau de complexité. Les données sont re-cadrées par les DSP en deux mots de 16 bits. L'un contient la valeur du canal et l'autre son emplacement géographique dans le détecteur. La mise en place des en-têtes est faite par l'*event builder*. Un événement est composé de quatre banques correspondant à chaque calorimètre. Cette opération n'est pas relative aux canaux, mais aux secteurs de la calorimétrie. Leur implémentation sur le contrôleur de branche respecte le principe de subsidiarité. Les paramètres de correction sont archivés sur un MICROVAX. Le programme de calibration y produit une liste de constantes compatibles avec le programme DSP. La perte de temps due à la gestion de base de donnée est épargnée aux contrôleurs de l'acquisition et au programme de reconstruction.

Les processeurs de la famille des 68000 utilisés au LEP pour la correction de données effectuent également l'arrangement des données (format BOS). Un processeur est dédié à un sous-détecteur ou un secteur. L'arrangement est subsi-

diaire.

5.5.4 Réduction du flot de données

La mise en place de la suppression de zéros et de la correction des données en amont du système d'acquisition permet de réduire le flot de données, et de rester dans les limites technologiques des bus actuels: en effet, le système d'acquisition de D0 doit transporter les données brutes vers la ferme de MICROVAX à travers un bus spécial à haut débit. Le paragraphe 5.3.3 montre que sa vitesse de transfert est dix fois supérieure à celui du bus VME. Ces hauts débits sont également dus au manque de subsidiarité dans le système de déclenchement, puisque la ferme de MICROVAX effectue la réjection de second niveau.

Plus précisément, le bus haut débit est sollicité au taux de déclenchement de premier niveau. La concentration des opérations réduisant le flot de données en une étape de traitement unique n'est observable que dans le système d'acquisition de D0. Ceci explique la relative compacité de sa représentation en trois dimensions, comparée à l'aspect général des autres systèmes.

Toutefois, la solution centraliste est largement envisagée pour les futures expériences. CMS prévoit d'employer ce type d'architecture, et met au point un bus mille fois plus rapide que le bus de D0 [31]. Les concepteurs du système d'acquisition de H1 ont privilégié le développement de processeurs DSP. La mise au point de bus rapides non-standards reste ainsi épargnée.

5.5.5 Régulation des paramètres de détection

La mise en place des corrections selon leur subsidiarité permet de contrôler les caractéristiques des cellules de détection et la validité des constantes de calibration. C'est le cas pour le système d'acquisition du calorimètre de ALEPH. La correction de calibration est faite par les contrôleurs de châssis. Ils surveillent l'évolution du piédestal de chaque canal et mettent à jour les tables de calibration pendant la prise de données [23]. La même opération est effectuée par les DSP du calorimètre de ZEUS. Le biais introduit par la dérive des piédestaux liée à la mise en forme mono-polaire du signal sont réajustées en ligne (voir paragraphe 2.3.2). La régulation des imperfections du détecteur n'est possible que dans des systèmes subsidiaires. L'acquisition des calorimètres de H1 a également implémenté cette surveillance dans ses DSP. Aucune régulation n'est faite car le calorimètre à argon liquide ne présente pas de dérèglements sensibles à l'échelle de temps des prises de données. Ce processus n'est compatible avec l'option centraliste que si les mêmes tables sont partagées à travers un réseau par tous les processeurs de la ferme de traitement. Ceci au détriment de la vitesse et sans considérer les problèmes de partage de ressource inhérents à une telle architecture.

5.6 Conclusions

Temps mort

L'étude montre que la réponse des systèmes d'acquisition peut se calculer de manière littérale, sans faire appel à des programmes de simulation.

La variation du temps mort en fonction de la fréquence d'apparition des événements décrit complètement la dynamique d'une chaîne d'acquisition. La courbe de temps mort du calorimètre de H1 nous a permis de faire ressortir les éléments qui ralentissent le système et la dynamique de saturation.

Le temps mort du système d'acquisition du calorimètre de ZEUS peut être considéré comme nul ($5 \mu s$). Le bénéfice de la vitesse du premier élément est intact si la réponse des éléments suivants lui restent inférieures, ce qui n'est pas le cas pour le système d'acquisition de ZEUS. Le paragraphe 6.6 évoque le temps mort optimal, et la répercussion sur le coût du système d'acquisition.

Par ailleurs, nous avons mis en place dans H1 un système de réjection de second niveau synchrone qui permet de réduire la valeur du temps mort de premier ordre et de reculer la fréquence de saturation. Toutefois, aucun critère de réjection n'a encore été défini.

Subsidiarité

Une première comparaison des systèmes actuels fait apparaître deux types d'architecture:

- Les systèmes centralistes qui regroupent toutes les tâches d'acquisition en un point unique, y compris la sélection des événements (D0, CMS).
- les systèmes subsidiaires qui répartissent le traitement des données au plus bas de la chaîne d'acquisition, suivant la segmentation du détecteur. Plusieurs systèmes de sélections, effectuant une reconnaissance de forme de complexité croissante, rejettent les événements en cours de traitement.

Mise en pratique/expérience personnelle

Le chapitre suivant discute quelques exemples de réalisations sur lesquels j'ai travaillé lors de la mise en place du système d'acquisition de H1. Il montre quels sont en pratique les avantages de la subsidiarité. Un traitement précoce des données réduit la charge des bus d'acquisition. La distribution des tâches découple les problèmes, favorise le dépannage et la mise en route du système. La coïncidence entre la segmentation de l'électronique et celle du détecteur est la condition nécessaire à la mise en place de la subsidiarité.

De plus, la suppression de zéros locale, justifiée par le filtrage spatial, améliore le rapport signal sur bruit.

Plus généralement, la subsidiarité permet

- de réduire le coût de l'électronique de traitement (voir paragraphe 6.6),

- de répartir les flots de données pour les systèmes de déclenchement
- de diminuer le coût de la construction d'événements.

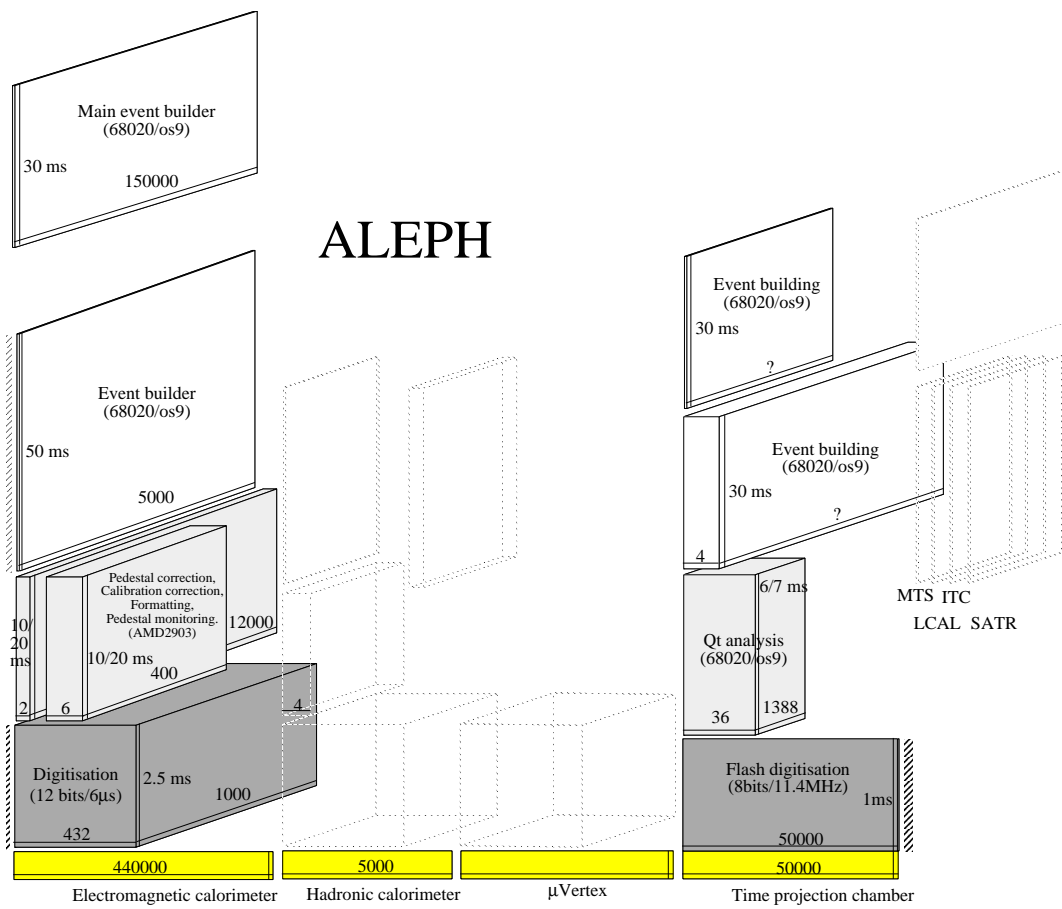


Figure 5.15: représentation en trois dimensions de l'acquisition de ALEPH.

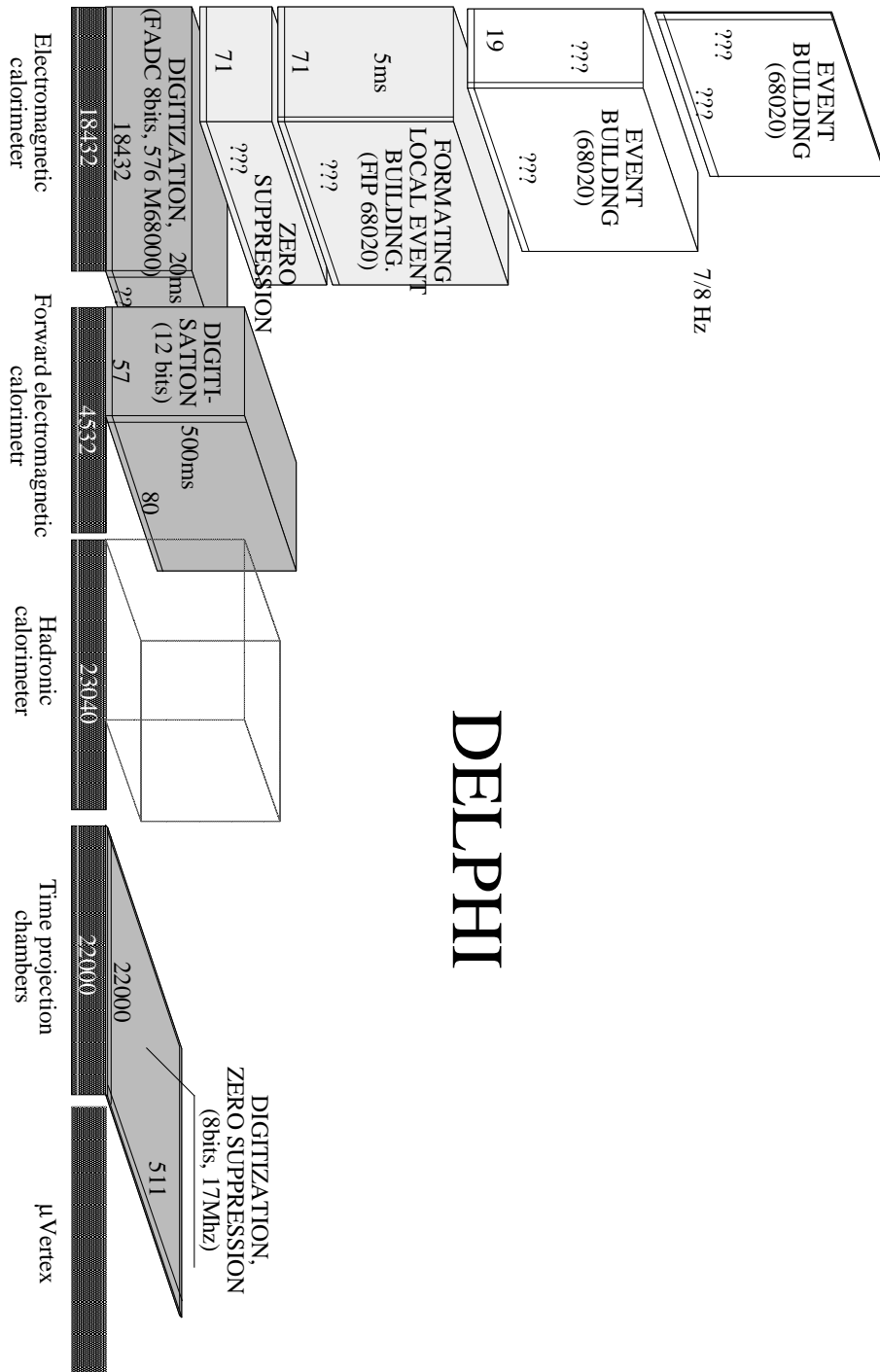


Figure 5.16: représentation en trois dimensions de l'acquisition de DELPHI.

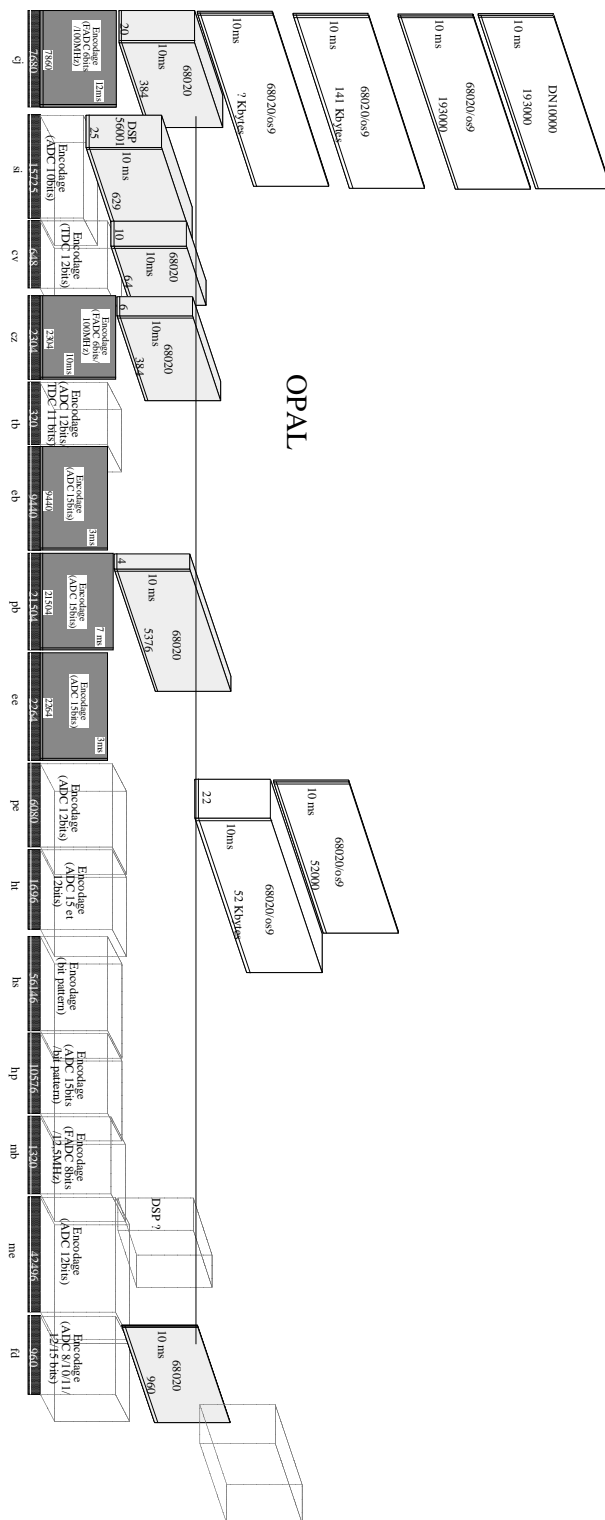


Figure 5.17: représentation en trois dimensions de l'acquisition de OPAL.

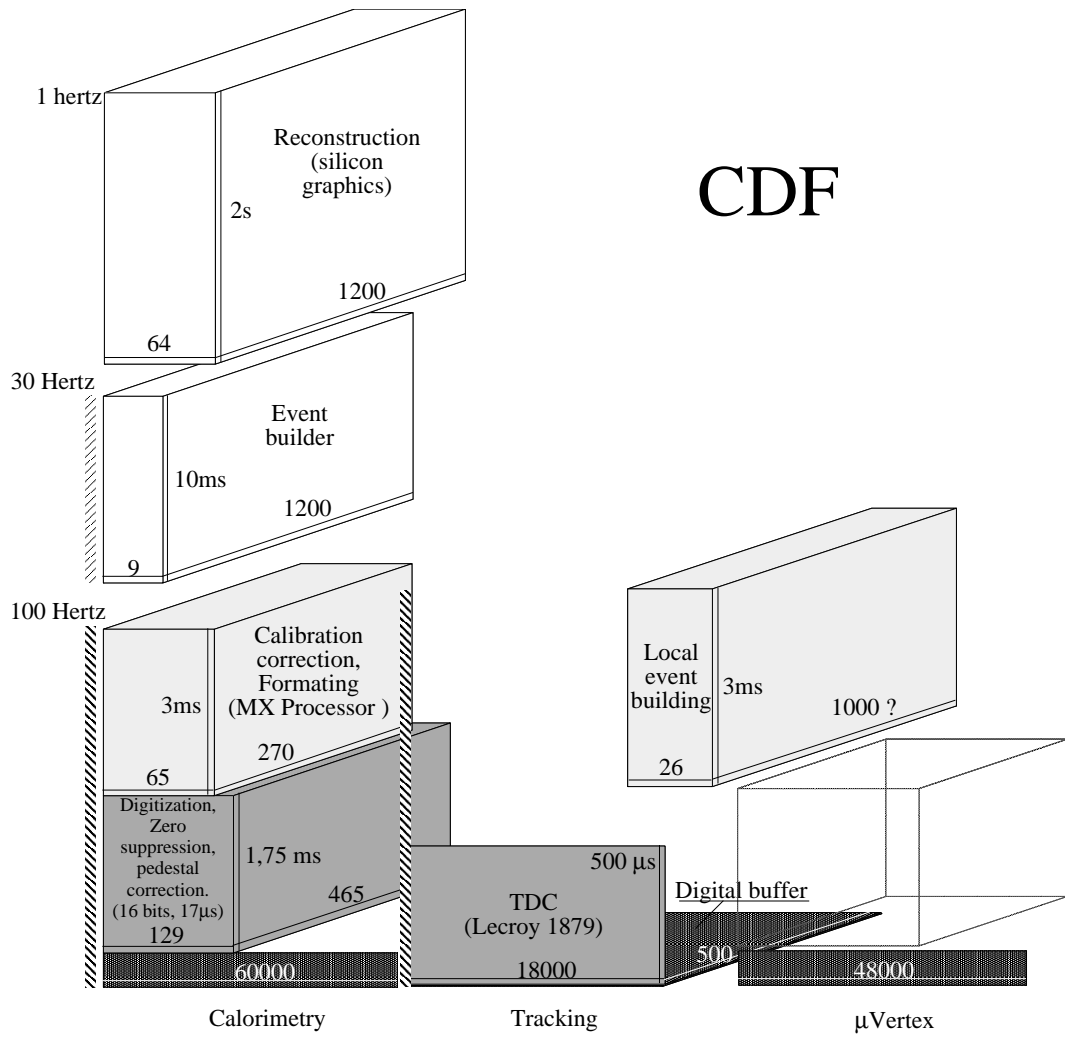


Figure 5.18: représentation en trois dimensions de l'acquisition de CDF.

