



UNION INTERNATIONALE DES TÉLÉCOMMUNICATIONS

UIT-T

SECTEUR DE LA NORMALISATION
DES TÉLÉCOMMUNICATIONS
DE L'UIT

Série G

Supplément 35
(11/1988)

SÉRIE G: RÉSEAUX NUMÉRIQUES, SECTIONS
NUMÉRIQUES ET SYSTÈMES DE LIGNE NUMÉRIQUE

Directives pour la mesure du dérapage

Recommandations UIT-T de la série G – Supplément 35

Publié à l'origine dans le Livre bleu (1988) - Fascicule III.5

NOTES

1 Le Supplément 35 aux Recommandations de la série G a été approuvé à Melbourne (1988) et publié dans le fascicule III.5 du *Livre bleu*. Ce fichier est un extrait du *Livre bleu*. La présentation peut en être légèrement différente, mais le contenu est identique à celui du *Livre bleu* et les conditions en matière de droits d'auteur restent inchangées (voir plus loin).

2 Dans le présent Supplément, le terme «Administration» désigne indifféremment une administration de télécommunication ou une exploitation reconnue.

© UIT 2004

Tous droits réservés. Aucune partie de cette publication ne peut être reproduite, par quelque procédé que ce soit, sans l'accord écrit préalable de l'UIT.

3.3 Conclusion

La température dans les coffrets enterrés dépend du climat du site, du type du sol, de la profondeur, de la saison et de la dissipation d'énergie des équipements.

Une analyse mathématique de la transmission de la chaleur permet d'évaluer la température maximale dans le coffret en tenant compte de l'effet des paramètres concernés.

On peut étudier l'utilisation d'un matériau de remblayage et évaluer l'effet qui en résulterait.

TYPE DE COFFRET: CAI/24

Température en régime permanent (°C)

Dimensions du coffret (m) Ø 0,85 h 0,9

Energie dissipée (watt)	100
Mois	8
Température moyenne du site (°C)	12,7
Amplitude des variations thermiques (°C)	11,7
Conductivité thermique du sol ($W m^{-1} K^{-1}$)	0,44
Densité du sol ($kg \cdot m^{-3}$)	1550
Chaleur spécifique du sol ($J kg^{-1} K^{-1}$)	1255
Conductivité thermique du matériau de remblayage ($W m^{-1} K^{-1}$)	0,8
Profondeur du matériau de remblayage (m)	0,4
Rayon extérieur du matériau de remblayage (m)	1,2

Référence

- [1] JEN-HU-CHANG: Ground Temperature, *Blue Hill Meteorological Observatory, Harward University*, Vol. I, II – Hilton 86, Massachusetts, 1958.

Bibliographie

KREITH (F.): Principles of heat transfer, *Int. Textbook Co.*, Scranton Pen.

CARLSLAW JAEGER: Conduction of heat in solids, *Oxford Press*.

Supplément n° 35

DIRECTIVES POUR LA MESURE DU DÉRAPAGE

(Contribution des Etats-Unis d'Amérique mentionnée dans les Recommandations G.812 et G.824)

Méthode de mesure du dérapage

Le présent supplément veut présenter une méthode appropriée pour la vérification de la précision de rythme des horloges. Les directives pour la mesure de la gigue font l'objet du Supplément n° 38 de la série O.

1 Mesure du dérapage à la sortie

1.1 Horloge asservie

La stratégie de mesure vise à permettre d'établir les valeurs des paramètres du modèle indiqués dans l'annexe à la Recommandation G.812 pour l'horloge asservie soumise aux essais.

Une fois obtenues ces valeurs de paramètre, il est possible de vérifier si elles sont conformes aux spécifications de la Recommandation G.812.

Pour caractériser de façon adéquate la performance d'une horloge asservie, il faut exécuter une série d'essais. De façon générale, ces essais correspondent à trois catégories de fonctionnement:

- 1) fonctionnement idéal;
- 2) fonctionnement en condition de stress;
- 3) fonctionnement avec maintien.

1.1.1 Configuration d'essai

La procédure d'essai doit permettre d'évaluer les paramètres du modèle d'horloge décrit ci-dessus pour une horloge donnée soumise aux essais. L'architecture applicable à un arrangement d'essai est représentée à la figure 1. Les éléments et leur interconnexion sont décrits ci-dessous.

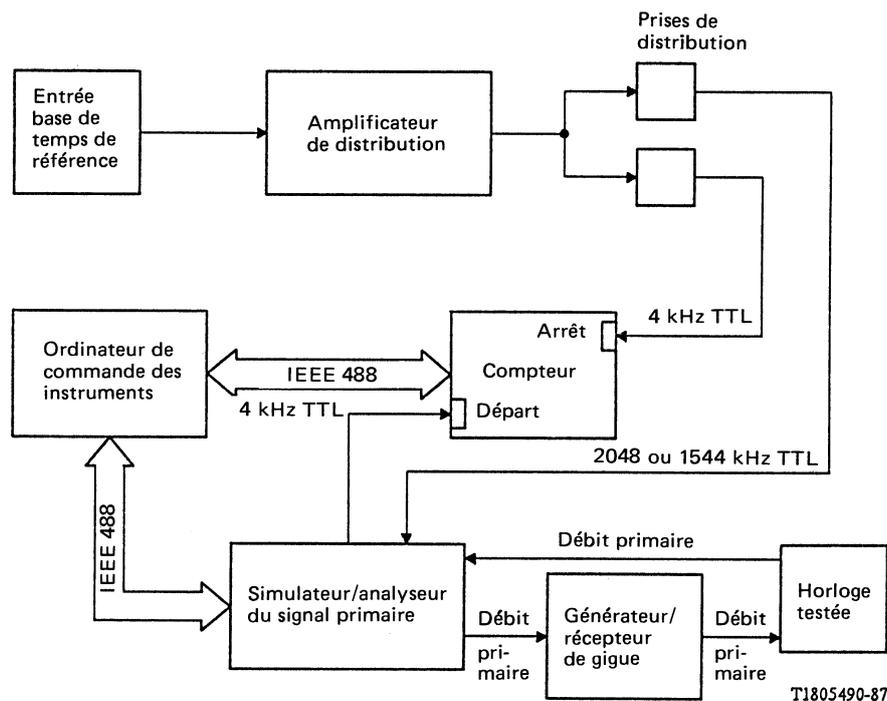


FIGURE 1
Configuration d'essai

1.1.1.1 Horloge de référence

La configuration d'essai est conçue en vue de fournir à l'horloge soumise aux essais une référence numérique au débit primaire en provenance d'un oscillateur de référence stable. Dans l'essai des horloges, l'élément délicat est la comparaison phase-temps relative par rapport au signal d'entrée de référence. De ce fait, la précision absolue du signal d'entrée de référence n'est pas essentielle¹⁾. Ce qui importe, c'est que l'instabilité à court terme de l'oscillateur de référence soit faible afin de garantir un faible niveau du bruit mesuré et de la détection des erreurs de fond dans la boucle de commande de l'horloge soumise aux essais.

¹⁾ Au cours des essais en condition de maintien, la stabilité et la dérive à long terme de l'oscillateur de référence sont importantes.

1.1.1.2 Simulation de référence numérique

L'arrangement d'essai est conçu de manière à fournir à l'horloge une référence numérique au débit primaire dégradée pour permettre l'essai de l'horloge en condition de stress. A cette fin, on utilise un simulateur/analyseur de signal numérique à débit primaire²⁾ pouvant être synchronisé de l'extérieur. Dans le cas du signal numérique au débit primaire de 1544 kHz, un signal de rythme de 1544 kHz est fourni au simulateur/analyseur pour commander la sortie des signaux de base de temps à l'émission. Le signal de 1544 kHz est produit via un amplificateur de distribution et une ligne de dérivation du synthétiseur. Cet arrangement de distribution permet d'établir des dérivations multiples pour les signaux de rythme synthétisés à partir de l'entrée à 10 MHz de l'oscillateur de référence. Chaque dérivation est un synthétiseur spécialisé qui produit le signal de rythme requis. La gigue produite par ces synthétiseurs devrait être inférieure à 1000 ps efficaces.

Le simulateur de dégradation à débit primaire est programmé via un bus de commande IEEE 488 en vue de produire les événements d'interruption voulus pour que l'horloge fonctionne en condition de stress. Le signal numérique à débit primaire est ensuite mis en dérivation sur un générateur de gigue et un récepteur. Ce générateur de gigue sert à insérer une gigue de fond dans le signal numérique. Il importe de simuler un niveau de gigue de fond réaliste pour plusieurs raisons. Premièrement, lorsque des interruptions se manifestent, la gigue de fond peut être une cause majeure d'erreurs de phase additives pendant que l'unité de synchronisation s'efforce d'éviter l'interruption. Deuxièmement, il est possible d'évaluer les caractéristiques de transfert de la gigue de l'horloge.

L'unité de génération de gigue est dotée d'une entrée de modulation de gigue externe. Le signal de gigue utilisé est un bruit blanc à largeur de bande limitée. Un signal provenant d'une source de bruit blanc est filtré à l'aide d'un filtre passe-bas unipolaire avec coupure à 150 Hz/3 dB. La raison principale de ce filtrage de la gigue est que l'on veut éviter les erreurs sur les bits que pourrait entraîner une gigue d'alignement haute fréquence. La puissance de la gigue devrait être réglée de manière à correspondre aux niveaux réalistes de gigue observés dans un réseau. Il importe d'éviter l'emploi d'une gigue sinusoïdale comme gigue d'essai, certaines techniques de détection de phase étant très sensibles à cette forme de gigue.

1.1.1.3 Reconstitution du signal de rythme à la sortie

Pour essayer une horloge, le signal de référence à l'entrée est fourni par la sortie du générateur de gigue. Pour reconstituer le signal de rythme à la sortie d'une horloge, on choisit un signal de sortie au débit primaire en provenance de l'unité commandée par l'horloge soumise aux essais. Ce signal numérique est connecté à la partie réception du simulateur/analyseur de signal à débit primaire. Dans cette unité, la fonction de rythme du récepteur est découplée du rythme à l'émission utilisé dans le générateur. Le récepteur extrait du signal d'entrée un signal de rythme de 4 kHz et fournit ce signal de rythme à une borne externe. Le signal de rythme de 4 kHz est cohérent en phase avec le rythme de départ de l'horloge soumise aux essais.