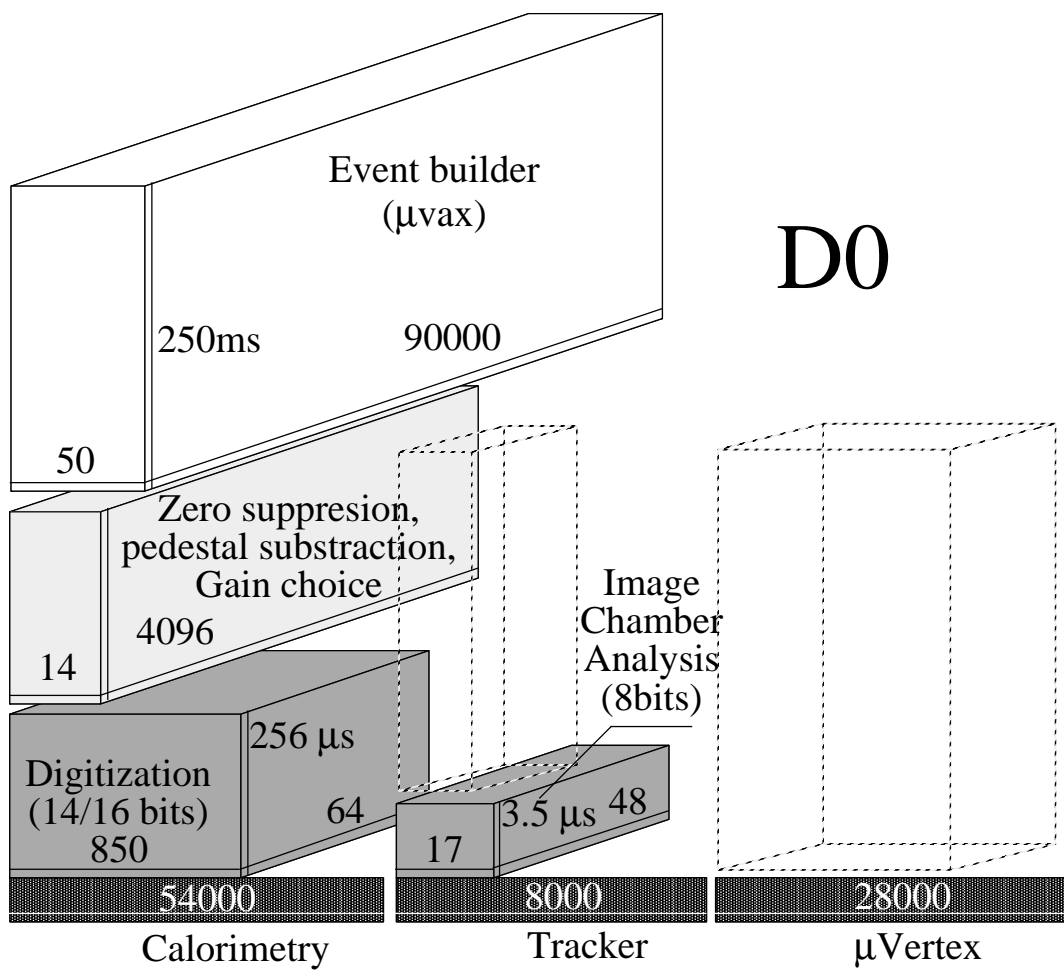
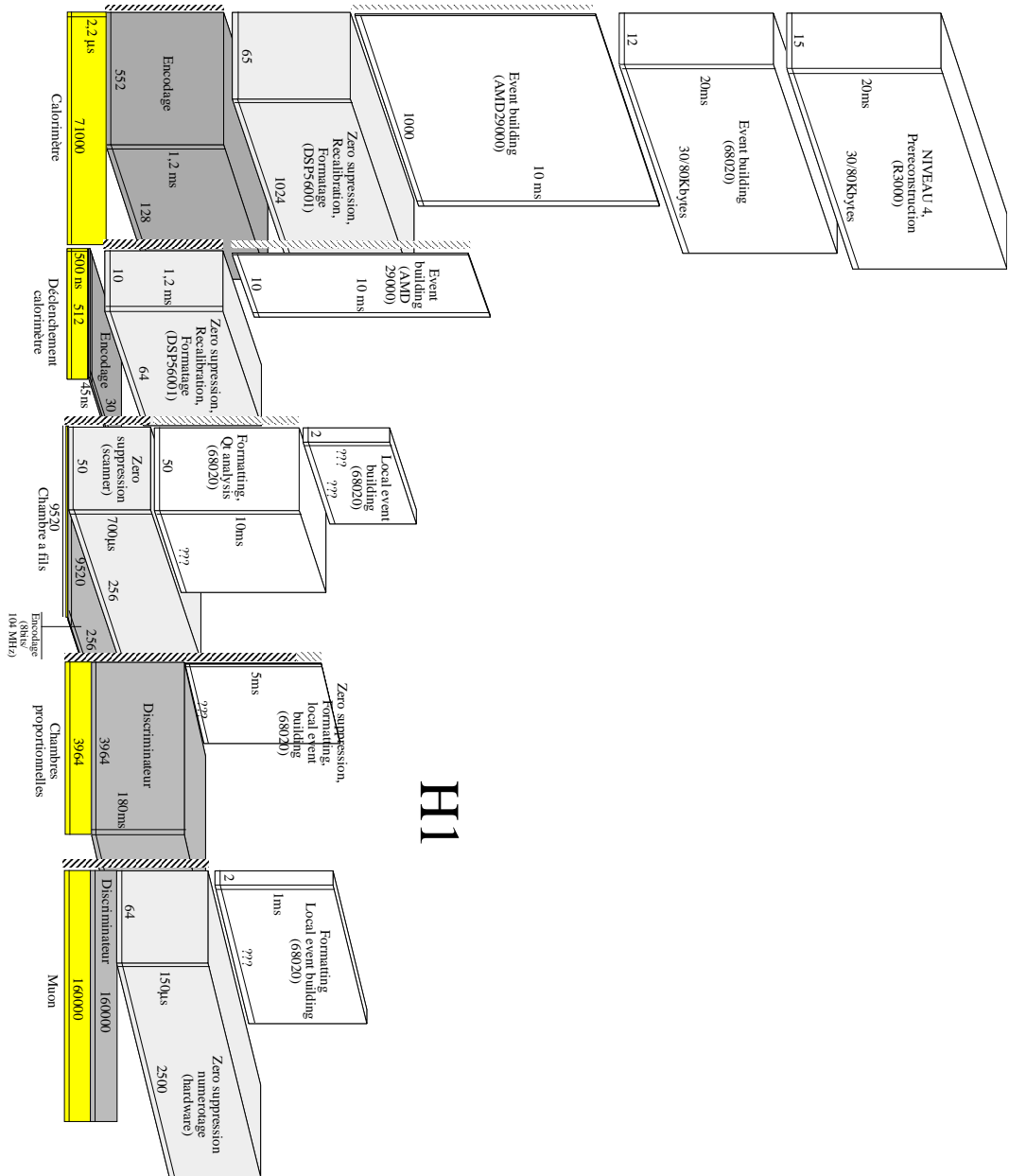


Figure 5.19: représentation en trois dimensions de l'acquisition de D0.



H1

Figure 5.20: représentation en trois dimensions de l'acquisition de H1 .

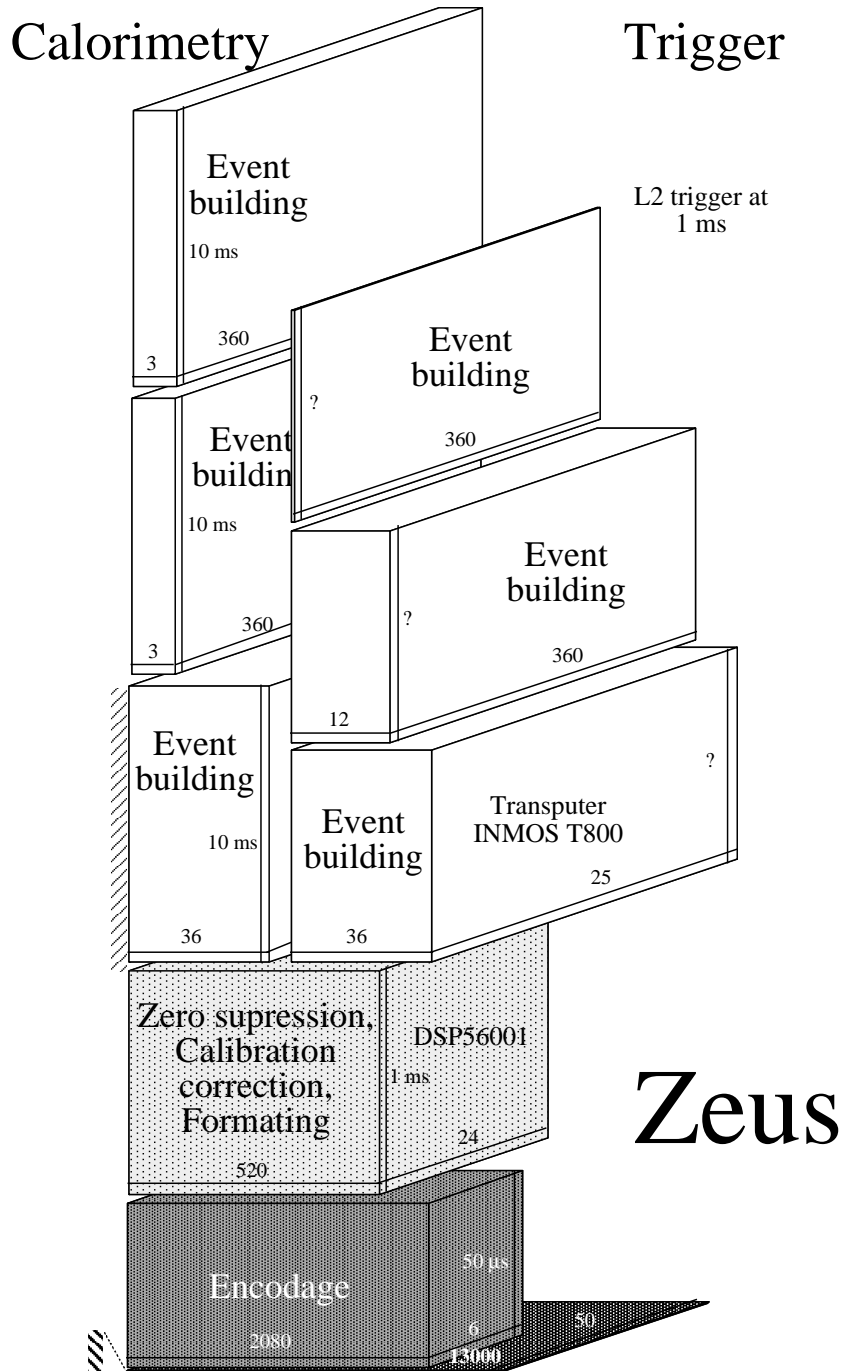


Figure 5.21: représentation en trois dimensions de l'acquisition du calorimètre de ZEUS.

Chapitre 6

Réalisations pratiques

Le chapitre précédent a mis en évidence l'importance de la **subsidiarité** — plus précisément du traitement et de la réduction de l'information au plus près de sa source —, dans l'architecture d'acquisition de données classique à haute performance employée par H1.

Cependant, il ne faut pas cacher les raisons qui font que ce type d'architecture est redouté par de nombreux développeurs de système. Il s'agit essentiellement des problèmes de synchronisation matérielle et logicielle des différentes tâches relatives à différents événements et distribuées dans des processeurs différents. Dans la construction d'événements du calorimètre de H1, nous y avons apporté des solutions originales que je vais décrire dans ce chapitre. Elles sont de trois natures différentes:

- Optimisation des chemins de données dans une architecture à trois niveaux de bus — VME, VSB, VMV —.
- Protocoles de synchronisation permettant la réjection d'événement en cours de traitement, à plusieurs niveaux.
- Séquencements des tâches de tout le système réalisé par un noyau temps réel multitâches (VRTX) du processeur RISC AMD29050.

Enfin, pour permettre de traduire nos résultats dans des contextes différents, nous avons comparé aux nôtres les débits des principaux bus et la puissance de différents processeurs employés dans les expériences voisines.

J'ai également passé en revue les types de problèmes que nous avons pu résoudre en optimisant notre architecture.

6.1 Les réseaux: acquisition, contrôle et synchronisation

Ma principale responsabilité dans la construction du détecteur H1, a été la mise en place du système d'acquisition du calorimètre. Ceci comprend l'assemblage de composants conçus par une vingtaine de compagnies et d'instituts différents en un ensemble cohérent.

Chaque composant est testé individuellement par le constructeur. Cependant, les interfaces avec les autres éléments de la chaîne d'acquisition ne peuvent être testés efficacement que sur le site. La principale difficulté dans la mise en place du système a été la gestion et la répartition des flux d'information. Bien que les bases du système étaient précisément établies, des incohérences imprévues nous ont fait perdre un temps précieux.

Ce chapitre cite quelques exemples-clés, parmi les problèmes de réseaux que j'ai été amené à résoudre. Certains principes connus — mais souvent oubliés — y sont également rappelés.

Acquisition et contrôle

L'information circule dans le système d'acquisition à travers des réseaux. Le **réseau d'acquisition** transfère les données. Il requiert toute l'attention et les efforts du concepteur, car sa vitesse est l'un des facteurs qui déterminent les performances globales de l'acquisition.

Toutefois, les données mesurées ne sont pas les seules informations qui circulent dans le système. L'appareillage doit être programmé et contrôlé. Cette information est transférée par un **réseau de contrôle**.

Synchronisation

L'enchaînement des séquences d'acquisition est contrôlé par une ou plusieurs machines à états. Les ordres de déclenchement, de lecture, ou d'encodage sont transportés par le **réseau de synchronisation**. Celui-ci est rarement conçu en tant que réseau. Il est propre à chaque expérience, et ne fait l'objet d'aucun standard industriel, comme c'est le cas pour les réseaux d'acquisition et de contrôle. Il obéit pourtant aux mêmes contraintes.

6.1.1 Réseau de synchronisation

Le réseau de synchronisation collecte les décisions élémentaires des sous-détecteurs vers le système de déclenchement central. Il redistribue les signaux de déclenchement communs vers les sous-détecteurs. Il transporte également tous les signaux de synchronisation du système, comme les signaux d'encodage, de multiplexage,

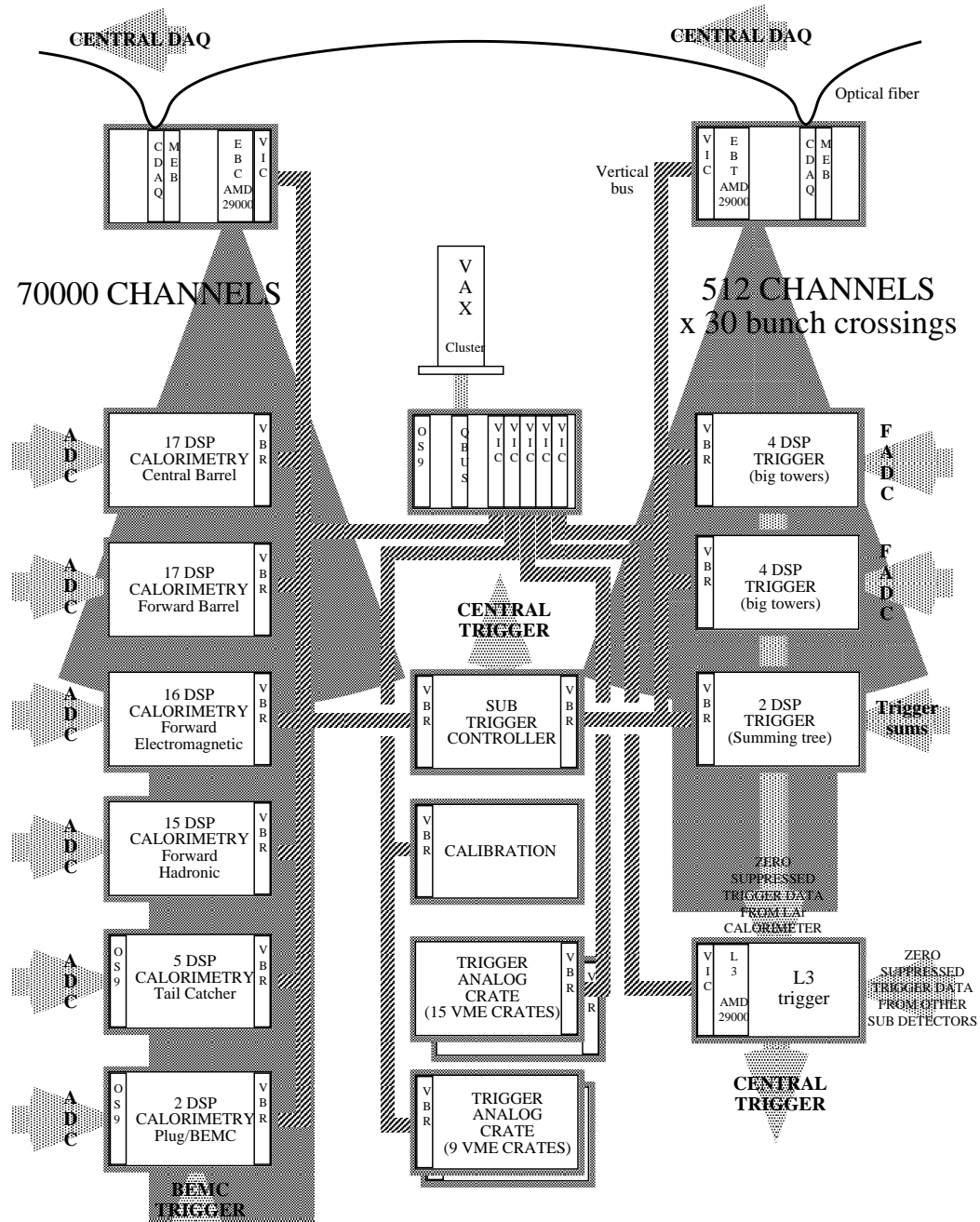


Figure 6.1: Réseau de bus d'inter-connection du calorimètre de H1 (extension de la norme VME). Il permet un fonctionnement multiprocesseur autour de deux AMD29000, d'un VAX et d'un os9, avec une cartographie complète de leurs espaces mémoires tout en privilégiant les deux chemins de données essentiels pour la construction d'événements (flèches grisées). L'implantation des deux cents cartes dans la mémoire globale du système a exigé un algorithme spécial.

d'horloge et d'interruption. L'information qu'il transporte est essentiellement temporelle.

Il n'est, en général, pas considéré comme un réseau classique car il est propre à chaque expérience, ou à chaque sous-détecteur. Il en a pourtant les caractéristiques:

- il est commun à plusieurs éléments avec une hiérarchie maître/esclave.
- il fait l'objet d'une norme (logique des signaux, chronogrammes, connectique, interfaces, etc).

Les bus d'instrumentation classiques (VME, Fastbus) peuvent remplir certaines fonctions de synchronisation avec des mécanismes d'interruptions (voir paragraphe 6.2.3). Ceci est envisageable quand la précision en temps n'est plus primordiale, essentiellement en dehors du temps mort de premier ordre.

Les trois signaux utiles.

La structure du réseau est un arbre. La relation entre deux éléments est hiérarchisée (maître/esclave). Deux interlocuteurs du réseau de synchronisation ne peuvent avoir la même priorité.

Un maître enclenche le traitement de l'appareil esclave. Il signifie au maître la fin de l'opération. Le maître peut à tout moment interrompre le travail de l'esclave. Cette fonctionnalité nécessite trois signaux d'échange entre les deux éléments, afin d'assurer un fonctionnement sans états indéfinis (voir figure 6.2).

Situation à deux signaux: un cycle est démarré par le maître qui active le signal *enclenchement*. L'esclave signale la fin de sa tâche par un signal d'*accusé*. Pour interrompre le travail de l'esclave, le maître désactive le signal de déclenchement avant le retour de l'*accusé* (figure 6.2).

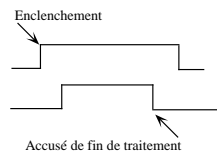
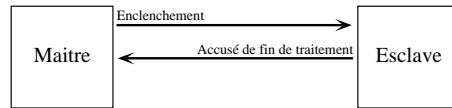
Blocage et désynchronisation: Une situation de blocage apparaît quand les changements d'état des deux signaux sont simultanés. Si le maître est, par exemple, un *event builder* qui active le traitement de processeurs de traitement de signal, ceux-ci peuvent lui présenter un événement qui aura été rejeté.

Troisième signal: La mise en place d'un troisième signal évite cette situation de blocage. Aucun état du système maître-esclave n'est indéfini. Cette étude a été faite lors de la conception du système de déclenchement d'ALEPH [43] mais pourrait se démontrer dans un cadre plus général.

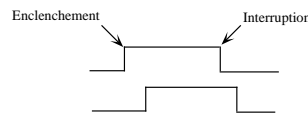
Pour illustrer ce principe, la figure 6.3 montre les signaux de déclenchement de H1. Trois signaux généraux à tout le détecteur synchronisent les trois phases d'acquisition correspondant chacune à un niveau de déclenchement (déclenchement de premier niveau L1, déclenchements intermédiaires L2 et L3).

La séquence se déroule comme suit:

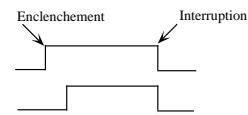
Situation génératrice de blocages.



Cycle entier



Cycle interrompu



Situation de blocage
(interruption et accusé de fin de traitement sont simultanés)

Configuration sans blocages.

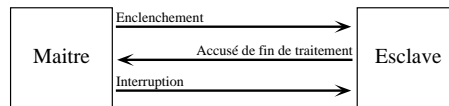


Figure 6.2: Les trois signaux requis pour un protocole maître/esclave sans états indéfinis. Certains protocoles de H1 ne suivent pas cette règle et furent à l'origine de nombreuses pannes.