1.1.1.4 Rassemblement de données phase-temps

On utilise un compteur pour observer l'erreur relative phase-temps du signal de rythme de sortie de 4 kHz par rapport au signal de rythme de référence de 4 kHz. Ce dernier signal est obtenu à partir des unités de l'amplificateur de distribution et du synthétiseur. La gigue du synthétiseur lorsqu'il compose le signal de référence de 4 kHz est inférieure à 1000 ps. En exécutant une comparaison de phase à 4 kHz, la plage d'observation des variations de phase est de 250 μ s. Si l'on veille à faire débiter l'essai au voisinage du centre de cette plage, le glissement de cycle ne devrait occasionner aucun problème pour tous les essais – sauf l'essai avec maintien. Mais, même cette plage peut être élargie par résolution des glissements de cycle dans le logiciel de rassemblement des données.

En fait, la résolution de mesure est limitée par la gigue intrinsèque dans le compteur ainsi que par les erreurs de déclenchement. L'expérience montre que la précision des mesures de gigue peut être maintenue au-dessous de 100 ps efficaces si l'on veille normalement au câblage et au déclenchement. Plus important, il est possible de contrôler le niveau du bruit global de gigue de fond avant les essais afin de garantir une performance appropriée. En ce qui concerne les composants utilisés dans le système particulier décrit, on peut normalement atteindre des niveaux globaux de gigue de 1000 ps efficaces. Cela est plus que suffisant pour mesurer les niveaux de stabilité de phase que l'on attend des horloges.

²⁾ La discussion qui suit s'applique, par analogie, au signal au débit primaire de 2048 kHz.

1.1.1.5 *Rassemblement des données*

Il convient d'utiliser un ordinateur de commande pour automatiser les essais et pouvoir recueillir et analyser les données phase-temps. Cet ordinateur de commande a un bus d'interface IEEE 488 ouvrant sur le compteur et sur le simulateur/analyseur de signal numérique à débit primaire.

Cet ordinateur de commande a pour fonction essentielle de recueillir les données phase-temps fournies par le compteur qui lui fournit un échantillon toutes les 10 secondes. Le compteur est programmé pour faire la moyenne de 4000 échantillons sur une fenêtre d'observation de 3 secondes; il communique la moyenne établie à l'ordinateur de commande. Il s'ensuit que la largeur de bande de mesure est de 0,33 Hz. Ces données phase-temps sont traitées en temps réel afin d'obtenir des évaluations glissantes de la variance d'Allan pour des intervalles d'observation de 10, 100, 1000 et 10 000 secondes. Le programme calcule également une estimation glissante de l'écart et de la dérive de fréquence.

1.1.1.6 *Analyse des données*

L'analyse des données a pour but d'évaluer les paramètres associés au modèle d'horloge à partir des données recueillies. A partir des données relatives à la variance d'Allan, il est possible d'établir la présence de composantes de bruit blanc MP ou MF auxquels on s'attend dans le modèle. L'écart de fréquence est le terme y_{bias} du modèle et l'estimateur de dérive D est la composante dérivée du modèle.

1.1.2 *Technique et procédure de base*

Ce paragraphe décrit les techniques et procédures de base à appliquer pour l'essai des trois catégories de fonctionnement d'une horloge asservie. On trouvera dans l'appendice I des exemples d'application de ces essais fondés sur des données de mesure réelles.

1.1.2.1 *Fonctionnement idéal*

Cet essai a pour but d'établir la performance de base d'une horloge. Le modèle prévoit que, dans des conditions idéales, les horloges devraient produire une instabilité de phase de bruit blanc MP. Ce bruit blanc MP devrait être faible car il représente la performance de l'horloge dans le cas le plus favorable [nettement moins que 1 μs si l'on se fonde sur les conditions réelles de l'erreur relative maximale sur la durée (ERMSD) à la sortie]. Il conviendrait de le mesurer en présence de niveaux de gigue réalistes pour assurer un transfert de gigue acceptable.

Dans la procédure d'essai type décrite, la largeur de bande de mesure est de 0,33 Hz. Dans certains types d'horloge, il existe un bruit sensible entre la coupure de 0,33 Hz et celle de 10 Hz associées à la gigue. Il importe d'évaluer la gigue dans cette bande, ce qui pourrait se faire en établissant un autre programme de mesure pour recueillir ces données de dérapage rapides.

1.1.2.2 *Fonctionnement en condition de stress*

Ce type d'essai est très important si l'on veut évaluer correctement les horloges. Dans ces essais, la difficulté réside dans le choix d'événements d'interruption appropriés. Dans certaines horloges, tout événement qui apparaît sous forme d'une seconde sévèrement erronée se traduit sur la phase. Dans certaines horloges, toute interruption ou crête de bruit erratique entraîne une perturbation du compteur de détection de phase donnant lieu à des sauts de phase erratiques qui, selon leur gravité, peuvent ou non se répercuter sur la phase. Par contre, les horloges peuvent être conçues en vue d'observer la position de l'impulsion de verrouillage de trame afin d'extraire la phase. Dans ce cas, une interruption ne se traduit pas nécessairement sur la phase à moins qu'il n'y ait un réel décalage de la position de l'impulsion de verrouillage de trame (par exemple, un événement de commutation de protection).