- L'événement intervient à T_0 .
- La décision de premier niveau $L1$ est prise par le système de déclenchement en pipeline 23 croisements de faisceaux plus tard ($BC=Bunch\ Crossing$).
- Le signal $L1Keep$ est actif durant toute la prise de données. Il stoppe les pipelines des systèmes de déclenchement de premier niveau. Le signal $L1Active$ redevient actif lorsqu'un nouvel événement peut être accepté.
- Le déclenchement de second $L2Keep$ intervient au maximum $20\ \mu s$ après le déclenchement de premier niveau. Il démarre les séquences d'encodage de chaque sous-détecteur. Les signaux $Front\ end\ ready$ propres à chaque sous-détecteur sont négatifs durant l'encodage. Ils sont réunis dans le signal $All\ front\ end\ ready$, dont la durée correspond au temps mort de premier ordre. ($L2Reject$ signale une décision négative du déclenchement de niveau 2.)
- Les critères de déclenchement $L3$ sont calculés pendant le temps mort. Une décision positive est signalée par $L3Keep$. Ce signal déclenche les *event builder* de chaque sous-détecteur. Chacun doit en accuser la réception en activant le signal $L3Keep\ Acknowledge$. ($L3Reject$ signale une décision négative du déclenchement de niveau 3.)
- La fin de la prise de l'événement est indiquée par le signal $Fast\ Clear$. Il

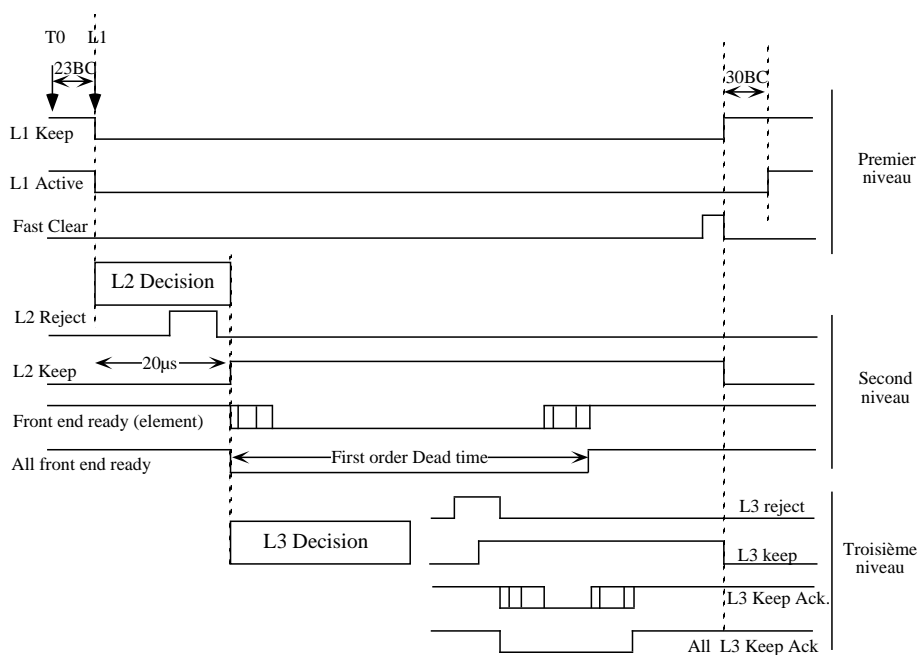


Figure 6.3: Les signaux correspondant aux trois phases de déclenchement de H1. En accord avec la figure 6.2 trois signaux contrôlent chaque phase d'acquisition (qui coïncident avec les niveaux de déclenchement L1, L2 et L3).

ré-initialise certains éléments en amont du système. *Fast clear* est activé par

- Une décision L2 négative (*L2Reject*), ou
- Une décision L3 négative (*L3Reject*) et le matériel prêt (*All Front End Ready*), ou
- Un accusé de décision L3 (*All L3 Keep Ack*) et le matériel prêt (*All Front End Ready*).

Le signal *L1 Active* autorise tout nouveau déclenchement de premier niveau.

6.1.2 Réseau d'acquisition

Le réseau d'acquisition transporte les données digitales à travers la chaîne de traitement. La direction et l'ordre du transfert sont pré-définis. Un seul maître accède un ou plusieurs esclaves. Le transfert est unidirectionnel et ne nécessite pas d'arbitrage. Le réseau d'acquisition entre en jeu durant toute la prise de données.

La conception du matériel support du réseau d'acquisition n'est pas propre à une expérience. L'appareillage utilisé est le plus souvent un standard industriel

(VME) ou semi-industriel (FASTBUS). Ceci le différencie du bus de synchronisation. Le paragraphe 6.2.3 décrit les différents standards de bus utilisés actuellement. Seul le transfert des données entre les encodeurs et l'élément suivant de l'acquisition est propre à chaque expérience. A ce stade, le flot de données contribue généralement au temps mort. Il est alors fortement parallèle et s'étend sur de petites distances.

Réseau d'acquisition des données de déclenchement

Le *réseau d'acquisition des données de déclenchement* transporte les données des niveaux intermédiaires de déclenchement. Au paragraphe 6.2.3 est calculé le nombre moyen de données qu'ils doivent transférer et leur fréquence de sollicitation. Leur vitesse estimée est dix fois supérieure à celle des bus d'instrumentation classiques.

6.1.3 Réseau de contrôle

A travers le réseau de contrôle circule toutes les données nécessaires au chargement, à la surveillance, au contrôle et au développement des appareillages (voir paragraphe 6.4). Il n'a pas de rapport direct avec l'architecture de la chaîne d'acquisition. Son support est un standard industriel.

Ses performances ne modifient pas celles du système d'acquisition. Il doit être suffisamment rapide pour permettre une surveillance efficace et apporter du confort à l'utilisateur. Il est connecté à plusieurs maîtres et esclaves. Le réseau de contrôle est le seul qui nécessite un arbitrage entre ses différents utilisateurs. Il est utilisé sur tout le domaine de l'expérience et doit être évolutif. Le réseau de contrôle fonctionne en permanence.

6.1.4 Réseau et protocoles

La norme OSI (Open System Interconnection) définit une architecture des systèmes de communication. C'est un modèle parfait d'architecture subsidiaire. Cette architecture est composée de sept couches. Le fonctionnement d'une couche est indépendant de celui des autres couches (figure 6.4, du bas vers le haut):

- Le **lien physique** effectue le transfert des bits d'information d'un point vers un autre.
- La **liaison** assure le transport d'un paquet d'information et de l'adresse du destinataire.
- Le **réseau** établit la connection entre deux interlocuteurs.
- La couche de **transport** contrôle le flot de données entre deux interlocuteurs du réseau. Elle vérifie l'intégrité de l'information transférée.

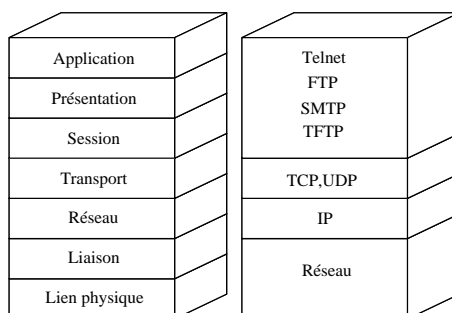


Figure 6.4: Modèle de subsidiarité: les sept couches de la norme OSI et les couches du protocole Ethernet qui lui correspondent. La norme OSI définit la structure des systèmes de communication en couches dont le fonctionnement est indépendant.

- La **session** échange des messages de contrôle entre les deux interlocuteurs. Elle redémarre le transfert en cas d'interruption.
- La couche de **présentation** modifie éventuellement le format des données transférées selon le type de l'interlocuteur.
- L'**application** est le programme mis en œuvre par l'utilisateur. Il définit les paramètres du protocole (Origine/Destination des données, vitesse, ...).

Dans un système d'acquisition de données, le **réseau de synchronisation** relie un maître et un esclave. Il transporte une information en temps. Il ne recouvre que la couche du lien physique.

Le **réseau de contrôle** relie plusieurs interlocuteurs. Les données qu'il transporte sont de formats différents. La vitesse n'est pas un critère prédominant. La norme du réseau de contrôle recouvre les sept couches de l'architecture OSI.

Pour le réseau d'acquisition, le critère prédominant dans le choix du **réseau d'acquisition** est la vitesse. Un maître accède plusieurs cibles. Il doit posséder un mécanisme d'adressage. L'arbitrage n'est pas nécessaire. Le format des données transportées ne varie pas. Seules les deux premières couches concernent le réseau d'acquisition.

Lors de la conception du système d'acquisition de H1, la possibilité de faire passer les paramètres de contrôle du système à travers le chemin rapide de l'acquisition a été envisagée. La taille de ces tables de paramètres est de l'ordre de plusieurs dizaines de megabytes. Cette solution a vite été abandonnée car elle remettait en cause l'architecture du système. Les formats des tables sont différents de celui des données. Or un réseau d'acquisition ne transfère pas des informations de formats variables. Le transfert des tables de constantes est du ressort du réseau de contrôle.

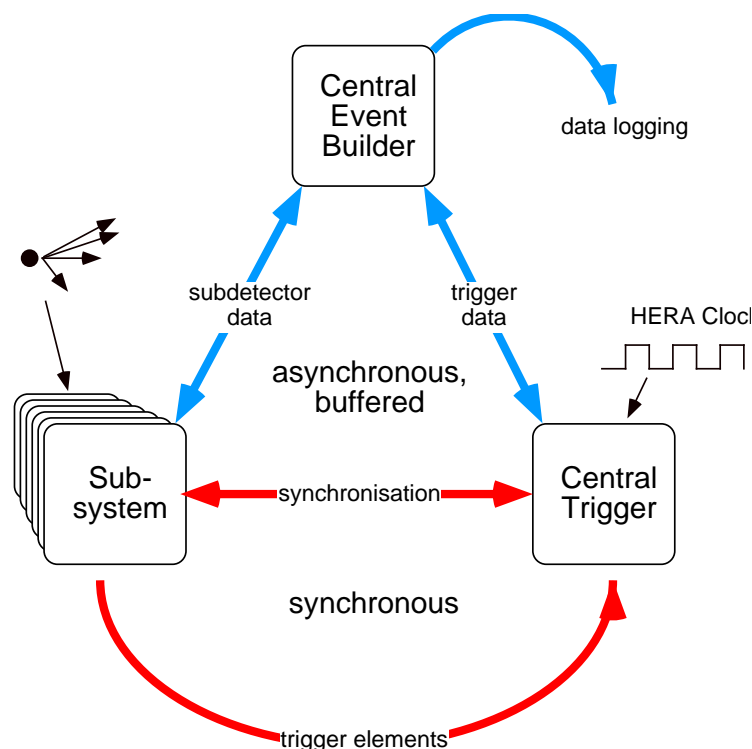


Figure 6.5: Redondance pouvant provoquer une situation de blocage. Le signal de fin de prise de données est acheminé parallèlement vers les sous-détecteurs à travers les protocoles désynchronisés de l’acquisition centrale et du déclenchement central [44].

La norme OSI est par conséquent une aide à la conception d’un système d’acquisition. Elle sépare nettement les tâches du système. Elle permet de répartir efficacement les mouvements de données et d’éviter les situations de blocage.

6.1.5 Blocage des réseaux

Ce paragraphe évoque les blocages de réseaux issus de mauvaises architectures de réseaux. Ces situations sont celles que j’ai rencontrées lors de la mise en place des protocoles de prise de données et de l’installation des bus d’inter-connection (1990-1991).

Blocage du réseau de synchronisation: le signal de fin de prise de données

La figure 6.5 [44] montre les trois composants logiques de l’acquisition de H1. Il s’agit de l’acquisition centrale (notée *Central Event Builder*), du déclenchement

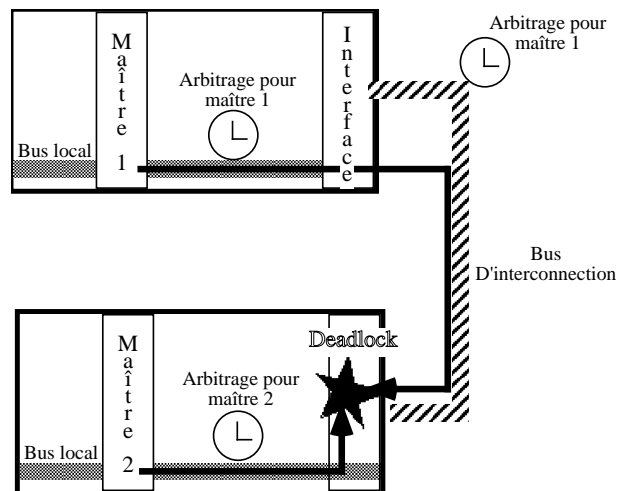


Figure 6.6: Principe du blocage entre bus provoqué par deux arbitrages indépendants aboutissant à l'utilisation de la même interface de communication.

central (*Central Trigger*) et de l'ensemble des sous-détecteurs (*Subsystem*). Les trois flèches centrales symbolisent les échanges entre ces systèmes. Le problème du signal qui indique la fin de la prise de données s'est posé lors de la conception du contrôle des sous-détecteurs par l'acquisition centrale.

Ce signal existe dans le protocole entre l'acquisition centrale et les sous-détecteurs. Il est également présent dans les signaux reliant déclenchement central et sous-détecteurs. Il prend une signification particulière dans chacun de ces protocoles, désynchronisés l'un par rapport à l'autre:

- venant de l'acquisition centrale, il indique que plus aucun événement ne sera enregistré.
- venant du déclenchement central: il signifie la fin des déclenchements.

Le sous-détecteur reçoit, par conséquent, deux fois le même signal de façon désynchronisée. Cette situation est incompatible avec la gestion de l'automate d'états finis qui règle les phases d'acquisition du calorimètre: des déclenchements peuvent survenir, alors que plus aucune donnée ne sera enregistrée. L'automate du calorimètre doit prévoir des délais de sécurité qui excluent cette situation.

Ceci illustre typiquement une boucle dans le réseau de contrôle. La même information est passée à un élément de l'acquisition à travers deux autres éléments qui la désynchronise. La situation est équivalente à celle d'un esclave contrôlé par deux maîtres.

Blocage du réseau de contrôle: inter-connection entre deux châssis

La connection de deux réseaux indépendants par un troisième peut produire des situations de blocage. Deux maîtres, situés chacun dans un châssis VME, souhaitent s'accéder mutuellement. Les deux bus sont reliés par un bus d'inter-connection (du type du *bus vertical*, voir paragraphe 6.2.3).

Chacun des trois bus possède son propre arbitre. Chaque arbitre est indépendant. Un cycle d'accès d'un maître vers l'autre bus requiert l'arbitrage du bus local, puis du bus vertical et enfin du bus-cible. Le conflit intervient si les deux maîtres commencent un cycle simultanément. Les deux arbitrages indépendants des deux châssis VME sont contradictoires. L'un des deux cycles doit être interrompu (voir figure 6.6).

Cette situation est intervenue à plusieurs reprises lors de la mise en place de l'acquisition du calorimètre de H1. Le protocole de communication entre un *event-builder* et la station Os9 de contrôle prévoyait de distribuer ses zones de mémoire dans chaque châssis (figure 6.7, en haut. La figure 6.1 montre le réseau de bus d'inter-connection au complet). Ceci est la situation typique d'un blocage de réseau car deux interlocuteurs s'accédaient mutuellement, à travers la même section du réseau.

La solution est de placer la zone d'échange dans une mémoire double-entrée commune. Cette mémoire existe sur l'interface du bus vertical (notée *VIC*). Elle est prévue à cet effet. La situation se résume au seul arbitrage de la mémoire double entrée.

Le réseau de bus d'inter-connection présenté dans notre contribution à la *First Annual Conference on Electronics for Future Colliders* [1] présentait cette situation de blocage. La mauvaise répartition des mémoires de communication entre la station Os9 et les *event builders* a généré des situations de blocages à répétition pendant une année. Seule une re-configuration du réseau (figure 6.1), et une redistribution des mémoires (figure 6.7, en bas) on permis de stabiliser le système.

Les bus d'inter-connection apportent une grande souplesse de conception aux systèmes d'acquisition. Il faut cependant veiller à ce que les zones accédées par deux maîtres indépendants ne se chevauchent pas.

6.2 Acceptance du matériel

Ce paragraphe résume les principales caractéristiques du matériel généralement employé en physique des hautes énergies. L'accent est mis sur les débits d'information acceptés par les éléments des systèmes d'acquisition. L'acceptance est le paramètre qui va influencer en grande partie le choix du type d'architecture (subsidiare ou centraliste).

L'appareillage est regroupé en quatre catégories:

- Les détecteurs, les mémoires des cellules de détection, les encodeurs.

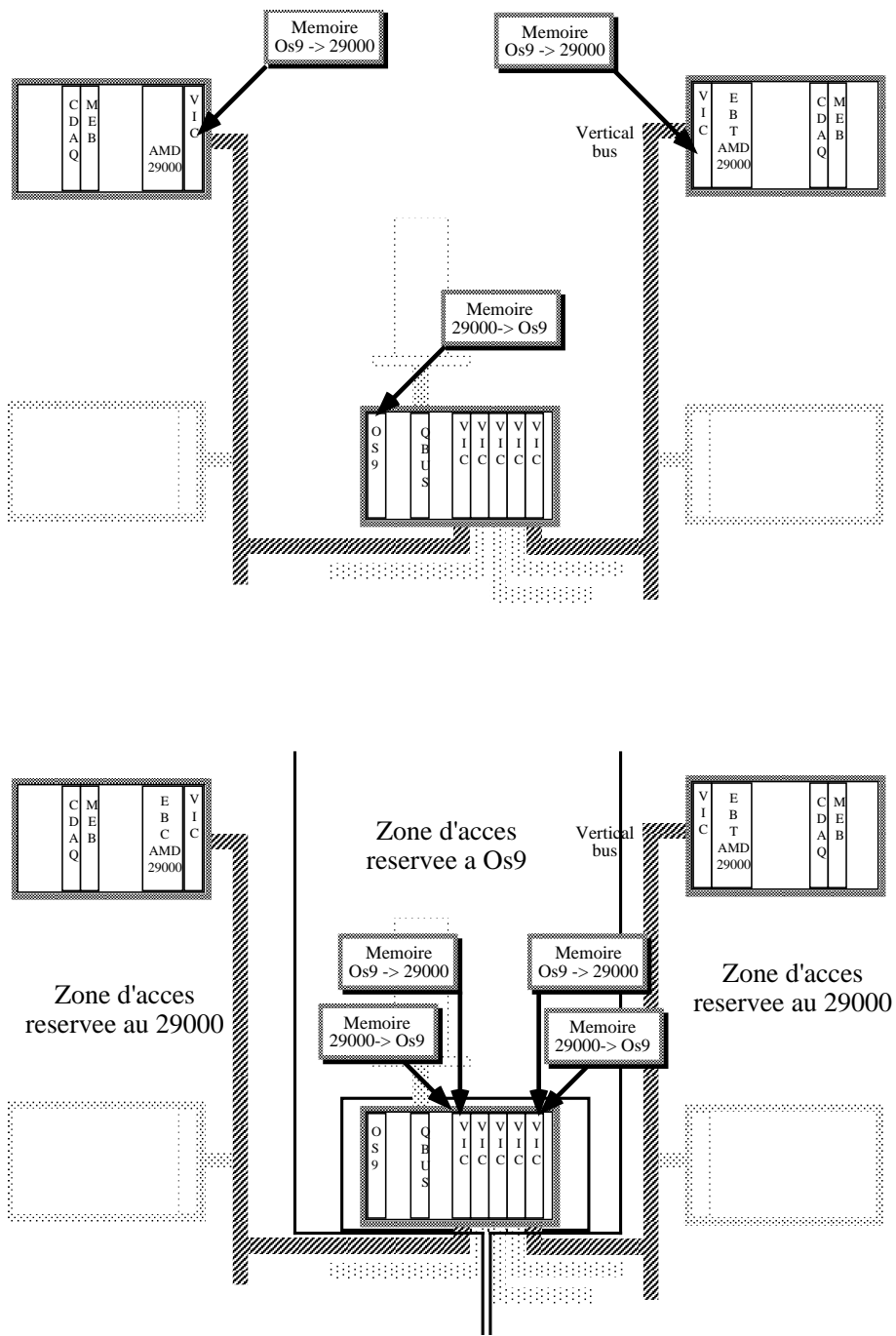


Figure 6.7: En haut: Situation de blocage potentiel dans le réseau défini à la figure 6.1 résultant des communications entre la station os9 et les *event builder*. En bas: solution du problème basé sur l'utilisation des mémoires tampons des interfaces de communications. Les zones d'accès de processeurs indépendants ne doivent pas se chevaucher.

- Les bus.
- Les processeurs.
- La reconstruction et l'analyse.

6.2.1 Les flots de données analogiques

Les détecteurs

La cellule de détection peut être considérée comme le premier élément de la chaîne d'acquisition. On distingue les flux de données avant et après le déclenchement. Le flux brut est le flot des données indépendantes (cf théorème de Campbell, paramètre λ_i), avant déclenchement. Il est fixé par le temps de mémoire de la chaîne de détection au complet.

Dans le cas du calorimètre de H1, le temps de mémoire du filtre de mise en forme bipolaire est de $8 \mu s$. Le nombre de canaux du calorimètre est 65000. Le flux est de l'ordre de $8 \cdot 10^9$ données par secondes. Un calcul similaire pour le calorimètre de ZEUS montre un flux de $1 \cdot 10^{11}$ données par secondes. Le temps entre deux données indépendantes y est de $400 ns$.

Le calcul du flux de données brutes est un bon estimateur de la rapidité des détecteurs. Le calorimètre uranium-scintillateur de ZEUS est effectivement plus rapide que le calorimètre à argon liquide de H1 (voir figure 2.17).

Les granularités spatiale et temporelle des détecteurs qui sont comparées aux chapitres 2 et 3 sont transposées ici en termes de systèmes d'acquisition. Les rapports des temps d'intégration des filtres de mise en forme et de la taille des cellules correspondent au rapport des flots de données de ces différents détecteurs.

De même, la collaboration ATLAS prévoit la construction d'un calorimètre à argon liquide ayant 400000 canaux [32]. La période entre deux événements indépendants est $200 ns$ [16]. Le flot de données est $2 \cdot 10^{12}$ données par secondes. Ceci représente un facteur 250 par rapport au calorimètre de H1.

Il était prévu que le détecteur de traces de L3p ait $8 \cdot 10^5$ canaux. Une donnée est disponible à chaque croisement de faisceaux du LHC, soit $16 ns$. Le flot de données par secondes est $5 \cdot 10^{13}$ [28], pour un taux de déclenchement de premier niveau de 50000 Hertz.

Le flot des données *déclenchées* est le nombre de données retenues pour chaque événement multiplié par la fréquence de déclenchement.

La figure 6.9 résume les débits des sous-détecteurs représentatifs.

Les mémoires des cellules de détection

La mémoire d'une cellule de détection échantillonne le signal à l'instant du déclenchement de premier niveau. Le signal du calorimètre de H1 est échantillonné par une simple capacité. Celui du calorimètre à uranium-scintillateur de ZEUS

est enregistré tous les croisements de faisceaux dans un *pipeline* analogique. Cet enchaînement de capacités restitue le *film* du signal. Cette technique est largement envisagée pour les futurs détecteurs. La fréquence d'échantillonnage suit l'évolution des fréquences de croisement de faisceaux.

Toutefois, le chapitre 2 montre que les vitesses d'encodage actuelles ne permettent pas d'égaliser le rapport signal sur bruit des systèmes analogiques.