Il est proposé d'exécuter un essai en condition de stress pour simuler un événement seconde sévèrement erronée (SES) avec une brève interruption (100 ms) au rythme de 10 SES/jour en présence d'une gigue d'entrée de fond. Normalement, une interruption de cette ampleur doit obliger l'horloge à rechercher à rétablir la phase sans références de commutation. Un exemple de cet essai en condition de stress est donné dans la section suivante et il devrait servir à préciser les notions et l'importance des résultats.

D'autres données de stress devraient également être prises en considération lors de l'évaluation des horloges.

- *Paquets d'erreurs* – Il est possible de simuler un paquet d'erreurs dans lequel la forme d'onde de rythme sous-jacente ne soit pas perturbée. Dans ces conditions, il y aurait intérêt à ce qu'une horloge ne reconstitue pas la phase. L'importance d'un tel essai augmenterait si l'on établissait que la majorité des événements ne provoquant aucune perturbation du rythme.

- *Sauts de phase* – Ces phénomènes résultent de l'activité de protection ou peuvent être provoqués par d'autres horloges. Il s'agit d'événements d'interruption qui devraient soit imposer une reconstitution de phase soit être suivis par inadvertance par l'horloge. Dans les deux cas, ils entraînent une dégradation de la performance des horloges. L'étude de ce point devrait être poursuivie.
- *Événements de redémarrage* – Il s'agit de phénomènes liés à certaines horloges. Ils sont associés au fait qu'une horloge oublie son état présent pour revenir à ses conditions initiales, ce qui entraîne des transitoires pouvant avoir une certaine importance. Un événement de redémarrage ne devrait pas se produire en fonctionnement normal et ne devrait donc pas figurer dans le programme d'essai général des horloges. Pourtant, il importe de mieux comprendre et contrôler ce phénomène.
- *Saut de fréquence* – Il importe que les horloges ne suivent pas de référence présentant d'importants sauts de fréquence. Mais, l'aptitude à les détecter est étroitement liée à la sélection de la largeur de bande de poursuite de la boucle d'asservissement de phase d'une horloge donnée. La solution de ce problème dépendra du degré auquel il est possible de normaliser la largeur de bande des diverses horloges d'un réseau.

1.1.2.3 Fonctionnement avec maintien

Dans l'essai de ce mode de fonctionnement, on cherche à évaluer le décalage de fréquence initial (y_{bias}) et la dérive (D) du modèle d'horloge. Le décalage de fréquence initial dépend de la précision de l'évaluation de la fréquence obtenue dans la boucle de commande et de la possibilité de réglage de la fréquence dans l'oscillateur local. Il importe d'évaluer ce maintien dans des conditions de stress raisonnables avant une décision de maintien afin de connaître les possibilités qu'ont les boucles de commande d'obtenir une évaluation précise de la fréquence.

Lors de l'évaluation de la dérive, un facteur déterminant en ce qui concerne les oscillateurs à quartz est qu'on utilise normalement des intervalles d'observation de plusieurs jours pour obtenir des estimations de dérive statistiquement significatives. Il est impossible de l'éviter. De plus, il faut également veiller aux conditions de température au cours de l'essai. Ce point doit faire l'objet d'études ultérieures.

1.2 Horloge de référence primaire

Cette section doit faire l'objet d'études ultérieures.

APPENDICE I

(au Supplément n° 35)

Exemple d'applications

On trouvera ici les résultats de l'application de certaines des procédures d'essai pour deux horloges. Il importe de souligner que les deux horloges testées ont des architectures internes différentes. Le résultat essentiel de ces essais est que le modèle de performance d'horloge a été confirmé. Ce modèle peut être résumé comme suit:

- 1) pour de brefs intervalles d'observation en dehors de la largeur de bande de poursuite de la boucle d'asservissement de phase, la stabilité du signal de rythme de sortie est déterminée par la stabilité à court terme de la base de temps du synchroniseur local;
- 2) en l'absence d'interruptions de référence, la stabilité du signal de rythme de sortie se comporte comme un processus de bruit blanc MP à mesure que la durée d'observation augmente pour se situer dans la bande de poursuite de la boucle d'asservissement de phase;
- 3) en présence d'interruptions, la stabilité du signal de rythme de sortie se comporte comme un processus de bruit blanc MF à mesure que la durée d'observation augmente pour se situer dans la bande de poursuite de la boucle d'asservissement de phase;
- 4) en présence d'interruptions, le signal de rythme de sortie peut subir un décalage de fréquence systématique par rapport au signal de référence en raison d'une distorsion biaisée dans le rétablissement de la phase lorsque la référence est reconstituée.

On trouvera ci-dessous la description d'essais particuliers.

I.1 *Evaluation d'une horloge locale*

Les résultats décrits ci-dessous concernent des données de performance réelles.

I.1.1 *Essai avec signal d'entrée à débit primaire en mode non stressé*

Le premier essai a été fait pour évaluer le signal de rythme de sortie dans des conditions d'entrée de référence idéales. Le signal d'entrée de référence à débit primaire est produit par le générateur rythmé par l'horloge de référence à jet de césium. La gigue en dehors de la largeur de bande de poursuite de la couche 3 de la boucle d'asservissement de phase est très inférieure à 1 ns. Sa valeur typique, mesurée par le compteur est de 300 ps.