Les encodeurs

Un encodeur (ADC) est un composant qui transforme une tension analogique en une valeur digitale.

Deux méthodes sont utilisées pour la conversion.

- La première consiste à mesurer le temps de chargement d'une capacité sous un courant constant jusqu'à une tension égale à la tension d'entrée. Ce temps est directement proportionnel à l'amplitude du signal. Il existe de nombreuses variantes de ce type d'architecture. Il serait hors de propos de les décrire ici. Il faut cependant remarquer, que la précision sur la mesure du temps se fait au détriment de la vitesse de l'encodage. Intuitivement, la mesure sera d'autant plus précise qu'elle sera longue. Le temps typique de ces encodeurs est de l'ordre de la microseconde, pour une précision comprise entre 12 et 16 bits.
- La seconde méthode effectue une comparaison simultanée de la tension d'entrée avec une série de tensions de référence. Un encodeur 8 bits comporte 256 (2^8) comparateurs analogiques. Le nombre de comparateurs est la limite principale de ce type de composant. La vitesse de la mesure se fait au détriment de sa précision. Le temps de mesure se compte en dizaines de nanosecondes. Ces composants sont désignés par le terme de *flash-ADC*.

Les encodeurs rapides sont généralement utilisés par les systèmes de déclenchement. La prise de décision doit être rapide et se satisfait de mesures moins précises. Les encodeurs classiques trouvent leur emploi dans la chaîne d'acquisition, après le premier niveau de déclenchement.

Le paragraphe 4.3.2 traite plus précisément de l'emploi des encodeurs, notamment des techniques de multiplexage.

6.2.2 Puissance des processeurs actuels

La physique des hautes énergies utilise toutes les architectures de processeurs disponibles actuellement. La figure 6.8 en montre l'évolution générale. La présentation détaillée de ces structures est en dehors du propos de la thèse. Il s'agit plutôt ici d'expliquer les différences entre classes de processeurs.

- Les processeurs CISC (Complex Instruction Set Computer).

- Les processeurs RISC (Reduced Instruction Set Computer).
- Les processeurs de traitement de signal.
- Les transputers.

Le point essentiel qui les différencie est l'organisation du flot des données et des instructions vers le ou les *unités arithmétiques et logiques* (ALU).

CISC

Le MOTOROLA 68020 et ses dérivés sont les processeurs les plus communément employés dans les systèmes d'acquisition actuels. Il ne possède qu'un seul bus externe pour les instructions et les données. Une opération est effectuée en plusieurs cycles d'horloge. Il est du type CISC.

RISC

Un processeur RISC possède deux bus distincts pour les instructions et les données. Une opération est effectuée en un seul cycle d'horloge. Les instructions disponibles sont moins nombreuses que celles des processeurs SISC. Ils ont de plus de la mémoire intégrée. Le temps d'accès vers ces mémoires est *quasi* instantané. La puissance de calcul est optimale. H1 et ZEUS utilisent des fermes de processeurs RISC R3000. Le système de déclenchement intermédiaire L3 de H1 est effectuée par un processeur RISC AMD29000.

Processeur de traitement de signal ou *DSP*

Un processeur de traitement de signal (Digital Signal Processor) est optimisé pour le calcul numérique simple et répétitif, telle que la suppression de zéros et la correction des données brutes.

Le DSP56001 de MOTOROLA est le processeur le plus souvent utilisé (ZEUS 520 processeurs, H1 65, OPAL 25). Il possède plusieurs unités arithmétiques et logiques spécialisées dans le calcul d'adresse, la multiplication-addition et le décalage. Le flot de données interne est organisé en un bus d'instruction et deux bus de données. Une instruction est effectuée à chaque cycle de 100 *ns*. Les opérations de calcul et d'adressage ont lieu simultanément. Ces trois bus sont multiplexés en un seul bus externe. Le DSP56000 est moins performant quand il opère sur des données extérieures. Ceci le différencie des processeurs RISC. Il possède deux Kbytes de mémoire-instruction internes qui peuvent contenir la boucle critique de calcul. Un cycle de multiplication-accumulation sur des données externes est effectué en 400 *ns* [45].

Les transputers

Le transputer est un processeur connecté par des liens série à d'autres processeurs de même type. Il sont conçus pour être les nœuds d'un réseau.

L'architecture des transputers a été introduite de la façon suivante dans les années 80: une application est une séquence d'opérations ayant un certain degré d'indépendance les unes envers les autres. Ces opérations sont distribuées chacune sur un transputer du réseau. Deux opérations peuvent échanger des informations de manière peu fréquente par les liaisons séries. Le transputer utilisé dans le système d'acquisition de ZEUS est le INMOS T800 [41][42]. Chaque processeur élémentaire est un RISC, avec 4 Kbytes de mémoire intégrée. Il possède quatre liaisons séries bi-directionnelles (voir paragraphe 2.3.3). Le langage de programmation utilisé est OCCAM. Il répartit le code sur les différents transputers et organise les échanges d'informations.

Critère de comparaison entre processeurs

Le critère généralement utilisé pour définir la puissance de calcul des processeurs est le nombre d'instructions traitées par seconde. L'unité est le MIPS (Million d'Instructions Par Seconde). Dans le cas de l'acquisition de données, il est plus adéquat de comparer les flots de données qu'ils peuvent absorber.

Ce critère ne concerne pas les processeurs qui sont en charge du contrôle et du développement, mais ceux qui sont véritablement placés dans la chaîne d'acquisition. Ils sont utilisés soit pour le traitement des données, soit pour le déclenchement.

Le flux absorbé par chaque processeur est comparable dans le cas d'un programme de quelques instructions-machine. Cela correspond à une boucle critique qui effectue une suppression de zéros et une correction de piédestal. La boucle exécutée par les DSP de H1 a cinq instructions, et est prise comme référence.

On s'abstrait ainsi des performances des langages. Un tel programme doit traiter une quantité de données fixe. La comparaison des processeurs dans le cas d'une ferme de déclenchement serait, pour ces deux raisons, très délicate: les applications qui y sont exécutées sont écrites en langage évolué et traite des données de taille variable. Les algorithmes de reconstruction présentent trop de différences pour être comparés.

La figure 6.9 résume les flots de données acceptés sous ces conditions par les processeurs les plus utilisés. Il s'agit de vitesses de pointe qui ne prennent pas en compte les performances des bus. A titre d'exemple, le transputer T800 peut absorber un flot de $4 \cdot 10^6$ données par secondes. Ce chiffre doit être combiné avec le débit plus faible de ses interfaces série ($2 \cdot 10^5$ données par secondes) pour donner les performances réelles d'un système qui les utilise.

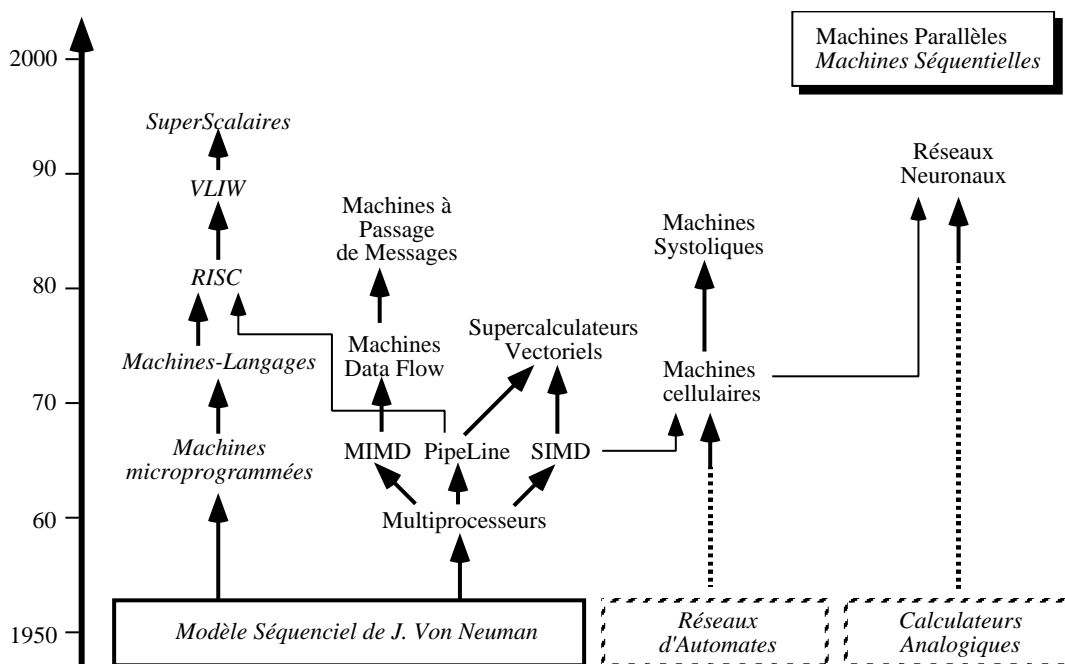


Figure 6.8: Evolution des architectures de processeurs [46].

6.2.3 Caractéristiques des bus

Le paragraphe 6.1.4 met en évidence trois types de réseaux

- Synchronisation.
- Acquisition.
- Contrôle.

Cette classification se rapporte au type d'information transportée et non à l'appareillage. Ce paragraphe résume les capacités des bus de communication actuellement utilisés.

On distingue ici trois types de bus, selon l'étendue du domaine qu'ils accèdent:

- Les bus des processeurs.
- Les bus d'instrumentation.
- les liaisons séries.

Bus de processeur

Le bus de processeur accède à l'environnement immédiat du composant. Il fait le lien avec sa mémoire externe et ses périphériques. Il n'est pas conçu pour abriter plusieurs processeurs. Ses mécanismes d'arbitrages sont limités. Ce bus est spécifique à une série de processeurs et à un constructeur. Certains standards industriels sont ouverts et permettent l'insertion de nombreux périphériques. C'est le cas des bus PC et Microchannel (IBM), du SBUS (SUN), du QBUS (Digital) et du NuBus (Apple). Cependant, ces bus ne sont pas adaptés à l'instrumentation du fait de leur contraintes mécaniques et des protocoles d'échanges de données. Ils sont trop liés à l'architecture d'un processeur pour être la base d'un système d'instrumentation.

Bus d'instrumentation

La conception d'un système nécessite un environnement modulaire et évolutif, tels les bus d'instrumentation. Un système est construit pour mesurer un phénomène précis. Ceci nécessite la construction d'un nombre limité de cartes spécialisées. Le bus d'instrumentation fournit une réglementation générale de l'environnement des cartes et de l'échange des données.

Il est conçu pour remplir les fonctions du réseau de synchronisation, d'acquisition et de contrôle. Les standards prévoient un environnement mécanique et connectique souple, dans l'enceinte d'un châssis. Le protocole de communication fournit des mécanismes d'arbitrage entre plusieurs processeurs, ainsi que des mécanismes d'interruption. L'arbitrage est nécessaire au réseau de contrôle. A

l'aide des interruptions, le bus d'instrumentation peut synchroniser les éléments du système. Sa précision est cependant moindre que celle d'un système câblé.

La figure 6.9 résume les vitesses de transfert des bus d'instrumentation actuels. Le **GPIB** est un des premiers standards à être apparu sur le marché. Son évolution conduit vers le **VXI**.

Le standard **VME** est apparu dans les années 80. Son successeur est le Futu-rebus+ [47].

Les quatre standards précédents sont industriels. Le **Fastbus** est un produit développé par la physique des hautes énergies. Cependant, l'absence d'un large support industriel rend sa maintenance coûteuse. C'est l'une des raisons qui ont amené la collaboration ALEPH à l'abandonner au profit du VME. L'expérience DELPHI n'utilise qu'un seul type de processeurs Fastbus et ne semble pas rencontrer de problèmes de cet ordre.

Bus d'instrumentation inter-châssis

La norme Fastbus a été la première à définir le transfert d'information entre deux châssis. Elle a été suivie depuis par les standards industriels: le bus vertical est un bus d'instrumentation qui relie plusieurs châssis VME. Le MXI joue un rôle similaire pour le VXI.

Les systèmes qui privilégient le traitement centraliste de données doivent faire face à des flots de données supérieurs aux capacités des bus d'instrumentation classiques. La figure 6.9 montre que les performances du bus d'acquisition de D0 sont supérieures à celles des bus d'instrumentation inter-châssis. Son débit est 8.10^7 données par secondes [31]. A titre de comparaison, le bus vertical a un débit de 3.10^6 données par secondes [27]. CMS s'engage dans la voie ouverte par D0 et prévoit la construction d'un bus d'acquisition ayant un débit de 6.10^9 données par secondes.

Les liaisons séries

Les vitesses de trois liaisons séries sont également portées sur la figure 6.9. Ces bus transfèrent les bits des données les uns à la suite des autres, sur un câble unique, d'où la dénomination de liaison série.

La liaison **RS232** est essentiellement utilisée pour le contrôle d'appareillages lents. **Ethernet** est plus rapide mais insuffisamment pour être utilisé en tant que bus d'acquisition. Il est généralement utilisé comme bus de contrôle et peut synchroniser la mise en route des différents composants du détecteur (voir paragraphe 6.4).

La **liaison série des transputers** est une liaison de point à point. Sa vitesse est suffisante pour le passage de messages entre transputers. Les concepteurs de cette technologie ont conçu ce bus en tant que bus de synchronisation. Sa vitesse de transfert est inférieure d'un facteur 100 par rapport aux bus VME et Fastbus.

Reconstruction et analyse

Le dernier élément de la chaîne d'acquisition sont les programmes de reconstruction et d'analyse. Le flux de données qu'ils acceptent ne peut être estimé que grossièrement.

Dans le cas de H1, le taux de mise sur bande est de 10 Hertz, pour des événements de 200 Kbytes. Avec la seule réjection intermédiaire de la ferme de reconstruction, la fréquence des événements présentant un intérêt pour la physique est comprise entre le Hertz et le dixième de Hertz. Seuls un centième de ces événements sont en rapport avec des phénomènes nouveaux. Ces domaines sont inscrits sur la figure 6.9 et ne donnent qu'un ordre de grandeur.

6.2.4 Acceptance des bus d'acquisition des données de déclenchement

Le paragraphe 5.3 montre que l'implémentation de systèmes de déclenchement intermédiaires est inévitable pour réduire le flux de données des futures expériences. Plusieurs types d'architecture y sont évoqués. Ce paragraphe estime la quantité de données et l'acceptance que ces futurs systèmes de déclenchement. Cette estimation, qui n'est faite dans aucune des lettres d'intention, s'appuie sur l'expérience de H1.

Exemple de H1: réjection parallèle à l'acquisition

Les deux systèmes de déclenchement intermédiaires de H1 (L2 et L3) utilisent des données réduites du détecteur produites par le premier niveau (sommes d'énergie des tours de déclenchement du calorimètre, et direction des particules provenant des chambres fils). Une décision négative rejette l'événement traité en parallèle par la chaîne d'acquisition.

Les données leur sont transmises à travers un bus d'acquisition rapide. Ce bus est fortement parallèle. Son électronique de communication opère une suppression de zéros sur les données transportées. Il est directement connecté à la mémoire du processeur RISC L3.

Ces deux systèmes devraient prendre une décision de rejet respectivement en $20 \mu s$ et $100 \mu s$. Un cycle du bus de déclenchement dure environ $100 ns$. Il est fortement parallèle. Toutes les valeurs sont disponibles en quelques microsecondes. Le flot de données/seconde en pointe est d'environ $5 \cdot 10^7$ et comparable à celui du bus VME.

Flot des données de déclenchement pour les futures expériences

Les collaborations L3p et SDC prévoient également l'utilisation de systèmes de déclenchement qui fonctionnent en parallèle avec la chaîne d'acquisition. Leur lettre d'intention n'évoque pas le flot de données que ces systèmes devront traiter.

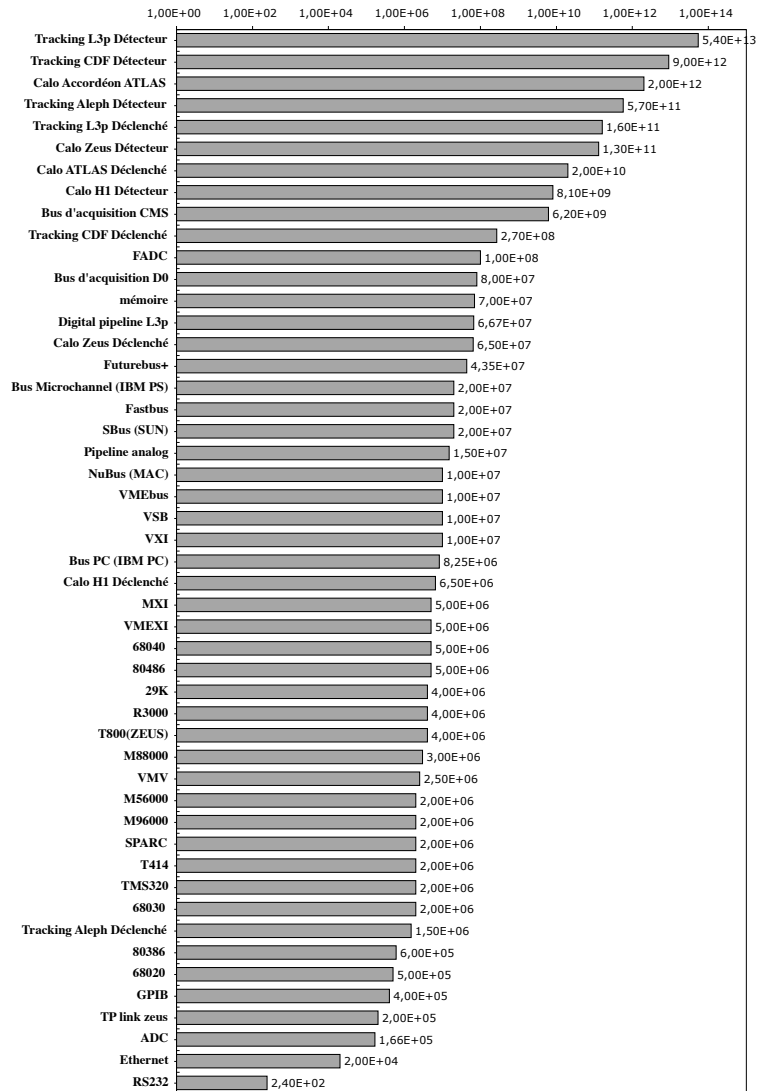


Figure 6.9: Récapitulatif: les composants des acquisitions de données, quellequeroit leur nature restent classables d'après le flux de données qu'ils consomment ou produisent. L'encodage de la plupart des détecteurs classiques comme le calorimètre H1 (Calo H1 Déclenché) les ramènent dans la gamme de vitesse des bus et des processeurs. Ce n'est pas le cas pour D0, ZEUS et les projets LHC. Les flux de données traités par les analyses de physique sont figurés pour mémoire.

Une évaluation peut se faire en considérant que les algorithmes font essentiellement des recherches de coïncidences. Un sous-détecteur donne une valeur pour chaque portion d'espace. Un millier de canaux de déclenchement couvrent chacun une portion d'espace dont l'angle au sommet est d'environ 10 degrés. Les quatre sous-détecteurs principaux fournissent ces données (chambre à fils, calorimètres électromagnétique et hadronique, détecteur de muons). Pour une coupure à un sigma de bruit, le nombre de données est 1200. Le temps de latence de L2 prévu par SDC est compris entre $10\ \mu s$ et $50\ \mu s$. Le bus devrait avoir une vitesse de pointe de 10^9 données par secondes. (La lettre d'intention de L3p ne précise pas de temps). Cette vitesse est proche de celle que CMS prévoit pour son bus d'acquisition (6.10^9 données par secondes).

Le bus d'acquisition des données de déclenchement participe à la réduction du nombre d'événements. Sa vitesse est, dans le cas de H1, un facteur important pour réduire le temps mort. Ses contraintes sont plus simples de celles des bus d'acquisition. Le bus de déclenchement porte sur de petites distances et peut être très parallèle. Le protocole de transfert est plus simple que celui d'un bus d'acquisition.

Dès lors, l'effort porté à sa conception, augmente la sélectivité du filtrage des événements et réduit le flot de données. Le développement de bus d'instrumentation plus rapides que les standards industriels reste donc épargné.

Réjection série

La collaboration ATLAS prévoit d'effectuer la réjection intermédiaire sur les processeurs de la chaîne d'acquisition, et non pas parallèlement à celle-ci.

Le temps de latence est $1\ ms$. La mise en série de la fonction *déclenchement et traitement* nécessite des vitesses de transfert importantes. L'utilisation des *switching networks* provenant des techniques de télécommunication est envisagée. La collaboration a choisi d'opérer la réjection intermédiaire sur les données complètes du sous-détecteurs.

La réjection et la correction sont deux opérations qui n'ont pas la même subsidiarité. La correction est effectuée au niveau d'un canal, et la réjection emploie des données du détecteur complet. L'organisation des chemins de données est différente. Effectuer une réjection en parallèle permet de réduire très tôt le flot des données (entre $10\ \mu s$ et $100\ \mu s$).

Une architecture du type de ATLAS demande plus d'innovations technologiques que celle de H1 ou de SDC. L'une des raisons étant de pouvoir opérer une réjection sur les données complètes. A titre de remarque, le réseau de transputers de l'acquisition de ZEUS dispose de toutes les données du détecteur. Elles sont cependant réduites par la première couche du réseau en sommes et directions élémentaires [39]. L'architecture en série est justifiée si les critères de réjection intermédiaires en amont de la chaîne d'acquisition devenaient plus complexes.

6.2.5 Calcul pratique à partir des acceptances

Le nombre d'appareils travaillant en parallèle est égal au flux de données divisé par leur acceptance. Elles donnent la relation entre le volume d'un cube de la représentation en trois dimensions et sa largeur.