Pour cet essai, l'appareil de mesure de la gigue est mis en dérivation et le signal à débit primaire provenant du simulateur-analyseur à débit primaire est introduit directement dans le synchroniseur. Cet essai s'est poursuivi pendant 67 heures. Les résultats sont présentés à la figure I-1. La racine carrée de la variance d'Allan est indiquée en fonction du temps d'observation. Les points de données signalés par un triangle correspondent à cet essai.

Les résultats de l'essai concordent avec ceux du modèle. Pour des données d'observation en dehors de la largeur de bande de poursuite de cette boucle d'asservissement de phase (moins de 60 secondes), la variance d'Allan indique un bruit blanc MF résultant de l'oscillateur à quartz local. A mesure que la durée d'observation augmente, la boucle d'asservissement de phase poursuit la référence et le processus de bruit converge sur un bruit blanc MP.

La valeur efficace du bruit blanc MP est de 85 ns. Une composante de ce bruit est l'erreur temporelle efficace de l'oscillateur en 60 secondes (la largeur de bande de cette boucle d'asservissement de phase est 1/60 sec.). De plus, une des deux composantes résulte de la résolution du détecteur de phase. Un phénomène qui se produit dans les boucles numériques est que l'erreur de phase peut produire des excursions d'au moins un bit dans toutes les directions à partir du point de réglage nominal. Cet effet est limité lorsque la gigue à l'entrée est de l'ordre d'un bit du détecteur de phase.

I.1.2 *Essai avec signal d'entrée à débit primaire en condition de stress*

Cet essai vise à émuler le comportement du synchroniseur dans les conditions de stress de réseaux réels. Pour cet essai, un bref événement de panne a été provoqué toutes les 15 minutes sous la commande d'un programme du simulateur-analyseur à débit primaire. La durée de ces événements était aléatoire avec une distribution uniforme entre 10 et 100 ms.

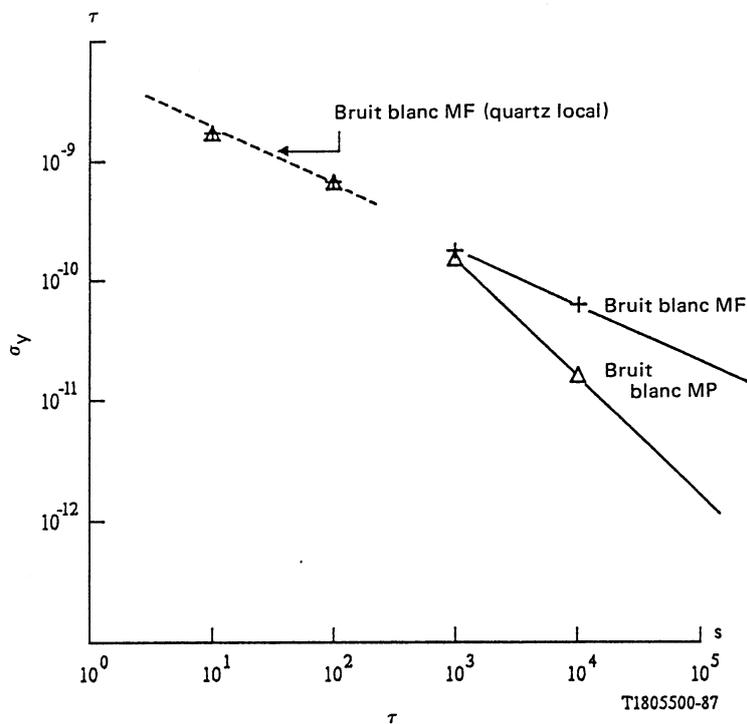
Pour cet essai, l'appareil de mesure de la gigue est mis en dérivation et le signal à débit primaire fourni par le simulateur/analyseur à débit primaire est introduit directement dans le synchroniseur. Cet essai s'est poursuivi pendant 50 heures. Les résultats sont présentés à la figure I-1. La racine carrée de la variance d'Allan est indiquée en fonction de la durée d'observation. Les points de données correspondant aux signes plus se rapportent à cet essai.

I.1.2.1 *Résultats de la variance d'Allan*

Les résultats des essais concordent avec le modèle. Pour des durées d'observation en dehors de la largeur de bande de poursuite de cette boucle d'asservissement de phase (moins de 60 s), la variance d'Allan indique un bruit blanc MF dû à l'oscillateur à quartz local. A mesure que la durée d'observation augmente, la boucle d'asservissement de phase subit une interruption toutes les 900 secondes. L'erreur de phase résiduelle s'accumule et produit une dérive de phase aléatoire (bruit blanc MF). La valeur de l'erreur par interruption est calculée comme s'élevant à 180 ns efficaces.

I.1.2.2 *Décalage systématique de fréquence*

Les données fournies par ces essais en condition de stress montrent un décalage de fréquence statistiquement significatif. Pendant les 50 heures de l'essai, ce décalage de fréquence a atteint 3×10^{-11} . Compte tenu du bruit blanc MF, l'erreur efficace atteint $1,5 \times 10^{-11}$. Ces valeurs correspondent à une erreur biaisée comprise entre 15 à 45 ns sur la phase. Dans les horloges, de telles erreurs entraînent des décalages de fréquence. Il s'ensuit que, dans une certaine mesure, toutes les horloges d'un réseau fonctionnent en mode plésiochrone. Sur la base du cas le plus défavorable de dix interruptions par jour, le décalage de fréquence est de l'ordre de plusieurs parties sur 10^{12} .