Plusieurs exemples de calcul concernant le calorimètre de H1 montrent comment estimer le nombre d'éléments parallèles dans un système d'acquisition.

Nombre de processeurs DSP pour H1

Le calorimètre de H1 délivre $7 \cdot 10^6$ données par secondes (figure 6.9). Le processeur DSP qui doit les traiter accepte un flux maximum de $2 \cdot 10^6$. Le tableau 6.2 montre que la vitesse réelle d'un programme DSP atteint environ la moitié de la vitesse de pointe du processeur, soit 10^6 . 7 DSP absorberaient le flot de données du calorimètre. Pour réduire le temps mort à 10%, il faut employer dix fois plus de processeurs. Le système d'acquisition du calorimètre de H1 contient 72 DSP, ce qui correspond à cette estimation.

Réduction du flux

L'exemple qui suit concerne le nombre de processeurs *event builder* qui transfèrent les données corrigées par les DSP vers l'acquisition centrale. Le temps nécessaire à cette opération est actuellement de 3.5 ms pour des événements de taille moyenne (5Kbytes) (voir paragraphe 5.1.2).

Les systèmes de déclenchement intermédiaires de H1 (L2 et L3) calculent des critères de réjection. Le processeur *event builder* démarre sur une décision positive du troisième niveau. Le taux de réjection combiné des deux niveaux de déclenchement sera de l'ordre de 10.

Le *temps de traitement apparent* de l'*event builder* est réduit à $500 \mu\text{s}$. L'opération de lecture ne saturera plus la chaîne d'acquisition comme c'est le cas actuellement. Son temps de traitement est inférieur au temps mort de premier ordre du calorimètre (1.1 ms). Un seul processeur est suffisant.

6.3 Difficulté de la mise en place de la subsidiarité

La tendance en matière d'instrumentation est de rendre les appareils de plus en plus *intelligents* (oscilloscope, analyseurs, micro-contrôleurs), ce qui va dans le sens des systèmes subsidiaires. L'appareillage doit fournir des données aussi indépendantes du système de mesure que possible. Les données doivent être corrigées en ligne. L'autre approche considère que toutes les imperfections du détecteur pourront être supprimées de manière centrale, par un processeur unique.

La solution optimale est une combinaison des deux points de vue. Ces deux tendances existent au sein de la communauté de la physique des hautes énergies. La subsidiarité n'est pas un principe remis en cause dans l'absolu, bien que son implémentation ne soit pas aisée, ainsi que le montrent les paragraphes qui suivent. Elle est un investissement rentable pour le partage des ressources et des responsabilités. La construction du système et le test du détecteur en sont considérablement facilités. Le taux de subsidiarité est le critère dominant d'une architecture. Il reflète en définitive les méthodes de travail et l'expérience des concepteurs.

Les paragraphes qui suivent évoquent certains problèmes apparus dans le système d'acquisition des chambres à fils de H1. Ces problèmes sont liés au manque de subsidiarité. Une solution alternative est proposée: elle respecte plus rigoureusement le principe d'architecture subsidiaire.

6.3.1 Choix de la place du contrôleur: exemple des chambres à fils de H1.

La mise en fonction de la suppression de zéros des chambres à dérive de H1 fut retardée de 10 mois par l'instabilité d'un bus VME [48] qui fut résolue depuis. Dans ce système d'acquisition, la vitesse du bus dépasse les limites fixées par la norme VME. Cet exemple illustre la difficulté du choix de l'emplacement des contrôleurs.

Bus VME saturé

Les deux chambres à dérive de H1 représentent un total de 9520 fils. Le signal de chaque fils est échantillonné toutes les dix nanosecondes par un encodeur rapide (8 bits, 104 MHz). 256 valeurs sont stockées dans une mémoire circulaire. Ceci recouvre le temps de $2\mu s$ de dérive des chambres. 16 encodeurs sont intégrés sur une carte. Un châssis en contient 12. Le système comporte 50 châssis (voir figure 6.10).

La suppression de zéros est faite par une carte relative au châssis. Elle reçoit la totalité des données d'un châssis à travers un bus VME. Le flot de données dans ce bus est de $2 \cdot 10^7$ données par secondes. Cette vitesse dépasse le maximum de $1 \cdot 10^7$ données/s préconisé par la norme VME [49]. Le transfert des données est synchronisé par une horloge. Le destinataire reçoit les données sans fournir de signal d'*accusé de réception* comme c'est le cas dans la norme VME. C'est ce transfert qui fut à la base d'un grand nombre d'instabilités.

Réduction des données par la correction

Ce haut débit n'aurait pas lieu d'être si la suppression de zéros était réalisée sur la carte d'encodage, ce qui correspond à une plus grande subsidiarité. Le débit au

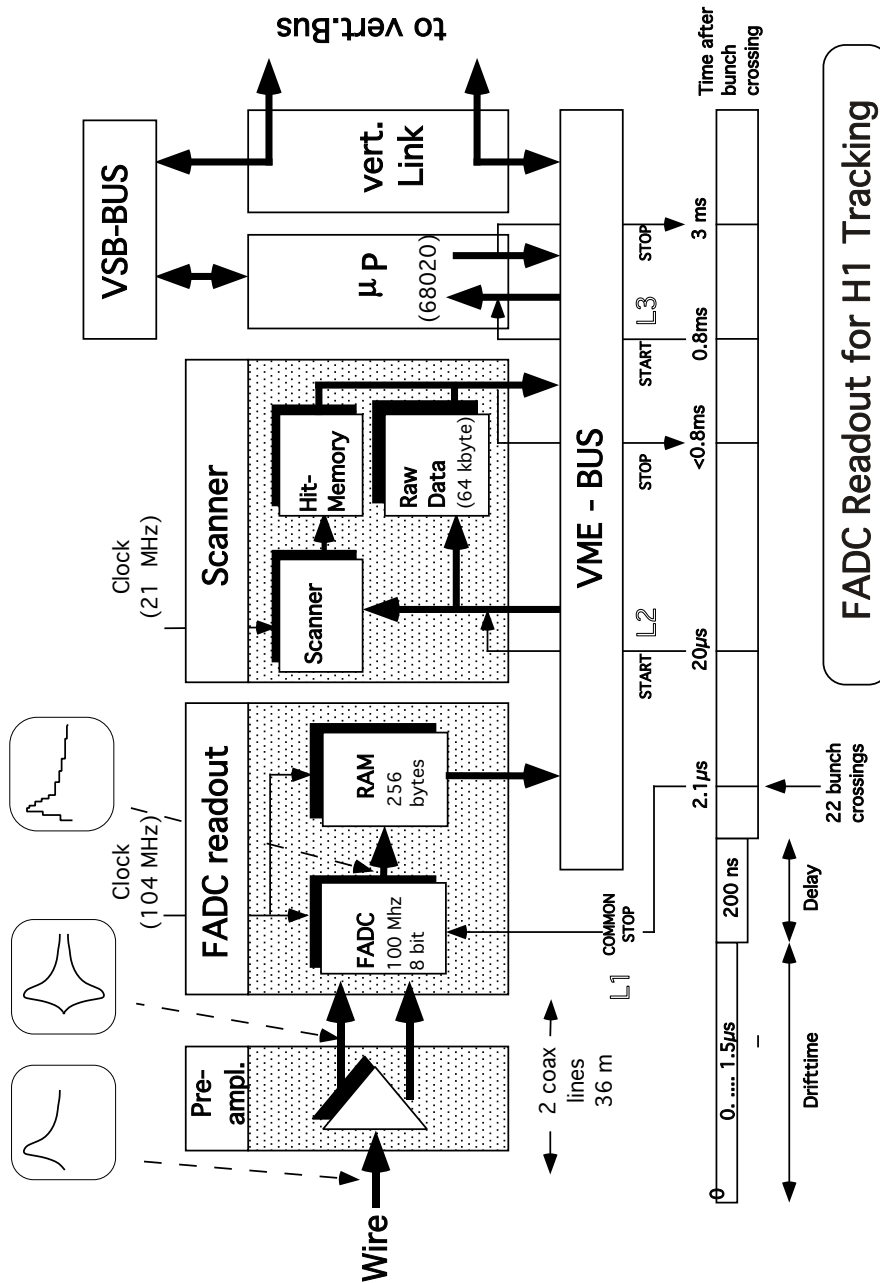


Figure 6.10: Système d'acquisition des chambres à dérive de H1. La suppression de zéros est exécutée sur la scanner. Le flot de données entre le processeur et le scanner est trop élevé et fut à l'origine de nombreuses instabilités. Le principe de subsidiarité conseille d'effectuer la suppression de zéros au plus proche de l'encodage.

niveau de la carte est de l'ordre de 10^6 données par secondes, ce qui correspond au flux limite d'un processeur DSP56001 (voir figure 6.9). Une subsidiarité maximum serait atteinte si un processeur était lié à un canal unique. Le flot serait alors de 10^5 données/s.

Emploi des DSP

La suppression de zéros et la correction des données des chambres à fils de H1 pourrait être exécutées sur des processeurs de traitement de signal (DSP).

Le processeur DSP est *encastrable*¹. Le composant contient l'environnement nécessaire à son fonctionnement (horloge, liaisons séries et parallèle, gestion des interruptions). Son emploi n'a posé aucun problème d'intégration majeur aux groupes des calorimètres de H1 et de ZEUS [50].

La mise en place d'un processeur par canal n'est pas envisageable car le volume d'électronique serait trop élevé. Le système actuel utilise une carte support de 32 cm par 27cm. L'intégration de quatre encodeurs et processeurs est envisageable. Dans ce cas de figure le nombre de processeurs est égal au nombre de canaux (9520). 2380 cartes seraient contenues par 199 châssis. En dehors de toutes autres considérations, la place est le facteur limitant pour cette option. Il serait possible de garder la multiplicité actuelle en n'intégrant qu'un seul processeur par carte (un composant pour 16 canaux), tout en respectant l'acceptance d'un DSP. Ceci représente 600 processeurs. A titre de comparaison, le système d'acquisition de calorimètre de ZEUS en contient 520 [36].

6.3.2 Difficultés de programmation

Le processeur DSP permet d'atteindre le maximum de subsidiarité. Toutefois, pour atteindre les performances requises, ce composant ne se programme pas de manière classique. Ce paragraphe évoque les difficultés de programmation des processeurs situés en amont d'un système d'acquisition.

Le flux du DSP56001 calculé au paragraphe 6.2.2 correspond à une performance maximum. Le processeur DSP56001 est utilisé actuellement par plusieurs systèmes et le tableau 6.1 montre que la vitesse des différents programmes atteignent la moitié de la vitesse de pointe du processeur.

Avec un flux de 10^6 données par seconde, la vitesse d'un programme DSP reste compatible avec la quantité de données produites par une carte ADC, dans l'exemple précédent des chambres à fils de H1. En ne choisissant pas cette alternative, les concepteurs du système ont préféré reporter toutes les contraintes sur un bus rapide. Cette démarche est proche de celle de la collaboration D0.

La programmation des DSP56001 demande une longue optimisation pour atteindre les performances indiquées au tableau 6.1. La boucle critique qui effectue les corrections sur les données du calorimètre de H1 représente une centaine

¹Le terme anglais est *Embedded processor*

	Temps de traitement	Nombre de canaux /DSP	Nombre d'échantillons	Flux (données/s)	ref
μ Vertex OPAL	3 ms	630	5	$\approx 1.10^6$	[19]
Calorimètre H1	1.2 ms	1024	1	$\approx 8.510^5$	[3]
Déclenchement Calo. H1	1.2 ms	64	24	$\approx 1.310^6$	
Calorimètre ZEUS	1 ms	24	50	$\approx 1.210^6$	[22]

Tableau 6.1: Vitesses réelles des programmes DSP56001. Vitesse de pointe 2.10^6 données/s. Ces programmes exécutent principalement une boucle critique de suppression de zéros et de correction des données.

d'instructions en langage machine. L'optimisation de cette boucle a demandé le travail d'un expert pendant une année. Le langage C existant pour ce processeur n'atteint pas ces performances. Il peut par contre être utilisé pour les parties non critiques du programme. Ceci n'a pas été le cas dans H1 pour des raisons d'espace mémoire réduit.

Le micro-code exécuté par le DSP contient une part importante de métrologie et de physique. Il concentre le savoir-faire de l'expert et les exigences du physicien. Cet environnement contraignant pour le physicien peut provoquer des blocages. Ceci fut le cas dans le groupe du calorimètre de H1. Le développement d'un micro-code à *forte teneur* en physique nécessite un partage des tâches rigoureux entre ingénieurs et physiciens. L'équilibre entre les performances en temps et l'acuité des corrections est difficile à atteindre.

L'analyse temps-charge des chambres à fils de H1 en est un autre exemple. Il avait été prévu initialement qu'elle fut effectuée par un processeur 68020 dans chaque châssis d'encodage. Un code suffisamment rapide n'a pu émerger des groupes de physiciens travaillant sur l'analyse temps-charge. Cette tâche systématique est maintenant effectuée par la ferme de processeurs de H1 (L4). L'environnement de programmation y est plus souple. Les algorithmes sont écrits en langages évolués. Les contraintes d'optimisation et d'organisation du code sont fortement allégées, au prix d'une saturation des réseaux d'acquisition.

6.3.3 Validité des corrections

Les corrections effectuées en ligne représentent de fortes puissances de calcul. Elles réduisent la quantité de données en augmentant la quantité d'information. Il est important de prévoir des programmes de test où la qualité des corrections puissent être validée par les physiciens qui analyseront les futures données.

La suppression de zéros a été perçue au début de l'expérience H1 comme une perte d'information, bien qu'une coupure en dessous du seuil de bruit ne se justifie pas du point de vue du traitement du signal. Aujourd'hui, les seuils de coupures

appliqués au calorimètre sont un compromis entre la réduction de la quantité de données et la qualité de la mesure. Les intensités des perturbations ne sont pas uniformes dans le calorimètre.

Les seuils sont fixés en fonction du rapport signal sur bruit moyen des secteurs du calorimètre. Il dépend de la géométrie des cellules de détection (intensité du signal) et de leur position par rapport à l'axe de l'accélérateur (bruit de faisceau).

Perturbation dues aux contrôleurs

L'intégration de processeurs en amont de la chaîne d'acquisition améliore la subsidiarité du système, mais peut perturber la mesure. Ce problème fut rencontré lors de la construction de l'acquisition du calorimètre de H1.

Ses DSP ne sont pas directement intégrés sur la carte d'encodage, mais sur les séquenceurs qui leur sont adjoints. Une perturbation de l'encodage due à la lecture de la valeur précédente par le DSP a été observée. La conversion et la lecture par les DSP se faisaient au même moment. Ceci avait pour effet de tronquer le résultat de la conversion. Le temps mort du calorimètre a été depuis rallongé pour que l'encodage et la lecture soient alternés (1.1 *ms* au lieu de 800 μs). Cette contrainte serait à prendre en compte dans alternative proposée plus haut pour les chambres à fils de H1.

6.3.4 Activations des tâches

Dans la discussion sur le temps mort du paragraphe 4.1, les temps de traitement étaient considérés constants. Suite à la suppression de zéros, le système doit gérer le caractère aléatoire des événements de taille variable. Le temps nécessaire à leur traitement peut dépendre du contenu de l'événement, comme c'est le cas pour la reconstruction. Le système n'est plus systolique, comme la phase de suppression de zéros ou d'encodage. Il doit absorber les irrégularités du flot de données et optimiser l'utilisation de la puissance de calcul. **Cette contrainte est présente dans tous les systèmes d'acquisition.** Ce paragraphe décrit les différentes solutions adoptées.

Gestion du temps de calcul dans un système à processeurs parallèles

Quand l'acceptance d'un appareil est inférieure au flot de données, plusieurs composants sont mis en parallèle. Leur multiplicité est directement proportionnelle à l'acceptance. Cette solution est la plus largement utilisée, notamment par les étapes de reconstruction et de filtrage.

Dans le cas de la ferme de processeurs RISC R3000 de H1 (voir paragraphe 5.2.2 sur les systèmes de déclenchement), les événements sont distribués par un processeur 68020 sur les processeurs libres. Le serveur d'événements gère et régularise le caractère aléatoire du traitement [51]. Le temps imparti au serveur d'événements est très court face au temps nécessaire à une reconstruction.

Ceci n'est pas le cas dans la ferme de processeurs de CDF responsable du déclenchement de troisième niveau. Les critères de réjections sont calculés par une ferme de processeurs 68020 [52]. Les événements sont répartis par un VAX, à travers un bus d'instrumentation FASTBUS. Le temps nécessaire à cette gestion est de l'ordre de 5-10 milli-secondes. Ce temps est utilisé par le protocole de communication entre la ferme et le VAX. Il utilise le système d'interruption du FASTBUS et les files d'attente du système d'exploitation du VAX [53]. Ces mécanismes sont lents.

Dans ces deux exemples, la gestion du caractère aléatoire du traitement des événements suit un algorithme simple. La principale contrainte réside dans l'interface entre les processeurs de la ferme et le processeur de gestion.

Cette contrainte se retrouve également dans le système d'acquisition de D0, qui est confronté à un problème similaire. La réjection de niveau 2 est effectuée par un groupe de 50 VAX parallèles (voir paragraphe 5.2.2). Un VAX est entièrement dédié à la gestion du caractère aléatoire du traitement. Son programme décide lequel des processeurs et des 8 bus d'acquisition seront utilisés. La gestion ne concerne pas uniquement les processeurs comme dans les deux exemples précédents, mais également le réseau d'acquisition [26][37]. L'utilisation des *switching networks* pour les futurs systèmes d'acquisition pose un problème semblable quoique plus complexe.

Gestion du temps de calcul d'un processeur par un système temps réel

Dans un autre cas de figure, l'acceptance du processeur est compatible avec le flot de données. Cette configuration est celle de l'*event builder* du système d'acquisition du calorimètre de H1. C'est ce qui est montré dans l'exemple de calcul du nombre d'appareils en parallèle du paragraphe 6.2.5.

Il doit exécuter deux tâches de priorités différentes. La tâche prioritaire est actionnée par un déclenchement de troisième niveau (L3). Elle lit les données corrigées par les DSP. L'autre tâche transfère les événements vers l'acquisition centrale du détecteur [1]. La figure 6.11 montre la structure du programme. Les deux tâches communiquent par une mémoire circulaire. Leur activation est gérée par un noyau temps réel (VRTX, Ready System's). D'autres tâches de surveillance et contrôle du système sont exécutées avec des priorités inférieures. L'utilisation de la puissance de calcul du processeur est optimisée. La figure 6.12 montre le fonctionnement du programme dans des conditions réelles:

- **en haut**: les trois signaux enregistrés décrivent le déroulement d'une acquisition. Le premier signal (en haut) est actif pendant toute la durée du temps mort de premier ordre. Ce signal est équivalent au signal de saturation évoqué au paragraphe 4.1.2. Le front positif correspond à un déclenchement de premier niveau. Aucun déclenchement n'est accepté durant la période 1. Il devient négatif à la fin de la séquence d'encodage et de correction par les DSP. Le second signal (au milieu) est le signal d'occupation du bus

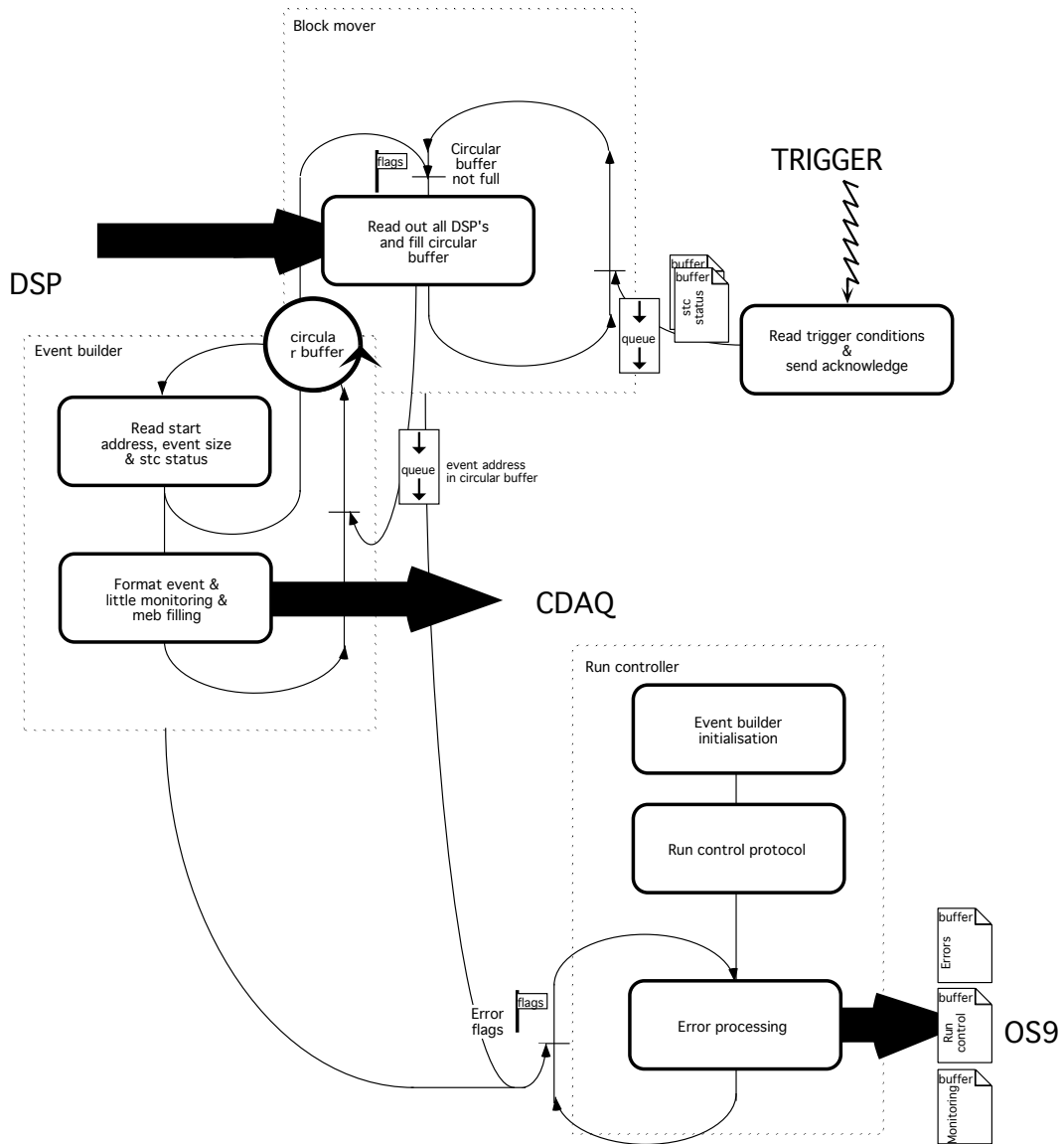


Figure 6.11: Le programme de l'*event builder* est structuré en deux tâches de priorité différentes gérées par un noyau temps réel. Le temps mort de premier ordre ne dépend plus que de la tâche de plus haute priorité (voir figure 6.12). L'utilisation de la puissance de calcul est optimisée.

d'acquisition. Ce bus est un VSB (voir figure 6.1). Le signal correspond à la ligne PAS*². La période 2 est la lecture des données corrigées par l'*event builder*. La période 3 correspond à l'envoi de l'événement vers l'acquisition centrale qui se fait à travers un bus VME. Le signal qui décrit cette période (en bas) est le signal d'occupation du bus³. Ces trois signaux reflètent les périodes d'activités des DSP, de la tâche de lecture des DSP et de la tâche d'envoi des événements vers l'acquisition centrale.

- **au milieu** La figure suivante montre un déclenchement qui survient pendant l'envoi de l'événement précédent. Cette tâche, moins prioritaire, laisse place à la lecture de données des DSP du second événement. Elle reprend une fois la lecture terminée. Ceci montre la gestion du système temps réel. Le temps nécessaire au système est de l'ordre de 20 μs . Il est négligeable par rapport aux temps de transfert.
- **en bas**: La troisième figure montre le traitement d'un événement qui apparaît pendant la correction de l'événement précédent. Le DSP peut gérer deux événements. Il accepte le nouveau déclenchement, mais reste saturé jusqu'à ce que la mémoire où il a stocké le premier événement soit libérée par l'*event builder*. Le programme du DSP est également structuré en tâches [50].

Ces exemples montrent la répartition de la puissance de calcul des processeurs vers les tâches les plus prioritaires. Cette gestion est faite en partie par un noyau temps réel qui joue un rôle d'arbitre équivalent aux serveurs d'événements cités plus haut. La décision est prise dans un temps négligeable par rapport au temps de traitement complet. Ce système régule les temps d'apparition des déclenchements. Cette régulation est mise en évidence par la figure 5.8, qui montre la fraction de temps pendant laquelle l'acquisition est saturée, en fonction de la fréquence moyenne des déclenchements.

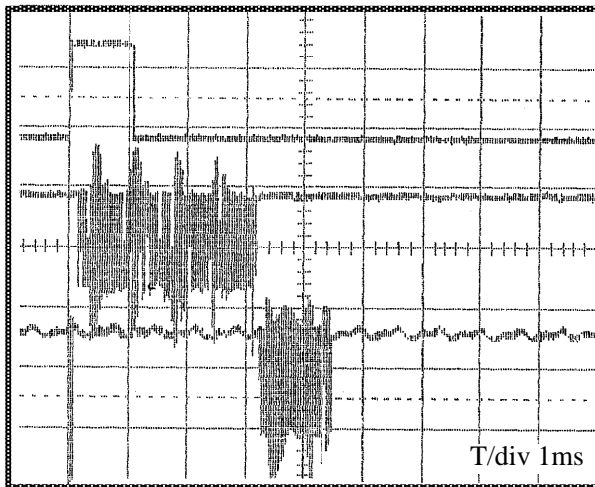
L'articulation du programme de l'*event builder* permet de réduire le temps mort. Le traitement total de l'*event builder* prend 3.4ms. Il est remplacé par la tâche prioritaire qui est plus courte (1.2ms). La seconde tâche est précédée d'une file d'attente très profonde et ne participe au temps mort qu'autour du régime de saturation.

6.3.5 Souplesse des interfaces entre les tâches d'acquisition

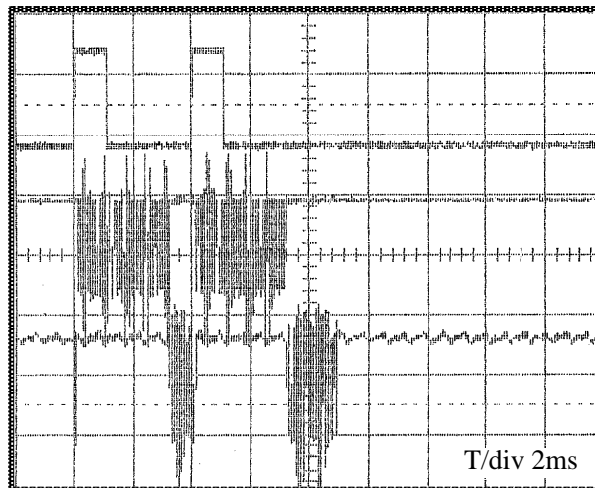
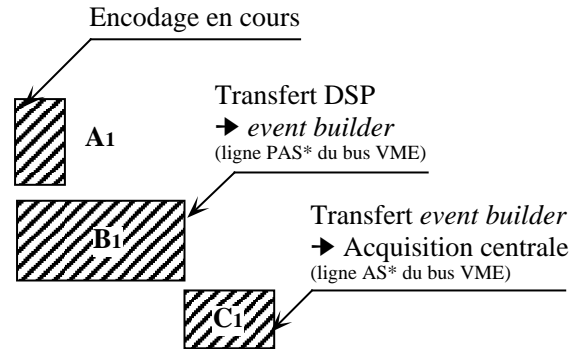
Le paragraphe précédent montre deux exemples d'optimisation de la puissance de calcul d'un système. Un programme de gestion répartit le travail selon sa priorité et selon la disponibilité du matériel. Les données doivent être stockées temporairement en l'attente de leur traitement. Sans cette souplesse, la gestion des tâches

²Physical Address Strobe

³AS, Address Strobe

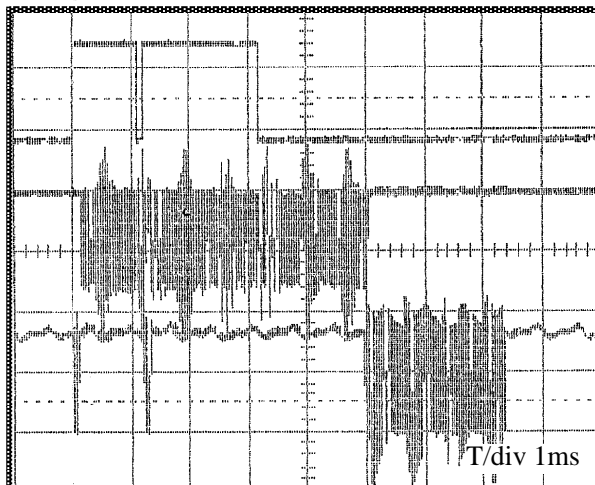
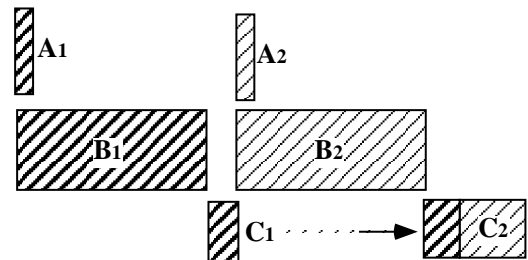


Déclenchement unique:
 les 3 phases d'acquisition s'enchainent.
 Le temps mort est du premier ordre.



Déclenchements superposés sur la troisième phase:

La phase C1 est interrompue par le noyau temps réel en faveur de la phase B2. C1 reprend une fois B2 terminée. Le temps mort est du premier ordre.



Déclenchements superposés sur la deuxième phase:

Le second est encodé et stocké par le DSP pendant la lecture du premier événement. Le DSP **bloque** tout nouveau déclenchement. Le temps mort est de deuxième ordre.

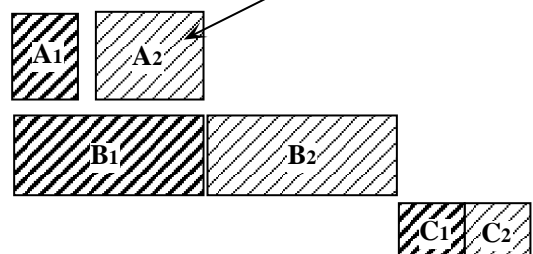


Figure 6.12: La construction d'événements successifs par un système multitâches se traduit par une complexité des signaux de synchronisation. La minimisation du temps mort qui en résulte est ici visualisée pour trois cas de figure.

du système n'aurait aucun sens. Ce paragraphe discute de deux méthodes de stockage temporaire de l'information:

- Gestion circulaire de la mémoire.
- Gestion de la mémoire par blocs.

Principe de la gestion circulaire

La gestion circulaire de la mémoire empile les données les unes à la suite des autres. La tâche productrice stocke l'information vers un emplacement libre pointé par un *pointeur-production* 6.13. La tâche consommatrice accède aux données pointées par un *pointeur-consommation*. Chaque tâche gère son pointeur. Il est re-initialisé vers la base de la mémoire une fois son maximum atteint. Les deux pointeurs ne peuvent pas se *dépasser*. La gestion circulaire est optimale du point de vue de la place mémoire. L'espace est entièrement utilisé. La taille maximum d'un événement est la taille totale de la mémoire.

Principe de la gestion par blocs

La gestion par blocs segmente la mémoire en blocs de taille fixe. La disponibilité des blocs est gérée par une table. La gestion par blocs connaît *a priori* la taille maximum de l'événement qu'elle aura à stocker. La taille des blocs est statique. L'utilisation de l'emplacement mémoire n'est pas optimisée. Le paragraphe suivant traite des tailles mémoires nécessaires et notamment du problème de l'événement maximum.

Difficulté de programmation

Les deux tâches de l'*event builder* du calorimètre de H1 communiquent à travers une mémoire circulaire (figure 6.12). La seconde tâche envoie les événements vers l'acquisition centrale par l'intermédiaire d'une mémoire double-accès. La gestion de cette mémoire est faite par blocs [54]. La programmation du code de l'*event builder* est une bonne comparaison des deux méthodes.

Les deux points de comparaison sont la complexité et la mise au point. L'expérience montre que la gestion circulaire est plus délicate à programmer et à tester que la gestion par blocs. Pendant la phase de mise au point, le système peut se bloquer. L'historique des événements est difficile à retrouver du fait de l'enchaînement des données. La gestion par blocs est plus naturelle pour un débogueur.

Efficacités comparées

Le protocole entre l'acquisition centrale et les sous-détecteurs de H1 prévoit que chaque élément initialise la taille maximum des événements en début de prise de données.

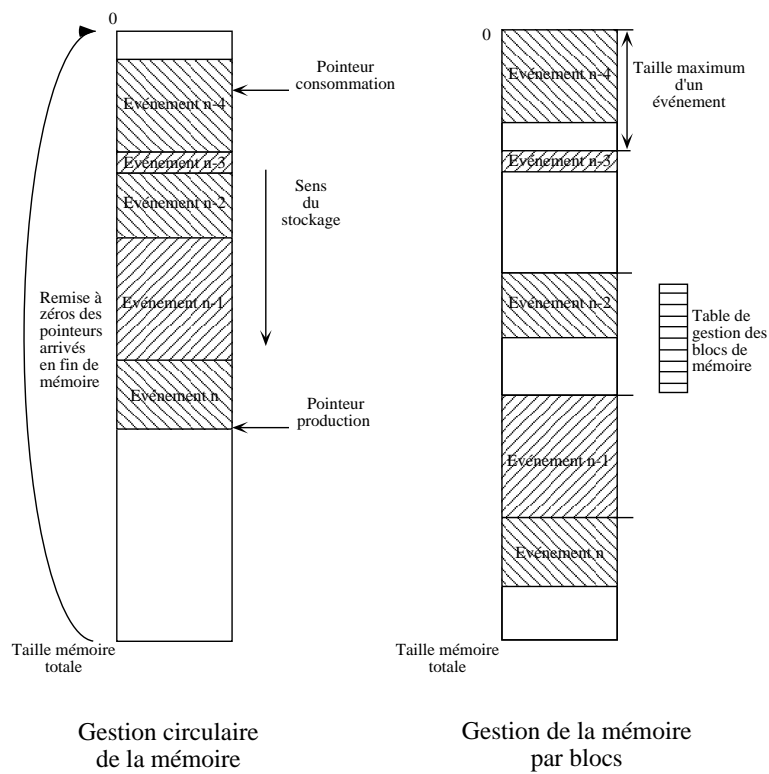


Figure 6.13: Gestion par blocs et gestion circulaire des mémoires d'interfaces. La gestion circulaire de la mémoire est plus délicate à mettre en œuvre que la gestion par bloc. Elle est cependant inévitable lorsqu'il s'agit de synchroniser efficacement un producteur et un consommateur.

Initialement, le protocole prévoyait l'utilisation de deux blocs de mémoire si la taille d'un événement dépassait cette taille initiale. La gestion des blocs incombe dans ce cas au producteur. L'*event builder* du calorimètre donne à ces blocs la taille maximum des événements produits par le sous-détecteur (événements non zéros-supprimés). Il évite ainsi la gestion compliquée d'un événement réparti sur plusieurs blocs. Cette profondeur de stockage fournit suffisamment de souplesse à l'interface entre le calorimètre et l'acquisition centrale. Elle reste compatible avec la taille de 2 Mbytes de la mémoire double-accès.

Ceci n'est plus le cas pour la taille maximum des événements produits par les chambres à fils. Les interactions de bruit de fond produisent des *bouffées* de données dans certaines parties du détecteur. Ces événements sont trop larges pour la quantité de mémoire disponible. Ils sont définitivement tronqués. La gestion circulaire atteint plus lentement ces cas limites.

Emploi obligé de la gestion circulaire

Dans certains cas de figures, la gestion circulaire est logiquement incontournable. Ce cas se présente pour la tâche de lecture des données produites par les DSP du calorimètre de H1. La taille des données à transférer n'est connue qu'une fois le transfert terminé. Une gestion par blocs multiples ne peut pas être employée. En outre la mémoire circulaire est une interface naturelle entre deux tâches gérées par un noyau temps réel.

Objet élémentaire dans une mémoire circulaire et régulation du basculement des tâches

L'activation des tâches peut être décidée en fonction de la place relative des pointeurs *production* et *consommation*. Le choix de l'*objet élémentaire* stocké dans la mémoire est important. En effet, la tâche de lecture des données des DSP (productrice) est prioritaire par rapport au protocole de communication avec l'acquisition centrale (consommatrice). Mais elle peut être interrompue si la mémoire circulaire est saturée. La tâche consommatrice est alors réactivée. L'*objet élémentaire* correspond à la quantité de données minimum qui doit être consommée pour que la production reprenne. L'événement a été choisi comme objet élémentaire par la calorimètre. La gestion des pointeurs se fait à cette échelle. L'objet élémentaire aurait pu être le groupe de données produites par un DSP, ou la donnée elle-même. Le basculement entre les deux tâches serait trop fréquent dans ce cas. La gestion des tâches utiliserait toute la puissance de calcul. Le système se bloquerait à la première saturation. **Le choix de l'objet élémentaire est proche de celui de la constante de temps d'un système de régulation.** La gestion circulaire couplée à un noyau temps réel utilise la puissance de calcul et la mémoire de façon optimum.

Justification de l'emploi de la gestion par blocs pour les DSP

La gestion de la mémoire par blocs est plus simple que la gestion circulaire dans le cas où la taille maximum des données est connue. Le nombre de blocs doit être limité. Cette gestion est utilisée pour l'interface entre les DSP et l'*event builder*. Deux zones mémoire sont situées sur chaque carte DSP. Le basculement entre les deux blocs est câblé.

La théorie du temps mort du paragraphe 5.12 montre que le taux de perte d'événement est de 35 % pour deux mémoires tampon, et de 25 % pour trois (à une fréquence proche de la saturation). Une gestion à deux mémoires est un bon compromis entre le gain sur la quantité d'événements et la difficulté de gestion.

L'événement maximum

L'événement maximum est un événement qui n'a pas subi de suppression de zéros. Il contient le maximum de données fournies par un sous-détecteur. Pour le calorimètre de H1, sa taille est 50 fois celle de l'événement zéros-supprimé moyen (5Kbytes). Le paragraphe précédent évoque le problème rencontré par l'acquisition des chambres à fils de H1 face à la gestion de la mémoire. L'événement maximum a dans ce cas une taille de 25000 Kbytes, alors que la taille d'un événement typique est 80Kbytes. La taille de l'événement maximum n'est plus compatible avec les tailles des mémoires du système d'acquisition. En dehors des prises de données, la contrainte de l'événement maximum apparaît durant la calibration. De même, une prise de données sans suppression de zéros permet de vérifier la validité des corrections des contrôleurs du système. Un mode d'acquisition annexe doit être prévu si le système d'acquisition ne peut pas traiter l'événement maximum. Ce chemin parallèle n'a pas besoin d'être rapide.

6.4 Gestion des ressources et du développement

Le principe de subsidiarité ne s'applique pas qu'à l'architecture du système. Il se retrouve dans la programmation structurée et dans la gestion des tables de paramètres d'un détecteur.

6.4.1 Les paramètres d'un système

Le paragraphe 6.1.4 classe les chemins de l'information d'un système en trois types. Le bus de déclenchement transporte les signaux de synchronisation entre les éléments. Le bus d'acquisition transporte les données. Le bus de contrôle transporte les constantes et les programmes nécessaires au fonctionnement de l'appareillage. Cette information peut être classée en quatre catégories

- Les **modes opératoires**. Il s'agit en premier lieu des tables de présence des segmentations du système. Certaines parties du détecteur ou du matériel

peuvent être exclues de la prise de données pour tests ou réparations. Le mode opératoire concerne également le type de correction et les niveaux de suppression de zéros appliqués aux données. En dernier lieu, la prise de données nécessite une numérotation qui organise l'archivage des événements (numéro d'événement et de période de prise de données).

- Les **constantes physiques** du détecteur. Ceci englobe les constantes de calibration des canaux du détecteur, ainsi que les tables qui décrivent sa géométrie. Dans le cas du calorimètre de H1, ces constantes sont utilisées par les corrections effectuées par les DSP. Le programme de reconstruction n'a pas lieu de les connaître (voir paragraphe 6.2.1).
- **L'état du détecteur** rend compte des pannes des appareillages et de l'environnement physique de la détection comme les conditions de pressions, ou la pureté des gaz et des liquides du détecteur.
- Les **programmes**. Ceci concerne essentiellement les processeurs du système. Le séquençement de l'encodage nécessite également une suite d'instructions. Il s'agit de la suite de états des signaux du séquenceurs et des délais.

6.4.2 Echange et archivage des paramètres

Les échanges et l'archivage des paramètres du système dépendent de leur subsidiarité et de la fréquence de leurs modifications. Le paragraphe 4.2 décrit les segmentations du matériel et du détecteur. Les paramètres sont subsidiaires à une segmentation mais également à une période de temps. La présence d'un sous-détecteur est subsidiaire au sous-détecteur, mais également au temps de prise de données. Il correspond à la période minimum entre deux modifications de ce paramètre du mode opératoire. La subsidiarité détermine le mode et l'emplacement de l'archivage des paramètres du détecteur, ainsi que le protocole entre éléments du système.

Gestion du mode opératoire

La subsidiarité des compteurs d'événements et de prises de données est celle du détecteur. Leur gestion en revient à l'acquisition centrale du détecteur. Le cas de certains paramètres du mode opératoire est plus ambigu. Lors de la mise en place des protocoles de démarrage de prise de donnée de H1 (*run-control*), l'envoi de paramètres de l'acquisition centrale vers les sous-détecteurs a été longuement discutée. Pour le calorimètre, il s'agissait des paramètres de mode opératoire qui détermine le type de correction, le niveau de suppression de zéros et la présence des composants de la calorimétrie. Ils sont subsidiaires au calorimètre ou à certains de ces secteurs. Cependant, leurs modifications sont fréquentes. Ce petit groupe de paramètres qui décrivent complètement le mode opératoire du calorimètre

est modifié par les physiciens responsables de la prise de données. Le fait que ces paramètres soient gérés par l'acquisition centrale facilite la manipulation du détecteur.

Par opposition, les tables de présence des cartes du système sont gérées au niveau du sous-détecteur. La fréquence de leur modification est plus faible que celle des autres paramètres évoqués plus haut. C'est pourquoi leur modification incombe aux techniciens du sous-détecteur. Ils sont gérés à ce niveau. Ces deux exemples montrent que les responsabilités quant à l'utilisation du détecteur sont également subsidiaires. La gestion des paramètres du mode opératoire doit s'y adapter.

Gestion des constantes physiques et de l'état du détecteur

Ces deux types de paramètres doivent être accessibles au programme de reconstruction. A titre d'exemple, la pression atmosphérique peut modifier le comportement des chambres à muons de H1 (*strip chamber*). La fréquence de variation de ce paramètre est indépendante de la prise de données. Ceci est également le cas des constantes physiques et des pannes du détecteur. L'archivage ne suit pas l'organisation des données en événements, et prises de données.