- Δ Durée d'observation de SN1 propre non perturbée 240,100 s
 $\bar{Y} = 7E-13$ bruit blanc MP 48 ns/ τ , $\tau > 10^3$ 85 ns valeur efficace journalière. Erreur de prévision
- $+$ Signal propre de 1544 kbit/s. 1 panne/15 minutes, durée d'observation 180,000 s
 $\bar{Y} = 3E-11$ ($1\sigma = 1,5 E-11$) bruit blanc MF $6E-9/\sqrt{\tau}$, $\tau > 10^3$
 1,76 μ s valeur efficace journalière
 (valeur efficace des interruptions: 180 ns) erreur de prévision
 f_3 dB = 1/60 s
 Intervalle de mesure $\tau_0 = 10$ s. Largeur de bande de mesure: 0,33 Hz.

FIGURE I-1

Exemple d'horloge de nœud local

I.1.2.3 *Signification des résultats des essais en condition de stress*

Pour obtenir une interprétation sensée de ces résultats d'essais en condition de stress, il faut tenir compte du niveau d'interruption. Dans cet essai, ce niveau était de 100 interruptions par jour, ce qui est dix fois supérieur à ce que l'on peut prévoir sur une liaison à débit primaire réelle. Dans le cas de cette boucle d'asservissement de phase, le processus d'addition des erreurs est indépendant d'un événement à l'autre. Cette indépendance peut être prouvée par l'essai de plusieurs niveaux d'interruption. Les résultats indiquent une erreur efficace de 180 ns par interruption. Sur la base de 10 interruptions par jour, l'erreur efficace journalière est de 570 ns.

I.2 *Evaluation des horloges de transit*

Les résultats décrits dans cette section concernent des données de performance réelles.

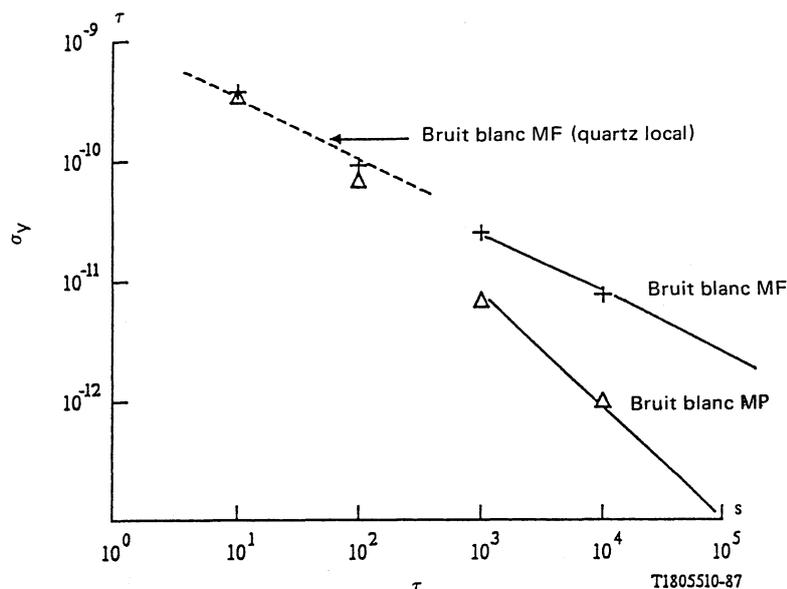
I.2.1 *Essais avec signal d'entrée à débit binaire non stressé*

Le premier essai a été fait pour évaluer le signal de rythme de sortie dans des conditions d'entrée de référence idéales. Le signal d'entrée de référence à débit binaire est produit par le simulateur/analyseur de débit binaire rythmé par une horloge de référence à jet de césium. La gigue en dehors de la largeur de bande de poursuite de la couche 3 de la boucle d'asservissement de phase est très inférieure à 1 ns. Sa valeur typique mesurée par le compteur est de 300 ps.

Pour cet essai l'appareil de mesure de la gigue est mis en dérivation. On introduit dans l'appareil de mesure de la gigue un signal externe modulé par la gigue. Le signal de gigue a une largeur de bande limitée par du bruit blanc. Un filtre unipolaire à coupure de 150 Hz/3 dB est utilisé. La gigue traverse un filtre passe-bas afin d'éviter la formation d'erreurs de verrouillage de trame dues à une gigue d'alignement haute fréquence. Le signal extérieur est réglé de manière à avoir un niveau de gigue crête à crête de 1,5 μ s. Cet essai s'est poursuivi pendant 23 heures. Les résultats sont présentés sur la figure I-2. La racine carrée de la variance d'Allan σ_y est indiquée en fonction de la durée d'observation. Les points de données correspondant à des triangles concernent cet essai.

Les résultats de l'essai concordent avec le modèle. Pour des durées d'observation en dehors de la largeur de bande de poursuite de cette boucle d'asservissement de phase (moins de 450 s), la variance d'Allan indique un bruit blanc MF résultant de l'oscillateur à quartz local. A mesure que le temps d'observation augmente, la boucle d'asservissement de phase poursuit la référence et le processus de bruit converge sur un bruit blanc MF.

La valeur efficace du bruit blanc MF est de 6 ns. C'est là une valeur exceptionnellement bonne qui résulte de la rigidité de la constante de temps de la boucle (450 s). Dans ce cas, la gigue d'entrée empêche les effets de saut en limite.



Δ Signal SN1 non perturbé^{a)}. Temps d'observation à l'entrée 83,000 s
 $\bar{Y} = +6E-13$ Bruit blanc MP $1E-8/\tau$, $\tau > 10^3$ valeur efficace journalière: 6 ns. Erreur de prévision

$+$ 1544 kbit/s^{a)}. 1 panne/30 minutes. Temps d'observation 253,800 s
 $\hat{Y} = +6E-13$ Bruit blanc MF $8E-10/\sqrt{\tau}$ $\tau > 10^3$ valeur efficace journalière: 235 ns. Erreur de prévision
 f_3 dB = 1/450 s

^{a)} 1,5 μ s crête à crête. Largeur de bande de la gigue = 150 Hz.
 Intervalle de mesure $\tau_0 = 10$ s. Largeur de bande de mesure = 0,33 Hz.

FIGURE I-2

Exemple d'horloge de nœud de transit

I.2.2 Essai avec signal d'entrée à débit primaire en condition de stress

Cet essai vise à émuler le comportement du synchroniseur dans les conditions de stress qui sont celles de réseaux réels. Pour cet essai, un bref événement de panne est produit toutes les 30 minutes sous la commande d'un programme par le simulateur/analyseur de niveau primaire. La durée de ces événements de panne est aléatoire avec une distribution uniforme comprise entre 10 et 100 ms.

Pour cet essai, l'appareil de mesure de la gigue est en circuit, on y introduit un signal externe modulé par la gigue. Le signal de gigue a une largeur de bande limitée par un bruit blanc. Un filtre unipolaire à coupure de 150 Hz/3 dB est utilisé. La gigue traverse un filtre passe-bas pour éviter la formation d'erreurs de verrouillage de trame dues à la gigue d'alignement haute fréquence. Le signal externe est ajusté de manière à avoir un niveau de gigue crête à crête de 1,5 μ s. L'essai a duré 70 heures. Les résultats en sont présentés à la figure I-2. La racine carrée de la variance d'Allan est indiquée en fonction de la durée d'observation. Les points de données correspondant à des signes plus s'appliquent à cet essai.

I.2.2.1 Résultats de la variance d'Allan

Les résultats de l'essai concordent avec ceux du modèle. Pour des durées d'observation en dehors de la largeur de bande de poursuite de cette boucle d'asservissement de phase (moins de 450 s), la variance d'Allan indique un bruit blanc MF dû à l'oscillateur à quartz local. A mesure que la durée d'observation augmente, la boucle d'asservissement de phase subit une interruption toutes les 1800 secondes. L'erreur résiduelle sur la phase s'accumule et produit une dérive de phase aléatoire (bruit blanc MF). La valeur efficace de l'erreur accumulée par interruption a été calculée et établie à 34 ns. La gigue sur le signal à débit binaire d'entrée contribue à cette erreur. L'algorithme établit la moyenne pour le signal d'entrée et améliore l'évaluation de l'effet de l'erreur de phase sur l'accumulation.

I.2.2.2 Décalage de fréquence systématique

Les données des essais en condition de stress montrent que le décalage de fréquence est statistiquement sans signification. Le décalage de fréquence atteint 6×10^{-13} sur un essai de 70 heures. Compte tenu du bruit blanc MF, la valeur de l'erreur efficace est de $1,5 \times 10^{-12}$. Compte tenu de cette incertitude, il n'y a aucune indication de biais dans les données. Dans le cas le plus défavorable, ce biais ne devrait pas dépasser le niveau d'incertitude de $1,5 \times 10^{-12}$.

I.2.2.3 Signification des résultats des essais en condition de stress

Pour parvenir à une interprétation sensée des résultats d'essais en condition de stress, il faut tenir compte du niveau des interruptions. Dans cet essai, ce niveau était de 48 interruptions par jour. Cette valeur est cinq fois supérieure à ce que l'on peut attendre sur des liaisons à débit primaire réelles. Dans la boucle d'asservissement de phase utilisée, le processus d'accumulation d'erreur devrait être indépendant d'un événement à l'autre si l'on tient compte de la conception de la boucle. On peut le prouver par l'essai de plusieurs niveaux d'interruptions. Les résultats obtenus montrent une erreur efficace de 34 ns par interruption. Si l'on compte 10 interruptions par jour, l'erreur efficace journalière est de 100 ns.

I.3 Limites de confiance de la variance d'Allan

La distribution des variances par échantillon (comme les variances d'Allan par échantillon) est une distribution en chi carré. En se fondant sur les travaux de J. Barnes décrits dans [1], l'intervalle de confiance pour la variance d'Allan peut être calculé dans l'hypothèse d'un processus de bruit déterminé. En calculant les variances d'Allan par échantillon, on a utilisé un chevauchement complet des intervalles de retard. C'est là l'utilisation la plus efficace des données. Il serait cependant incorrect d'admettre une indépendance dans les échantillons en chevauchement lors du calcul des intervalles de confiance. Ce problème est décrit en détail dans [1]. En bref, nous avons utilisé les méthodes de calcul de l'intervalle de confiance décrites dans la référence [1].