Gestion des programmes

Les programmes évoluent tout au long de l'activité d'un détecteur. Les programmes d'acquisition du calorimètre de H1 sont l'œuvre d'une dizaine de personnes de provenances variées. Leur développement aurait été impossible sans le choix d'un langage et d'un environnement de développement commun. Le groupe du calorimètre de H1 a choisi de développer les programmes en langage C sous le système d'exploitation os9. L'archivage des différentes parties du programme a été faite à l'aide d'un fichier de dépendances.

6.5 Conclusion

La subsidiarité appliquée à la construction d'événement des calorimètres de H1 fonctionne bien. Toutefois, elle a été délicate à mettre au point. Les protocoles d'échange de données d'une étape de traitement à la suivante doivent être rigoureux. Une solution originale, utilise un noyau temps réel qui réduit le temps mort en optimisant la puissance de calcul des processeurs, sans augmenter le temps de traitement.

Un DSP par carte d'encodage permet de réduire le flot de données à une valeur acceptable pour un bus VME standard. D'autres exemples, tirés également de H1 et de D0, montrent que l'absence de subsidiarité, au contraire, force à développer des bus non-standard très rapides qui posent des problèmes de développement.

Une comparaison similaire des temps morts des calorimètres de H1 et de ZEUS au chapitre précédent, aboutissait à des résultats également positifs en faveur de l'architecture *classique* de H1, qui ne demande pas de recherche et développement exceptionnels.

Les arguments que nous avons développés dans cette conclusion sont essentiellement qualitatifs et pourraient être taxés de plaidoyer *pro domo*. C'est pourquoi nous avons essayé de les appuyer dans les trois pages suivantes par une analyse du rapport coût/performance pour deux expériences très voisines H1 et ZEUS.

6.6 Comparaison H1/Zeus: coût et performances

La collaboration Zeus a choisi l'option des technologies rapides: le calorimètre emploie la scintillation, et son système d'encodage induit un temps mort nul.

H1 utilise la technologie plus lente de l'argon liquide pour la calorimétrie. Son système d'acquisition à un temps mort moyen de 10 %. Quelle sont les performances des deux détecteurs? Quels sont leurs coûts?

6.6.1 Le temps mort optimal

Deux critères interviennent dans le choix du temps mort:

- La période du phénomène physique observé.
- Le coût technologique (complexité, pureté du signal, moyens financiers).

Coûts technologiques du temps mort

Le temps mort de premier ordre du calorimètre de H1 est donné par sa séquence d'encodage. 552 ADC travaillent en 1.1 *ms*.

Le prix d'une carte ADC est d'environ 10 000 francs français. Le système actuel en possède 70 (8 ADC par carte). A chaque carte ADC correspond un séquenceur et un processeur DSP. Ces cartes coutent 19 000 FF (6 000 francs suisses). L'électronique de multiplexage et les capacités des échantillonneur-bloqueurs coûtent 1 810 000 francs. **Le prix du système d'encodage du calorimètre de H1 est d'environ 3,2 millions de francs.** ⁴

Une autre solution pour réduire le temps mort consiste à dédoubler le nombre de mémoire des cellules de détection. C'est l'option choisie par le calorimètre de Zeus. Une file d'attente est ainsi introduite très en amont du système. La mémoire des cellules de détection est un double *pipeline analogique* à cinquante positions. A l'instant du déclenchement l'historique du signal est transféré dans l'autre pipeline. La prise de données peut reprendre une fois ce basculement effectué.

Le prix d'une carte analogique est de 6 000 francs (1 000\$). Le système d'encodage du calorimètre de Zeus en contient 2080. Les données sont traitées par 520 processeurs DSP56001. Chaque carte coûte ici 12 000 francs (2 000\$). **Le prix du système d'encodage du calorimètre de Zeus coûte environ 19 millions de francs.**

L'encodage et le traitement d'un des 24000 canaux électroniques du calorimètre de Zeus coûte 780 Francs. Le coût équivalent pour H1 est de 50 francs.

L'échantillonnage du signal implique un accroissement de la puissance de calcul du système d'acquisition. Le signal rapide du détecteur est échantillonné toutes les 96 *ns*. Chaque canal produit donc 50 données. A chaque déclenchement

⁴Ces estimations ne tiennent pas compte du coût marginal des châssis. Il ne s'agit ici que de donner des ordres de grandeur.

le calorimètre de Zeus produit 120000 données et celui de H1, plus lent, en produit 65000. Le tableau 6.1 montre que les performances des programmes DSP, rapportées au nombre de données se valent. L'utilisation de ces processeurs est optimale pour les deux détecteurs. La rapidité se reporte en conséquence sur le nombre de processeurs DSP (H1 70 unités, Zeus 520).

Le coût élevé des pipelines de Zeus est le prix à payer pour un système à temps mort nul. Le paragraphe 2.4 montre que l'utilisation des pipelines est indépendante de la rapidité des signaux du détecteur. Leur rapport signal sur bruit est moindre que celui d'un système à plusieurs filtres, tels que celui du futur calorimètre arrière de H1 (SPACAL). Le traitement du signal digital de Zeus nécessite une puissance de calcul plus élevée que dans le cas du système analogique de H1.

Réduction du coût par un système de déclenchement de second niveau

L'emploi des pipelines n'est pas la seule solution pour réduire le temps mort du système d'acquisition. Une autre approche consiste à rejeter les événements pendant celui-ci. Cette option a été choisie par H1, qui a implémenté à l'heure actuelle deux niveaux de déclenchements intermédiaires. Ces systèmes permettront à H1 d'accepter des taux de déclenchement de l'ordre de 1000 Hz. Il faut remarquer que ces réjections interviennent durant le temps mort de premier ordre, et le réduisent *a fortiori*. Le système de déclenchement intermédiaire de Zeus prend sa décision après le temps mort. Au premier ordre, il ne participe pas à la réduction du temps mort.

Le paragraphe 5.2.2 décrit ces systèmes de déclenchement intermédiaires. A titre de comparaison avec les deux solutions précédentes (doublement de encodeurs ou des mémoires), les deux systèmes de déclenchement L2 et L3 coûtent respectivement 600 000 francs et 150 000 francs. Chaque système est prévu pour effectuer une réjection d'un facteur 10. Le taux de déclenchement de premier niveau pourra atteindre 1000 Hertz et le temps mort sera limité à 20 μs .

Comparaison des coûts de l'encodage par rapport aux coûts des détecteurs

Le choix de la durée du temps mort est une décision prise par les collaborations. L'étude des prix des détecteurs montre dans quelle logique elle s'inscrit.

En reprenant la comparaison avec un appareil photographique, le temps de pose n'a pas de rapport avec le temps d'avancée de la pellicule. Le mélange de ces deux notions diminue la qualité de la mesure et accroît le prix du système de détection.

La différence de prix entre les systèmes de H1 et de Zeus est de 15 millions de francs. Ceci pour 10% d'événements supplémentaires en début de chaîne d'acquisition de Zeus.

	H1	Zeus
Total détecteur	323	513
Total électronique	61	105
Total calorimètre	151 ^(a)	282
Electronique du calorimètre	31	68
Electronique d'encodage (calo)	3.2	19
Temps mort	1.2 <i>ms</i>	5 μ s
Nombre de canaux	65000	24000
Encodage et temps mort	50 <i>F</i>	780 <i>F</i>
Electronique/total	19%	20%
Electronique/total (calo)	20%	24%
Encodage/électronique	10%	28%
Encodage/total (calo)	2%	7%

Tableau 6.2: Coûts de l'électronique (en millions de francs) comparés au coût du détecteur. (a): incluant le prix de l'installation cryogénique soit 61 *MF*.

La collaboration H1 accepte 10% de perte et à considéré que ceci ne modifierai pas sensiblement la statistique nécessaire à la découverte de nouveaux phénomènes. Par ailleurs, H1 à choisi une option *bon marché* pour réduire le temps mort. Ses deux systèmes de déclenchement intermédiaires coutent de l'ordre du million de francs. Cette solution, plus avantageuse, permettra d'atteindre des performances similaires au système d'acquisition de Zeus.

La valeur du temps mort n'est pas le bon critère pour qualifier la performance des systèmes d'acquisition.

La perte globale d'événements des deux expériences de HERA est actuellement de 40 % (comparaison avec la luminosité de l'accélérateur). Ce temps mort global, est induit par les perturbations du fonctionnement des sous-détecteurs (procédures de mise en route, problèmes de haute tensions, etc...). La perte n'est pas justifiée par le temps mort des système d'acquisition, et réduit de fait l'intérêt d'un système d'acquisition à temps mort nul.

Conclusions

Pour résumer d'une phrase le résultat de notre travail au sein de l'expérience H1:

Nous avons sensiblement perfectionné les méthodes d'acquisition de données des grands détecteurs, tout en restant dans la ligne d'une architecture très classique en physique des hautes énergies.

Les perfectionnements proviennent essentiellement:

1. de l'emploi massif de processeurs DSP obéissant à ce que nous avons appelé le principe de subsidiarité.
2. de chemins de données relativement complexes, bien que réalisés avec le bus standard VME, la topologie et la synchronisation du transfert de l'information restant simples d'emploi grâce à un processeur RISC temps réel fonctionnant sous un système multitâches très performant.

Ce système d'acquisition fonctionne et n'a pas eu à subir de modifications pour s'adapter aux luminosités toujours croissantes du collisionneur HERA.

L'aspect classique de notre architecture est souligné par une comparaison avec d'autres expériences comme ZEUS ou D0 qui, pour des flots d'événements aussi élevés que les nôtres ont développé des matériels d'encodage et de transfert des données spéciaux. Nous avons évalué les surcoûts, en prix et en complexité, correspondant à ces options *futuristes*.

Nous avons essayé d'aller plus loin que ce constat, motivé par le fait que les deux collaborations LHC avaient également retenu ces techniques *futuristes*.

On pourrait être tenté de critiquer là le goût des physiciens des hautes énergies pour le développement de nouveaux bus d'instrumentation, ou de nouveaux composants de type industriels, mais plus fondamentalement il faut constater l'attrait très fort pour ce milieu d'une architecture d'acquisition *tout numérique*.

Nous avons développé des contre-arguments basés sur le constat que le cahier des charges des expériences peut s'exprimer en termes de traitement de signal temporel et spatial. De là découle une analyse des performances plus objective, en tout cas pour l'ingénieur. De ce point de vue, il nous a semblé que les meilleures performances temporelles, pour des expériences à hautes luminosités, s'atteignent par une architecture essentiellement analogique basée sur trois filtres agissant en parallèle. Un tel exemple est fourni par le nouveau calorimètre SPACAL-H1.

En conclusion, H1 témoigne dans sa génération de détecteurs de la bonne adaptation d'une architecture dite classique. Pour la génération LHC nous ne voyons pas de promoteur des mêmes idées. Nous espérons cependant contribuer au débat en essayant d'introduire des méthodes quantitatives pour évaluer les performances des détecteurs, de leur systèmes de traitement de signal et de leur acquisition de données.

Annexe A

Traitement du signal temporel

A.1 Recapitulatif

Les figures A.1 et A.2 récapitulent toutes les notions de traitement du signal temporel en un tableau:

- **(a)**: bruit blanc d'amplification en courant, convolué par une mise en forme quelconque: l'intensité du bruit dépend de la racine du temps d'intégration.
- **(b)**: bruit blanc de collision ou de faisceau, convolué par la réponse de la cellule, puis par une mise en forme quelconque: l'intensité du bruit dépend de la racine du temps d'intégration.
- **(c)**: bruit blanc d'amplification **en charges**, convolué par une mise en forme quelconque: l'intensité du bruit (en charges) dépend de la racine du temps d'intégration. Ceci est équivalent pour un signal en courant à un bruit blanc dérivé (courant) convolué par une mise en forme quelconque. Le bruit dépend de l'inverse de la racine du temps d'intégration.
- **(d)**: Le maximum du signal physique convolué par la mise en forme est l'intensité du signal. Si le temps d'intégration du filtre est inférieur au temps de mémoire du signal (temps de collection t_c), l'intensité du signal diminue. Le déficit balistique est proportionnel au temps d'intégration. Le rapport ENC combine l'intensité du signal et des perturbation: il présente un optimum, appelé coin de bruit.
- **(e)**: Dans le cas réel, Les bruits blancs de faisceau et de collision sont convolués par la réponse de la cellule. Celle-ci est perturbée par les deux composantes du bruit d'amplification (bruit blanc et bruit blanc dérivé). L'intensité des perturbations présente un optimum. L'évolution du rapport ENC est une combinaison de tous les facteurs précédents: Il présente toujours un optimum.

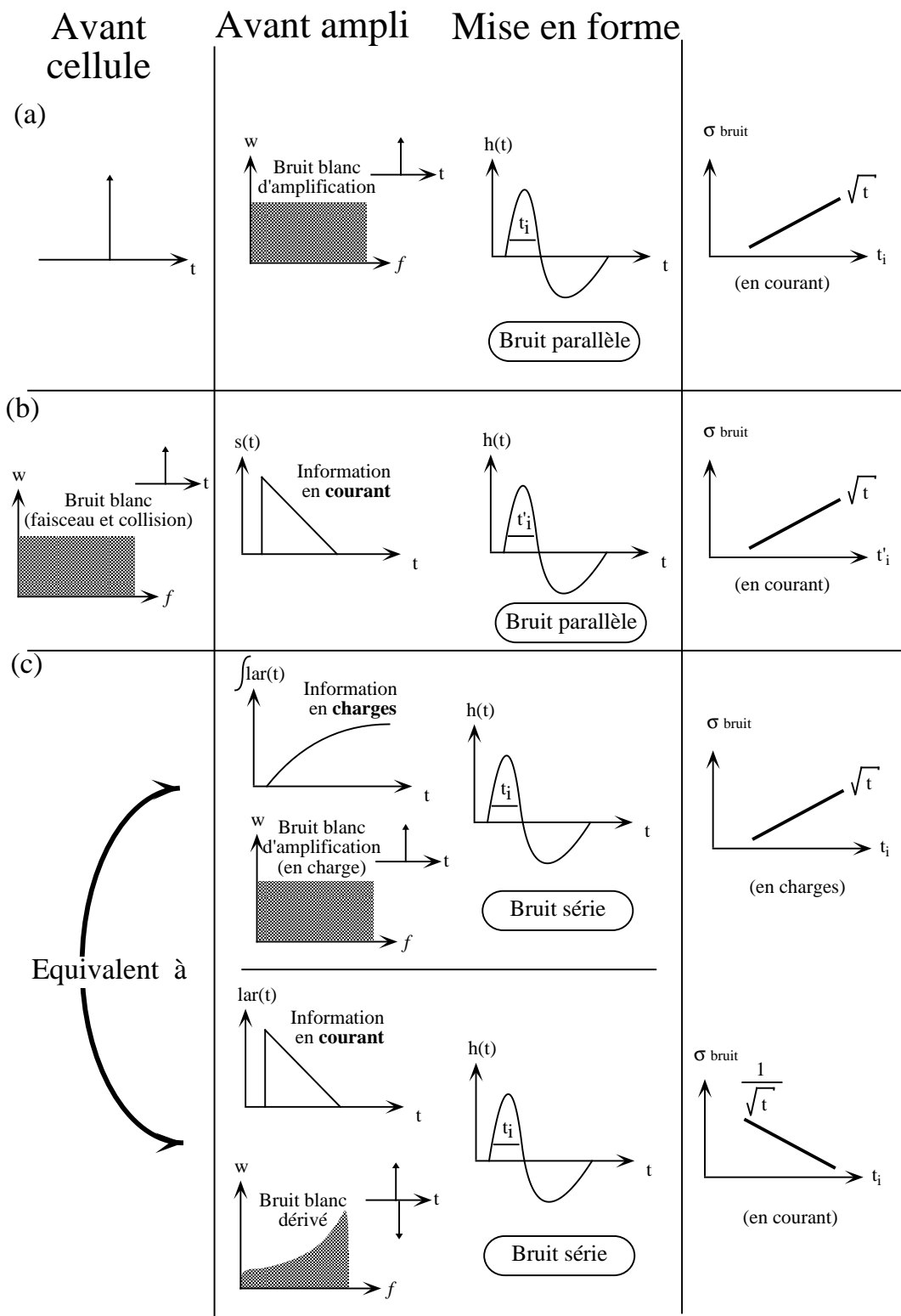


Figure A.1: Schéma récapitulatif sur le critère ENC.

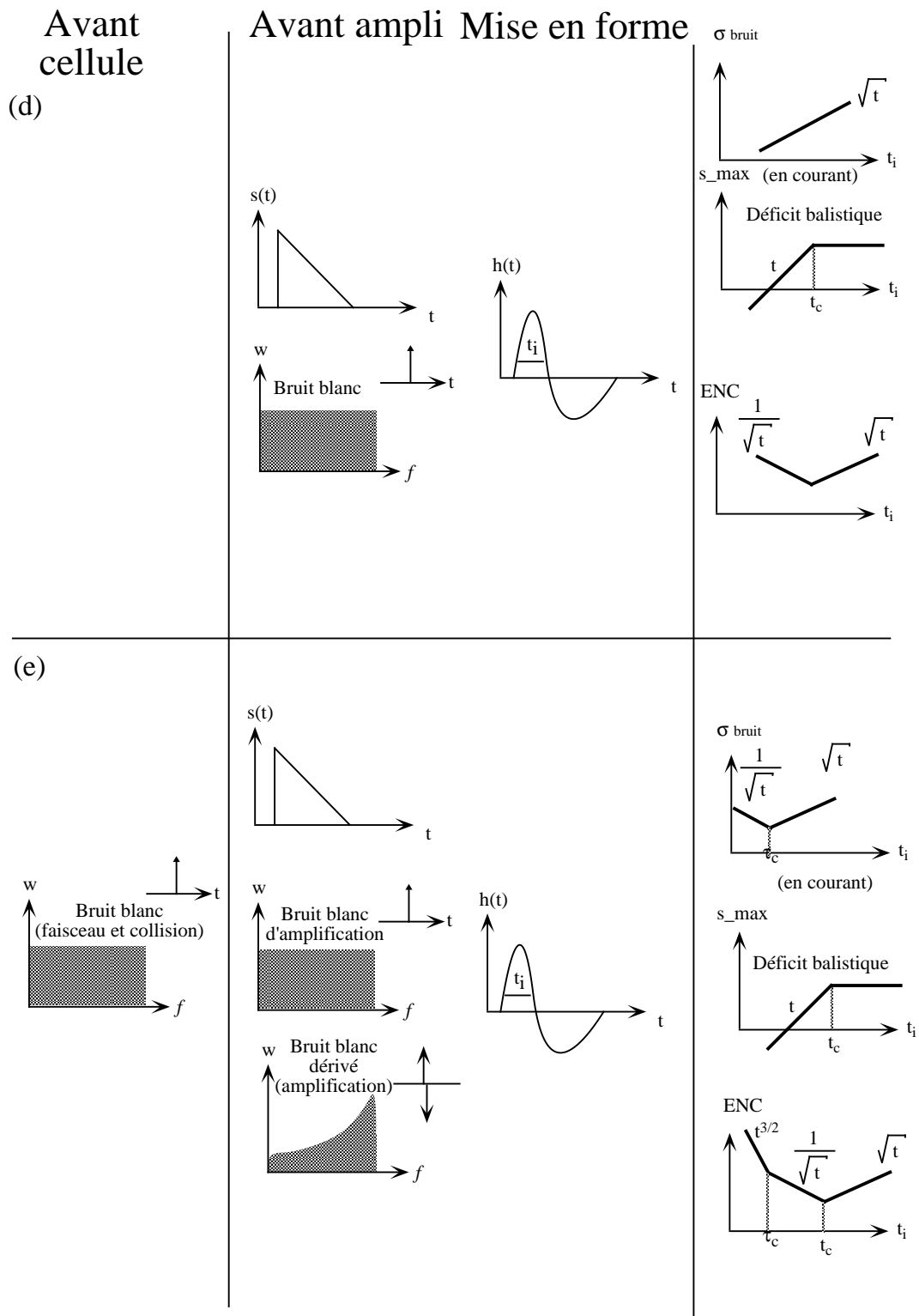


Figure A.2: Schéma récapitulatif sur le critère ENC (suite) .

Bibliographie

- [1] F. Descamps 1991, *Embedded DSP & RISC processors for H1 Calorimeter Acquisition*. First Annual Conference on Electronics for future Colliders, Chestnut Ridge, Newyork, Mai 22-23 1991.
- [2] Frédéric Descamps, Claude Vallée 1992, *The Data Acquisition of the H1 calorimeter*. Proceedings of the CHEP92, Annecy, France.
- [3] Frédéric Descamps, Claude Vallée 1992, *Data Acquisition for the H1 calorimeters*. Proceedings of the Third International Conference on Calorimetry in High Energy Physics, Corpus Christie, Texas.
- [4] *Avril 1990, Particule properties data booklet* Physics letters B239.
- [5] LHC News n°2, décembre 1991, p.8.
- [6] J.Séguinot et al. 1992, *Liquid xenon ionization ans scintillation*. Nucl. Inst. Meth. A323, p.594.
- [7] P. Rehak *Detection and Signal Processing in High-Energy Physics*
- [8] W.J. Willis et V. Radeka 1974, *Liquid-Argon Ionization Chambers as Total Absorption Detector* Nucl. Inst. Meth. 120, p.221-236.
- [9] The H1 collaboration 1993, *The H1 Detector at HERA* . A paraitre dans Nucl. Inst. Meth.
- [10] Thèse de Nicolas Huot 1992, *Estimation et réjection de l'empilement pour la mesure des fonctions de structure par les calorimètres de H1*. Université Paris 7.
- [11] N.R. Campbell 1909, *The study of discontinuous phenomena*, Proc. Cambridge Philos. Soc., 15, p.117.
- [12] Christophe de la taille 1992, *Automated System for Equivalent Noise Charge Measurements from 10 ns to 10 μs* , Proceedings of the 3rd International Conference on Advanced technology and Particles Physics, Como, Italy, 22-26 June 1992.