Les facteurs de confiance de 90% pour le bruit blanc MP sont limités entre 0,9 et 1,1 pour tous les temps de retard jusqu'à 10 000 s dans l'hypothèse d'une durée d'observation d'un jour. Dans le cas du bruit blanc MF sur une durée d'observation d'un jour, les facteurs de confiance avaient les valeurs suivantes: pour un intervalle de retard de 1000 s, la limite inférieure était 0,9 et la limite supérieure 1,2. Dans le cas d'intervalles de retard de 10 000 s, les limites des facteurs de confiance étaient respectivement 0,75 et 1,5.

A titre d'exemple de la signification de ces facteurs, prenons la composante de bruit blanc MF de la figure I-2 (données affectées du signe plus). Pour le second retard de 10 000 s, la racine carrée de la variance par échantillon est 8×10^{-12} . L'intervalle de confiance de 90% pour la variance vraie est limité par les facteurs de confiance multipliés par la variance par échantillon. La racine carrée de la variance d'Allan est ainsi comprise entre $6,9 \times 10^{-12}$ et $9,8 \times 10^{-12}$ avec un niveau de confiance de 90%.

Référence

- [1] BARNES (J. A.): Data analysis and confidence intervals, *NBS Time and Frequency Seminar Notes*, Chapitre 6, août 1986.

Supplément n° 36

ACCUMULATION DE LA GIGUE ET DU DÉRAPAGE DANS LES RÉSEAUX NUMÉRIQUES

(mentionné dans la Recommandation G.824)

Le présent supplément décrit un modèle qui a été utilisé pour calculer l'accumulation de la gigue et du dérapage dans des réseaux numériques réalisés à partir de régénérateurs numériques et d'équipements multiplex numériques asynchrones montés en cascade. Ce modèle ne comprend pas d'autres sources de production de dérapage: par exemple, environnement, interruptions dans la distribution de la référence de synchronisation, etc.

1 Accumulation de la gigue et du dérapage – Régénérateur numérique

Le modèle le plus largement utilisé d'accumulation gigue/dérapage due à un régénérateur, modèle attribué à Chapman [1], traite le régénérateur comme un système linéaire invariant en dérive. Pour calculer la gigue/dérapage accumulée après N régénérateurs en cascade, on divise la gigue/dérapage intrinsèque d'un régénérateur en ses composantes aléatoires et systématiques. Le modèle de Chamzas [2] indique comment les variations stochastiques des circuits de reprise de rythme des régénérateurs influent sur l'accumulation gigue/dérapage. Les résultats de cette étude montrent que l'utilisation de la caractéristique de transfert gigue/dérapage *moyenne* appropriée, dans le modèle d'accumulation résumé ci-dessus pour des régénérateurs identiques, fournit une très bonne estimation de l'accumulation calculée dans l'hypothèse d'une variation stochastique des circuits de reprise de rythme.

Considérons le modèle de Chapman pour une chaîne de N régénérateurs *identiques*. Désignons par $H_1(j\omega)$ la caractéristique de transfert de gigue/dérapage pour un seul régénérateur et redéfinissons les composantes aléatoires et systématiques comme des composantes respectivement à corrélation nulle et à corrélation totale:

- la densité spectrale de puissance de la composante aléatoire de gigue/dérapage est:

$$\Phi_N^R(\omega) = \Phi_{i1}^R |H_1(j\omega)|^2 \frac{1 - |H_1(j\omega)|^{2N}}{1 - |H_1(j\omega)|^2} \quad (1)$$

où Φ_{i1}^R est la densité spectrale de puissance constante de gigue/dérapage aléatoire (indépendante de la séquence, plus une composante non corrélée dépendant de la séquence) produite intérieurement, pour un régénérateur unique;

- la densité spectrale de puissance de la composante systématique de gigue/dérapage est:

$$\Phi_N^S(\omega) = \Phi_{i1}^S |H_1(j\omega)|^2 \frac{|1 - H_1(j\omega)^N|^2}{|1 - H_1(j\omega)|^2} \quad (2)$$

où Φ_{i1}^S est la densité spectrale de puissance constante de la gigue/dérapage systématique (corrélée et dépendant de la séquence) produite intérieurement, pour un régénérateur unique. Φ_{i1}^R et Φ_{i1}^S peuvent être estimés à partir de mesures pratiques fondées sur la réponse (en gigue/dérapage) du régénérateur à des mots courts et à des mots longs provenant d'un générateur de séquences, et à partir d'études de corrélation.

S'il n'y a pas de pointes dans la caractéristique de transfert de gigue/dérapage du régénérateur, la gigue/dérapage systématique s'accumule beaucoup plus rapidement que la composante aléatoire [1], [4], [5]; c'est la raison pour laquelle on néglige souvent l'accumulation de gigue/dérapage aléatoire. Néanmoins, pour un grand nombre de régénérateurs ayant une caractéristique de transfert de gigue/dérapage comprenant des pointes, l'accumulation totale peut être dominée par la composante aléatoire.