- [13] J Crittenden et al. 1992, *Test of the readout electronics for the ZEUS calorimeter.* ZEUS-note 92-032.
- [14] Jürgen Krüger 1992, *The Uranium Scintillator Calorimeter for the Zeus Detector at the Electron-Proton Collider HERA* , DESY F35-92-02.
- [15] H. Brettel et al. 1987, *The first Level Liquid Argon Calorimeter Trigger, Technical realisation.* H1-note H1-TR-301.
- [16] R&D Proposal 1990 *Liquid Argon calorimetry with LHC-performance specifications.* CERN/DRDC/90-31 DRDC/P5.
- [17] Tancredi Carli 1992, *Recherche d'électrons composites dans l'expérience H1 auprès du collisionneur e-p HERA.* Thèse de troisième cycle, Université-Paris VII.
- [18] *Thèse de P.Perrodo, présentée à l'Ecole Polytechnique en 1987*
- [19] OPAL Online group 1992, *The data acquisition system of the OPAL detector at LEP.* Preliminary.
- [20] Ph. Charpentier et al. 1991, *The DELPHI fastbus data acquisition system.* présenté à CHEP91, Tsukuba, Mars 1991.
- [21] D.R.Quarrie et al. 1989, *The CDF online system.* Computer Physics Communications 57 p.325-331.
- [22] Communication privée, J.C Vermeulen, 1993.
- [23] Communication privée d'Olivier Callot au CERN le 10/4/92.
- [24] G.Drake et al. 1987, *CDF front end electronics, the RABBIT system.* FERMILAB-Pub 87/189/E, soumis à Nucl. Inst. Meth.
- [25] J. Richstein et al. 1989, *The Fastbus Readout System for the Aleph Time Projection Chamber.* Real-Time 1989 Conference, Williamsburg, Virginia.
- [26] David Cutts et al. 1989, *A Microprocessor farm architecture for high speed data acquisition and analysis.* IEEE Trans. Nucl. Sc. Vol. 36 N°1, feb. 1989.
- [27] CMS Collaboration 1992, *Letter of intent, The compact muon solenoid.* CERN/LHCC 92-3, LHCC/I1.
- [28] L3p Collaboration 1992, *Letter of intent, Lepton and Photon Precision Physics.* CERN/LHCC 92-5, LHCC/I3.
- [29] SDC Collaboration 1990 *Letter of intent, Solenoidal detector collaboration.* 24 Mai 1990.

- [30] Wolfgang von Rüden *1989, The ALEPH data acquisition system.* Real-Time 1989 Conference, Williamsburg, Virginia.
- [31] David Cutts, Jan S. Hoftun *1989 Data acquisition at D0.* Computer Physics Communication 57 p.339-342.
- [32] ATLAS Collaboration *1992, Letter of intent.* CERN/LHCC/92-4,LHCC/I2.
- [33] L3 collaboration *1990, The construction of the L3 experiment.* Nucl. Inst. Meth. A289 p.35-102.
- [34] U. Kötz et al. *1992, Recent developments of the ZEUS pipeline.* Contribution to the 2nd Annual conference on electronics for future colliders, Chesnut Ridge, New-york. DESY-report 92-120.
- [35] DELPHI Collaboration *1991, The DELPHI detector at LEP.* Nucl. Inst Meth. A303 p.233-276.
- [36] L.W. Wiggers, J.C Vermeulen *1989, The use of transputers in the zeus online system.* Computer Physics Communications 57 p.316-320.
- [37] D. Cutts et al. *1987, The microvax-based data acquisition system for D0.* IEEE Trans. on Nucl. Sc. Vol. NS34 N°4.
- [38] IBM Corporation *1971, Analysis of some queuing models in real time systems.* IBM, Technical Publications Department.
- [39] W.H. Smith et al. *1989, ZEUS Calorimeter First Level Trigger,* 12 sept. 1989, Zeus note 89-85.
- [40] GEM Collaboration *1993, Technical design report* 30 Avril 1993, GEM-TN-93-262, SSCL-SR-1219.
- [41] Torsten Woeniger *1989, Concepts for a transputer based event builder.* ZEUS-note 89-112, DESY.
- [42] Hermen van der Lugt et al. *1990, Transputer network for calorimeter readout and calorimeter second level trigger.* ZEUS-note 90-14.
- [43] J.F. Renardy et al. *1989, Partition and Trigger Supervision in ALEPH.* Real-Time 1989 Conference, Williamsburg, Virginia.
- [44] Eckard Elsen *1991, The H1 trigger and data acquisition system.* Proceedings of the International Symposium on Electronic Instrumentation in Physics, Dubna.
- [45] *1986, DSP56000 Digital Signal Processor user's manual.* Motorola inc.

- [46] M. Cosnard, Jean-Paul Sansonnet, 1993, *Machines très parallèles*. Le courrier du CNRS, dossiers scientifiques, num 80, *La recherche en informatique*, p.9-11.
- [47] VMEbus International Trade Association. *VMEbus/Futurebus+ Etended Architecture*.
- [48] 1990, *Minutes of the executive comitee of the 29 june 1990 où le problème fût soulevé la première fois*.
- [49] VMEbus International Trade Association. 1987, *The VMEbus Specification*. ANSI/IEEE STD1014-1987.
- [50] K. Djidi 1990, *DSP Readout of ADC'S for the H1 Calorimeter*. Présenté à *Second International Conference on Advanced Technology and Particle Physics*, Como Juin 1990. Note H1-10/90-155.
- [51] A. Campbell et al. , *A RISC Multiprocessor event Trigger for the data acquisition of the H1 detector at HERA*. IEEE Trans. Nucl. Sc. Vol. 39 Issue 2 p.255-258.
- [52] J.T. Carrol et al. 1988, *Level 3 system at CDF*. Nucl. Inst. Meth. A263, p.199-205.
- [53] T. Shaw et al. 1991, *Performance and System Flexibility of the CDF Hardware Event Builder*. Fermilab-conf 91-314, soumis à IEEE.
- [54] W.J Haynes 1991, *VMETaxi system software package*. Note H1 91-184.

Liste des tableaux

1.1	Les caractéristiques des accélérateurs	9
1.2	Estimation de l'intensité des bruits de faisceau	12
3.1	Choix du type de filtrage.	87
4.1	Nombre de canaux par détecteurs	95
4.2	Nombre de canaux et quantité de données brutes	102
4.3	Quantité de données brutes et corrigées	105
5.1	Les temps morts de premier ordre des expériences actuelles	112
5.2	Temps de prise de décision des systèmes de déclenchement de premier niveau	125
6.1	Vitesses réelles des programmes DSP56001.	181
6.2	Coûts de l'électronique comparés au coût du détecteur	196

Liste des figures

1	Vue longitudinale du détecteur H1	2
2	Sous-détecteurs de H1 lus par notre système d'acquisition	5
1.1	Distribution d'énergie à l'avant du détecteur IF	12
1.2	Simulation d'un événement au LHC	13
1.3	Mesure de l'énergie par un calorimètre à xénon liquide	14
1.4	Le signal dans l'argon liquide	16
1.5	Un détecteur standard	20
2.1	Réponse d'une cellule du calorimètre scintillateur SPACAL	25
2.2	Distribution de l'énergie dans le détecteur H1	26
2.3	Schéma équivalent des sources de bruits série et parallèle	27
2.4	Etapes de la simulation des signaux	29
2.5	Transformées de Fourier des signaux	31
2.6	Origine des bruits blancs dans la chaîne de détection	32
2.7	Forme des signaux des filtres adaptés pour une cellule d'argon liquide	37
2.8	Signal quelconque intégré par un créneau	39
2.9	Intensité du bruit et temps d'intégration	42
2.10	Effet du déficit balistique sur la réponse de la mise en forme	43
2.11	Récapitulatif pour le critère ENC	45
2.12	Critère ENC et forme du filtre	46
2.13	Maximum du signal en fonction du nombre de pôles du filtre	47
2.14	Filtre adapté pour le bruit réel	48
2.15	Filtrage adapté pour bruit blanc et bruit blanc dérivé.	49
2.16	Bruit blanc et bruit blanc dérivé	50
2.17	Temps de montée et de mémoire des détecteurs	51
2.18	Mesure du bruit série et parallèle pour le calorimètre de H1	53
2.19	Intensité du bruit sur un signal utilisé pour le déclenchement	55
2.20	Probabilité et bruit d'empilement	56
2.21	Exemples d'empilements	58
2.22	Emplacement des mises en forme des calorimètres de H1 et de ZEUS.	60
2.23	Energie équivalente au bruit pour différents calorimètres.	61
3.1	Processus d'avalanche des gerbes hadroniques et électromagnétiques	66

3.2	Profil des gerbes électromagnétiques et hadroniques	67
3.3	Événement de H1	68
3.4	Gerbe hadronique selon le modèle Algorix	69
3.5	Un événement cosmique dans H1	70
3.6	Filtre adapté pour la gerbe électromagnétique	75
3.7	Domaines d'angle solide des estimateurs spatiaux dans le calo- rimètre de H1	77
3.8	Diagramme de bruit spatial	79
3.9	Fréquences spatiales de la gerbe électromagnétique	81
3.10	Effet de la suppression de zéros sur le bruit spatial	82
3.11	Regroupements topologique et projectif	83
3.12	Efficacité des regroupements topologique et projectif	84
3.13	Coefficients du filtre adapté dans l'espace	86
3.14	Deux architectures pour le traitement du signal	91
4.1	Nombre de canaux par sous-détecteurs	97
4.2	Nombre de données en fonction du nombre de canaux	101
4.3	Taux de déclenchement et de mise sur bande	107
4.4	Taux de déclenchement en fonction de la luminosité	109
5.1	Temps morts des sous-détecteurs de OPAL et de H1.	113
5.2	Temps morts des sous-détecteurs de OPAL et de H1 et quantités de données	114
5.3	Principe de la file d'attente pour le calcul du temps mort	115
5.4	Probabilité d'apparition des événements au cours du temps	116
5.5	Taux d'événements perdus en fonction de la profondeur de la mémoire tampon et par rapport au temps de traitement	118
5.6	Taux de saturation marginal de l'appareillage en fonction de la profondeur de la mémoire tampon et par rapport au temps de traitement	120
5.7	Simulation de la réponse de l'acquisition du calorimètre de H1	123
5.8	Temps mort de l'acquisition du calorimètre de H1	124
5.9	Décomposition en éléments simples pour la chaîne de détection au complet	125
5.10	Effet des réjections intermédiaires sur le temps mort	128
5.11	Taux de déclenchement au long des chaînes d'acquisition	132
5.12	Exemple de représentation en trois dimensions	138
5.13	Représentation classique de l'acquisition du calorimètre de H1.	141
5.14	Représentation en trois dimensions de l'acquisition du calorimètre de H1.	142
5.15	représentation en trois dimensions de l'acquisition de ALEPH	148
5.16	représentation en trois dimensions de l'acquisition de DELPHI	149
5.17	représentation en trois dimensions de l'acquisition de OPAL	150

5.18	représentation en trois dimensions de l'acquisition de CDF	151
5.19	représentation en trois dimensions de l'acquisition de D0	152
5.20	représentation en trois dimensions de l'acquisition de H1	153
5.21	représentation en trois dimensions de l'acquisition du calorimètre de ZEUS	154
6.1	Réseau de bus d'inter-connection du calorimètre de H1	157
6.2	Les trois signaux utiles	159
6.3	Les signaux de déclenchement de H1	160
6.4	Les sept couches de la norme OSI	162
6.5	Chemin du signal de fin de prise de données de H1.	163
6.6	Le principe du blocage entre bus	164
6.7	Blocage dans le cas de la communication os9 event builder	166
6.8	Evolution des architectures de processeurs	171
6.9	Récapitulatif des acceptances des composants des acquisitions de données	175
6.10	Système d'acquisition des chambres à dérive de H1	179
6.11	Structure de l'event builder	184
6.12	Tâches du système d'acquisition	186
6.13	Gestion des mémoires d'interfaces	188
A.1	Schéma récapitulatif sur le critère ENC	200
A.2	Schéma récapitulatif sur le critère ENC (suite)	201

Table des matières

0.1	Avant propos	1
I	Détecteurs et Traitement de Signal	6
1	Accélérateurs et détecteurs de particules de hautes énergies	7
1.1	Les grands anneaux de collision	7
1.1.1	Le halo de particules des accélérateurs	9
1.1.2	Le bruit de collision	11
1.2	Les principes de détection	13
1.2.1	Les milieux privilégiant la collection de charges	14
1.2.2	Les milieux privilégiant la collection de lumière	17
1.3	Les bruits inhérents au détecteur	18
1.3.1	Les bruits intrinsèques au milieu sensible	18
1.3.2	Les bruits d'amplification	18
1.4	Structure des détecteurs	19
1.4.1	Les tendances générales	22
2	Signal et temps	23
2.1	Génération du signal	24
2.1.1	Les signaux des cellules de détection	24
2.1.2	Les distributions d'énergie	25
2.1.3	Le bruit	27
2.2	Les estimateurs	33
2.2.1	Estimateurs de mesure: théorème du filtrage adapté	33
2.2.2	Estimateur de détection	38
2.2.3	Bruit et temps d'intégration	38
2.2.4	Bruit réel ou bruit mixte	47
2.2.5	Conclusion sur les estimateurs de traitement du signal	50
2.3	Empilement et perturbations non gaussiennes	52
2.4	Etude de cas	57
2.4.1	Les détecteurs rapides	57
2.4.2	Les détecteurs lents	62
2.5	Conclusion sur la résolution temporelle	63

3	Signal et espace	64
3.1	Les formes élémentaires de dépôts d'énergie	64
3.1.1	Gerbe électromagnétique	64
3.1.2	Gerbe hadronique	65
3.1.3	Les muons	69
3.1.4	La diaphonie	69
3.2	Perturbation des dépôts d'énergie	71
3.2.1	Bruit spatiaux	71
3.3	Les estimateurs	72
3.3.1	Méthode du χ^2 minimum	73
3.3.2	Estimateurs de quantités globales	76
3.3.3	Bruit et volume d'intégration	77
3.3.4	Effet de la suppression de zéros	80
3.3.5	Conclusion sur le traitement spatial du signal	87
II	Les systèmes d'acquisition	92
4	Paramètres principaux des acquisitions de données	93
4.1	Segmentation des détecteurs	93
4.1.1	Détecteurs, sous-détecteurs, secteurs et canaux	93
4.1.2	Nombre de segments	94
4.2	Coïncidence entre mécanique et électronique	96
4.2.1	Segmentation de l'électronique	96
4.2.2	Exemple: l'organisation de l'acquisition du calorimètre de H1	96
4.3	Traitement digital de l'information	99
4.3.1	Nombre de canaux et quantité de données	99
4.3.2	La séquence d'encodage et la suppression des zéros	102
4.3.3	Correction des données brutes	105
4.4	Les contraintes en temps	106
4.4.1	Taux de mise sur bande	106
4.4.2	Taux de déclenchement de la chaîne d'acquisition	108
4.5	Tendances observées sur les grandes acquisitions de données de physique des hautes énergies	108
5	Dynamique et Architecture	110
5.1	Le temps mort	110
5.1.1	Approche expérimentale	110
5.1.2	Approche par modélisation	112
5.1.3	Temps mort des détecteurs de HERA	122
5.2	Les taux de déclenchement intermédiaires	129
5.2.1	Les critères de réjection	129

5.2.2	Les options technologiques: systèmes câblés, processeurs et fermes.	131
5.3	Logique d'un système d'acquisition	134
5.3.1	Conservation du flux des données et réjection	135
5.3.2	Définition d'une architecture de construction d'événement	135
5.4	Essai de représentation du système	136
5.4.1	Documentation	136
5.4.2	Une approche en trois dimensions	136
5.4.3	Application aux acquisitions des calorimètres de HERA	137
5.5	Comparaison des systèmes existants	143
5.5.1	Les deux tendances: subsidiarité et centralisme	143
5.5.2	Correction des données	143
5.5.3	Arrangement des données	144
5.5.4	Réduction du flot de données	145
5.5.5	Régulation des paramètres de détection	145
5.6	Conclusions	146
6	Réalisations pratiques	155
6.1	Les réseaux: acquisition, contrôle et synchronisation	156
6.1.1	Réseau de synchronisation	156
6.1.2	Réseau d'acquisition	160
6.1.3	Réseau de contrôle	161
6.1.4	Réseau et protocoles	161
6.1.5	Blocage des réseaux	163
6.2	Acceptance du matériel	165
6.2.1	Les flots de données analogiques	167
6.2.2	Puissance des processeurs actuels	168
6.2.3	Caractéristiques des bus	172
6.2.4	Acceptance des bus d'acquisition des données de déclenchement	174
6.2.5	Calcul pratique à partir des acceptances	177
6.3	Difficulté de la mise en place de la subsidiarité	177
6.3.1	Choix de la place du contrôleur: exemple des chambres à fils de H1.	178
6.3.2	Difficultés de programmation	180
6.3.3	Validité des corrections	181
6.3.4	Activations des tâches	182
6.3.5	Souplesse des interfaces entre les tâches d'acquisition	185
6.4	Gestion des ressources et du développement	190
6.4.1	Les paramètres d'un système	190
6.4.2	Echange et archivage des paramètres	191
6.5	Conclusion	192
6.6	Comparaison H1/Zeus: coût et performances	194
6.6.1	Le temps mort optimal	194

A	Traitement du signal temporel	199
A.1	Recapitulatif	199

Je tiens à associer à mon travail les personnes dont les noms suivent. Leur soutien me fut précieux, à des niveaux différents, pour l'achèvement de ma thèse. Je tiens tout particulièrement à remercier les membres de mon jury qui m'ont fait l'honneur d'étudier mon travail.

Jean Auvray, Claude Alquié, Marcel Banner, Ursula Bassler, les bibliothécaires de DESY, René Bernard, Volker Blanke, Fiedhelm Brasse, Rémi Brendel, Violette Brisson, Joël Bovier, Tancredi Carli, Uwe Cornett, Georges Cozzika, Philippe Charpentier, Robert Chase, Marc David, Luigi Delbuono, Thérèse & Marcel Descamps, Olivier Durant, Franz Eisele, Joël Feltesse, Franck W. Friedrich, Karsten Gadow, Jörg Gayler, Ralph Gelbert, Marcel Goldberg, Hilde Haertel, Mansour Hajar, John Harvey, William. J. Haynes, Wolfgang Hildesheim, Josef Huber, Nicolat Huot, Zbigniew Jakubowski, Hella Kleinebenne, Ulrich Kötz, Witek Krazny, François Moreau, Pierre Pailler, Ingrid & Ian Rötger, Jérôme Roy, Jette & Per Scharff-Hansen, Herbet Steiner, Uli Straumann, les standardistes de DESY, Christophe de la Taille, Jean Uebersfeld, Claude Vallée, Cathie Van der Donk, Ioana Videau, Dirk Weskamp-Lorenz, et T. P. Yiou.

Le travail de thèse a été effectué sous la direction d'Etienne Barrelet. Je tiens à le remercier chaleureusement pour son aide constante, pour ses qualités de pédagogue, pour sa clarté, pour sa patience, pour son humour et pour le plaisir que j'ai eu à travailler avec lui. Merci Etienne.

Résumé

Ce travail présente le système d'acquisition et l'électronique du calorimètre à argon liquide de l'expérience HERA1. L'étude montre quelles solutions nouvelles ont été apportées au problème de la mesure dans les conditions particulièrement difficiles de l'accélérateur HERA: empilement d'événements physique sur le bruit de fond de l'accélérateur, fréquence de croisement élevée (96ns). Face à ces nouvelles contraintes, nous avons développé un système de mesure et d'acquisition de donnée basée sur la norme VME. Cet appareillage innove par l'emploi massif de processeurs de traitement de signal (DSP), et par la construction d'un contrôleur RISC-temps réel qui optimise le flot de données et réduit le temps mort du détecteur.

Ces performances ont nécessité une approche théorique de la mesure de l'énergie, du temps et des conditions de déclenchements, abordée sous l'aspect du traitement de l'information spatiale et temporelle. La théorie des systèmes d'acquisition qui la complète, s'appuie sur un travail de documentation portant sur sept grands détecteurs.

Enfin, ce travail analyse le problème de la mesure pour la prochaine génération de détecteurs, aux LHC (CERN). Les directions de recherche et développement y sont étudiées sous l'angle de l'expérience que nous avons acquise à HERA.

Abstract

This study presents the data acquisition system and the electronic for the liquid argon calorimeter of the experiment HERA1.

The presentation shows which new solutions have been found to the problem of measurement in the particularly hostile conditions of the HERA accelerator: pile-up of physics events on background interactions, high bunch crossing frequency (96 ns). Under these new constraints, we have developed a measurement and a data acquisition system embedded in the VME bus. This apparatus innovates with the heavy use of digital signal processors (DSP), and by the conception of a real-time RISC controller which optimises the data flow and reduces the dead time of the detector.

These performances needed a theoretical approach of the measurement of time, energy and trigger conditions, seen under the angle of time and space signal processing. The theory of data acquisition system which completes it, is based on the documentation work over seven large detectors.

Finally, this work analyses the measurement problem for the next generation of detectors for the LHC (CERN). The research and development options are studied under the light of the experience we gained at HERA1.